

Міністерство освіти і науки України  
Київський національний університет будівництва і архітектури

В.С.Шикалов

## Технологічні вимірювання

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

Всі цитати, цифровий  
та фактичний матеріал,  
бібліографічні відомості  
перевірені. Написання  
одиниць вимірювання  
відповідає стандартам

Підпис автора \_\_\_\_\_  
“ ” \_\_\_\_\_ 200\_\_ р.  
Підпис голови методичної комісії спеціальності

\_\_\_\_\_

“ ” \_\_\_\_\_ 200\_\_ р.

Київ 2005

УДК 681.5.08  
ББК 30.10  
Ш-57

Рецензенти: В.І. Сенько, доктор технічних наук, професор  
М.В. Мислович, доктор технічних наук

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів (лист Міністерства освіти і науки України № 14/182-84 від 18.01.05)*

**Шикалов В.С.**

Ш-57 Технологічні вимірювання: Навчальний посібник. – К.: КНУБА, 2005.– 198 с.

ISBN 966-627

У посібнику викладені основні поняття про первинні перетворювачі неелектричних величин та аналогово-цифрові вимірювальні перетворювачі.

Розглянуті методи і схеми вимірювання технологічних параметрів, проведено аналіз похибок і наведені методи їх зменшення.

Призначений для студентів спеціальності 7.092501 «Автоматизоване управління технологічними процесами і виробництвами». Може бути корисним для інженерно-технічних працівників у галузі вимірювальної техніки.

ISBN 966-627

УДК 681.5.08  
ББК 30.10

© В.С. Шикалов, 2005  
© КНУБА, 2005

# Зміст

## Передмова

Розділ 1. Загальні відомості про вимірювання неелектричних величин.

- 1.1. Основні поняття та призначення вимірювальних перетворювачів
- 1.2. Класифікація вимірювальних перетворювачів
- 1.3. Похибки вимірювань
- 1.4. Одиниці фізичних величин
- 1.5. Контрольні запитання

Розділ 2. Первинні перетворювачі неелектричних величин

- 2.1. Параметричні перетворювачі
  - 2.1.1. Резистивні перетворювачі
    - 2.1.1.1. Реостатні перетворювачі
    - 2.1.1.2. Тензорезистивні перетворювачі
    - 2.1.1.3. Терморезистивні перетворювачі
    - 2.1.1.4. Фотоелектричні перетворювачі
  - 2.1.2. Електромагнітні перетворювачі
    - 2.1.2.1. Індуктивні перетворювачі
    - 2.1.2.2. Трансформаторні перетворювачі
  - 2.1.3. Ємнісні перетворювачі
- 2.2. Генераторні перетворювачі
  - 2.2.1. Термоелектричні перетворювачі температури
  - 2.2.2. Індукційні перетворювачі
  - 2.2.3. Пієзоелектричні перетворювачі
- 2.3. Контрольні запитання

Розділ 3. Аналого-цифрові вимірювальні перетворювачі

- 3.1. Загальні поняття
- 3.2. Похибки при аналого-цифровому перетворенні
- 3.3. Перетворювачі інтервалу часу в цифровий код
- 3.4. Перетворення фази в код

- 3.5. Перетворення частоти в код
- 3.6. Перетворювачі напруг в цифровий код
  - 3.6.1. ПНК послідовного рахунку
  - 3.6.2. Паралельні АЦП
- 3.7. Контрольні запитання

#### Розділ 4. Вимірювання параметрів технологічних процесів

- 4.1. Загальні відомості
- 4.2. Вимірювання параметрів руху твердих тіл
  - 4.2.1. Загальні поняття
  - 4.2.2. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням реостатних перетворювачів
  - 4.2.3. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням індуктивних перетворювачів.
  - 4.2.4. Вимірювання переміщень з використанням трансформаторних перетворювачів
  - 4.2.5. Вимірювання переміщень з використанням ємнісних перетворювачів
  - 4.2.6. Магнітострикційні перетворювачі переміщень
    - 4.2.6.1. Загальні поняття магнітострикції
    - 4.2.6.2. Магнітострикційні перетворювачі переміщень в часовий інтервал
    - 4.2.6.3. Магнітострикційні перетворювачі переміщень в частоту імпульсів
    - 4.2.6.4. Магнітострикційні перетворювачі переміщень у цифровий код
    - 4.2.6.5. Магнітострикційний перетворювач переміщення і швидкості переміщення в цифровий код
  - 4.2.7. Вимірювання параметрів обертового руху
- 4.3. Вимірювання деформації поверхні досліджуваного об'єкта
- 4.4. Вимірювання механічних сил
- 4.5. Вимірювання тиску

#### 4.6. Вимірювання рівнів рідин

##### 4.6.1. Поплавкові рівнеміри

##### 4.6.2. Буйкові рівнеміри

##### 4.6.3. Ємнісні рівнеміри

#### 4.7. Вимірювання температури

##### 4.7.1. Електричні термометри опору

##### 4.7.2. Термоелектричні термометри

##### 4.7.3. Ультразвукові термометри

#### 4.8. Вимірювання витрат рідких та газоподібних речовин

##### 4.8.1. Загальні відомості

##### 4.8.2. Вимірювання витрат за перепадом тиску

##### 4.8.3. Турбінні витратоміри

#### 4.9. Контрольні запитання

#### Список літератури

## Передмова

Розробка та впровадження автоматизованого управління технологічними процесами і виробництвами пов'язане з необхідністю вимірювання різних технологічних параметрів, які описують стан технологічного процесу.

Технологічні параметри можуть бути електричними і неелектричними величинами. Розв'язання цієї задачі вимагає прискорення темпів розвитку вимірювальної техніки. Виникла необхідність удосконалення існуючих засобів вимірювання, а також у розробці нових.

Найбільше застосування набули вимірювання неелектричних величин електричними методами, оскільки технологічні параметри найчастіше бувають неелектричними величинами. Тому фахівцям у галузі автоматизованого управління технологічними процесами і виробництвами необхідно знати методи і прилади для вимірювання технологічних параметрів.

У навчальному посібнику викладено основні відомості про первинні перетворювачі неелектричних величин, аналого-цифрові вимірювальні перетворювачі, розглянуті методи вимірювання технологічних параметрів, наведені такі принципово нові типи перетворювачів, як магнітострикційні перетворювачі лінійних кутових переміщень, швидкості, температури, які мають значну перспективу у їх використанні. Проведено аналіз похибок перетворювачів і розглянуті методи їх зменшення.

Навчальний посібник складений з урахуванням вивчення попередніх дисциплін – “Метрологія і основи вимірювань”, “Електричні вимірювання”, – необхідних для спеціальності 7.092501.

При написанні навчального посібника використаний досвід викладання лекцій у Київському національному університеті будівництва і архітектури з урахуванням найновіших досягнень в галузі вимірювальної техніки, а також використані винаходи, патенти і наукові статті автора.

# **Розділ 1. Загальні відомості про вимірювання неелектричних величин.**

## **1.1. Основні поняття та призначення вимірювальних перетворювачів**

Для безперервного контролю за протіканням технологічних процесів, режимом роботи різних машин і пристроїв, використовують вимірювальні перетворювачі-датчики.

Вимірювальний перетворювач ВП (або перетворювач) – засіб вимірювань, призначений для виробітку сигналу вимірювальної інформації у формі, зручній для передачі, подальшого перетворення і обробки. Стандартом передбачені ще два терміни: первинний вимірювальний перетворювач (або первинний перетворювач) і передавальний вимірювальний перетворювач (передавальний перетворювач). Первинним вимірювальним перетворювачем називається перетворювач, до якого підведена вимірювана величина (зокрема технологічний параметр). Крім терміна „первинний вимірювальний перетворювач”, використовується термін „датчик”. Передавальний вимірювальний перетворювач призначений для дистанційної передачі сигналу вимірювальної інформації. Надалі ми розглядатимемо тільки первинні перетворювачі. Первинні перетворювачі перебувають в особливо складних умовах експлуатації. Вони розміщуються на об'єкті контролю, часто піддаються дії великих перепадів температури, тисків, агресивним діям контрольованих середовищ. Вимірювальний первинний перетворювач сприймає поточне значення контрольованого технічного параметра і перетворює його в електричний сигнал, зручний для введення в систему

автоматичного регулювання. Контрольована величина (технологічний параметр), що ним сприймається, є вхідною величиною. До них належать, наприклад, температура, тиск, кут повороту вала, швидкість переміщення об'єкта, сила та ін. Сигнал вимірювальної інформації є його вихідною величиною.

За структурою вимірювальний перетворювач (датчик) складається з чутливого елемента й одного або декількох послідовно з'єднаних елементарних перетворювачів. Дуже часто чутливий елемент перетворює технологічний параметр в аналоговий електричний сигнал, а наступний перетворювач перетворює цей аналоговий сигнал у цифровий код. У деяких випадках у датчиках використовуються більш складні перетворення. Наприклад, чутливий елемент перетворить контрольовану величину в механічне переміщення, що у наступних перетворювачах перетвориться в електричний сигнал.

При автоматизації технологічних процесів датчики відіграють велику роль, тому що вони представляють інформацію про протікання технологічного процесу.

## **1.2. Класифікація вимірювальних перетворювачів**

Дотепер науково обґрунтованої класифікації ВП ще не встановлено. Тому кожен автор пропонує свою класифікацію за ознаками, що відбивають ті або інші характеристики ВП. Залежно від принципу дії, датчики можна розділити на дві групи – параметричні й генераторні.



Датчики параметричної групи характеризуються тим, що контрольована величина перетворюється ними в параметр електричного ланцюга: опір, індуктивність, ємність та ін.

Генераторні датчики характеризуються тим, що в них здійснюється безпосереднє перетворення різних видів енергії, що характеризують контрольований параметр, в електричну.

До числа параметричних датчиків зазвичай відносять:

1. Контактні датчики, що замикають або розмикають електричний ланцюг під впливом контрольованої величини.

2. Реостатні датчики, що використовують залежність опору реостата від положення його движка, яке може змінюватися під дією контрольованого параметра.

3. Тензометричні датчики, що використовують явище зміни опору провідника при його розтяганні або стиску (тобто при деформаціях чутливого елемента датчика).

4. Датчики контактної опору, у яких використовується залежність контактної опору між поверхнями двох твердих тіл від тиску одного тіла на інше.

5. Датчик термоопору, в основі дії якого лежить властивість провідника змінювати свій опір залежно від температури.

6. Електролітичні датчики опору, що використовують залежність опору розчину електроліту від концентрації.

7. Датчики фотоопору, що використовують явище зміни опору напівпровідника залежно від освітлення.

8. Ємнісні датчики, дію яких засновано на залежності електричної ємності конденсатора від впливу технологічного параметра.

9. Індуктивні датчики, що використовують залежність між індуктивністю котушки, довжиною і площею перетину її осердя, довжиною немагнітних зазорів і взаємним розташуванням частин магнітопроводу і обмоток котушки.

10. Магнітопружні датчики, що використовують залежність індуктивності котушки від механічної напруги феромагнітного осердя котушки.

До числа генераторних датчиків відносять:

1. Індукційні датчики, у яких використовується явище електромагнітної індукції.

2. Термоелектричні датчики, що використовують термоелектричний ефект, який проявляється у виникненні термо-ЕРС у ланцюзі, що складається із двох різнорідних провідників.

3. Фотоелектричні датчики, засновані на залежності фото-ЕРС від освітленості.

4. П'єзоелектричні датчики, що використовують п'єзоелектричний ефект, який проявляється у виникненні ЕРС у деяких кристалічних речовинах (п'єзоелектриках) під дією прикладених до кристалів пружно деформуючих сил.

5. Датчики Холла, що використовують ефект виникнення ЕРС у напівпровіднику, через який іде струм, при впливі магнітного поля.

При створенні датчиків використовуються найрізноманітніші фізичні явища. Цим пояснюється велика кількість типів датчиків.

Датчики можна класифікувати по виду їхніх вхідних величин. Наприклад, датчики лінійних і кутових переміщень, датчики температури, датчики тиску, датчики сили, датчики швидкості переміщення, датчики рівня, датчики витрат та ін.

Вихідним параметром датчиків, що перетворюють контрольовані технологічні параметри (неелектричні величини) в електричні, може бути: омичний опір, індуктивність, ємність, величина постійної напруги або струму, амплітуда, частота, фаза змінної напруги, інтервал часу і тощо.

### 1.3. Похибки вимірювань

Похибка вимірювання – це відхилення результату вимірювання  $x$  від істинного (справжнього) значення  $X$  вимірюваної величини.

Абсолютна похибка вимірювання  $\Delta$  дорівнює

$$\Delta = x - X$$

і одиницею абсолютної похибки є одиниця вимірюваної величини.

Відносна похибка вимірювання  $\delta$  дорівнює відношенню абсолютної похибки до істинного значення вимірюваної величини

$$\delta = \frac{\Delta}{X}$$

або

$$\delta \approx \frac{\Delta}{x}$$

оскільки істинне значення  $X$  залишається невідомим.

Відносну похибку виражають у відсотках

$$\delta\% = \delta \cdot 100,$$

або залишають у відносних одиницях.

Абсолютна похибка є не зручною для порівняння якості вимірювання різних значень однієї величини або різних вимірюваних величин.

В залежності від місця виникнення похибки вимірювання можуть бути: методичні, інструментальні, особисті та похибки від впливу завад на вимірювальне коло.

Методична похибка – це похибка вимірювання яка пов’язана з невідповідними моделями вимірюваних об’єктів та методу вимірювання, від впливу вимірювальної апаратури на результати вимірювання та від спрощення деяких розрахункових формул.

Інструментальна похибка обумовлена конструктивними або технологічними недоробками вимірювальної апаратури.

Особиста похибка виникає при вимірюванні аналоговим приладом, коли різні за кваліфікацією виконавці вимірювань по різному заокруглюють покази вимірювань.

Похибки від впливу завад на вимірювальне коло виникають від паразитних зв’язків між колами та електричними об’єктами, а також від електромагнітних наведень.

Залежно від закономірності прояву похибки можуть мати дві складові: систематичну та випадкову похибки.

Систематичною називаються така складова похибки вимірювання яка зостається сталою або закономірно змінюється при повторних вимірюваннях однієї і тієї ж величини.

Випадкова похибка – це складова похибки вимірювання, яка змінюється випадково при повторних вимірюваннях однієї і тієї ж фізичної величини. Таким чином, випадкові похибки змінюються в часі нерегулярно, непередбачувано, а їх майбутні значення можна прогнозувати лише з певною часткою ймовірності.

Адитивна похибка – це складова частина абсолютної похибки, що не залежить від значення вимірюваної величини і вона додається до вимірюваної величини.

Таким чином результат вимірювання з урахуванням адитивної похибки  $\Delta_a$  буде

$$x = X + \Delta_a$$

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

Мультиплікативна похибка – це складова частина похибки, що прямо пропорційно залежить від значення вимірюваної величини. При нульовому значенні вимірюваної величини мультиплікативна похибка також має нульове значення.

Причинами появи мультиплікативної похибки може бути похибки еталонних величин, похибки коефіцієнтів перетворення вимірювальних перетворювачів, зокрема, подільників напруги, трансформаторів.

Результат вимірювання, що спотворений такою похибкою буде

$$x = X + \delta_s X$$

де  $\delta_s$  – відносна мультиплікативна похибка

В деяких випадках всі перелічені складові похибок можуть одночасно спотворювати результат вимірювання, тобто

$$x = X + \delta_s X + \Delta_a$$

## 1.4. Одиниці фізичних величин в SI

Величина	Одиниця			Вираз через основні та додаткові одиниці
	Назва	Позначення		
		Міжнародне	Українське	
1	2	3	4	5
<b>Основні одиниці</b>				
Довжина	Метр	m	м	
Маса	Кілограм	kg	Кг	
Час	Секунда	s	С	
Сила електричного струму	Ампер	A	А	
Сила світла	Кандела	cd	кд	
Термодинамічна температура	Кельвін	K	К	
Кількість речовини	Моль	mol	моль	
<b>Додаткові одиниці</b>				
Плоский кут	Радіан	rad	рад	
Телесний кут	стерадіан	sr	Ср	

<b>Похідні одиниці простору та часу</b>				
Швидкість	Метр за секунду	m/s	м/с	$m \cdot s^{-1}$
Прискорення	Метр за секунду в квадраті	$m/s^2$	$м/с^2$	$m \cdot s^{-2}$
Кутова швидкість	Радіан за секунду	rad/s	рад/с	$s^{-1}$
Кутове прискорення	Радіан за секунду в квадраті	$rad/s^2$	$рад/с^2$	$s^{-2}$
<b>Похідні одиниці теплових величин</b>				
Температура Цельсія	градус Цельсія	$^{\circ}C$	$^{\circ}C$	$t^{\circ}C = K - 273.15$
Теплопровідність	ват на метр-кельвін	$W/(m \cdot k)$	$Вт/(м \cdot К)$	$m \cdot kg \cdot s^{-3} \cdot K^{-1}$
Теплоємність Ентропія	джоуль на кельвін	$J/K$	$Дж/к$	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2} \cdot K^{-1}$
Кількість теплоти	Джоуль	$J$	$Дж$	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-2}$
Тепловий потік	Ват	$W$	$Вт$	$m^2 \cdot kg \cdot s^{-3}$
<b>Похідні одиниці періодичних явищ</b>				
Період	Секунда	s	с	с
Частота періодичного процесу	Герц	Hz	Гц	$s^{-1}$

Частота обертання	секунда в мінус першому степені	$s^{-1}$	$c^{-1}$	$c^{-1}$
<b>Похідні одиниці механічних величин</b>				
Густина	кілограм на кубічний метр	$kg/m^3$	$кг/м^3$	$м^{-3} \cdot кг$
Сила Сила тяжіння	Ньютон	$N$	$Н$	$м \cdot кг \cdot c^{-2}$
Момент інерції	кілограм- метр в квадраті	$kg \cdot m^2$	$кг \cdot м^2$	$м^2 \cdot кг$
Момент сили	ньютон- метр	$N \cdot m$	$Н \cdot м$	$м^2 \cdot кг \cdot c^{-2}$
Імпульс сили	ньютон- секунда	$N \cdot c$	$Н \cdot c$	$м \cdot кг \cdot c^{-1}$
Тиск Напруження	Паскаль	$Pa$	$Па$	$м^{-1} \cdot кг \cdot c^{-2}$
Робота Енергія	Джоуль	$J$	$Дж$	$м^2 \cdot кг \cdot c^{-2}$
Потужність	Ват	$W$	$Вт$	$м^2 \cdot кг \cdot c^{-3}$



Похідні одиниці електричних та магнітних величин				
Кількість електрики Електричний заряд	Кулон	C	Кл	A·c
електрична напруга, ЕРС	Вольт	V	В	$m^2 \cdot kg \cdot c^{-3} \cdot A^{-1}$
Електрична ємність	Фарад	F	Ф	$m^2 \cdot kg^{-1} \cdot c^4 \cdot A^2$
Електричний опір	Ом	$\Omega$	Ом	$m^2 \cdot kg \cdot c^{-3} \cdot A^{-2}$
Напруженість магнітного поля	ампер на метр	A/m	A/м	$A \cdot m^{-1}$
Магніторушійна сила	Ампер	A	A	A
Магнітна індукція	Тесла	T	Тл	$kg \cdot c^{-2} \cdot A^{-1}$
Магнітний потік	Вебер	Wb	Вб	$m^2 \cdot kg \cdot c^{-2} \cdot A^{-1}$
Індуктивність Взаємна індуктивність	Генрі	H	Гн	$m^2 \cdot kg \cdot c^{-2} \cdot A^{-2}$
Магнітний опір	генрі в мінус першому степені	$H^{-1}$	$Гн^{-1}$	$m^{-2} \cdot kg^{-1} \cdot c^2 \cdot A^2$
Магнітний опір	Сіменс	S	См	$m^{-2} \cdot kg^{-1} \cdot c^3 \cdot A^2$

Електрична провідність	Сіменс	S	См	$\text{м}^{-2} \cdot \text{кг}^{-1} \cdot \text{с}^3 \cdot \text{А}^2$
<b>Похідні одиниці світових величин</b>				
Енергія випромінювання	Джоуль	J	Дж	$\text{м}^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-2}$
Потужність (потік) випромінювання	Ват	W	Вт	$\text{м}^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3}$
Енергетична сила світла	ват на стерадіан	W/sr	Вт/ср	$\text{м}^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3}$
Енергетична яскравість	ват на стерадіан-квадратний метр	$\text{W}/(\text{sr} \cdot \text{м}^2)$	$\text{Вт}/(\text{ср} \cdot \text{м}^2)$	$\text{кг} \cdot \text{с}^{-3}$
Сітловий потік	люмен	lm	лм	кд·ср

<b>Співвідношення деяких позасистемних одиниць з одиницями SI</b>		
Назва величини	Позасистемні одиниці	Співвідношення з одиницею SI
Довжина	Морська миля міжнародна	1852м
	Миля	1609,344м
	Дюйм	0,0254м
	Дюйм трубний	0,0338м
	Ярд=3фута=36 дюймам	0,9144м
	Фут= 12 дюймам	0,30480м

Об'єм	Літр (дм <sup>3</sup> )	$1 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$
місткість	Барель нафтовий (США)	159,0 л
	Галон рідинний (США)=4квартам=8пінтам	3,785 л
	Кварта рідинна(США)	0,946 л
	Барель сухий, для сипучих(США)	115,6 л
	Галон сухий(США)	4,4 л
	Галон(Англій)=4квартам=8пінтам	4,546 л
	Маса	Карат
Унція		28,35 г
Фунт торговий (Англія)		453,59 г
Трійська унція=аптекарьській унції		31,1035 г
Центнер		100 кг
Швидкість	Морська миля за годину (вузол)	1,852 км/год
	Миля за годину	1,6093 км/год

### 1.5. Контрольні запитання

1. Які основні призначення первинних вимірювальних перетворювачів?
2. Які похибки мають місце при вимірюваннях?
3. Чим відрізняються адитивна та мультиплікативна похибки?
4. Які причини виникнення систематичних похибок?
5. Чим відрізняються систематичні та випадкові похибки?

## **Розділ 2. Первинні перетворювачі неелектричних величин**

### **2.1. Параметричні перетворювачі**

Параметричні перетворювачі (чутливі елементи) перетворюють неелектричні входні величини в параметри електричних ланцюгів  $R, L, C$  та ін.

#### **2.1.1. Резистивні перетворювачі**

Принцип дії резистивних перетворювачів (чутливих елементів) заснований на зміні електричного опору  $R$  при зміні довжини  $\ell$ , площі поперечного перерізу  $s$  або питомого опору  $\rho$  резистора:

$$R = \frac{\rho \cdot \ell}{S}$$

##### **2.1.1.1. Реостатні перетворювачі**

Реостатні перетворювачі призначені для перетворення лінійних і кутових переміщень у величину омичного опору. Реостатним називається змінний резистор, рухливий контакт якого переміщується під дією входньої перетворюваної (вимірюваної) величини. Величина опору змінного резистора залежить від положення рухливого струмомірного контакту.

Змінні резистори можуть виконуватися з різних матеріалів – обмотувального проводу, металевих плівок, напівпровідників та ін.

Широке застосування в пристроях автоматики отримали дротяні реостатні перетворювачі безперервного намотування. Такий перетворювач складається з каркаса, обмотки і рухливого струмознімного контакту зазвичай у вигляді щітки або движка, що ковзає по витках проводу, очищеного в місці контактування від ізоляції.

Каркас виконується з ізоляційного матеріалу або металу, покритого шаром ізоляції. За формою каркаси бувають плоскими, циліндричними й кільцевими.

Для обмотувального проводу реостатні перетворювачі використовують сплави з високим питомим опором: манганін, константан, ніхром. Діаметр обмотувального проводу, залежно від необхідної точності й величини опору, становить 0,03...0,1мм (для перетворювачів високого класу точності) і 0,3...0,4мм (для перетворювачів низького класу точності). Обмотувальний провід покривають емаллю, або шаром оксидів.

Рухливий контакт виконують у вигляді пластинчастих щіток. Для надійної роботи щітку притискають до обмотки з деяким зусиллям.

Закон розподілу опору по довжині реостатного перетворювача, що працює без навантаження, може бути лінійним і нелінійним. Лінійний закон розподілу опору забезпечується, якщо по всій довжині каркас має однакові висоту й ширину, а обмотувальний провід – однаковий діаметр і питомий електричний опір. При цьому провід повинен бути намотаний з постійним кроком і натягом.

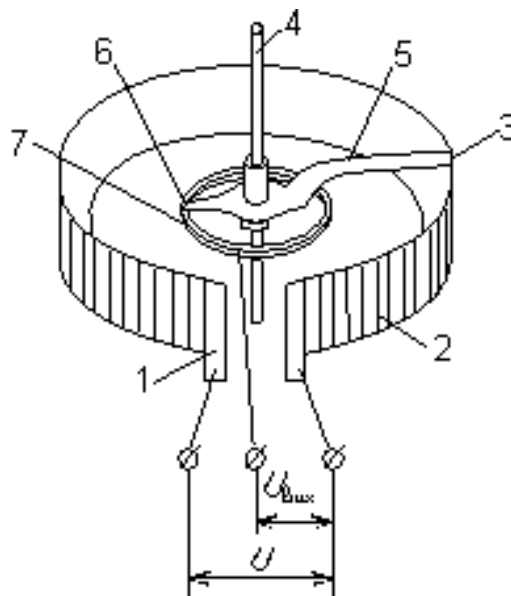
При відтворенні заданої нелінійної функції, опір реостата, що працює без навантаження, повинен змінюватися за нелінійним законом, що відповідає цій функції. У таких функціональних реостатах

зміна опору по його довжині досягається різними способами, пов'язаними з використанням неоднорідної обмотки, фігурного каркаса.

В автоматичі найбільш часто використовуються лінійні перетворювачі.

Реостати з плоским або циліндричним каркасом і прямолінійним переміщенням движка використовуються для перетворення поступальних (лінійних) переміщень, реостати з каркасом у формі дуги, кільця, спіралі – для перетворення кутових переміщень.

На рис. 2.1 зображений кільцевий реостат безперервної намотки.



На каркасі 1, виконаному з листового ізоляційного матеріалу, розміщена обмотка 2 з ізолюваного проводу.

По очищеній від ізоляції гладкій крайці проводу переміщується контакт щітки 3, що приводиться в обертання віссю 4.

Движок 5, електрично з'єднуючий контакт щітки 3 зі щіткою 6 струмознімного кільця 7, -ізолюваний від осі обертання 4. Плоский каркас, згорнутий у кільце, забезпечує перетворюваний кут реостата

$\varphi=360^0$ . Живильна напруга  $U$  подається на затискачі реостата, до яких приєднані кінці обмотки, а вихідна напруга знімається між одним із цих затискачів і контактом, з'єднаним з струмознімним кільцем 7.

Електрична схема реостата зображена на рис. 2.2

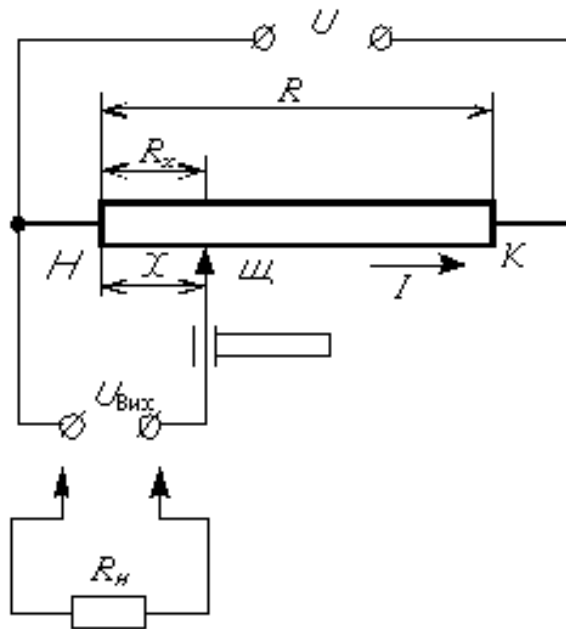


Рис. 2.2

До затискачів  $H$  і  $K$ , ненавантаженого реостату з максимальним опором  $R$ , прикладається постійна, або змінна напруга  $U$ . При цьому опір реостата між затискачем  $H$  і щіткою  $\text{Щ}$  змінюється за законом:

$$R_x = R f(x), \quad (2.1)$$

де  $R_x$  – опір ділянки  $x$ ;

$f(x)$  – функція лінійного або кутового переміщення движка реостата.

Вихідна напруга  $U_{вих}$  знімається з резистора  $R_x$ . Вона залежить від переміщення движка. У такий спосіб здійснюється перетворення вхідної величини (переміщення) у вихідну величину (напруга).

При зсуві движка вправо від точки  $H$  на величину  $x$ , вихідна напруга реостата в режимі холостого ходу ( $R_h = \infty$ ):

$$U_{xx} = I \cdot R_x = \frac{R_x}{R} U,$$

При лінійному законі розподілу опору по довжині реостата

$$U_{xx} = \frac{R_x}{R} U = \frac{x}{\ell} U = \sigma_x U, \quad (2.2)$$

де  $\sigma_x = \frac{x}{\ell}$  – відносне переміщення движка,

$\ell$  – довжина реостата.

Характеристика перетворювання такого реостата в режимі холостого ходу – лінійна (рис. 2.3), і пряма 1 відповідає формулі (2.2). Однак при наявності навантаження ( $R_h \neq \infty$ ) характеристика стає нелінійною (криві 2 на рис. 2.3), і в роботі перетворювача з'являються похибки.

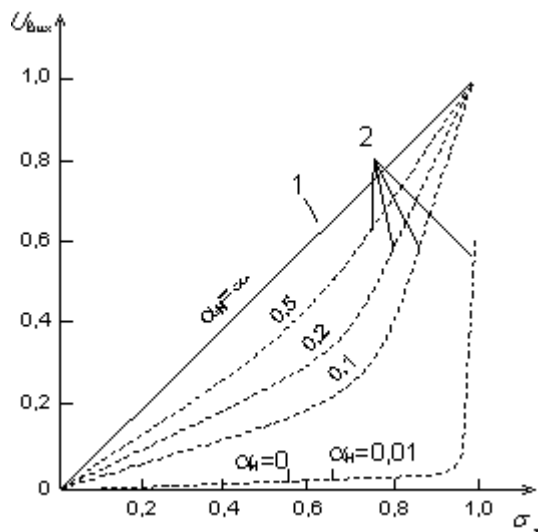


Рис. 2.3

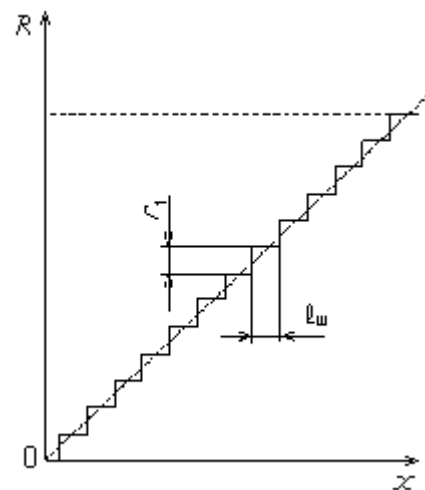


Рис. 2.4

Основними джерелами похибок реостатних перетворювачів є: зона нечутливості; технологічні похибки (мінливість діаметра проводу, кроку намотування та інші); люфти; тертя; експлуатаційні фактори (вплив температури, механічних зусиль та інші).



Зона нечутливості в перетворювачі обумовлена дискретною зміною опору при переміщенні щітки з витка на виток. Східчаста характеристика лінійного реостата зображена на рис. 2.4; ширина східця дорівнює кроку  $\ell_w$  намотування проводу, а висота – опору  $r_l$  витка.

Якщо для лінійного реостатного перетворювача за ідеальну характеристику взяти пряму, що проходить через середини східців (рис. 2.4), то зона нечутливості або абсолютна похибка становитиме

$$\Delta R_c = \pm \frac{R}{2W}, \quad (2.3)$$

де  $R$  й  $W$  – відповідно максимальний опір і повне число витків реостата.

Отже, відносна похибка

$$\delta_- = \pm \frac{\Delta R_c}{R} = \pm \frac{1}{2W} \quad (2.4)$$

До великих недоліків реостатних перетворювачів належить наявність ковзних контактів. При переміщенні щітки витки обмотки піддаються електроерозії, стиранню, а на поверхні контактів з'являються плівки, які змінюють перехідний опір між щіткою й обмоткою. Все це, разом зі східчастістю й нелінійністю характеристик, призводить до появи порівняно великої похибки перетворення.

До переваг реостатних перетворювачів варто віднести простоту конструкції, малі габаритні розміри, роботу на постійному і змінному струмі.

### 2.1.1.2. Тензорезистивні перетворювачі

Тензорезистивні перетворювачі набули широкого застосування при вимірюванні пружних деформацій і напруг, що виникають у деталях і вузлах машин, у складних будівельних конструкціях при статичних і динамічних навантаженнях, а також як чутливі елементи в датчиках тиску, витратомірах тощо.

Принцип дії тензорезисторів заснований на явищі тензоефекту – зміні величини активного опору провідникових і напівпровідникових матеріалів під впливом прикладених до них механічних напруг і деформацій.

Активний опір провідника при незмінній його температурі визначається з виразу

$$R = \rho \frac{l}{q} = \rho \frac{l^2}{V}, \quad (2.5)$$

де  $\rho$  – питомий опір провідника;  $l$  – довжина провідника;  $q$  – площа поперечного перерізу провідника;  $V$  – об'єм провідника.

Якщо провідник піддати пружній деформації, то змінюються його геометричні розміри й структура матеріалу, а це, у свою чергу, викличе зміну його опору. Експериментально встановлено, що відносна зміна опору провідника пропорційна його відносній поздовжній деформації, тобто

$$\frac{\Delta R}{R} = S_T \frac{\Delta l}{l}, \quad (2.6)$$

де  $S_T = \frac{\xi_R}{\xi_l}$  – коефіцієнт тензочутливості матеріалу провідника,

$\xi_R = \frac{\Delta R}{R}$  – відносна зміна опору,

$\xi_l = \frac{\Delta l}{l}$  – відносна деформація,

$\Delta R$  – збільшення опору при зміні довжини  $l$  на величину  $\Delta l$ .

Коефіцієнт тензочутливості показує, у скільки разів відносна зміна опору  $\xi_R$  більша за його відносну деформацію  $\xi_l$ .

Для визначення відносної зміни опору візьмемо повний диференціал виразу (2.5):

$$dR = \frac{l}{q} d\rho + \frac{\rho}{q} dl - \frac{\rho l}{q^2} dq \quad (2.7)$$

Розділивши праву й ліву частини виразу (2.7) на (2.5) і замінивши диференціали кінцевими приростами, одержимо вираз для відносного опору:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta q}{q} \quad (2.8)$$

Із (2.6) і (2.8) з урахуванням, що

$$-\frac{\xi_q}{\xi_l} = 2\mu \quad (2.9)$$

одержимо рівняння для коефіцієнта тензочутливості:

$$S_T = 1 + 2\mu + \frac{\xi_\rho}{\xi_l}, \quad (2.10)$$

де  $\mu = -\frac{\xi_q}{\xi_l}$  – коефіцієнт Пуассона, що характеризує величину зміни об'єму провідника в межах пружних деформацій;

$$\xi_q = \frac{\Delta q}{q} ; \quad \xi_l = \frac{\Delta l}{l} \text{ – відносні величини відповідно поперечної й}$$

поздовжньої деформації провідника;

$$\xi_\rho = \frac{\Delta \rho}{\rho} \text{ – відносна величина питомого опору.}$$

Відносна зміна питомого опору матеріалу пропорційна відносній поздовжній деформації, тоді:

$$S = 1 + 2\mu + \gamma, \quad (2.11)$$

$$\text{де } \gamma = \frac{\xi_\rho}{\xi_l}.$$

З отриманого виразу видно, що коефіцієнт тензочутливості (поздовжньої) залежить від коефіцієнтів  $\mu$  й  $\gamma$ , і для даного матеріалу є величиною постійною.

Для металів  $\mu = 0,24 \dots 0,4$ , а  $\gamma = 0,5 \dots 1,5$ , відповідно  $S_T = 2 \dots 3$ .

Матеріал, що застосовується для тензорезисторів, повинен мати більше значення коефіцієнта тензочутливості, малий температурний коефіцієнт опору і гарну відтворюваність його характеристик при виготовленні перетворювачів.

Коефіцієнт тензочутливості для металів, що найбільш часто застосовуються у тензорезисторах, близький до двох. Так, наприклад, для константану  $S_T \approx 2$ , для ніхромів  $S_T \approx 2,2$ , для хромелю  $S_T = 2,5$ .

Більш високою тензочутливістю, ніж метали, володіють напівпровідникові матеріали (германій, кремній). Так, наприклад, для германію  $S_T \approx 100$ . Однак напівпровідникові матеріали характеризуються малою механічною міцністю і більш низькою стабільністю в порівнянні з металами.

Тензорезистори, виконані з металів, поділяють на дротяні й фольгові. Дротяний тензорезистор (рис. 2.5) виконується із дроту діаметром 0,02...0,05 мм (константан, ніхром, елінвар та ін.), що укладається у вигляді частих петель решітки на ізоляційній плівці і приклеюється до неї.

Кінці дроту мають виводи, за допомогою яких тензорезистор підключається до вимірювальної схеми.

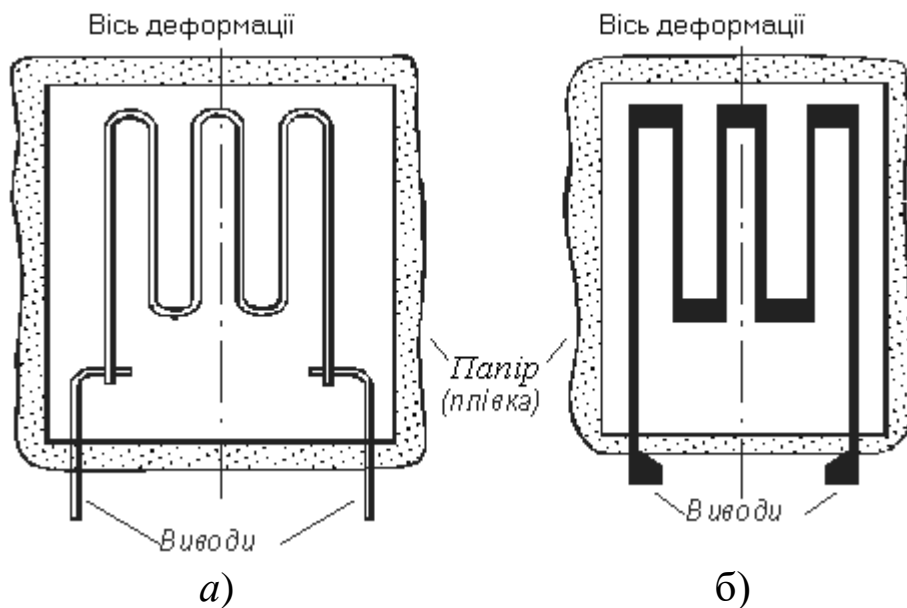


Рис. 2.5

Потім перетворювач покривається зверху папіром або лаком.

Пластина з тензорезистором наклеюється на поверхню випробуваної деталі таким чином, щоб його поздовжня вісь була розташована в напрямку вимірюваної деформації деталі, тобто щоб

можливі деформації деталі здійснювалися вздовж петель тензорезистора. Це дозволяє точніше виміряти лінійні деформації.

Крім поздовжньої тензочутливості, тензорезистори характеризуються: базою й шириною решітки, номінальним опором, поперечною тензочутливістю, повзучістю, опором ізоляції, вологостійкістю, температурним коефіцієнтом опору. База визначає довжину решітки перетворювача, що коливається в межах 1,5...100 мм.

Номінальний опір тензорезистора лежить у межах 10...1000 Ом.

Поперечна тензочутливість характеризує чутливість перетворювача в перпендикулярному напрямку до робочого, величина якої коливається від 0 для фольгових тензорезисторів, до 0,25...1% від поздовжньої тензочутливості для дротяних.

Під повзучістю розуміють поступове зменшення деформації, що сприймається тензорезистором при постійній деформації випробуваної деталі. Явище повзучості обумовлене релаксацією напруги в клейовому шарі, що передає деформацію від випробуваної деталі до решітки.

Похибки дротяних тензорезисторів залежать від зміни температури, опору ізоляції, вологостійкості, якості наклеювання і наявності поперечної деформації. Зміни температури можуть внести особливо великі похибки. Це пов'язано як зі зміною питомого опору тензорезистора, так і з появою додаткових механічних напруг через різницю температурних розширень матеріалів тензорезисторів і деталі, деформація якої вимірюється. Тому часто застосовують тензорезистори з дротом із константану, що має малий температурний коефіцієнт опору.

Для температурної компенсації використовуються мостові вимірювальні схеми з двома суміжними плечима, в які включаються тензорезистори з однаковими температурними коефіцієнтами опору, з яких один є робочим, а інший – компенсуючим, що перебуває в однакових температурних умовах з робочим.

До переваг дротяних тензорезисторів варто віднести незначну вагу й розміри, малу інерцію, відсутність гістерезису, а до недоліків - відносно невисоку чутливість і можливість використання для випробування тільки однієї деталі.

Фольгові тензорезистори, з більш високою технологією виготовлення, виконуються з фольги товщиною 4...12 мкм фотохімічним способом, яким можна виготовити будь-який малюнок решітки.

Тензорезистори з прямокутною решіткою застосовуються для вимірювання лінійних напружених станів (рис. 2.5,б).

Для вимірювання тисків виготовляються тензорезистори з круглою решіткою, що наклеюється на мембрану.

В якості матеріалів для фольгових тензорезисторів, крім металів, застосовуються напівпровідники.

До переваг фольгових тензорезисторів варто віднести відсутність поперечної тензочутливості. Крім того, фольгові тензорезистори забезпечують кращу якість приклеювання до випробуваної деталі, ніж дрові.

Точність виміру механічних напруг і деформацій за допомогою наклеюваних тензорезисторів досягає 0,3...1%.

Тензорезистори що не наклеюються, виконуються із дроту, намотуваного на ізоляторах, укріплених на деталях, що взаємно переміщуються.

В серійних напівпровідникових тензорезисторах застосовують кремній  $p$ -типу з питомим електричним опором  $\rho_0 = 0,02 \dots 0,04$  Ом·см, та кремній  $n$ -типу з питомим опором  $\rho = 0,02 \dots 0,03$  Ом·см.

Сучасна напівпровідникова тензометрія має декілька напрямків. Перший з них пов'язаний з розвитком одиничних приклеюваних тензорезисторів, які є функціональним аналогом дротяних (наприклад, тензорезистори типу Ю-8 та Ю-12).

Для таких елементів коефіцієнт тензочутливості при температурі  $25 \pm 10^\circ\text{C}$  та відносній деформації до 0,1% знаходиться в межах 90...130, база дорівнює 5...7 мм, номінальний електричний опір становить 100...200 Ом.

До переваг таких тензоперетворювачів належить висока чутливість, мініатюрність, а до недоліків – сильний вплив температури, складність монтажу, великий розкид характеристик. Похибки одиничних напівпровідникових тензорезисторів становлять 0,5...1%.

Другий напрямок передбачає створення інтегральних тензомодулів. У таких тензоперетворювачах, які застосовуються в датчиках тиску, пружний елемент (мембрана) виготовляється з пластини напівпровідника кремнію, на поверхні якого методом дифузії формують інтегральну тензочутливу схему. Тут тензорезистор є єдиною ланкою пружного елемента. Отже, на відміну від наклеюваних дротяних тензорезисторів, тут відсутня проміжна ланка між пружним елементом та тензорезистором – клей, який є причиною додаткових



похибок у наклеюваних тензоперетворювачах через його пружну недосконалість.

Останнім часом з'явився ще один напрямок у напівпровідниковій тензометрії, пов'язаний із застосуванням мостових тензорезистивних структур, які являють собою з'єднані монолітно в схему одинарного моста напівпровідникові тензорезистори. Мостова тензорезистивна структура у вигляді квадрата є універсальною для пружних елементів, що працюють на розтяг, стиск, згин.

Габаритні розміри таких перетворювачів становлять 2...6 мм, при товщині самого тензорезистора 20...25 мкм.

Датчики, виконані на основі мостових тензоструктур, є точнішими від датчиків з одиничними напівпровідниковими тензорезисторами (їх похибка дорівнює 0,1...0,2%), а порівняно з тензомодулями – технологічнішими та універсальнішими.

### **2.1.1.3. Терморезистивні перетворювачі температури**

Принцип дії терморезисторів заснований на зміні електричного опору провідникових і напівпровідникових матеріалів при зміні їхньої температури.

Для металів залежність електричного опору від температури має вигляд

$$R = R_0 [1 + \alpha(t - t_0)] , \quad (2.12)$$

де  $R_0 = \rho \frac{l}{q}$ , а  $\alpha$  – температурний коефіцієнт опору

Для отримання високої чутливості й стабільності параметрів, в якості матеріалу для терморезисторів варто використовувати речовини,

що мають максимальний і постійний температурний коефіцієнт опору  $\alpha$  .

Терморезистори з мідного провідника працюють при температурах  $-50\dots+150^\circ\text{C}$  , при цьому  $\alpha = 4,27 \cdot 10^{-3} \text{ град}^{-1}$  .

Функція перетворення мідного терморезистора лінійна.

Терморезистори з тонкого платинового дроту працюють у діапазоні температур  $-190\dots+650^\circ\text{C}$  , при цьому  $\alpha = 3,968 \cdot 10^{-3} \text{ град}^{-1}$  .

Функція перетворення платинового терморезистора – нелінійна і за звичай апроксимується квадратичним тричленом.

Чутливий елемент мідного терморезистора (рис.2.6) являє собою пластмасовий циліндр 1, на якому біфілярно в кілька шарів намотаний мідний дріт 2, діаметром 0,1мм. Зверху котушка покрита лаком. До кінців обмотки припаюються мідні вивідні проводи 3, діаметром 1,0...1,5 мм. Проводи ізольовані між собою азбестовою стрічкою, або порцеляновими трубочками. Чутливий елемент вставляється в тонкостінну металеву гільзу 4. Гільза з вивідними проводами міститься в захисному чохлі (рис. 2.7), що являє собою закриту з одного кінця трубку 1. На відкритому її кінці міститься клемна головка 2. Для зручності монтажу захисний чохол може мати фланець 3.

Постійна часу терморезисторів визначається його конструктивними величинами.

Для терморезисторів, що застосовуються у сучасних пристроях, постійна часу становить від часток секунди до хвилин.

На точність роботи терморезисторів впливають зміни властивостей матеріалу з часом, нестабільність опору знімних проводів, що підходять від вимірювальної схеми до перетворювача, додаткове нагрівання терморезисторів при проходженні по них струму.

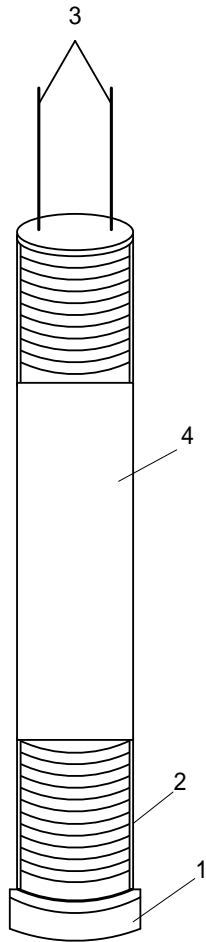


Рис. 2.6

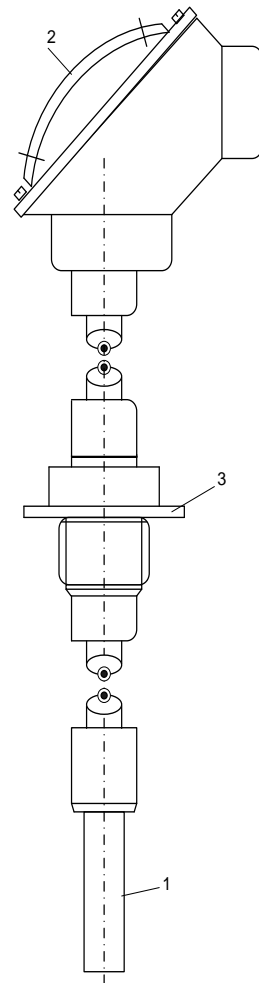


рис. 2.7

Металеві терморезистори забезпечують похибку виміру 0,5...1%.

Слід зазначити, що терморезистори за звичайно застосовують для контролю температур; при цьому навантажувальний струм, що проходить через терморезистор, має невелику величину. Якщо ж через терморезистор пропускати великий фіксований струм, то перегрів терморезистора щодо навколишнього середовища може стати значним. Стала величина перегріву при цьому буде визначатися умовами тепловіддачі поверхні терморезистора, тобто швидкістю руху контрольованого середовища відносно терморезистора і щільністю середовища. Це явище використовується для вимірювання швидкостей потоку рідин і газів, щільності газів та ін.

Терморезистори з напівпровідникових матеріалів, що називаються термісторами, широко застосовуються в системах автоматичного контролю і керування. Якщо опір металевих терморезисторів зі збільшенням температури збільшується, то опір термістора, навпаки, убуває. Таким чином, термістори мають від'ємний температурний коефіцієнт опору.

В якості матеріалу для термісторів використовують оксиди металів – марганцю, міді, заліза, нікелю, кобальту та інших, які спікають при високій температурі.

Характеристики термістора мають яскраво виражену нелінійність (рис. 2.8)

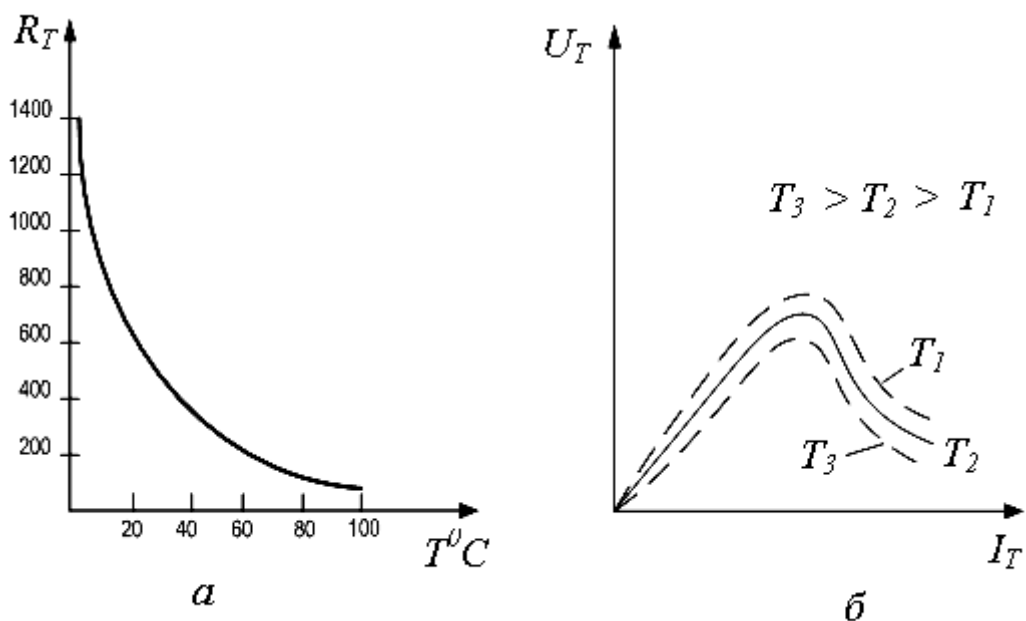


Рис. 2.8

Основними з них є залежність опору термістора від температури (рис. 2.8,а), і вольт-амперні характеристики (рис. 2.8,б), що встановлюють залежність між напругою на термісторі  $U_T$  і струмом  $I_T$ , який протікає через нього при заданій температурі. Вольт-амперні характеристики термістора зі зростанням  $I_T$  спочатку зростають, а

потім спадають, тому що зі зростанням струму термістор нагрівається і його опір зменшується.

Від'ємний знак температурного коефіцієнта термісторів дозволяє використовувати їх для температурної компенсації елементів схеми з позитивним температурним коефіцієнтом.

Конструктивно термістори виконуються у вигляді кульки, диска, трубки та інших форм з металевими виводами. Абсолютне значення величини температурного коефіцієнта опору в термісторів може бути в десятки разів більше, ніж у дровових терморезисторів. Іншою перевагою термісторів перед терморезисторами є їхній високий опір, маленькі габарити і вага.

Величина опору термістора набагато перевищує опір провідників, що підводять струм, внаслідок чого зміна їхнього опору практично не позначається на результатах виміру.

Термістори використовуються при вимірюванні температур у діапазоні  $-60...+160^{\circ}\text{C}$ .

Недоліки термісторів – велика нелінійність, розкид характеристик, старіння і нестабільність параметрів. Протягом першого тижня їхній опір може змінюватися на  $1...1,5\%$ , а за кілька місяців ще на  $1\%$ . Надалі зміна опору термістора відбувається повільніше, не перевищуючи  $0,2\%$  у рік.

Термістори застосовуються для вимірювання температури в тих випадках, коли непотрібна висока точність, але потрібно виміряти температуру малих об'єктів, що мають малу теплоємність.

#### **2.1.1.4. Фотоелектричні перетворювачі**

У датчиках фотоопору використовується залежність величини опору деяких напівпровідникових матеріалів від величини світлового потоку, що падає на світлочутливу поверхню датчика. Найчастіше в таких датчиках використовуються фоторезистори, опір яких завдяки явищу внутрішнього фотоефекта, під дією світла змінюється в значних межах. Внутрішній фотоефект полягає в переході електронів із валентної зони в зону провідності в напівпровіднику при поглинанні ним світла.

Конструктивно фоторезистори являють собою шар напівпровідника (зазвичай сірчистий вісмут або сірчистий кадмій), нанесений на скляну або керамічну пластину. Напівпровідниковий шар захищений від впливу навколишнього середовища шляхом герметизації у скляному або пластмасовому корпусі. Контакт із напівпровідником здійснюється за допомогою електродів з металу. Опір фоторезисторів при освітленні змінюється в кілька сотень разів. Висока чутливість до світла дозволяє використовувати фоторезистори для вимірювання малих світлових потоків.

Недоліком фоторезисторів є їх значна інерційність, велика залежність параметрів від температури.

В якості датчиків фотоопору можуть бути використані також фотодіоди і фототранзистори, величина яких змінюється при освітленні *p-n*-переходу (у фотодіодах), або базової області (у фототранзисторах). Чутливість фотодіодів і фототранзисторів значно перевищує чутливість фоторезистора.

Фотоелектричні перетворювачі широко використовуються для вимірювання світлових характеристик об'єктів, контролю рівня, вимірювання вмісту часток у газовому середовищі, рахунку об'єктів.

## 2.1.2. Електромагнітні перетворювачі

### 2.1.2.1. Індуктивні перетворювачі

Індуктивні перетворювачі використовують для вимірювання і перетворення лінійних та кутових переміщень. Конструктивно вони можуть виконуватися одинарними і диференційними.

Принцип дії індуктивних перетворювачів заснований на зміні індуктивності обмотки перетворювача під дією перетворюваної механічної величини.

Індуктивність обмотки з осердям визначається виразом:

$$L = \frac{W^2}{R_M + R_\delta} \quad , \quad (2.13)$$

де  $W$  – число витків обмотки;  $R_M$  – магнітний опір магнітопроводу;  $R_\delta$  – магнітний опір повітряних зазорів.

Оскільки  $R_M = \frac{\ell_m}{\mu \cdot S_m}$  , а  $R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 \cdot S_\delta}$  , (2.14)

де  $\ell_m$  – довжина середньої силової лінії по сталевій ділянці магнітопроводу;  $\delta$  – довжина повітряного зазору;  $\mu$  і  $\mu_0$  – магнітна проникність матеріалу магнітопроводу і повітря відповідно;  $S_M$  і  $S_\delta$  – площа поперечного перерізу магнітопроводу і повітряного зазору (рис. 2.9 ),

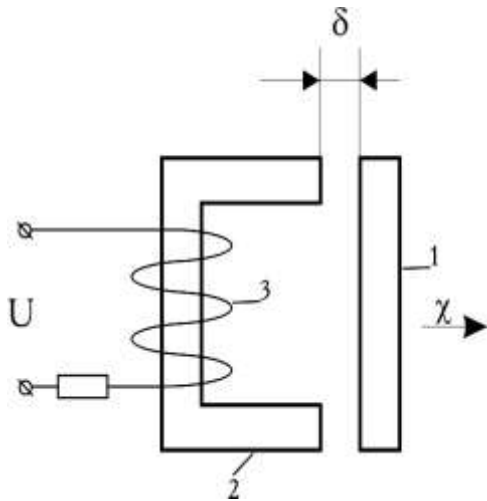


Рис. 2.9

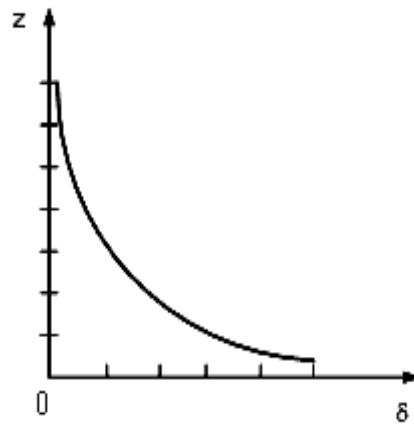


Рис. 2.10

то

$$L = \frac{W^2}{R_M + \frac{2\delta}{\mu_0 S_\delta}} \quad (2.15)$$

Згідно з (2.15) індуктивні перетворювачі можна побудувати на використанні зміни величин, що входять у цей вираз. Найбільше застосування знаходять індуктивні перетворювачі зі змінними величинами повітряного зазору, площі зазору, або магнітної проникності (магнітопружні датчики).

На рис. 2.9 зображений найпростіший одинарний індуктивний перетворювач лінійного переміщення. В ньому вимірюване переміщення  $x$  прикладається до рухомого феромагнітного якоря 1.

Зміна повітряного зазору  $\delta$  при переміщенні феромагнітного якоря 1, щодо нерухомого магнітопроводу 2, приводить до зміни індуктивності  $L$  обмотки 3, а отже і до зміни струму в обмотці, відповідно до виразу

$$i = \frac{\dot{U}}{Z}, \quad (2.16)$$



де  $\dot{U}$  – напруга живлення ;  $Z = R + j\omega L$  – повний електричний опір обмотки;

$R$  – активний опір обмотки;

Індуктивність обмотки залежно від величини повітряного зазору  $\delta$  змінюється по гіперболічному закону (рис. 2.10 ).

Наближено лінійна ділянка характеристики відповідає  $0,1 \dots 0,15\delta_0$  ( $\delta_0$  – початковий зазор). Індуктивні перетворювачі зі змінною величиною  $\delta$  використовують для вимірювання малих переміщень (від одиниць мікронів до одиниць міліметрів).

До недоліків одинарних індуктивних перетворювачів варто віднести також нелінійність характеристики  $Z = f(\delta)$ , зміну сили струму в обмотці зі зміною живильної напруги і частоти, великий момент протидії через силу притягання якоря. Індуктивний перетворювач є електромагнітом, і його сила притягання нелінійно залежить від переміщення якоря.

Ці недоліки значно зменшені в диференціальних індуктивних перетворювачах. Вони складаються з двох однакових одинарних перетворювачів, що мають загальний рухомий елемент – якір 1 (рис. 2.11).

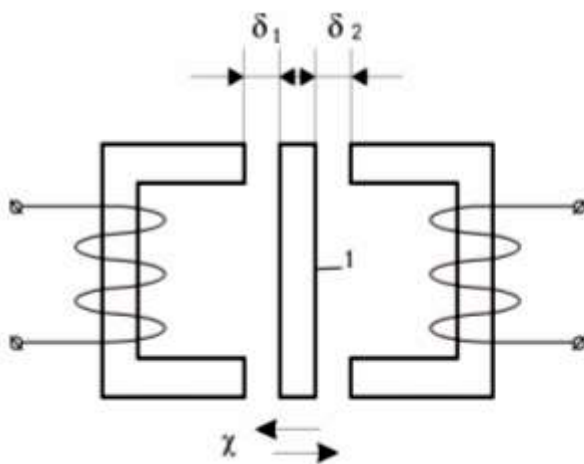


Рис. 2.11

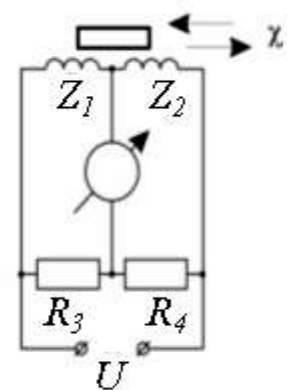


Рис. 2.12

У цих перетворювачах магнітопровід набирається з пластин електротехнічної сталі. У середньому положенні якоря 1 повітряні зазори дорівнюють  $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$  і будуть рівними індуктивності обох обмоток  $L_1 = L_2$ . Це забезпечує рівність струмів у обох обмотках. При переміщенні якоря індуктивність однієї обмотки зростає, а індуктивність іншої зменшується. Зазвичай диференціальний перетворювач включається в мостову нерівноважну схему, два плеча якої утворюються опорами котушок  $Z_1$  і  $Z_2$  перетворювача, а два інших плеча утворені активними опорами  $R_3$  і  $R_4$  (рис. 2.12).

У рівноважному стані моста, тобто при  $\delta_1 = \delta_2$ , струм у вимірювальній діагоналі моста не протікає. При зсуві якоря від нейтралі, у вимірювальній діагоналі потече струм, величина якого буде залежати від величини вимірюваного переміщення  $x$ , прикладеного до якоря. Завдяки використанню цих ланцюгів поліпшується лінійність функції перетворення, у два рази зростає чутливість і зменшується сила притягання якоря.

Фаза вихідної напруги змінюється на  $180^\circ$  при проходженні якорем нейтрального положення.

Похибка диференціальних індуктивних перетворювачів знаходиться в межах від 0,1 до 1,5%.

Для перетворення великих лінійних переміщень використовуються циліндричні індуктивні перетворювачі з розімкнутим магнітним ланцюгом (рис. 2.13).

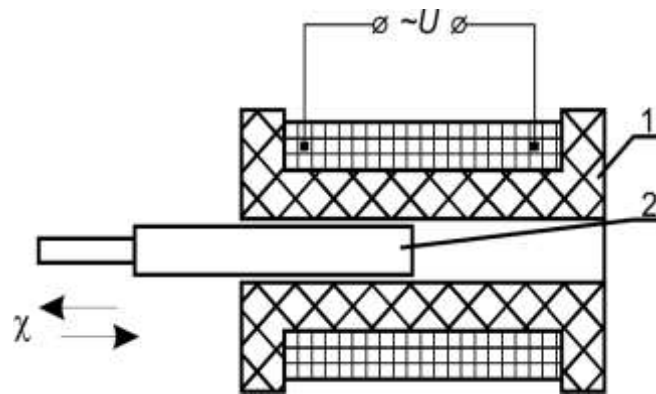


Рис. 2.13

В середині циліндричної котушки 1 переміщується сталеве осердя 2. Переміщення осердя викликає зміну індуктивності котушки, яка є функцією перетворюваної механічної величини. Такі перетворювачі випускаються для перетворення переміщень до сотень міліметрів і мають лінійні характеристики.

На точність роботи індуктивних перетворювачів впливає зміна температури, під дією якої змінюється активний опір обмотки, змінюються розміри повітряних зазорів, а також величини магнітної проникності  $\mu$ . На точність роботи впливають коливання напруги живлення і частоти. Практично похибка індуктивних перетворювачів становить 0,1 ... 1,5%.

Для вимірювання зусиль (тисків) використовуються індуктивні перетворювачі зі зміною магнітної проникності (рис. 2.14), так звані магнітопружні датчики.

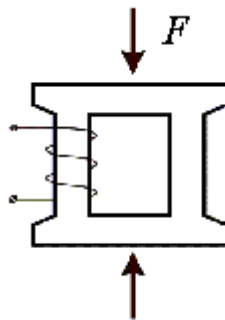


Рис. 2.14

Магнітна проникність  $\mu$  феромагнітного осердя змінюються під дією направленою на неї тиску  $F$ .

Деформація феромагнітних осердь під дією вимірюваної механічної напруги веде до зміни їхньої магнітної провідності. Цю властивість називають магнітопружністю. Магнітопружна чутливість феромагнітного матеріалу характеризує відносну зміну магнітної проникності матеріалу на одиницю прикладеної механічної напруги  $\sigma$ , тобто

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = a \cdot \sigma, \quad (2.17)$$

де  $a$  – коефіцієнт, що залежить від властивостей матеріалу.

Оскільки в магнітопружних індуктивних датчиках використовуються осердя без зазору, тобто  $\delta_0 = 0$ , то

$$L = \mu \frac{w^2 S_m}{\ell_m}. \quad (2.18)$$

Характеристики реальних магнітопружних датчиків характеризуються деякою нелінійністю (порядку одиниць процентів).

Найбільшу магнітопружну чутливість мають сплави типу пермалой.

Магнітопружні індуктивні перетворювачі використовуються в основному для вимірювання великих зусиль  $F$  (рис. 2.15) (до кількох тисяч ньютонів).

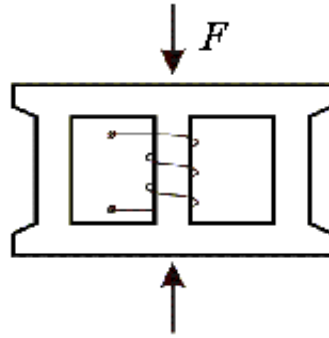


Рис. 2.15

Недоліками магнітопружних перетворювачів є наявність в характеристиці керування гістерезису, залежність магнітної проникності від температури і величини струму в котушці, а також залишкові деформації в осерді.

Похибки вимірювання таких перетворювачів становлять приблизно 3%.

### 2.1.2.2. Трансформаторні перетворювачі

Для перетворення кутових і лінійних переміщень застосовують трансформаторні перетворювачі.

Трансформаторний (взаємноіндуктивний) перетворювач являє собою дві системи обмоток з магнітопроводом і рухливим якорем, зв'язаним із вимірюваним переміщенням.

Первинна система обмоток живиться змінним струмом, а з іншої (вторинної) знімається вихідний сигнал.

Величина зміни вихідного сигналу залежить від зміни індуктивного зв'язку між системами обмоток, що змінюється за рахунок переміщення якоря під дією перетворюваної величини. Таким чином, під впливом вимірюваного переміщення змінюється взаємна індуктивність, що приводить до зміни вихідної напруги.

Діюче значення ЕРС, що наводиться у вторинній обмотці потоком первинної обмотки, дорівнює

$$E_2 = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_M W_2 = 4.44 \Phi_M W_2 f, \quad (2.19)$$

де  $\omega = 2\pi f$  - кутова частота живильного струму;  $W_2$  - число витків вторинної обмотки;  $\Phi_M$  – амплітудне значення магнітного потоку, пронизуючого вторинну обмотку.

Розрізняють два види трансформаторних перетворювачів: з магнітним опором, що змінюється, і нерухомою обмоткою, та з постійним магнітним опором, але з рухомою обмоткою.

Перетворювачі першого виду конструктивно аналогічні індуктивним перетворювачам і відрізняються тим, що замість однієї обмотки мають дві обмотки. Так, наприклад, перетворювач (рис. 2.16,а) складається з П-подібного магнітопроводу 1, рухомого якоря 2 і двох обмоток  $W_1$  і  $W_2$ . Вимірюване лінійне переміщення  $x$  переміщує якір, що викликає зміну повітряного зазору  $\delta$ . Зміна  $\delta$  в свою чергу змінює магнітний опір  $R_M$  і взаємну індуктивність  $M$ .

При цьому змінюється вторинна індуктивність ЕРС

$$E_2 = W_2 \frac{d\Phi}{dt} \approx \frac{\omega W_1 I_1 W_2}{R_M + \frac{\delta}{\mu_0 S}}, \quad (2.20)$$

де  $W_1$  і  $W_2$  – кількість витків намагнічувальної (первинної) та вимірювальної (вторинної) обмоток;  $I_1$  – намагнічувальний струм;

$\delta$  та  $S$  – довжина та площа повітряного проміжку.

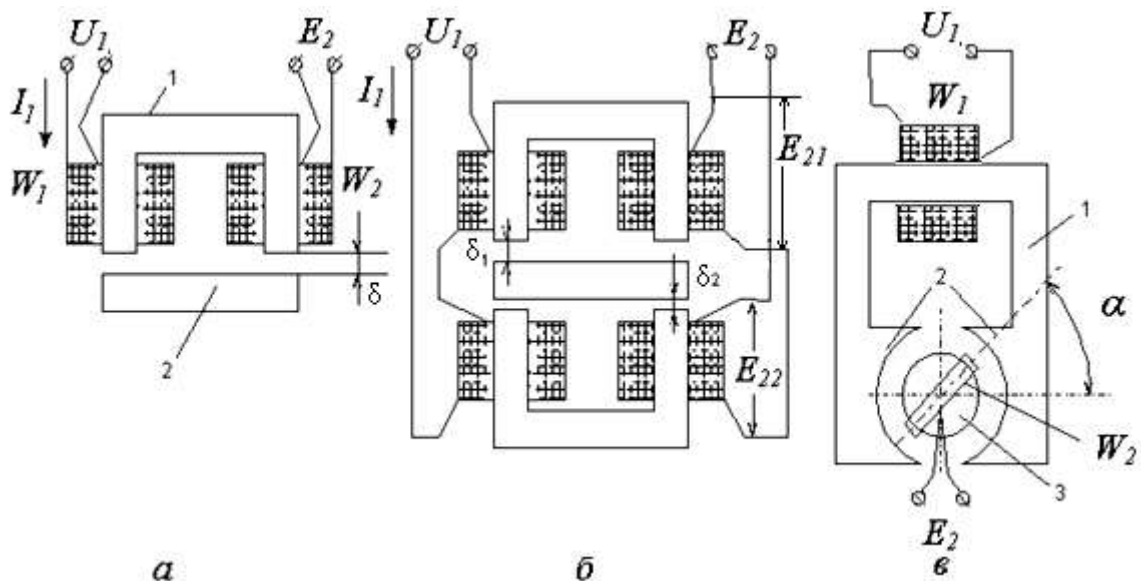


Рис. 2.16

Залежність  $E_2 = f(\delta)$  таких взаємно  $\delta$  індуктивних перетворювачів є нелінійною. Іншим недоліком даного перетворювача є залежність намагнічувального струму  $I_1$  від переміщення якоря. Якщо первинну обмотку підключити до джерела з постійною амплітудою  $U_1$ , то при зменшенні, наприклад, повітряного зазору  $\delta$ , зростає індуктивність первинної обмотки  $L_1$  і її опір  $Z_1 = j\omega L_1$ , що веде до зменшення струму  $I_1$  і вторинної ЕРС  $E_2$ .

Крім цього, на виході вимірювальної обмотки діє  $E_2$  при відсутності вхідної дії, значення якої відповідає початковому проміжку  $\delta_0$ .

Ці недоліки значно зменшені в диференціальному взаємноіндуктивному перетворювачі. (рис. 2.16,б).

У цього перетворювача первинні обмотки з'єднані послідовно і підключені до джерела змінної напруги з постійним значенням  $U_1$ , а вторинні – включені зустрічно.

При переміщенні якоря опір однієї первинної обмотки зростає, а опір іншої первинної обмотки на стільки ж зменшується. Взагалі, опір

первинного ланцюга залишається без зміни, а струм  $I_1$  – постійним. Крім цього взаємно індуктивні диференціальні перетворювачі мають нульовий вихідний сигнал при відсутності вхідної дії, мають лінійну функцію перетворення і значно більшу чутливість.

Для перетворення кутових переміщень широке застосування знайшли феродинамічні трансформаторні перетворювачі (рис.2.16,в). Вони належать до перетворювачів з постійним магнітним опором і рухливою обмоткою.

Феродинамічний перетворювач складається з П-подібного магнітопроводу 1 з полюсними наконечниками 2. На магнітопроводі 1 знаходиться обмотка збудження  $W_1$ .

Між полюсними наконечниками вставляється циліндричне феромагнітне осердя 3, на якому розміщена вторинна обмотка  $W_2$ . Циліндричне осердя разом з обмоткою  $W_2$  може повертатися під дією вимірюваного кутового переміщення навколо своєї осі в радіальному магнітному полі.

Повітряний зазор між осердям і полюсними наконечниками однаковий, також однакова в повітряному зазорі і магнітна індукція. Обмотка збудження  $W_1$  включається в ланцюг змінної напруги з частотою  $\omega$  і створює магнітний потік. Частина його проходить через обмотку  $W_2$  і наводить у ній ЕРС  $E_2$ . При повороті обмотки  $W_2$  вихідна напруга  $E_2$  змінюється відповідно до виразу

$$E_2 = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Psi = 2 \frac{\omega}{\sqrt{2}} B \ell W_2 R_p \alpha \quad , \quad (2.21)$$

де  $\Psi$  – потокозчеплення обмотки  $W_2$ ;  $B$  – амплітудне значення індукції в зазорі;  $\ell$  – активна довжина проводу обмотки  $W_2$ , пересічного полем



;  $R_p$  – середній радіус обмотки  $W_2$ ;  $W_2$  – число витків обмотки;  $\alpha$  – кут повороту обмотки  $w_2$ ;  $\omega = 2\pi f$  – кутова частота напруги  $U_1$ .

Якщо  $\omega$  і  $W_2$  зберігаються постійними, то значення ЕРС, що наводиться в обмотці  $w_2$ , пропорційно її куту повороту;

$$E_2 = S \cdot \alpha , \quad (2.22)$$

де  $S$  – чутливість перетворювача.

Причини похибок трансформаторних перетворювачів зі змінним магнітним опором аналогічні причинам похибок індуктивних перетворювачів.

Аналогічні також методи їхнього зменшення.

При збільшенні температури змінюється магнітна проникність магнітопроводу, а також зростає активний опір магнітних обмоток. Це зменшує первинний струм  $I_1$  і вихідну напругу  $E_2$ .

### 2.1.3. Ємнісні перетворювачі

Ємнісні перетворювачі застосовуються для перетворення лінійних і кутових переміщень, тисків, вібрацій, прискорень та ін. в електричний сигнал (в ємність конденсатора).

Ємнісний перетворювач являє собою конденсатор, ємність якого змінюється під дією контрольованого параметра. В якості ємнісного перетворювача використовують плоский конденсатор, ємність якого визначається виразом

$$C = \frac{\xi S}{\delta}, \quad (2.23)$$

де  $\xi$  – діелектрична постійна речовини, розташованої між пластинами конденсатора;  $S$  – площа пластин;  $\delta$  – відстань між пластинами.

Зміна кожного з цих параметрів  $\xi$ ,  $S$  або  $\delta$  під дією контрольованого параметра змінює ємність конденсатора.

Ємнісні перетворювачі можуть мати найрізноманітніше конструктивне виконання. Наприклад, одна з пластин конденсатора є нерухомою і механічно з'єднується з корпусом, а друга – рухомою і з'єднується з органом, переміщення якого повинно вимірюватися.

На рис. 2.17 зображено пристрої ємнісних перетворювачів і наведені графіки зміни їхньої ємності при перетворенні лінійних переміщень  $x$ .

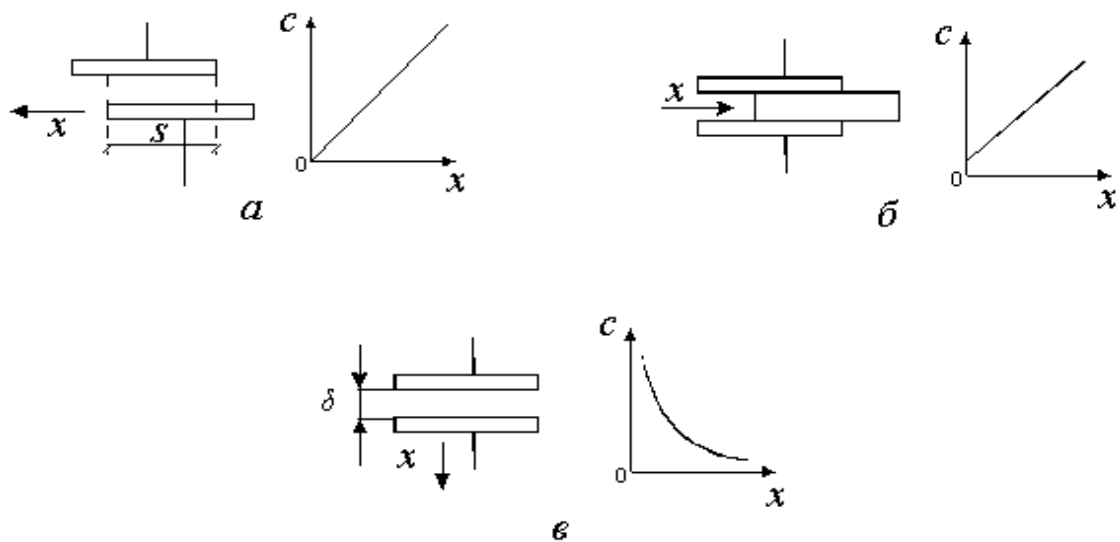


Рис. 2.17

На рис. 2.17,а зображено ємнісний перетворювач зі змінною площею перекриття пластин  $S$ , на рис. 2.17,б – зі змінною

діелектричною постійною  $\xi$ , а на рис. 2.17,в – пристрій з перемінним повітряним зазором між пластинами конденсатора.

Перетворювачі зі змінною площею перекриття пластин  $S$ , мають лінійну характеристику у великому діапазоні виміру переміщення.

Ємнісні перетворювачі переміщення зі змінною площею перекриття пластин, часто використовуються для вимірювання кутових переміщень  $\varphi$  (рис. 2.18).

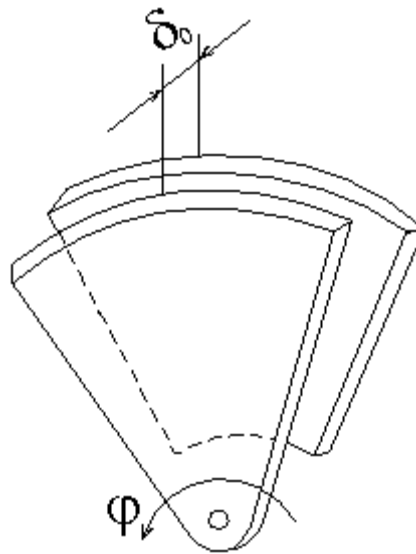


Рис. 2.18

Велику групу становлять ємнісні перетворювачі, зміна ємності яких здійснюється за рахунок зміни діелектричного постійного середовища  $\xi$  між обкладками конденсатора. Це може відбуватися при перетвореннях переміщення, деформації або зміни складу діелектрика. На цьому принципі засновані ємнісні перетворювачі рівня рідини, товщини діелектричних матеріалів, а також контролю вологості й складу речовин.

Ці перетворювачі забезпечують лінійну характеристику керування.

Ємнісні перетворювачі зі змінним повітряним зазором  $\delta$  мають нелінійну характеристику. Такі перетворювачі необхідно застосовувати при вимірюванні невеликих лінійних переміщень (до 1 мм).

До переваг ємнісних перетворювачів варто віднести велику чутливість, малі розміри і вагу, відсутність рухливих контактів.

Недоліками є великий вплив на точність перетворення паразитних ємностей і зовнішніх електричних полів, великий вплив вібрацій, температури, вологості.

Коливання температури приводить до змін значень  $\delta$  і  $\xi$ .

Запобіжними методами від впливу вологості й можливості забруднення пластин є герметизація перетворювачів.

## 2.2. Генераторні перетворювачі

Серед генераторних датчиків (чутливих елементів) можна виділити датчики, що перетворюють контрольовані параметри у величину постійної напруги (струму); датчики, що перетворюють контрольовані параметри у величину змінної напруги (струму); датчики, що перетворюють контрольовані параметри в інтервал часу або частоту.

До датчиків першої групи відносять термоелектричні перетворювачі температури, п'єзоелектричні перетворювачі, фотоелектричні перетворювачі та ін.

До датчиків другої групи відносять індукційні перетворювачі.

До датчиків третьої групи відносяться магніострикційні перетворювачі, тахогенератори та ін.

### 2.2.1. Термоелектричні перетворювачі температури.

Для перетворення температури в постійну напругу використовують термоелектричні перетворювачі температури.

Термоелектричним перетворювачем (термопарою) називається чутливий елемент, що складається з двох електрично з'єднаних у двох точках різнорідних металевих провідників, як зображено на рис. 2.19. Місця контактів називаються спаями термопари. Провідники, що складають термопару, називаються термоелектродами.

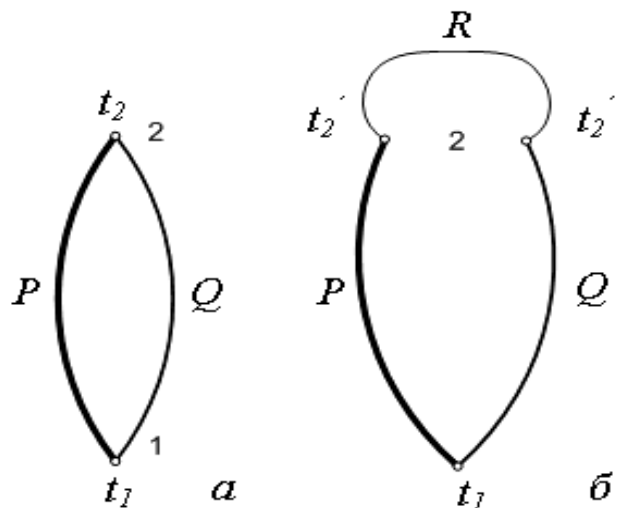


Рис. 2.19

Принцип дії термопари базується на використанні термоелектричного ефекту, суть якого базується на виникненні термоелектрорушійної сили, що виникає в замкнутому ланцюзі, що складається з двох різнорідних провідників, що мають два спая, які знаходяться при різних температурах. Один спай, поміщений у середовище, температура якого вимірюється, називається робочим (або гарячим), а другий спай, температура якого підтримується постійною, – неробочим (або холодним).

Термо-ЕРС, що виникає в ланцюзі термопар, є різницею функцій температур місць спаїв провідників  $P$  і  $Q$ :

$$E = f(t_1) - f(t_2), \quad (2.24)$$

де  $t_1$  і  $t_0$  – відповідно температури гарячого і холодного спаїв.

Оскільки температура холодного спаю підтримується постійною, то

$$E = f(t_1) - c = f(t_1), \quad (2.25)$$

тобто термо-ЕРС термопар є функцією температури гарячого спаю і не залежить від температур інших точок термопар.

Неробочі (холодні) спаї відводять по можливості далі від зони вимірюваної високої температури і поміщають в термостат, температура якого відома. Перенесення холодних спаїв термопар в зону з постійною відомою температурою здійснюється за допомогою подовжувальних (компенсаційних) проводів. Ці проводи повинні бути термоелектрично ідентичними з термоелектродами термопар, тобто вони не повинні давати термо-ЕРС у місцях з'єднання їх з електродами термопар. Іноді вся проводка від термопар до вимірювального приладу здійснюється термоелектродними проводами. У цьому випадку холодні спаї розміщуються безпосередньо у вимірювальних приладах.

Якщо в ланцюзі термопар включений третій провідник (провідник  $R$  на рис. 2.19,б) і його кінці знаходяться при однакових

температурах (  $t'_2 = t''_2$  ), то включення цього третього провідника не змінює вихідний ЕРС.

Третім провідником можуть бути проводи приладу, що вимірюють ЕРС термопари.

Термопари, залежно від матеріалу термоелектродів, поділяються на дві групи: термопари з благородних металів і термопари з неблагородних металів.

До першої групи відносять платинородій – платинову термопару типу ТПП. До другої групи відносять термопари хромель – алюмель типу ТХА, хромель – капель типу ТХК.

Таблиця 2.1

Тип термопари	Матеріал термоелектродів	Позначення градування	Діапазон вимірювання при тривалому вимірі, $С^{\circ}$
ТХК	Хромель – капель	ХК(L)	-200 ÷ +600
ТХА	Хромель – алюмель	ХА (К)	-200 ÷ +1000
ТПП	Платинородій (10%) – платина	ПП (S)	0 ÷ +1300
ТВР	Вольфрамрений (5%) – вольфрамрений (20%)	ВР (А) – 1	0 ÷ +2200

У таблиці 2.1 наведені термопари найбільш широкого використання (ДСТ 6616-84) і їх основні характеристики (ДСТ 3044-84).

Градувальні характеристики і допустимі похибки цих термопар також наведені в ДСТ 3044-84.

Перевагою термопар є можливість вимірювання великого діапазону температур (включаючи високі температури); простота пристрою і надійність в експлуатації.

Недоліками термопар є невисока чутливість, що приводить до ускладнення вимірювальних схем; необхідність підтримки постійної температури холодних спаїв; нелінійність характеристик перетворення; порівняно велика інерційність. Залежно від конструкції постійна часу термопар становить від декількох секунд до декількох хвилин.

Одним з основних джерел похибок термопар є невідповідність температури вільних кінців термопарі температурі, при якій зроблено градування.

Іншим джерелом похибок вимірювання температури є зміна опору вимірювального ланцюга перетворювача. На похибку також впливає неоднорідність матеріалів термоелектродів, часові зміни властивостей термоелектродів тощо. Стандартом нормується лише похибка градування.

### **2.2.2. Індукційні перетворювачі**

Індукційні перетворювачі здійснюють перетворення швидкості лінійних або кутових переміщень у ЕРС.



Принцип дії індукційних перетворювачів заснований на виникненні ЕРС, що індукується в обмотці при зміні магнітного потоку, що пронизує витки обмотки. Як відомо, за законом електромагнітної індукції, індукована ЕРС визначається швидкістю зміни магнітного потоку

$$E = -W \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.26)$$

де  $W$  – число витків обмотки;  $\Phi$  – магнітний потік.

По конструктивному виконанню індукційні перетворювачі можна поділити на дві групи. До першої групи відносять перетворювачі, що складаються з обмотки і магніту, у яких під дією контрольованого перетворюваного параметра може переміщуватися або обмотка щодо нерухомого магніту, або навпаки, переміщується магніт щодо нерухомої обмотки. У перетворювачах другої групи обмотка і магніт залишаються нерухомими, а під впливом перетворюваного параметра змінюється магнітний опір магнітопроводу, а отже, і магнітний потік, зчеплений з обмоткою. Зміна магнітного опору магнітопроводу здійснюється, зазвичай, за допомогою рухливих феромагнітних осердь різної форми.

Прикладом перетворювачів першої групи є індукційні перетворювачі, зображені на рис. 2.20,*а* і 2.20,*б*. Вони призначені для перетворення швидкості лінійних або кутових переміщень.

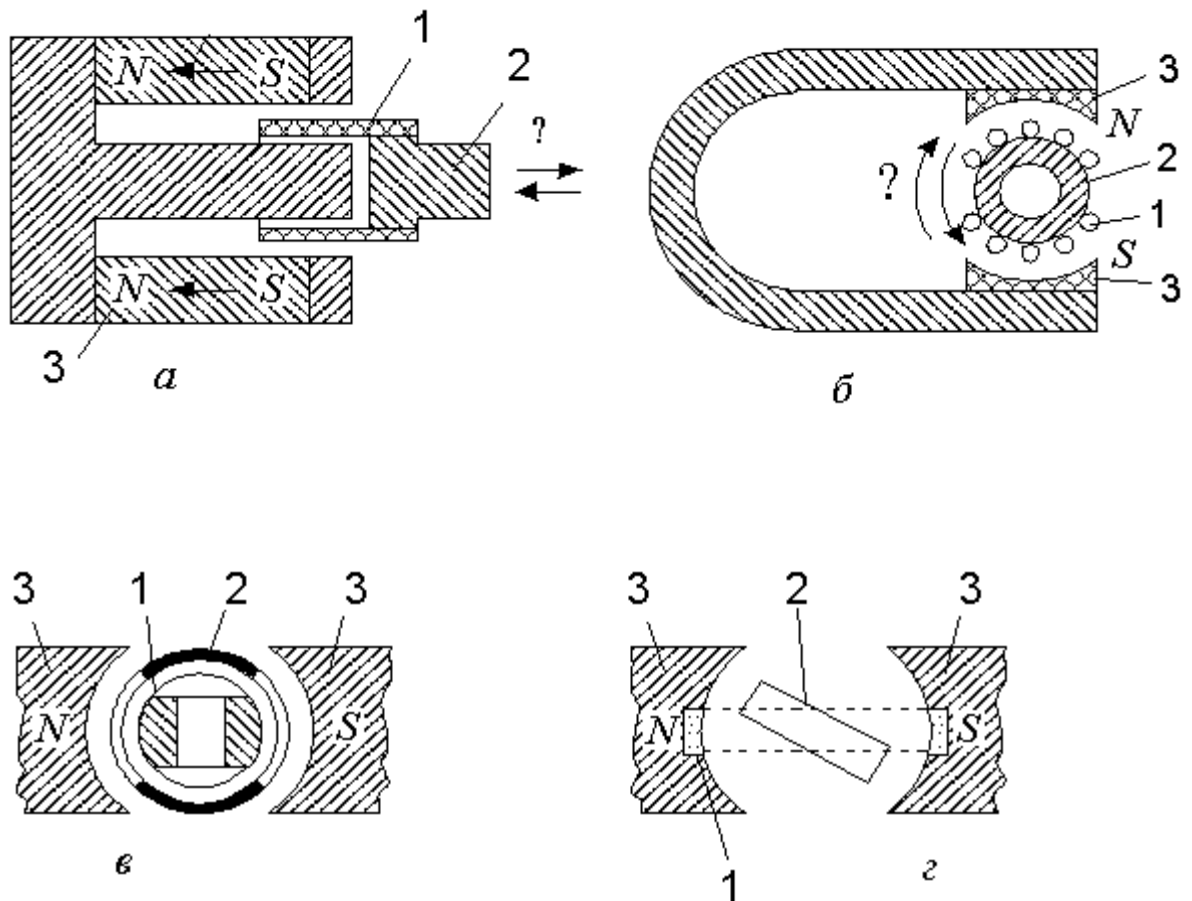


Рис. 2.20

Обмотка 1 (рис. 2.20,*а*) механічно зв'язана з контрольованим об'єктом 2, швидкість лінійного переміщення якого вимірюють. При переміщенні обмотки щодо магнітів 3 у ній індукується ЕРС.

Перетворювач швидкості кутових переміщень (рис. 2.20,*б*) має такий самий устрій, але ЕРС з обмотки знімається через колектор.

В індукційних перетворювачах другої групи (рис. 2.20,*в* і 2.20,*г*) обмотка 1 і магнітопровід 3 – нерухомі, а феромагнітне кільце 2 (рис 2.20,*в*), або яр 2 (рис. 2.20,*г*), є рухливими і вони зв'язані механічно з об'єктом, кутову швидкість якого контролюють.

У перетворювачах першої групи магнітний потік  $\Phi$  – постійний. ЕРС на виході перетворювача дорівнює

$$E = k\Phi \frac{dx}{dt}, \quad (2.27)$$

де  $k$  – коефіцієнт пропорційності, обумовлений конструктивними параметрами перетворювача;  $x$  – величина переміщення контрольованого об'єкта.

У перетворювачах другої групи потік  $\Phi$  не є постійним, що обумовлено зміною в часі магнітного опору при обертанні якоря. Чим більша швидкість його обертання, тим буде більшою зміна магнітного опору і тим буде більша індуктивність та ЕРС.

Індукційні перетворювачі, призначені для вимірювання кутової швидкості і виконані у виді генераторів постійного або змінного струму невеликої потужності (1...100 Вт), називаються тахогенераторами.

Джерелом похибок індукційних перетворювачів є нелінійність їх характеристики і нестабільність параметрів магнітних матеріалів у часі.

В індукційних перетворювачах похибки становлять приблизно 1%.

### 2.2.3. П'єзоелектричні перетворювачі

П'єзоелектричні перетворювачі широко застосовуються для вимірювання змінних сил, тисків, вібрацій та інших параметрів.

Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів заснований на властивості деяких кристалів перетворювати механічні деформації в пропорційні їм електричні заряди на їхніх гранях. Зі зняттям деформації ці заряди зникають.

В якості кристалів для виготовлення чутливих елементів перетворювачів застосовують кварц, титанат барію, сегнетову сіль та ін. Залежно від типу кристала, розмірів пластини й орієнтації її граней щодо кристалографічних осей, змінюються характеристики чутливого елемента перетворювача.

П'єзочутливий елемент (рис. 2.21) вирізають із кристала кварцу в формі пластинки. При дії сили  $F_x$  вздовж осі  $X$  на гранях  $f_x$  пластинки, перпендикулярних до осі  $X$ , виникають різнополярні електричні заряди  $q_x$ . Це явище називається прямим поздовжнім п'єзоефектом. Величина цих зарядів знаходиться в лінійній залежності від вимірюваної сили  $F$ :

$$q_x = k \cdot F_x, \quad (2.28)$$

де  $k$  – п'єзомодуль матеріалу пластинки.

При дії сили  $F_y$  вздовж осі  $Y$  на тих самих гранях  $f_x$  пластинки виникають різнополярні електричні  $q'_x$ . Це явище називається прямим поперечним п'єзоефектом.

Величина цих зарядів залежить не тільки від прикладеної сили  $F$ , але й від розмірів граней  $f_x$  і  $f_y$ :

$$q'_x = -k \frac{f_x}{f_y} F_y, \quad (2.29)$$

де  $f_x, f_y$  – площі граней пластинки, перпендикулярні до осей  $X, Y$ .

При дії сили  $F_z$  вздовж осі  $Z$  п'єзоефект не спостерігається.

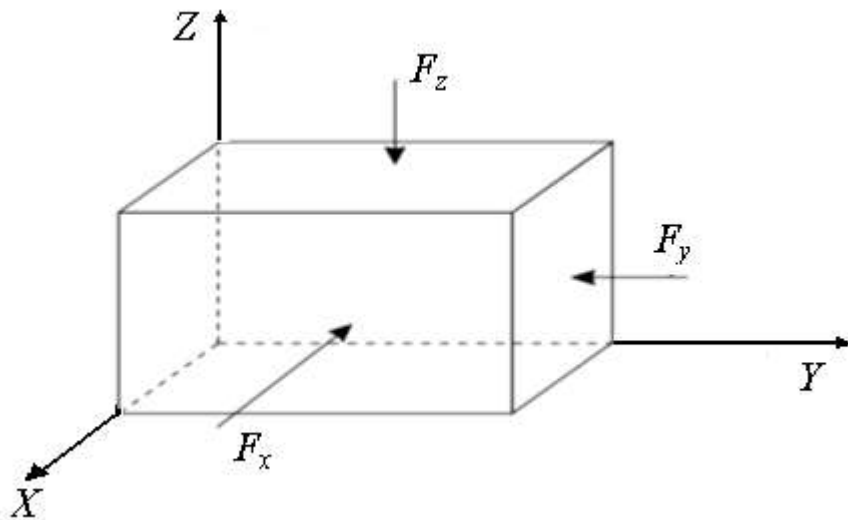


Рис. 2.21

При незмінній величині деформації електричний заряд, який виникає на гранях, швидко зменшується внаслідок витoku заряду через поверхневий і об'ємний опір перетворювача та вимірювальний ланцюг. Тому п'єзoeлектричні перетворювачі застосовуються в основному для вимірювання змінних сил, дозволяючи вимірювати величини, що змінюються з частотою до 100 кГц.

Напруга на виході перетворювача має дуже малу величину, тому потрібно її подальше посилення.

Переваги п'єзoeлектричних перетворювачів – це широкий частотний діапазон вимірюваних величин, малі габарити, вага.

Недоліки – мала чутливість, непридатність до вимірювання статичних величин, великий вихідний опір. Нелінійність характеристики перетворення 1...3%.

### 2.3. Контрольні запитання

1. Які первинні вимірювальні перетворювачі застосовуються для виміру лінійних та кутових переміщень?

2. Які первинні вимірювальні перетворювачі застосовуються для виміру температури?
3. Які первинні вимірювальні перетворювачі застосовуються для виміру механічних сил?
4. Назвіть основні переваги та недоліки реостатних перетворювачів.
5. Назвіть основні джерела похибок реостатних перетворювачів.
6. Охарактеризуйте класифікацію тензорезисторів та розгляньте їх принцип дії.
7. Визначте вимоги до матеріалу, що застосовується для тензорезисторів.
8. Якими параметрами характеризуються тензорезистори?
9. Назвіть основні джерела похибок дротяних тензорезисторів.
10. Які переваги та недоліки мають дротяні тензорезистори?
11. Охарактеризуйте напрямки розвитку сучасної напівпровідникової тензометрії.
12. На чому заснований принцип дії терморезисторів?
13. Які матеріали застосовуються для виготовлення терморезисторів і визначте їх переваги та недоліки?
14. Назвіть основні джерела похибок терморезисторів.
15. Чим відрізняються між собою терморезистори та термістори і приведіть приклади їх використання?
16. Охарактеризуйте принцип дії фотоелектричних перетворювачів та приведіть приклади їх використання.
17. Для чого використовують індуктивні перетворювачі і розгляньте їх принцип дії?
18. Які недоліки мають одинарні індуктивні перетворювачі?

19. Чим відрізняють диференціальний індуктивний перетворювач від одинарного і які переваги він має?
20. Назвіть основні джерела похибок індуктивних перетворювачів.
21. На чому заснований принцип дії магнітопружних датчиків та назвіть приклади їх застосування?
22. Розгляньте принцип дії трансформаторного перетворювача та приведіть приклади їх застосування.
23. Які види трансформаторних перетворювачів ви знаєте?
24. Назвіть основні джерела похибок трансформаторних перетворювачів і приведіть методи їх зменшення.
25. Розгляньте принцип дії ємнісних перетворювачів та приведіть приклади їх застосування.
26. Які переваги та недоліки мають ємнісні перетворювачі?
27. Розгляньте принцип дії термоелектричного перетворювача і схеми його підключення.
28. З яких матеріалів виконується термопара?
29. Які недоліки і переваги мають термопари? Назвіть основні джерела похибок термопар.
30. На якому принципі дії заснована робота індукційних перетворювачів? Приведіть приклади їх застосування.
31. На які групи поділяються індукційні перетворювачі по конструктивному виконанню?
32. Розгляньте принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів та приведіть приклади їх застосування.  
Які недоліки та переваги мають п'єзоелектричні перетворювачі?

## **Розділ 3. Аналого-цифрові вимірювальні перетворювачі**

### **3.1. Загальні поняття**

У більшості контрольованих об'єктів інформація про їхній стан надходить за допомогою первинних вимірювальних перетворювачів, розглянутих у розділі 2. Вихідні сигнали цих перетворювачів (чутливих елементів) є безперервними, тобто аналоговими.

Тому вимірювальні перетворювачі з безперервним вихідним сигналом часто називають вимірювальними перетворювачами з аналоговим виходом, у яких неелектричні безперервні величини (технологічні параметри), що надходять на їхній вхід, перетворюються ними в інші безперервні сигнали – аналоги (електричні сигнали).

У сучасних системах автоматики часто виникає необхідність переходу від аналогової форми представлення інформації до цифрової. Такі перетворення необхідні, наприклад, для введення інформації в цифрову обчислювальну машину.

Пристрій, що здійснює перетворення вхідної аналогової величини у відповідний їй цифровий код, називається аналого-цифровим перетворювачем (АЦП).

Конструктивно АЦП, залежно від умов роботи й вимог, можуть виконуватися разом з первинним аналоговим перетворювачем у вигляді єдиної конструкції або у вигляді самостійного блока.

Технологічний аналоговий параметр, що підлягає цифровому перетворенню, іноді на початку перетворюють у пропорційну аналогову механічну величину (наприклад, кутове або лінійне



переміщення), або електричну величину (напруга, струм, частота, інтервал часу). Відповідно до цього розрізняють перетворювачі аналогових механічних і електричних величин у цифровий код.

Завдяки успіхам мікроелектроніки деякі різновиди АЦП серійно виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем.

### 3.2. Похибки при аналого-цифровому перетворенні

Для створення цифрового коду аналогова вимірювана величина дискретизується в часі й квантується за рівнем.

Дискретизацією безперервної в часі величини  $x(t)$  називається операція її перетворення у перервну в часі, тобто у величину, значення якої збігаються з відповідними значеннями  $x(t)$  тільки в певні моменти часу  $t_1, t_2$  і т.д. (рис. 3.1). Проміжок між двома сусідніми моментами часу дискретизації називають кроком дискретизації  $\Delta t_q$ , що може бути постійним або змінним.

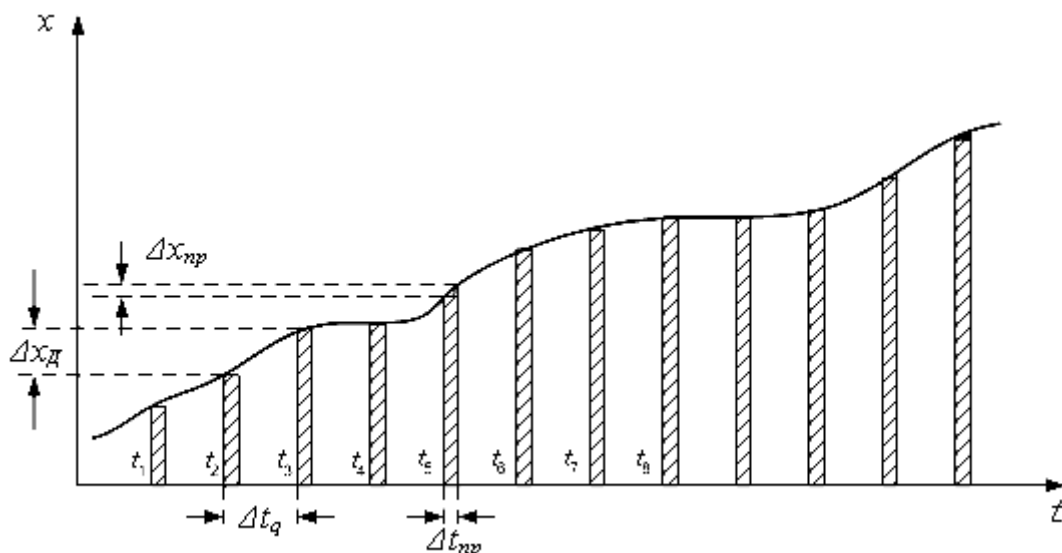


Рис. 3.1.

У дискретизованому сигналі відсутні проміжні значення вхідного сигналу між мітками часу  $t_i$  та  $t_{i+1}$ , тому втрачається вимірювальна

інформація про ці проміжні значення сигналу. Із-за цього виникають похибки від дискретизації  $\Delta x_d$ . Крім цього, необхідно враховувати, що для аналого-цифрового перетворення сигналу потрібно якийсь час  $\Delta t_{np}$  (рис. 3.1). Це є причиною появи ще однієї похибки перетворення  $\Delta x_{np}$ , що пов'язана зі зміною вимірюваного сигналу в інтервалі часу його аналого-цифрового перетворення.

Для зменшення похибки дискретизації  $\Delta x_d$  необхідно зменшувати крок дискретизації  $\Delta t_q$ , при цьому завжди повинна виконуватися умова  $\Delta t_q > \Delta t_{np}$ .

У свою чергу похибка  $\Delta x_{np}$  буде тим меншою, чим менше час  $\Delta t_{np}$ , тобто чим більше швидкодіючим буде АЦП.

Квантування за рівнем вимірюваної аналогової величини  $x$  полягає у визначенні квантованого значення даної величини  $x_{кв}$  (рис. 3.2):

$$x_{кв} = N \cdot q, \quad (3.1)$$

де  $q$  – крок квантування (різниця між сусідніми рівнями квантування);  $N$  – числове значення, яке дорівнює цілому числу квантів розміщених на вимірюваній амплітуді  $x$  у момент часу  $t_i$  (число рівнів квантування).

У загальному випадку квантоване значення  $x_{кв}$  не збігається по величині з вимірюваною амплітудою  $x$ , якщо на цій амплітуді  $x$  не може розміститися ціле число  $q$ .

Похибка квантування – це різниця між результатом  $x_{кв}$  та справжнім значенням вимірюваної величини.

$$\Delta x_{кв} = x_{кв} - x = N \cdot q - x. \quad (3.2)$$

Похибку квантування можна зменшити вибираючи необхідну малу величину кроку квантування  $q$ , при цьому збільшується число  $N$ .

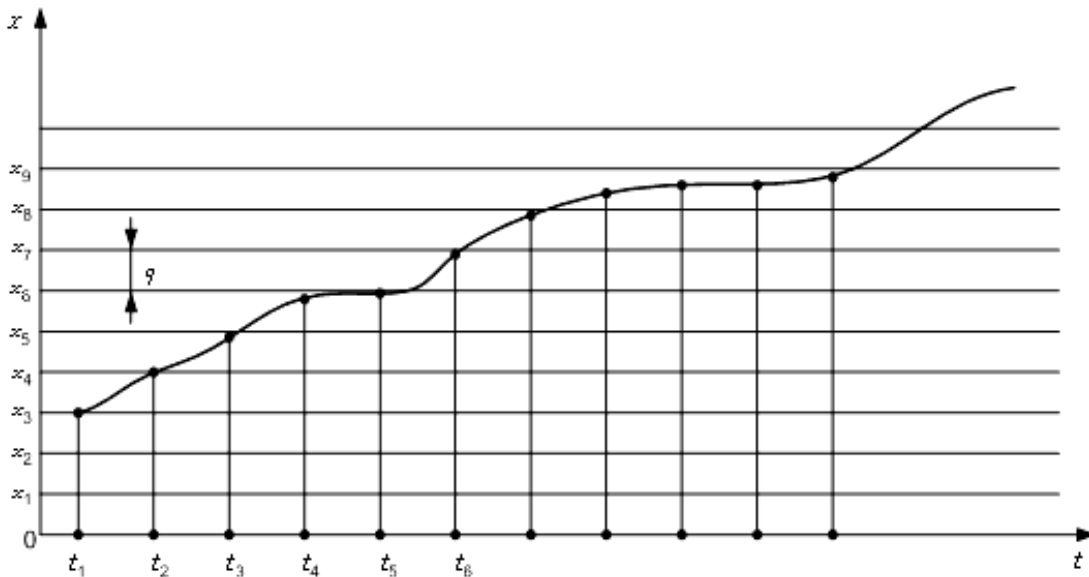


Рис. 3.2

### 3.3. Перетворювачі інтервалу часу в цифровий код

У багатьох випадках сигнал, що надходить із виходу первинних вимірювальних перетворювачів, подається у вигляді інтервалів часу. Крім того, що перетворювачі інтервалу часу в код застосовуються як самостійні пристрої, вони широко використовуються як складова частина датчиків, що призначена для перетворення переміщень у код, напруги у код, частоти й фази в код. У цих датчиках створюється подвійне перетворення: перше – проміжне, при якому вхідна аналогова (лінійне або кутове переміщення, фаза, частота й т.д.)

перетвориться в часовий інтервал, друге – (аналого-цифрове) при якому часовий інтервал перетвориться в код.

Для перетворення інтервалу часу, розташованого між старт- і стоп-імпульсами, використовується класичний метод послідовної лічби, при якому вимірюваний інтервал часу заповнюється імпульсами генератора стабільної частоти. Величина інтервалу визначається шляхом підрахунку кількості імпульсів, що укладаються в цьому інтервалі часу. На рис. 3.3. наведена структурна схема такого перетворювача, а на рис. 3.4. наведені часові діаграми, що пояснюють його роботу.

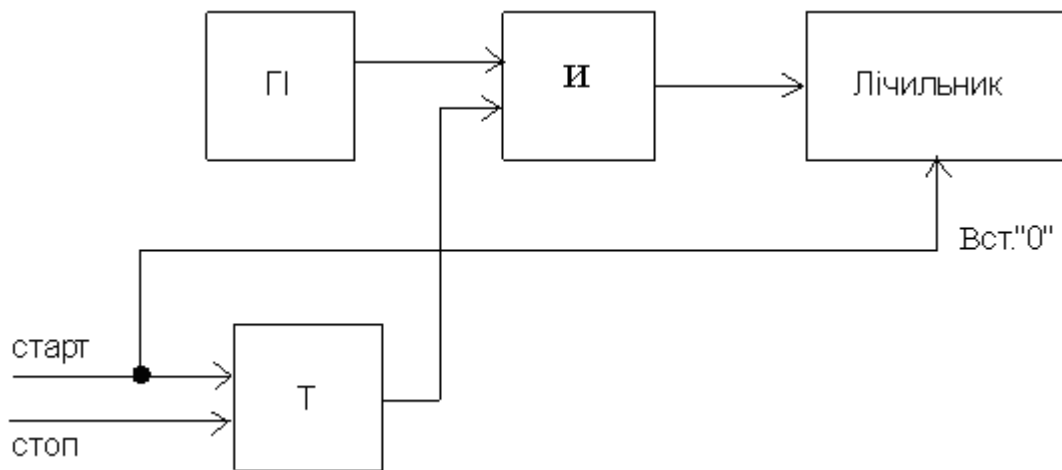


Рис. 3.3.

Вимірюваний часовий інтервал  $T_x$  укладений між старт- і стоп-імпульсами (рис. 3.4).

Старт-імпульс надходить на вхід тригера  $T$  і перемикає його в одиничний стан. Крім цього старт-імпульс надходить на лічильник імпульсів і встановлює його в нульовий стан. Одиничний вихід тригера  $T$  є розв'язним для логічного елемента  $И$ , і тому імпульси з генератора імпульсів стабільної частоти  $ГІ$  проходять через елемент  $И$  і надходять на рахунковий вхід лічильника.

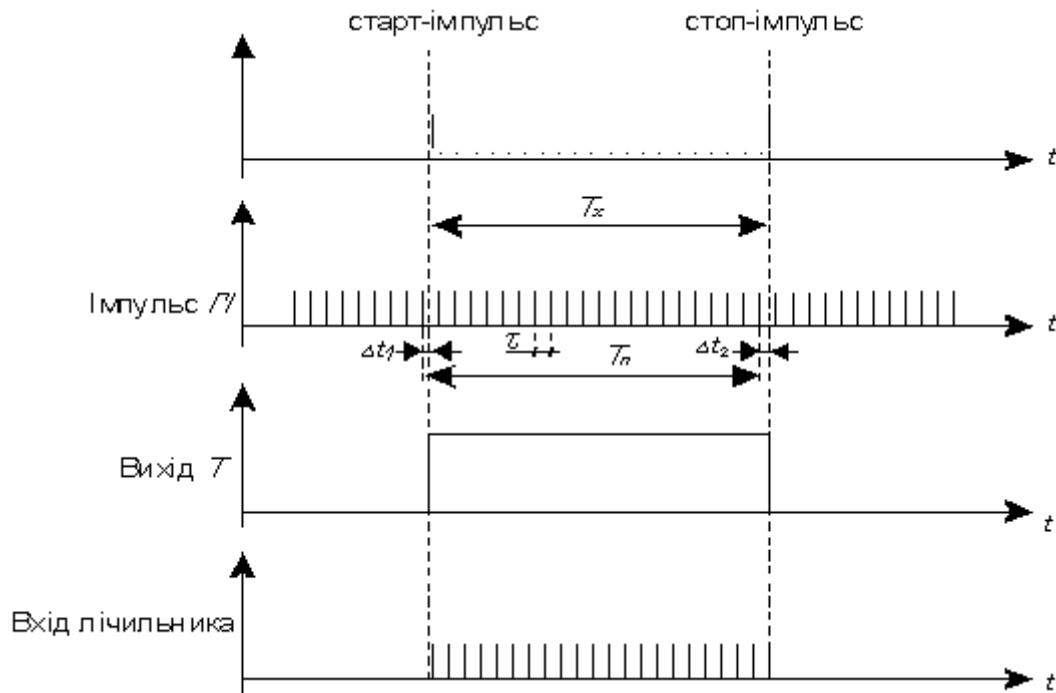


Рис. 3.4.

Стоп - імпульс перемикає тригер  $T$  у нульовий стан, після чого елемент И перестає пропускати імпульси  $ГІ$  на вхід лічильника. На цьому процес перетворення закінчується. У лічильнику встановлюється двійковий код, який дорівнює сумі імпульсів, що пройшли через елемент И. Показання лічильника буде пропорційне величині вимірюваного інтервалу часу  $T_n$  (рис. 3.4):

$$T_n = N \cdot \tau, \quad (3.3)$$

де  $N$  – кількість повних періодів імпульсів, що надійшли на вхід лічильника;  $\tau$  – період імпульсів  $ГІ$

У загальному випадку через вплив похибок  $T_x \neq T_n$ .

Зробимо аналіз похибок, що виникають при перетворенні часового інтервалу  $T_x$  у код.

Як видно з діаграм (рис. 3.4) дійсне значення вимірюваного інтервалу

$$T_x = T_n - \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (3.4)$$

або 
$$T_x = N \cdot \tau - \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (3.5)$$

$$T_x = N \cdot \tau - \Delta t_m, \quad (3.6)$$

де  $\Delta t_m = -\Delta t_1 + \Delta t_2$  – сумарна похибка вимірювання (похибка квантування)

Звідси слідує, що похибка вимірювання часового інтервалу  $T_x$  виникає через невизначеність розташування старт і стоп-імпульсів щодо імпульсів генератора  $PI$ .

Очевидно, що старт- і стоп-імпульси можуть бути розташовані в будь-якому місці між двома сусідніми імпульсами  $PI$ .

Невизначеність у розташуванні старт- і стоп-імпульсів щодо імпульсів  $PI$  створює дві похибки при вимірі часового інтервалу  $T_x$ . Перша з них  $\Delta t_1$  (рис. 3.4) – негативна, тому що вимірюваний часовий інтервал  $T_n$  більше дійсного  $T_x$ , а друга –  $\Delta t_2$  позитивна, тому що через неї вимірюваний часовий інтервал виходить менше  $T_x$ .

З (3.6) випливає, що максимальна сумарна похибка  $\Delta t_m$  у перетворенні часового інтервалу виходить, коли одна з похибок ( $\Delta t_1$  або  $\Delta t_2$ ) дорівнює нулю, а друга має максимальне значення рівне  $\tau$ . У цьому випадку абсолютна максимальна похибка перетворення дорівнює

$$\Delta t_m = \pm \tau. \quad (3.7)$$

Відносна результуюча гранична похибка

$$\delta_m = \pm \frac{\Delta t_m}{T_n} = \pm \frac{\tau}{N\tau} = \pm \frac{1}{N} \quad (3.8)$$

Для обох похибок  $\Delta t_1$  і  $\Delta t_2$  має місце прямокутний закон розподілу часу приходу старт- і стоп-імпульсів щодо імпульсів ГІ, що відповідає рівній імовірності приходу цих імпульсів у будь-який момент часу між двома сусідніми імпульсами ГІ.

Сумарний закон розподілу  $\Delta t_m$  являє собою композицію двох однакових законів розподілу похибок  $\Delta t_1$  і  $\Delta t_2$  з урахуванням їхніх різних знаків. Цей сумарний закон розподілу має вигляд рівнобедреного трикутника, що має висоту  $1/\tau$  й підставу  $2\tau$ . Такий закон називають розподілом Симпсона.

Для зменшення похибки  $\Delta t_m$  необхідно збільшити частоту ГІ, тобто зменшити  $\tau$ . Максимальне значення частоти ГІ обмежується швидкодією молодших розрядів лічильника імпульсів. На похибку перетворення великий вплив має стабільність частоти генератора ГІ.

Для ліквідації похибок  $\Delta t_1$  і  $\Delta t_2$  при перетворенні часового інтервалу в цифровий код необхідна синхронізація старт- і стоп-імпульсів з імпульсами ГІ. Очевидно, що синхронізація стоп-імпульсу з імпульсами ГІ в принципі – неможлива, тому що в цьому

випадку тривалість вимірюваного часового інтервалу  $T_x$  не могла б бути довільною. Синхронізація старт - імпульсу з імпульсами ГІ можлива, якщо це дозволяє умова застосування АЦП у даному об'єкті.

На рис. 3.5. наведена структурна схема перетворювача часового інтервалу в цифровий код із синхронізацією старт-імпульсу з імпульсами ГІ.

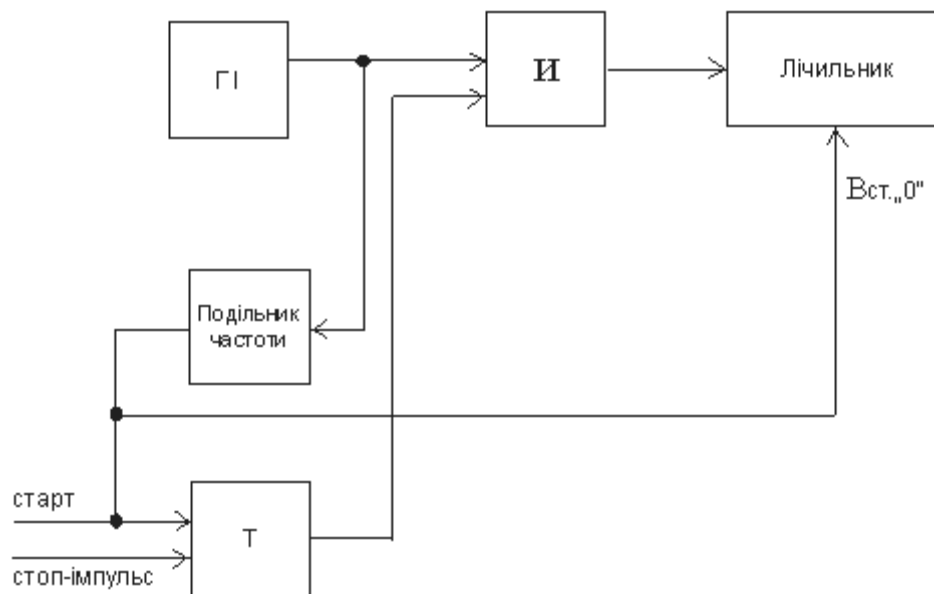


Рис. 3.5

Імпульси ГІ надходять на дільник частоти, що має відповідний коефіцієнт розподілу. Імпульси з виходу дільника співпадають у часі з відповідними імпульсами ГІ й використовуються як старт-імпульси. В іншому випадку схема, що наведена на рис. 3.5, функціонує так само, як і схема, що наведена на рис. 3.3. Коефіцієнт розподілу дільника частоти повинен бути таким, щоб інтервал часу між двома старт-імпульсами перевищував вимірюваний інтервал часу  $T_x$ .



Введення синхронізації між старт-імпульсами й імпульсами ГІ усуває похибку  $\Delta t_1$ , але при цьому повністю зберігається похибка  $\Delta t_2$ . У цьому випадку максимальна абсолютна похибка перетворення

$$\Delta t_m = -\Delta t_1 + \Delta t_{2_{\max}} = 0 + \tau = +\tau. \quad (3.9)$$

Для зменшення цієї похибки необхідно синхронізувати старт-імпульс із серединою періоду імпульсів ГІ, тобто зсунути за допомогою елемента затримки старт-імпульс на час  $\tau/2$ .

У цьому випадку вводиться постійна похибка

$$\Delta t_1 = -\tau/2, \quad (3.10)$$

Максимальна абсолютна похибка

$$\Delta t_m = \pm\tau/2. \quad (3.11)$$

Середня квадратична  $\sigma_{\text{кв}} = \frac{\tau}{2\sqrt{3}}.$  (3.12)

Похибка  $\Delta t_2$  є принципово незнищувана, однак застосуванням спеціальних методів її можна зменшити.

Розглянемо деякі методи збільшення точності перетворення часових інтервалів. З аналізу похибок, що виникають при

перетворенні великих однократних часових інтервалів, можна зробити висновок, що в більшості випадків найбільш реальним методом забезпечення заданої точності перетворення, тобто зменшення похибки  $\Delta t_2$ , є підвищення частоти ГІ. Однак у деяких випадках такий метод неприйнятний. Відомі два методи зменшення похибки  $\Delta t_2$  без підвищення частоти ГІ: метод електронного ноніуса; метод затриманих збігів.

Метод електронного ноніуса може бути розглянутий на прикладі структурної схеми, наведеної на рис. 3.6 і на часових діаграмах (рис. 3.7).

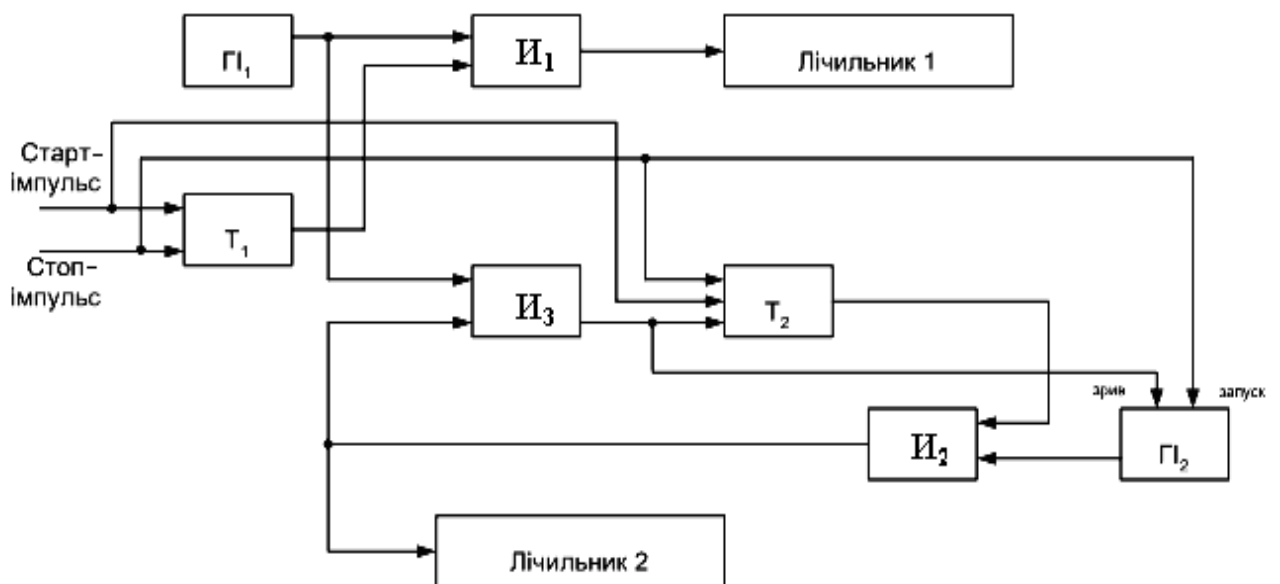


Рис.3.6

Старт-імпульс устанавлює тригер  $T_1$  у одиничний стан, тригер  $T_2$  у нульове й устанавлює в нульовий стан лічильник 1 і лічильник 2 (ланцюг устанавки в нуль лічильників на рис. 3.6 не показаний). Після цього вихід тригера  $T_1$  є розв'язним для елемента  $I_1$ , а вихід тригера  $T_2$  – заборонний для елемента  $I_2$ . Імпульси від генератора  $\Gamma_1$  проходять через елемент  $I_1$  и надходять на рахунковий вхід лічильника 1. Стоп-імпульс перемикає тригер  $T_1$  у нульовий стан,

після чого елемент  $I_1$  закривається й на вхід лічильника 1 перестають надходити імпульси  $\Gamma_1$ .

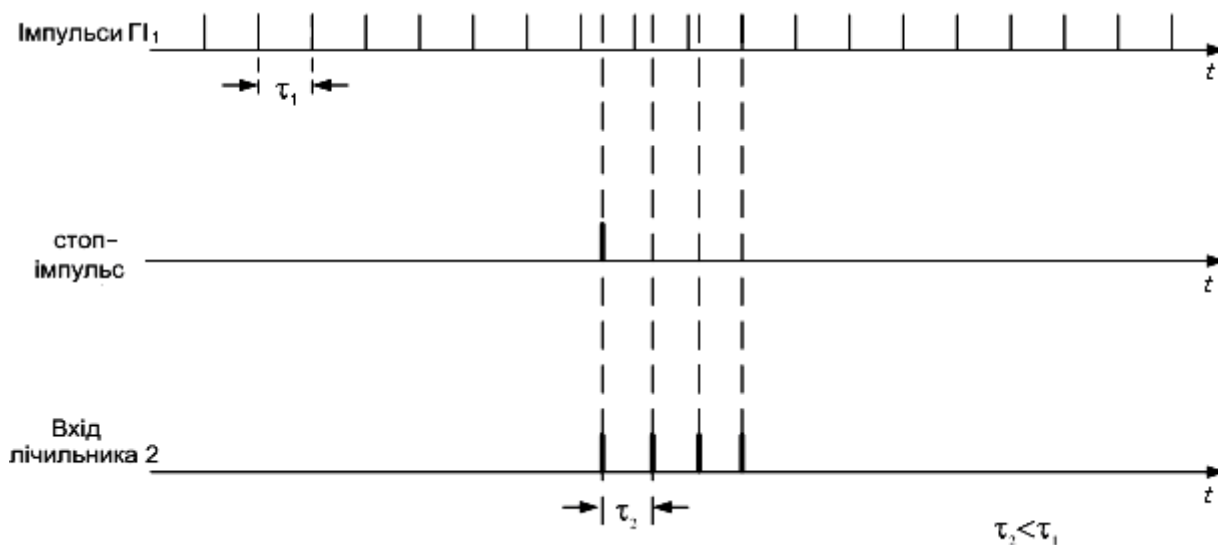


Рис. 3.7

Крім цього, стоп-імпульс запускає допоміжний генератор ударного збудження  $\Gamma_2$ , а також перемикає тригер  $T_2$  у одиничний стан (рис.3.7). Після цього імпульси  $\Gamma_2$  проходять через відкритий елемент  $I_2$  і надходять на рахунковий  $I_1$  вхід лічильника 2, а також на вхід елемента  $I_3$ , на другий вхід якого подаються імпульси  $\Gamma_1$ . Частота імпульсів  $\Gamma_2$  відрізняється від частоти  $\Gamma_1$  на певне значення. При збігу імпульсу  $\Gamma_1$  й одного з імпульсів  $\Gamma_2$ , елемент  $I_3$  видає сигнал, що перемикає тригер  $T_2$  у нульовий стан, а також зриває коливання в допоміжному генераторі  $\Gamma_2$ . Додатковий лічильник 2 підраховує кількість імпульсів  $\Gamma_2$  за час, що пройшов від моменту приходу стоп-імпульсу до моменту збігу в часі імпульсів  $\Gamma_1$  й  $\Gamma_2$ . Показання лічильника 2 дає уточнене значення величини  $\Delta t_2$ .

Величина

$$\Delta t_2 = N_2(\tau_1 - \tau_2), \quad (3.13)$$

де  $N_2$  – число імпульсів  $\Gamma_2$ , що надійшли на вхід лічильника 2;

$\tau_1$  і  $\tau_2$  – періоди проходження імпульсів  $\Gamma_1$  й  $\Gamma_2$  відповідно.

Частоту допоміжного генератора  $\Gamma_2$  варто брати рівною

$$f_{\Gamma_2} = \frac{2^k}{2^k - 1} f_{\Gamma_1}, \quad (3.14)$$

де  $k$  - коефіцієнт (ціле число).

Використання електронного ноніуса дозволяє збільшити точність перетворення часового інтервалу в  $2^k$  разів, тому що схема розрізняє часовий інтервал тривалістю

$$\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2 = \frac{1}{f_{\Gamma_1}} - \frac{1}{f_{\Gamma_2}} = \frac{\tau_1}{2^k} \quad (3.15)$$

З рівнянь (3.13) і (3.15) випливає, що

$$\Delta t_2 = N_2 \cdot \frac{\tau_1}{2^k} \quad (3.16)$$

Показання допоміжного лічильника 2 підсумовується з показаннями основного лічильника 1. Вимірюваний інтервал

$$T_x = N_1 \cdot \tau_1 + N_2 \cdot \frac{\tau_1}{2^k} - \Delta t_1, \quad (3.17)$$

де  $N_1$  – число імпульсів  $\Gamma_1$ , що надійшли на вхід лічильника 1.

Введення схеми ноніуса привело до зменшення похибки  $\Delta t_2$ , але похибка  $\Delta t_1$  залишилася незмінною.

Усунення похибки  $\Delta t_1$  може бути здійснене синхронізацією старт-імпульсу з імпульсами  $\Gamma_1$ , але якщо це неможливо, то необхідне введення другої схеми ноніуса, орієнтованої на момент приходу старт-імпульсу.

Як впливає з (3.16) точність виміру  $\Delta t_2$ , а, отже й  $T_x$  буде залежати від обраної величини коефіцієнта  $k$ . Зазвичай коефіцієнт  $k$  береться не дуже великим, через те що він визначає рівень вимог до ряду параметрів схеми.

Недоліком ноніусної схеми є високі вимоги до стабільності частоти обох генераторів і до тривалості імпульсів  $\Gamma_1$  й  $\Gamma_2$  для того, щоб забезпечити впевнений збіг цих імпульсів на вході елемента  $I_3$  (рис. 3.6).

Якщо тривалості  $\tau_1$  або  $\tau_2$  будуть менше  $\frac{\tau_1}{2^k}$ , то може не вийти збігу потрібних імпульсів  $\Gamma_1$  й  $\Gamma_2$  (буде пропуск). У результаті схема електронного ноніуса дасть велику похибку виміру  $\Delta t_2$ . Якщо ж  $\tau_1 = \tau_2 > \frac{\tau_1}{2^k}$ , то може відбутися не один, а кілька збігів імпульсів  $\Gamma_1$  й  $\Gamma_2$  на вході схеми  $I_3$  (рис. 3.6). При цьому необхідно виділити центр пачки імпульсів, що збіглися, що призведе до ускладнення схеми. Звідси треба, щоб тривалості імпульсів обох генераторів дорівнювали:

$$\tau_1 = \tau_2 = \frac{\tau_1}{2^k} \quad (3.18)$$

Зазначені причини змушують вибирати таке значення коефіцієнта  $k$ , тобто таке підвищення точності перетворення завдяки використанню схеми електронного ноніуса, що забезпечується як стабільністю частоти обох генераторів, так і тривалістю імпульсів  $\tau_1$  й  $\tau_2$ . Величину  $k$  звичайно вибирають у межах першого десятка.

Другим шляхом зниження похибки  $\Delta t_2$  без збільшення частоти генератора ГІ, є використання методу затриманих збігів. На рис. 3.8. наведена структурна схема, що реалізує даний метод.

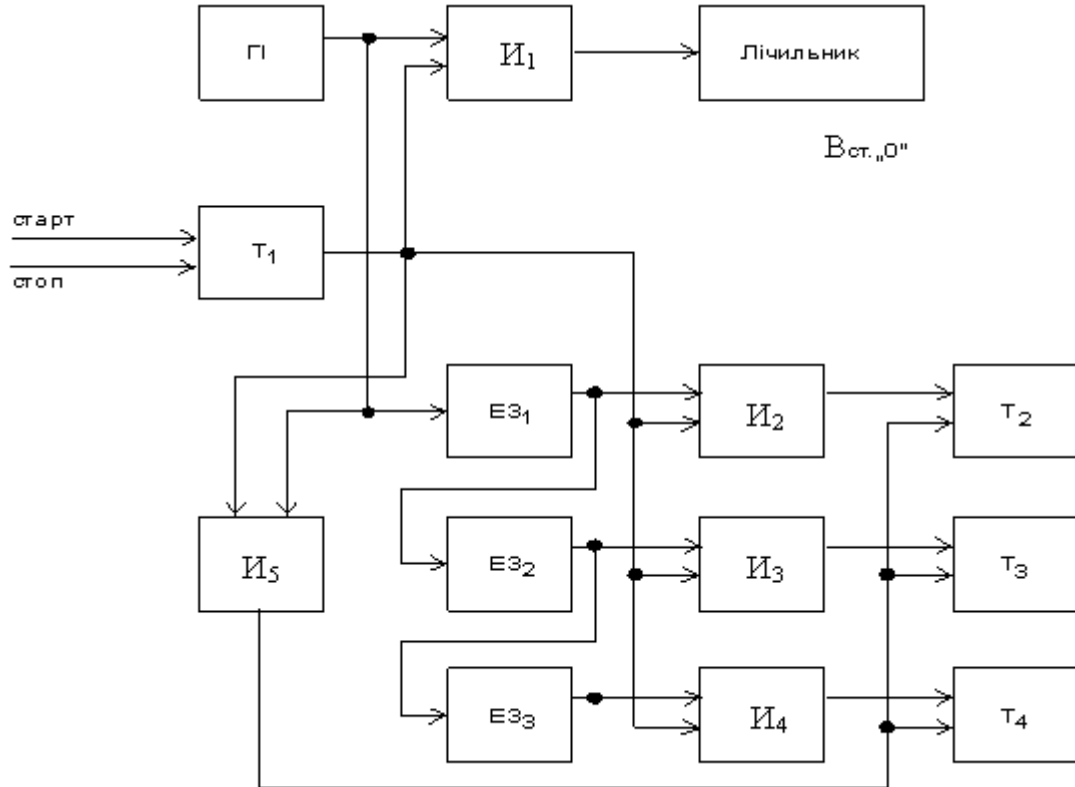


Рис. 3.8

Старт-імпульс, синхронізований з імпульсом ГІ, встановлює тригер  $T_1$  у одиничний стан, після чого його вихід стає розв'язним для схем  $I_1, I_2, I_3, I_4$  і  $I_5$ . Імпульси ГІ проходять через відкритий елемент  $I_1$  і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів. Крім цього, імпульси ГІ проходять через ряд послідовно включених елементів затримок  $EZ_1, EZ_2, EZ_3$ . Час затримки кожного із цих елементів дорівнює

$$t_{зам} = \frac{\tau}{2^k} \quad (3.19)$$

Число елементів затримки вибирається рівним  $2^k - 1$  (на рис. 3.8 наведений випадок, коли  $k=2$ ).

Імпульси з виходів елементів затримки надходять через відкриті елементи  $I_2, I_3, I_4$  на входи допоміжних тригерів  $T_2, T_3, T_4$ . Таким чином, кожен імпульс ГІ встановлює спочатку тригери  $T_2, T_3, T_4$  у нульові стани, а потім, проходячи через елементи затримок, перемикає послідовно тригери  $T_2, T_3, T_4$  у одиничні стани. Стоп-імпульс перемикає тригер  $T_1$  у нульовий стан, після чого всі елементи  $I$  закриваються, і імпульси ГІ перестають надходити не тільки на основний лічильник, але й на тригери  $T_2, T_3, T_4$ . Якщо похибка  $\Delta t_2 < \frac{\tau}{2^k}$ , то до приходу стоп-імпульсу жоден із тригерів  $T_2, T_3, T_4$  не змінить свого стану. При більшій величині  $\Delta t_2$  один або кілька допоміжних тригерів перемикаються в одиничний стан.

Допоміжні тригери утворюють додаткові розряди лічильника й дозволяють у  $2^k$  разів знизити похибку  $\Delta t_2$ .

При розгляді методів підвищення точності перетворення часового інтервалу в цифровий вхід не враховувалися такі параметри як затримка сигналів на час спрацьовування елементів  $I$  і тригерів.

Якщо старт-імпульс неможливо синхронізувати із імпульсами ГІ, то у всіх вищерозглянутих методів додатково з'явиться похибка  $\Delta t_1$ . Для усунення цієї похибки великий інтерес представляє спосіб перетворення, при якому рахунок часу починається від якогось умовного нуля, тобто імпульсу, синхронізованого з імпульсом ГІ, але, який починається за часом раніше старт-імпульсу (рис. 3.9).

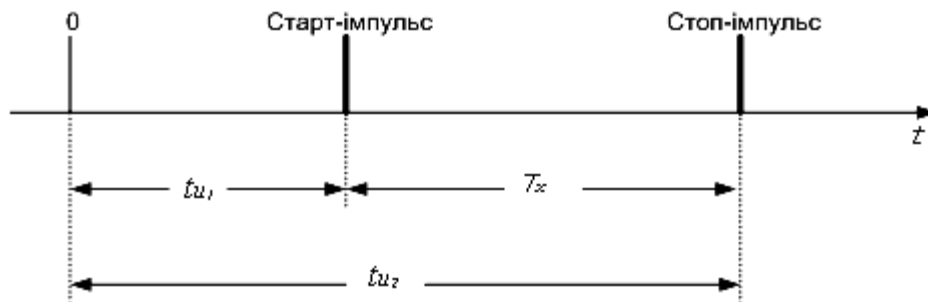


Рис.3.9

Як старт, так і стоп-імпульси представлені часовими інтервалами  $t_{u1}$  й  $t_{u2}$  щодо цього нуля.

У цьому випадку імпульси ГІ починають надходити на лічильники з моменту “нуль часу”, причому фіксуються два показання лічильників, що відповідають інтервалам часу  $t_{u1}$  й  $t_{u2}$  (рис. 3.9). Вимірюваний інтервал часу  $T_x = t_{u1} - t_{u2}$ , тобто дорівнює різниці показань лічильників.

Для вимірів інтервалів часу  $t_{u1}$  й  $t_{u2}$  можуть використовуватися схеми (рис. 3.6) або (рис. 3.8).



Такий метод перетворення дозволяє одержати взаємну компенсацію ряду похибок, викликаних затримками в схемах на перемикання елементів.

### 3.4. Перетворення фази в код

У даних перетворювачах як вхідна величина, що підлягає перетворенню, береться різниця фаз двох сигналів, тобто зсув одного сигналу щодо іншого:

$$\psi(t) = \varphi_{вх}(t) - \varphi_0(t) \quad (3.20)$$

де  $\varphi_0(t)$  – фаза опорного сигналу;

$\varphi_{вх}(t)$  – фаза вхідного сигналу, для якого визначається зсув фаз.

Найбільше часто вхідний  $U_1(t)$  й опорний  $U_0(t)$  сигнали мають однакову частоту й синусоїдальну форму, але в деяких випадках ці обмеження не є обов'язковими.

Перетворення фази в цифровий код зводиться до перетворення зсуву фаз  $\psi$  у часовий інтервал  $T_x$ , що потім перетворюється в цифровий код одним з відомих методів.

На рис. 3.10 наведена структурна схема цифрового фазометра – приладу для вимірювання зсуву фаз між двома синусоїдальними сигналами із частотою  $f = \frac{1}{T}$ , а на рис. 3.11 наведені часові діаграми його роботи.

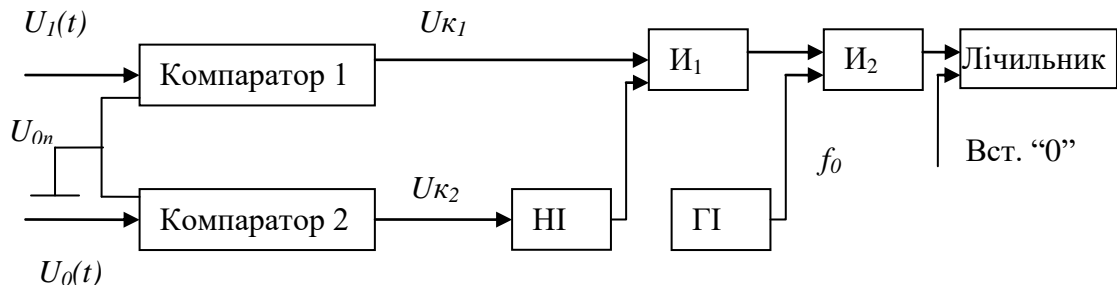


Рис. 3.10

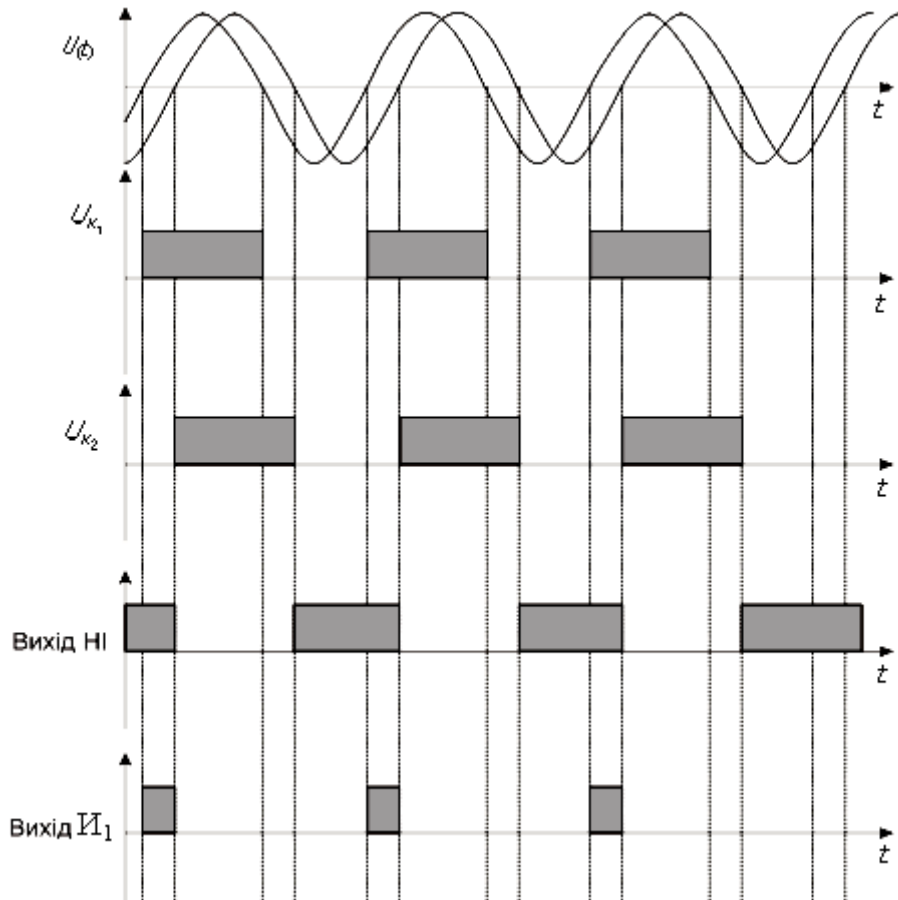


Рис. 3.11

Вхідні сигнали  $U_1(t)$  й  $U_0(t)$  надходять на входи компараторів, які виробляють імпульси  $U_{K1}$  й  $U_{K2}$  у моменти переходу через нуль вхідних сигналів. Імпульси  $U_{K2}$  інвертуються інвертором И1 й надходять на один із входів елемента И2, на другий вхід якого надходять імпульси  $U_{K1}$ . На виході елемента И2 формуються імпульси із тривалістю  $T_x$  (рис. 3.11). Ці імпульси відкривають елемент И1,

через який починають проходити імпульси ГІ на вхід лічильника імпульсів. Таким чином часові інтервали  $T_x$  перетворюються в цифровий код.

При цьому 
$$T_x = N \cdot \tau = \frac{N}{f_0} \quad (3.21)$$

де  $N$  – число імпульсів ГІ, що надійшли на вхід лічильника;

$f_0$  – частота імпульсів ГІ.

Як відомо 
$$\psi_x = 2\pi f \cdot T_x, \quad (3.22)$$

де  $\psi_x$  – вимірюваний зсув фаз;  $f_0, f$  – частота опорного й вхідного сигналу.

З (3.21) і (3.22) випливає, що

$$\psi_x = N \cdot 2\pi \frac{f}{f_0} . \quad (3.23)$$

На точність перетворення зсуву фаз в цифровий код впливає наявність завад у вхідному сигналі, головними з яких є вищі гармонійні складові. Вплив цих завад може бути зменшено, якщо вимірювати зсув фаз двічі: спочатку при проході через нуль обох вхідних сигналів в одному напрямку, а потім – в іншому. Тоді отриманий інтервал часу  $T_x$  буде дорівнювати півсумі двох отриманих часових інтервалів.

### 3.5. Перетворення частоти в код

Одним із способів перетворення частоти в код буде підрахунок періодів вимірюваної частоти  $f_x$ , що розміщуються на фіксованому часовому інтервалі  $T_\phi$ .

На рис. 3.12 наведена структурна схема, що реалізує даний спосіб вимірювання частоти  $f_x$ .

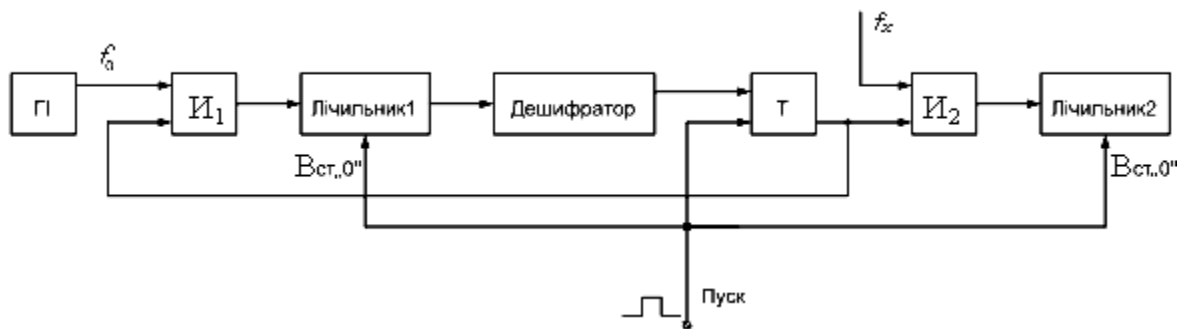


Рис. 3.12

Керуючий імпульс “Пуск” (старт-імпульс) встановлює лічильник 1 і лічильник 2 у нульові стани, а також перемикає тригер  $T$  у одиничний стан, після чого вихідна напруга тригера  $T$  є дозволеною для елементів  $I_1$  і  $I_2$ . Після цього імпульси високостабільного генератора  $\Gamma$  проходять через  $I_1$  і надходять на лічильний вхід лічильника 1. В цей же час імпульси вимірюваної частоти  $f_x$  проходять через елемент  $I_2$  і надходять на вхід лічильника 2. За допомогою лічильника 1 і дешифратора формується зразковий часовий інтервал  $T_\phi$ :

$$T_\phi = N \cdot \tau_0, \quad (3.24)$$

де  $\tau_0$  – період імпульсів ГІ;  $N$  – число імпульсів ГІ, що надійшли на вхід лічильника 1.

$N$ -й імпульс генератора ГІ з'являється на виході дешифратора (стоп – імпульс) і перемикає тригер  $T$  у нульовий стан. Елементи  $I_1$  і  $I_2$  закриваються, процес перетворення – закінчений. У лічильнику 2 буде зафіксовано число імпульсів  $N_x$  невідомої частоти  $f_x$ , що надійшли на його вхід за час  $T_\phi$ .

Як впливає з рівняння (3.5)

$$T_\phi = N_x \cdot \tau_x - \Delta t_1 + \Delta t_2, \quad (3.25)$$

де  $\tau_x$  – період проходження невідомої частоти  $f_x$ .

З (3.24) і (3.25) впливає

$$N \cdot \tau_0 = N_x \cdot \tau_x - \Delta t_1 + \Delta t_2,$$

звідси

$$\tau_x = \frac{N \cdot \tau_0 + \Delta t_1 - \Delta t_2}{N_x} \quad (3.26)$$

Замінивши в (3.26)  $\tau_x = \frac{1}{f_x}$  і  $\tau_0 = \frac{1}{f_0}$ , одержимо

$$f_x = \frac{f_0 \cdot N_x}{N + f_0(\Delta t_1 - \Delta t_2)} \quad (3.27)$$

З рівняння (3.27) впливає, що похибка виміру  $f_x$  великою мірою залежить від похибок  $\Delta t_1$  і  $\Delta t_2$ , обумовлених невизначеністю в розташуванні старт- і стоп-імпульсів щодо імпульсів вимірюваної

частоти  $f_x$ , тобто ця похибка виникає через те, що крім цілого числа періодів частоти  $f_x$  в інтервал  $T_\phi$  буде також входити й невимірjana частина періоду  $\tau_x$ .

Похибку  $\Delta t_1$  можна усунути шляхом синхронізації старт- імпульсу з імпульсами  $f_x$ , а похибку  $\Delta t_2$  можна значно зменшити, використовуючи метод затриманих збігів або метод електронного ноніуса.

На рис. 3.13 наведена структурна схема перетворювача частоти в цифровий код з використанням методу затриманих збігів і із синхронізацією старт-імпульсу.

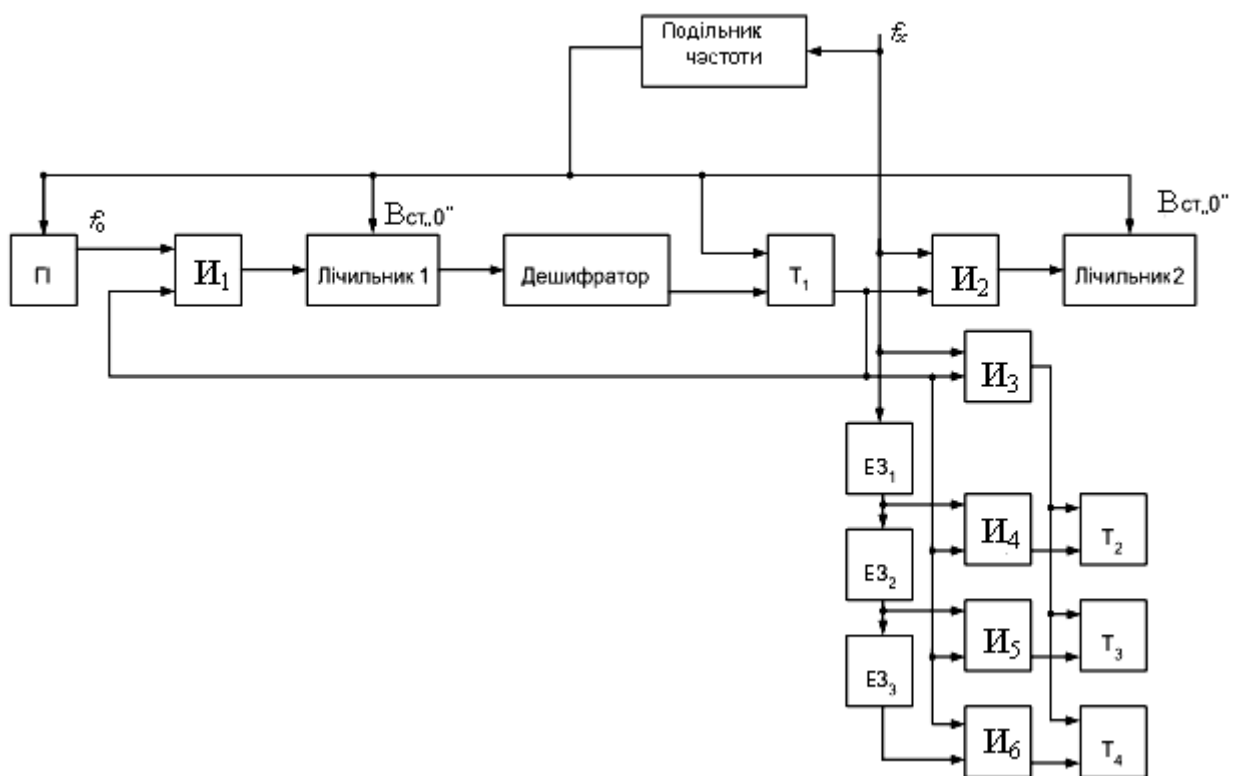


Рис. 3.13

Вимірювана частота  $f_x$  надходить на подільник частоти, що виробляє старт-імпульси, що збігаються за часом з кожним  $N_\partial$  імпульсом  $f_x$ . При цьому коефіцієнт розподілу дільника повинен бути таким, щоб

$$N_D > N_x$$

Старт-імпульс встановлює в нульові стани лічильник імпульсів 1, лічильник 2, а також перемикає в одиничний стан тригер  $T_1$  і запускає генератор ударного збудження ГІ. Після цього генератор ГІ починає генерувати імпульси, які проходять через відкритий елемент  $I_1$  і надходять на рахунковий вхід лічильника 1, а імпульси вимірюваної частоти  $f_x$  проходять через елемент  $I_2$  і надходять на рахунковий вхід лічильника 2. Крім цього імпульси  $f_x$  проходять через ряд послідовно включених елементів затримок і перемикають в одиничні стани додаткові тригери  $T_2, T_3, T_4$ .

За допомогою лічильника 1 і дешифратора формується зразковий інтервал часу  $T_\phi$  (рис. 3.13).  $N$ -й імпульс, що з'являється на виході дешифратора (стоп-імпульс), перемикає тригер  $T_1$  у нульовий стан, після чого всі елементи  $I$  закриваються, і процес виміру  $f_x$  – закінчений.

Залежно від похибки  $\Delta t_2$  буде змінюватися число додаткових тригерів, що перебувають в одиничному стані. Додаткові тригери ніби утворюють додаткові розряди лічильника 2 і дозволяють у  $2^k$  разів знизити похибку  $\Delta t_2$ . Число елементів затримок вибирається  $2^k - 1$ , а кожен ЕЗ має затримку  $\frac{\tau}{2^k}$  (на рис. 3.13 наведено випадок  $k = 2$ ).

В ідеальному випадку, якщо  $\Delta t_1 = 0$  і  $\Delta t_2 = 0$ , то

$$f_x = f_0 \frac{N_x}{N}. \quad (3.28)$$

З (3.28) випливає, що максимальна похибка буде при перетворенні мінімального значення частоти  $f_{x \min}$ , тобто чим нижче  $f_x$ , тим буде меншим  $N_x$ , а отже, буде більшою похибка. Якщо максимальна похибка перетворення не повинна перевищувати величини  $\delta_{\max}$ , то необхідно вибрати зразковий інтервал

$$T_{\Phi} \geq \frac{1}{\delta_{\max} \cdot f_{x \min}} . \quad (3.29)$$

Підвищення точності перетворення частоти в код можна домогтися також використанням множника частоти  $f_x$  в задане число раз. При цьому множник частоти повинен мати постійний для всіх частот коефіцієнт множення й повинен мати високу швидкодію. Створення такого множника є непростим завданням.

### 3.6. Перетворювачі напруг в цифровий код

Перетворювачі напруги в код (ПНК) мають найбільше поширення серед всіх видів АЦП (у деяких випадках під терміном АЦП розуміють ПНК). При побудові перетворювачів напруги в код може бути використаний кожний із трьох класичних методів перетворення: послідовного рахунку, порозрядного зрівноважування, або метод зчитування.



### 3.6.1. ПНК послідовного рахунку

Як приклад перетворювача послідовного рахунку розглянемо ПНК із проміжним перетворенням вхідної напруги в часовий інтервал з наступним його вимірюванням відомими методами. Структурна схема такого перетворювача й часові діаграми, що пояснюють його роботу, наведені на рис. 3.14, 3.15.

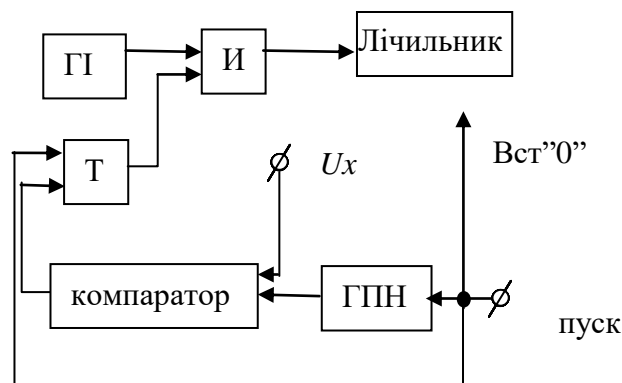


Рис. 3.14

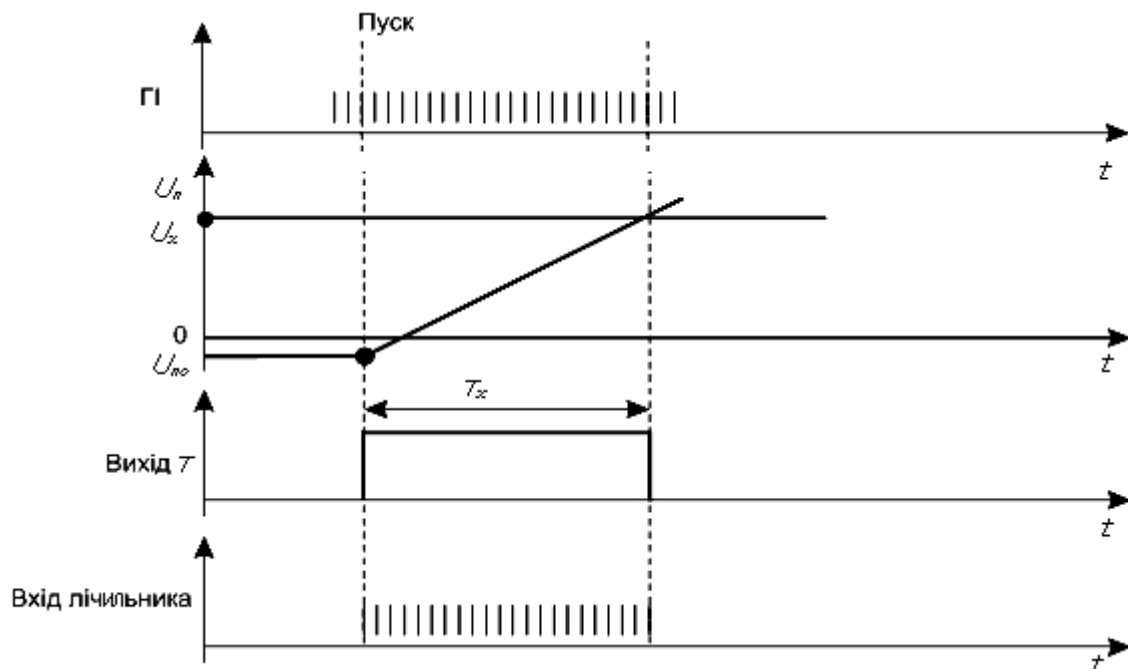


Рис. 3.15

Імпульс запуску (старт-імпульс) встановлює в нульовий стан лічильник імпульсів і перемикає тригер  $T$  в одиничний стан, після

чого імпульси стабільної частоти ГІ проходять через відкритий елемент  $I$  і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів. Одночасно з цим запускається генератор пилкоподібної напруги ГПН, вихідна напруга якого  $U_{II}$  надходить на один із входів компаратора, на другий вхід якого надходить вимірювана напруга  $U_x$ . В момент рівності  $U_{II}=U_x$  компаратор виробляє імпульс (стоп-імпульс), що перемикає тригер  $T$  у нульовий стан, при якому елемент  $I$  закривається і надходження імпульсів ГІ на вхід лічильника припиняється. Таким чином, вимірювана напруга  $U_x$  перетворюється в часовий інтервал  $T_x$  (рис. 3.15), що міститься між старт- і стоп-імпульсами. Цифровий код на лічильнику буде пропорційний часовому інтервалу  $T_x$ , що у свою чергу пропорційний вимірюваній напрузі  $U_x$ .

Для розглянутого ПНК справедливе співвідношення:

$$U_{II} = U_{II_0} + \alpha t, \quad (3.30)$$

де  $U_{II_0}$  – початковий рівень пилкоподібної напруги;

$\alpha$  – швидкість зміни пилкоподібної напруги.

Оскільки кінець інтервалу  $T_x$  маємо при  $U_{II}=U_x$ , де  $t = T_x$ , то з (3.30) маємо

$$T_X = \frac{U_X - U_{II_0}}{\alpha}. \quad (3.31)$$

Через те, що  $T_X = N\tau - \Delta t_1 + \Delta t_2$ ,

де  $\tau$  – період проходження імпульсів ГІ;  $N$  – число імпульсів, що надійшли на вхід лічильника,

то з (3.30) і (3.31) одержуємо:

$$N = \frac{U_X}{\alpha\tau} - \frac{U_{\Pi_0}}{\alpha\tau} - \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau} . \quad (3.32)$$

З рівняння (3.32) впливає, що цифровий код  $N$ , зафіксований у лічильнику, складається з дійсного значення

$$N_d = \frac{U_X}{\alpha\tau} . \quad (3.33)$$

та похибок 
$$N_1 = \frac{U_{\Pi_0}}{\alpha\tau} \quad (3.34)$$

і 
$$N_2 = \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau} . \quad (3.35)$$

Похибка  $N_1$  залежить від зміни величини початкового рівня пилкоподібної напруги  $U_{\Pi_0}$  й від сталості величини  $\alpha$ .

Похибка  $N_2$  залежить від величин похибок  $\Delta t_1$  й  $\Delta t_2$ .

У випадку використання синхронізації старт-імпульсу з імпульсами ГІ і використання методу електронного ноніуса або методу затриманих збігів, похибка  $N_2 \approx 0$ .

У цьому випадку

$$N = \frac{U_X}{\alpha\tau} - \frac{U_{\Pi_0}}{\alpha\tau} . \quad (3.36)$$

Похибка  $N_1$  (3.34) обумовлена нестабільністю початкового рівня пилкоподібної напруги і може бути значно знижена, якщо застосувати додатковий компаратор, що фіксує момент рівності  $U_H$  з деяким рівнем  $U_H$ , прийнятим за початковий. Реалізація такого методу показана на структурній схемі (рис. 3.16) і часових діаграмах, що пояснюють його роботу.

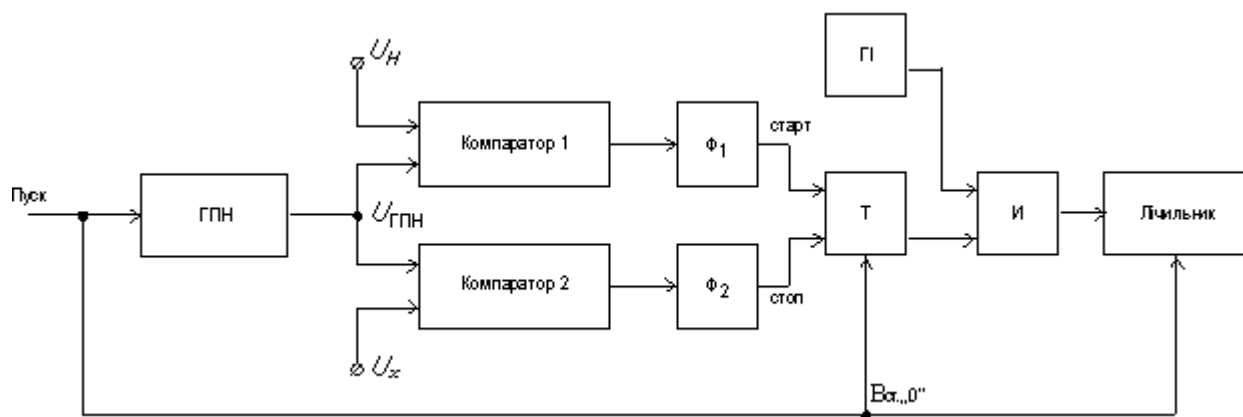


Рис. 3.16

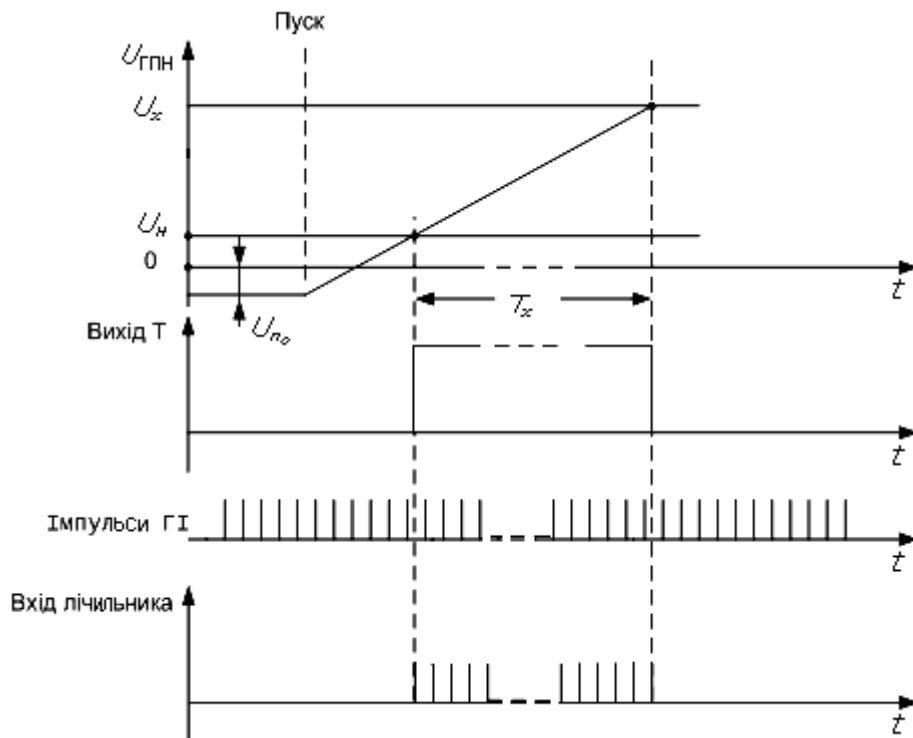


Рис. 3.17

Імпульс запуску встановлює в нульові стани тригер  $T$ , лічильник імпульсів, і запускає генератор пилкоподібної напруги ГПН. Після того як вихідна напруга  $U_{II}$  генератора ГПН стане  $U_{II} \geq U_H$ , перемикається компаратор 1.

Формувач імпульсів  $\Phi_1$  формує імпульс (старт-імпульс) по передньому фронту вихідного імпульсу компаратора 1. Старт-імпульс перемикає тригер  $T$  в одиничний стан, і під впливом його вихідного сигналу відкривається елемент  $I$ . Імпульси стабільної частоти генератора ГІ проходять через елемент  $I$  і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів.

Цей підрахунок імпульсів ГІ буде тривати до моменту часу, коли пилкоподібна напруга досягне напруги  $U_x$ , тобто  $U_{II} \geq U_x$ . В цей момент часу перемикається компаратор 2, а схема формувача імпульсу  $\Phi_2$  формує імпульс (стоп-імпульс) по передньому фронту вихідного імпульсу компаратора 2. Стоп-імпульс перемикає тригер  $T$  у нульовий стан, після чого елемент  $I$  закривається, і закінчується процес вимірювання  $U_x$ .

Як і в попередній схемі, вимірювана напруга  $U_x$  спочатку перетворюється в інтервал часу  $T_x$  між старт- і стоп-імпульсами, а потім  $T_x$  перетворюється в цифровий код, що дорівнює числу  $N$  імпульсів ГІ, які надійшли на вхід лічильника.

Для ПНК, наведеного на рис. 3.16 співвідношення між кодом  $N$  і напругою  $U_x$  має вигляд:

$$N = \frac{U_x}{\alpha \tau} - \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau} \quad (3.37)$$

Якщо в ПНК (рис. 3.16) використати додаткові схеми по усуненню похибок  $\Delta t_1$  й  $\Delta t_2$ , то в ідеальному випадку

$$N = \frac{U_x}{\alpha \tau} . \quad (3.38)$$

Як впливає з (3.38), похибка вимірювання  $U_x$  визначається нелінійністю пилкоподібної напруги, похибкою компараторів, величиною  $\tau$ , швидкістю зміни пилкоподібної напруги  $\alpha$ . Чим менше  $\alpha$ , тобто чим менше кут нахилу пилкоподібної напруги, тим буде більшими  $T_x$ , і  $N$ , тобто тим буде менша похибка перетворення.

В АЦП послідовного рахунку порівняно просто реалізується швидкодія порядку  $10^3$  перетворень у секунду ( $T_x = 10^{-3}$ с) при похибці 0,1...0,05%.

До недоліків даних АЦП відноситься порівняно великий час перетворення.

### 3.4.2. Паралельні АЦП

На рис. 3.18 зображено структурну схему паралельного перетворювача напруги в цифровий код.

Перетворювач містить діляник напруги, виконаний з резисторів  $R_1, R_2, \dots, R_{n+1}$ ,  $n$  компараторів напруги,  $n$  тригерів, і дешифратора ДШ.

Спочатку всі тригери перемикаються в нульові стани. На перші входи всіх компараторів подається вимірювана напруга  $U_x$ , а на другі входи компараторів подаються опорні напруги  $U_{оп1}, U_{оп2}$  і т.д.,

сформовані з опорної напруги  $U_{оп}$  на відповідних виходах резисторного дільника напруги.

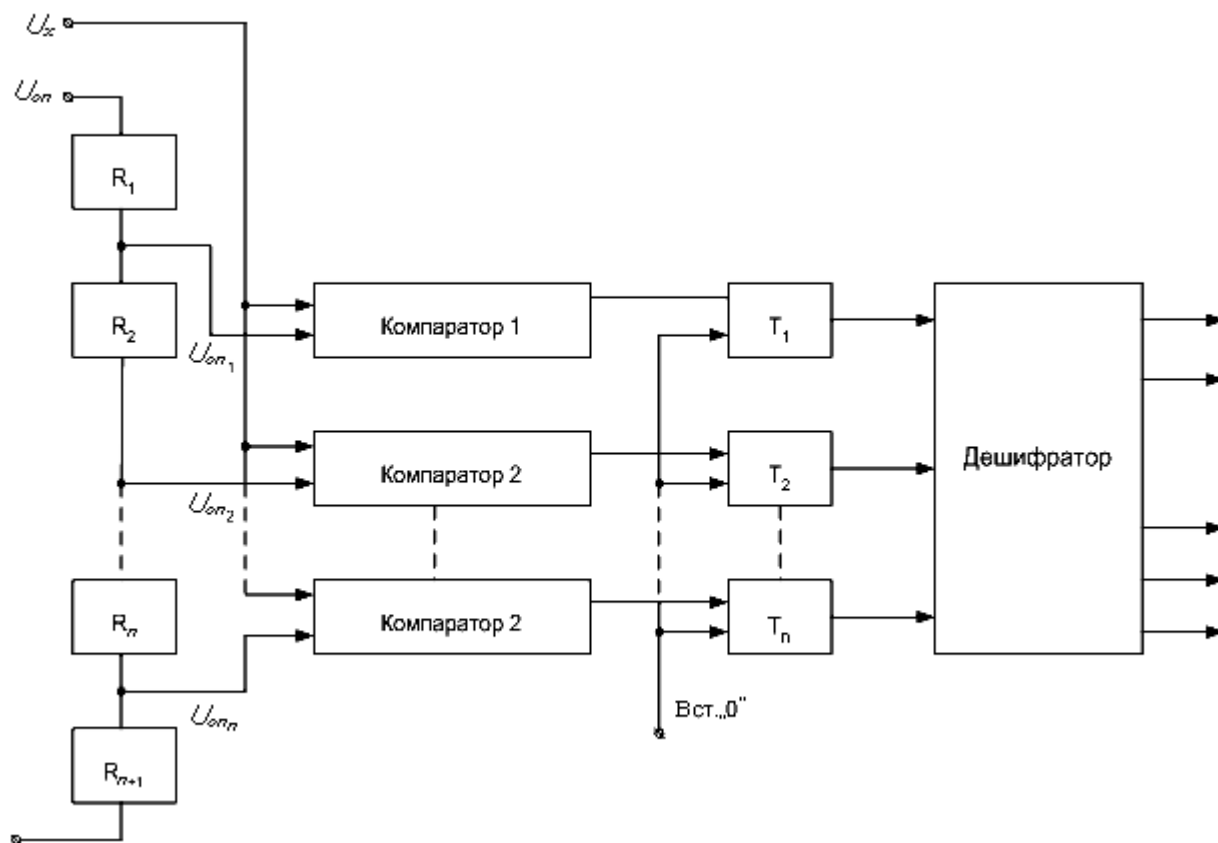


Рис. 3.18

Оскільки всі резистори мають однакові опори, тобто  $R_1 = R_2 = \dots = R_n$ ,

то

$$U_{опn} = \frac{U_{оп}}{(n+1)} ; \quad (3.39)$$

$$U_{опn-1} = \frac{2U_{оп}}{(n+1)} ; \quad (3.40)$$

.....

$$U_{оп1} = \frac{nU_{оп}}{(n+1)}, \quad (3.41)$$

де  $n$  – число опорних напруг.

Звідси випливає, що  $U_{OПn}$  є мінімальною опорною напругою (3.39), а всі наступні опорні напруги, що знімаються з ділянки напруги, будуть збільшуватися з кроком:

$$\Delta U_{OП} = \frac{U_{OП}}{n+1}, \quad (3.42)$$

тобто  $\Delta U_{OП}$  – величина кванта.

Всі нижні компаратори, у яких  $U_x > U_{OПi}$ , перемкнуться в одиничний стан ( $U_{вих} = 1$ ), а всі більш верхні компаратори, у яких  $U_x < U_{OПi}$ , мають нульові стани. Ці стани компараторів для більш надійної роботи перетворювача запам'ятовуються у відповідних тригерах. Отриманий на виходах тригерів цифровий код є паралельним одиничним кодом, що за допомогою дешифратора ДШ перетворюється в нормальний двійковий код. Кількість компараторів і тригерів має дорівнювати максимальній кількості квантів (числу опорних напруг), необхідних для отримання вихідного двійкового коду з необхідним числом розрядів, тобто для отримання необхідної точності. Чим більше розрядність вихідного двійкового коду, тим вища точність перетворення. Так, наприклад, якщо вихідний двійковий код містить  $N = 8$  розрядів, то для цього необхідно  $2^8 = 256$  квантів, і, отже, розглянутий паралельний ПНК повинен мати 256 компараторів і 256 тригерів.

Точність даного АЦП визначається в основному похибками резисторного діляника напруги і компараторів.

Перевагою таких АЦП є висока швидкодія. Максимальна частота перетворення може досягати 50...100 МГц.



### **3.7. Контрольні запитання**

1. Які похибки виникають при аналого-цифровому перетворенні та від чого вони залежать?
2. Які похибки виникають при перетворенні інтервалу часу в цифровий код і від чого вони залежать?
3. Назвіть методи збільшення точності перетворення часових інтервалів в цифровий код.
4. Які переваги і недоліки має схема електронного ноніусу?
5. Назвіть основні джерела похибок перетворення зсуву фаз в цифровий код.
6. Які способи перетворення частоти в код ви знаєте?
7. Назвіть основні джерела похибок ПНК із проміжним перетворюванням вхідної напруги в часовий інтервал і методи їх зменшення.
8. Які переваги і недоліки має паралельний АЦП?

## **Розділ 4. Вимірювання параметрів технологічних процесів**

### **4.1. Загальні відомості**

Сьогодні доводиться вимірювати сотні параметрів технологічних процесів, більшість яких є неелектричними величинами. Велика кількість вимірюваних неелектричних величин, необхідність автоматизації управління при централізованому отриманні вимірювальної інформації, її обробка та вироблення регулюючих сигналів для зворотної дії на об'єкт дослідження, зумовлюють

використання електричних методів вимірювань неелектричних величин.

Вимірювання неелектричних величин електричними засобами стає можливим внаслідок попереднього перетворення технологічних параметрів у електричні величини за допомогою первинних вимірювальних перетворювачів (чутливих елементів), які були розглянуті в розділах 2, 3.

До переваг електричних вимірювань неелектричних величин належать:

1) можливість передачі електричних сигналів на великі відстані, що дозволяє контролювати технологічні параметри у віддалених об'єктах;

2) забезпечення високої швидкодії обробки вимірювальної інформації;

3) простота автоматизації вимірів, тому що вихідні електричні сигнали можуть бути представлені в цифровій формі.

Отже, для вимірювання неелектричних величин електричними методами передбачається наявність первинного вимірювального перетворювача, а також вторинного електричного вимірювального приладу.

## **4.2. Вимірювання параметрів руху твердих тіл**

### **4.2.1. Загальні поняття**

Під параметрами руху твердого тіла розуміють лінійні та кутові переміщення, швидкість лінійних та кутових переміщень тощо. У

якості первинних вимірювальних перетворювачів (чутливих елементів) для вимірювання параметрів руху можуть використовуватися розглянуті раніше параметричні і генераторні перетворювачі:

- а) реостатні перетворювачі;
- б) тензорезистивні перетворювачі;
- в) індуктивні перетворювачі;
- г) трансформаторні перетворювачі;
- д) ємнісні перетворювачі;
- е) індукційні перетворювачі;
- ж) магнітострикційні перетворювачі переміщень.

#### 4.2.2. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням реостатних перетворювачів.

На рис.4.1 наведена потенціометрична схема включення реостатного перетворювача.

Під дією вимірюваного переміщення движок реостата переміщується. Вихідною величиною перетворювача є електричний опір  $R_X$ , що обумовлюється положенням движка.

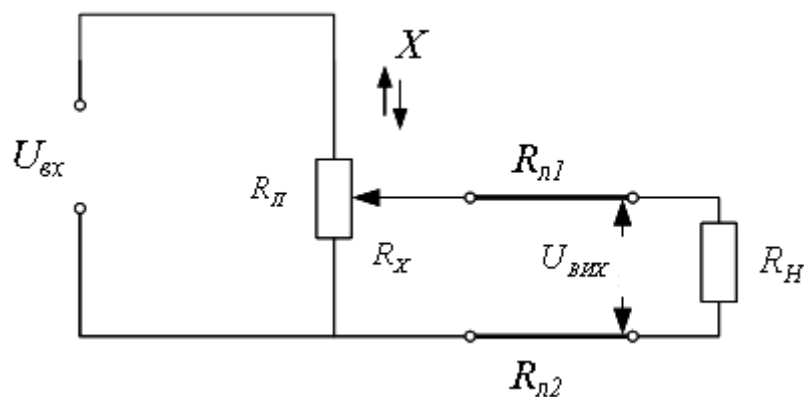


Рис. 4.1

Напруга з його движка  $U_{ВИХ}$  подається на навантаження  $R_H$ .

Розглянемо залежність напруги  $U_{ВИХ}$  від зміни опору  $R_X$  перетворювача і від опору  $R_H$ .

Якщо опір навантаження  $R_H \gg R_{II}$  (рис. 4.1), то напруга на навантаженні

$$U_{ВИХ_H} = \frac{U_{ВХ} \cdot R_X}{R_{II}}, \quad (4.1)$$

і вона змінюється пропорційно  $R_X$ .

У цьому випадку напруга  $U_{ВИХ_H}$  пропорційна переміщенню движка.

Якщо опір потенціометра  $R_{II}$  є порівнянний з опором  $R_H$ , то в цьому випадку

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{ВХ} \cdot R_X \cdot R_H}{R_{II}R_X - R_X^2 + R_{II}R_H} \quad (4.2)$$

або

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{ВХ} \cdot \beta}{1 + \alpha\beta(1 - \beta)}, \quad (4.3)$$

де  $\alpha = \frac{R_{II}}{R_H}$  – коефіцієнт навантаження;

$\beta = \frac{R_X}{R_{II}}$  – відносна зміна опору перетворювача

На рис. 4.2 наведена залежність  $U_{ВИХ} = U_H$  від  $\beta$  для різних коефіцієнтів  $\alpha$ .

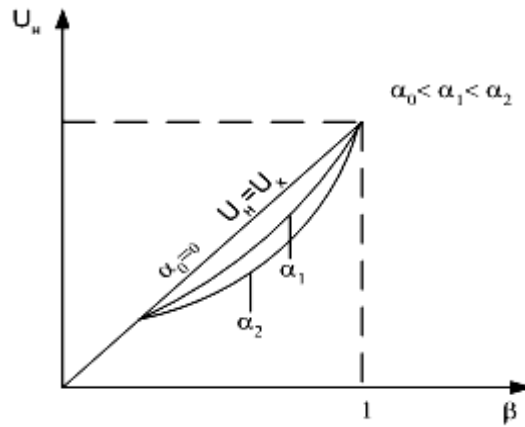


Рис. 4.2.

З рівнянь (4.1) і (4.2) випливає, що відносна похибка, яка виникає через вплив опору  $R_H$ , дорівнює

$$\delta U = \frac{U_{ВИХ_H} - U_{ВИХ}}{U_{ВИХ}} = \frac{R_X}{R_H} \left(1 - \frac{R_X}{R_{II}}\right) \quad (4.4)$$

або 
$$\delta U = \alpha \beta (1 - \beta) \quad (4.5)$$

З рівнянь (4.4) і (4.5) випливає, що максимальне значення похибки  $\delta U$  буде при  $R_X = 0,5 R_{II}$

У цьому випадку похибка

$$\delta U = 0,25 \cdot \frac{R_{II}}{R_H} \cdot 100\% , \quad (4.6)$$

Вона може досягати максимального значення 25%, якщо  $R_{II} = R_H$ , а  $R_X = 0,5 R_{II}$

Похибка  $\delta U$  може бути незначною, якщо опір  $R_H \gg R_{II}$ .

Джерелами похибок у схемі рис. 4.1, можуть бути нестабільність напруги  $U_{BX}$ , вплив опорів з'єднувальних дротів  $R_{Л1}$  і  $R_{Л2}$ , а також їхні температурні зміни.

На рис. 4.3 реостатний перетворювач включений у кола магнітоелектричного логометра. Логометрична схема включення перетворювача містить два канали  $R_{Л2}$  і  $R_{Л3}$ , включених послідовно з великими опорами рамок логометра, а третій канал  $R_{Л1}$  включений послідовно в колі живлення  $U$  логометра і не впливає на його показники. Таке трипровідне підключення перетворювача до логометра дозволяє виключити вплив опорів з'єднувальних дротів на результат вимірювання. Логометр – це перетворювач, вихідна величина якого, є функцією частки від ділення вхідних струмів, що протікають по каналах  $R_{Л2}$  і  $R_{Л3}$ . Через те, що живлення обох цих каналів здійснюється від того самого джерела, то при зміні напруги живлення змінюється пропорційно тільки значення струмів, а їхнє відношення залишається незмінним.

Отже, у схемі вимірювання переміщення (рис. 4.3) значно зменшені похибки від впливу опорів з'єднувальних дротів, а також від нестабільності напруги живлення.

На рис. 4.4. наведена схема вимірювання переміщень, де реостатний перетворювач  $R_{Л}$  включений у мостову логометричну схему. Опори з'єднувальних дротів  $R_{Л1}$  і  $R_{Л2}$  разом з опорами  $R_x$  і  $R_3$  включаються в сполучні плечі моста, тому при  $R_1 = R_2$  й  $R_x = R_3$ , вплив опору з'єднувальних дротів, а також їхні температурні зміни взаємно компенсуються.

Крім розглянутих похибок схеми вимірювань, які наведені на рис. 4.1, мають місце також ще додаткові похибки первинних вимірювальних перетворювачів – реостатних перетворювачів, розглянутих в розділі 2.

На рис. 4.5 наведена схема перетворення переміщення в цифровий код з використанням АЦП – перетворювача напруги в код.

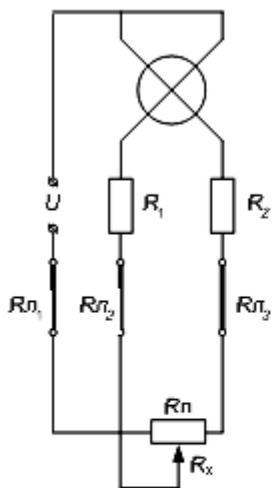


Рис. 4.3

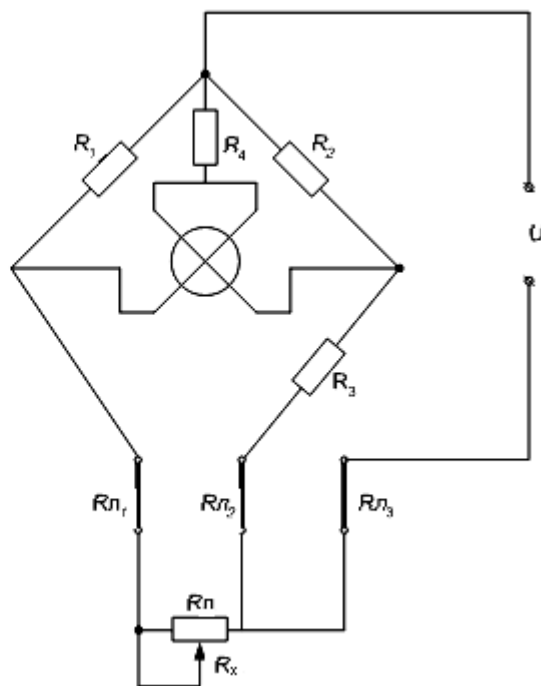


Рис. 4.4

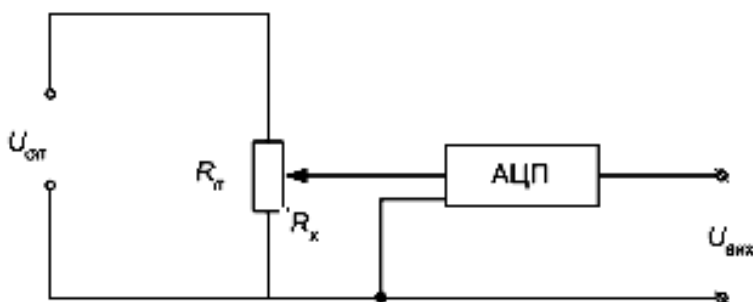


Рис. 4.5

Похибка вимірювання в даній схемі залежить від стабільності напруги  $U_{оп}$ , похибок АЦП, а також від співвідношення опорів  $R_{н}/R_{вх}$ , де  $R_{вх}$  - вхідний опір АЦП.

### 4.2.3. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням індуктивних перетворювачів

На рис. 4.6 зображена мостова схема змінного струму, у якій в одно із плечей моста включена обмотка одинарного індуктивного перетворювача, а в протилежне плече – змінна ємність  $C$ , шунтована опором  $R_0$ . Вимірюване лінійне переміщення  $X$  (або  $Z$ ) прикладене до рухливого феромагнітного якоря 1. Переміщення якоря по  $Z$  приводить до зміни індуктивності обмотки й розбалансування моста. Відповідно буде змінюватися вихідна напруга в діагоналі моста пропорційно переміщенню якоря. Змінна ємність  $C$  – необхідна для підстроювання рівноваги моста у випадку початкового нульового положення якоря.

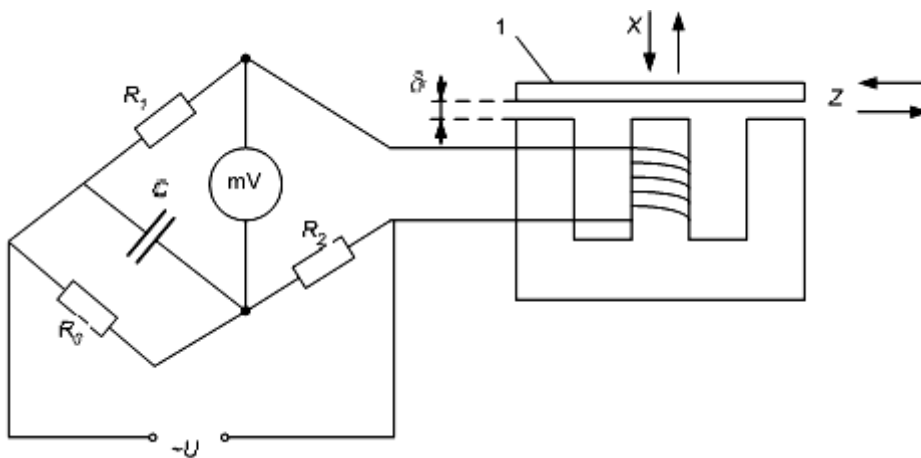


Рис. 4.6

При переміщенні якоря в напрямку  $X$  змінюється повітряний проміжок  $\delta$ , змінюється опір магнітного кола, що приводить до зміни індуктивності  $L$  обмотки (2.15) за гіперболічним законом і до нелінійної характеристики перетворення.



Лінійна ділянка характеристики одинарного індуктивного перетворювача становить  $(0.1...0.15)\delta$ , а діапазон вимірюваних переміщень – від одиниць мікрометрів до декількох міліметрів.

Переміщення якоря в напрямку  $Z$  (рис. 4.6) змінює площу зазору  $S_\delta$  в індуктивному перетворювачі. У цьому випадку спостерігається лінійна залежність індуктивності від переміщення. Діапазон вимірюваних переміщень збільшується до декількох сантиметрів.

Похибки розглянутої схеми обумовлені недоліками одинарних індуктивних перетворювачів, розглянутих в (2.2.1), а також залежать від стабільності частоти і амплітуди живлячої напруги  $\approx U$  і від температурних змін ємності  $C$  і опорів моста. Похибка перетворення переміщення в напругу становить  $0.1...1.5\%$ .

Значного поліпшення лінійності характеристики перетворення й підвищення точності перетворення можна досягти, використовуючи первинні диференціальні індуктивні перетворювачі.

Основними схемами включення диференціальних перетворювачів є мостові схеми (рис. 4.7), де в загальному випадку  $Z_1 = R_{np} + j\omega L_1$  і  $Z_2 = R_{np} + j\omega L_2$  – повний опір обмоток диференціальних індуктивних перетворювачів.

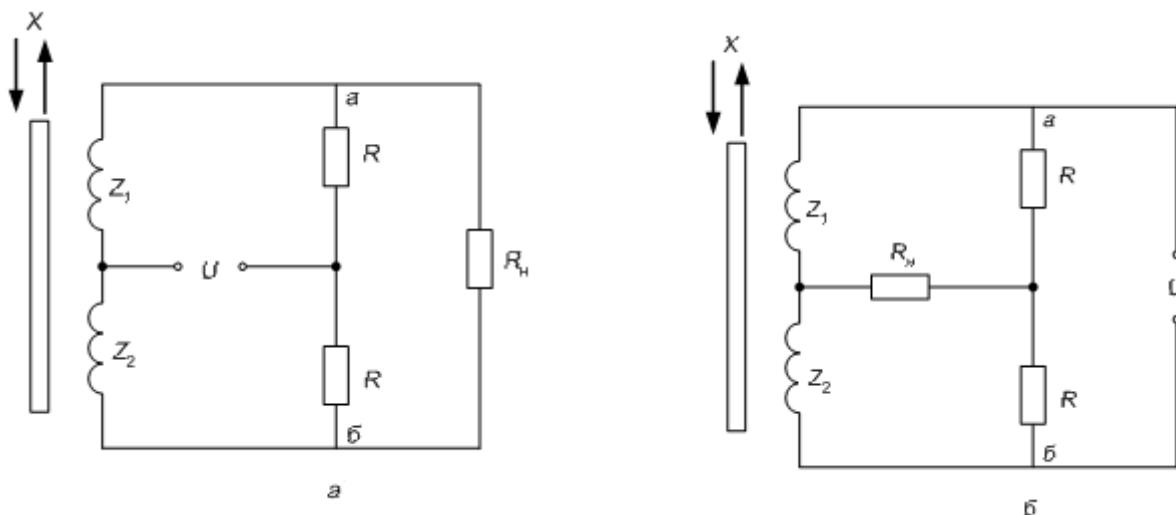


Рис. 4.7

Джерело живлення  $U$  і навантаження  $R_H$  можуть змінюватися місцями (рис. 4.7а, б), при цьому чутливість моста також змінюється.

Вимірюване переміщення  $X$  прикладається до рухливого феромагнітного якоря. Якщо якорь перебуває в середньому положенні ( $x=0$ ), то міст буде врівноваженим, і напруга на вимірювальній діагоналі відсутня ( $U_{ВІХ} = 0$ ). При цьому комплексні опори плечей  $Z_1 = Z_2$  і їхнє значення приймемо за  $Z_0$ .

При переміщенні якоря опір однієї обмотки зростає:

$$Z_1 = Z_0 + \Delta Z_1, \quad (4.7)$$

а опір другої обмотки зменшується:

$$Z_2 = Z_0 - \Delta Z_2, \quad (4.8)$$

Зміни опорів  $\Delta Z_1 = j\omega L_1$  і  $\Delta Z_2 = j\omega L_2$ , що відповідають переміщенню якоря щодо його середнього положення, у загальному випадку не рівні між собою через нелінійність функції перетворення. Однак якщо переміщення мале, то розходження між ними – незначні, і можна вважати, що

$$\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = \Delta Z_0 \quad (4.9)$$

Напруга на вимірювальній діагоналі (між точками  $a$  і  $b$ ) у режимі холостого ходу (рис. 4.7а), коли  $R_H = \infty$ , дорівнює

$$U_{ВИХ.ХХ} = \frac{U \cdot R}{Z_2 + R} - \frac{U \cdot R}{Z_1 + R} = \frac{U \cdot R(Z_1 - Z_2)}{(Z_2 + R)(Z_1 + R)} \quad (4.10)$$

Підставивши в (4.10) рівняння (4.7) і (4.8), одержимо

$$U_{ВИХ.ХХ} = \frac{2U \cdot R \Delta Z_0}{(Z_0 + R)^2 + \Delta Z_0^2} \quad (4.11)$$

Через те, що  $(Z_0 + R)^2 \gg \Delta Z_0^2$ , то

$$U_{ВИХ.ХХ} = \frac{2UR \Delta Z_0}{(Z_0 + R)^2} \quad (4.12)$$

Звідси випливає, що вихідна напруга  $U_{ВИХ.ХХ}$  залежить прямо пропорційно від зміни  $\Delta Z_0$ , тобто від вимірюваного переміщення  $X$ .

Коли опір навантаження  $R_H$  порівняний з іншими опорами моста, то в цьому випадку

$$U_{ВИХ} = \frac{2U \cdot R_H \cdot \Delta Z_0 \cdot R}{(Z_0 + R)[2Z_0 R + R_H(R + Z_0)]} \quad (4.13)$$

При зміні напрямку вимірюваного переміщення  $X$  змінюється знак  $\Delta Z$ , що приводить до зміни знака напруги  $U_{ВИХ}$ .

Підключення навантаження  $R_H$  впливає на методичну похибку  $\delta U$  вимірювання  $U_{ВИХ}$ .

$$\delta U = \frac{U_{ВИХ.ХХ} - U_{ВИХ}}{U_{ВИХ}} \cdot 100\% \quad (4.14)$$

Підставляючи в (4.14) рівняння (4.12) і (4.13) одержимо

$$\delta U = \frac{2RZ_0}{(Z_0 + R)R_H} \cdot 100\% \quad (4.15)$$

Звідси випливає, що похибка  $\delta U$  буде тим меншою, чим більшим буде опір  $R_H$ .

Крім цього на похибку перетворення переміщення  $X$  в напругу  $U_{ВИХ}$  впливають температурні зміни опорів  $R$  моста, а також змін активних опорів обмоток диференціального перетворювача. Застосування мостових схем зменшує ці похибки. Крім цього, зміна температури змінює магнітну проникність феромагнітного осердя, що приводить до появи додаткових похибок перетворення.

#### **4.2.4. Вимірювання переміщень з використанням трансформаторних перетворювачів**

Трансформаторні перетворювачі (первинні перетворювачі) розглянуті в розділі 2 (рис. 2.16). Вимірюване переміщення  $X$  прикладається до рухливого феромагнітного якоря.

При зміні вимірюваного переміщення  $x$  змінюється повітряний проміжок  $\delta$  у трансформаторному перетворювачі (рис. 2.16), що приводить до зміни магнітного опору  $R_M$  і взаємної індуктивності  $M$ .

При цьому змінюється вторинна ЕРС  $E_2$  (2.20).

Вторинна напруга трансформаторного перетворювача може бути вимірювана вольтметром змінного струму (рис. 4.8), шкала якого може бути проградуєрована в одиницях переміщення.

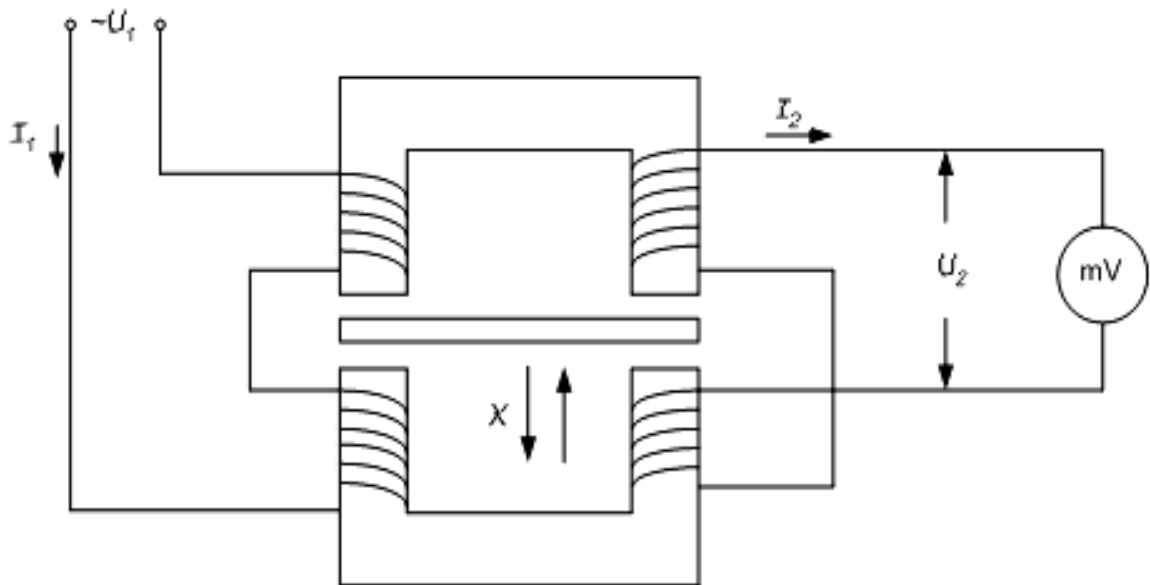


Рис. 4.8

Ця схема відрізняється простотою, але має порівняно великі похибки. Це пояснюється тим, що напруга  $U_2$  і, отже, показання вольтметра, залежать від стабільності первинної напруги  $U_1$ . Крім того, напруга  $U_2$  залежить від вихідного опору перетворювача  $Z_{ВИХ}$ .  
Вихідна напруга

$$U_2 = E_2 - I_2 Z_{ВИХ}, \quad (4.16)$$

де  $I_2$  – струм, споживаний вольтметром;  $E_2$  – вихідна ЕРС перетворювача.

Зі зміною температури, частоти живильної напруги  $U_1$ , опір  $Z_{ВИХ}$  може змінюватися.

На похибку також впливають опори з'єднувальних дротів.

Значно менша похибка вимірювання переміщень  $x$  за допомогою первинного диференціального трансформаторного (взаємноіндуктивного) перетворювача може бути досягнута при використанні автоматичних компенсаторів.

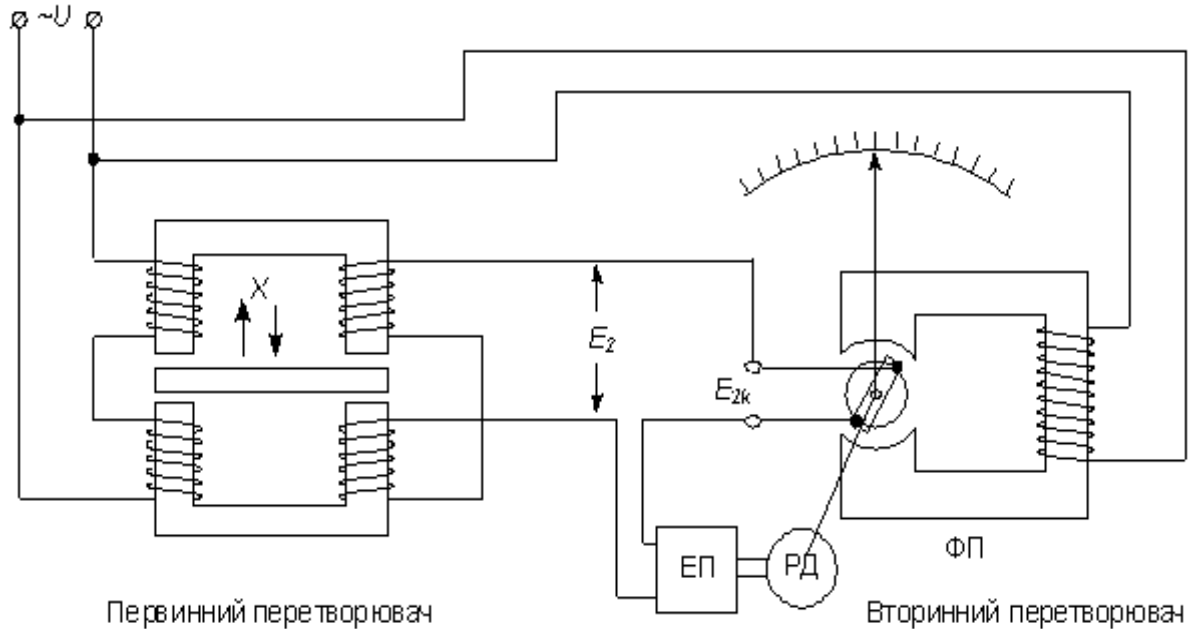


Рис. 4.9

На рис. 4.9 зображений первинний диференціальний трансформаторний перетворювач, вихідна напруга  $E_2$  якого, пропорційна вимірюваному переміщенню, подається на вторинний перетворювач, що містить у собі підсилювач ЕП, феродинамічний перетворювач кута (ФП) і реверсивний двигун РД. Вал цього двигуна через редуктор пов'язаний з рухливою обмоткою феродинамічного перетворювача з пристроями відліку, реєстрації та регулювання вимірюваної величини. Схема феродинамічного перетворювача кутового переміщення ФП розглянута на рис. 2.16,б

На вхід підсилювача подається різниця ЕРС первинного перетворювача  $E_2$  і компенсуючого ЕРС  $E_{2к}$ , що знімається з виходу феродинамічного перетворювача. Вихідна напруга  $E_{2к}$  залежить прямо пропорційно від кута повороту рухливої обмотки ФП.

Якщо вимірювана ЕРС  $E_2$  і компенсуюча ЕРС  $E_{2K}$  не дорівнюють одна одній за абсолютним значенням, тобто, якщо виникає розбаланс  $E_p = E_2 - E_{2K}$ , то підсилена за допомогою підсилювача напруга  $E_p$  подається на реверсивний двигун і його ротор буде обертатись змінюючи напругу  $E_{2K}$ .

Ротор, а разом з ним і покажчик приладу зупиняються, коли  $E_2 = E_{2K}$ . Після цього, за шкалою приладу, проградуйованого в значеннях вимірювального переміщення, можна встановити значення вимірюваної величини переміщення  $x$ .

Похибки вимірювання переміщення  $x$  за допомогою вимірювального ланцюга, наведені на рис.4.9, обумовлені похибками первинного трансформаторного перетворювача, а також похибками вторинного перетворювача ФП.

Автоматичний компенсатор (рис. 4.9) має порівняно невелику похибку. Клас точності приладів цього типу гірше 0,5.

Велике застосування у вимірювальній техніці знайшли трансформаторні перетворювачі другої групи, тобто з рухливими обмотками, і зокрема обертові трансформатори та сельсини. Ці трансформаторні перетворювачі використовуються для вимірювання кутових переміщень і виконуються у вигляді електричних машин, у яких первинна обмотка розташовується на статорі, а вторинна – на роторі.

Обертові трансформатори зазвичай мають по дві взаємно перпендикулярні обмотки на роторі та статорі і призначені для роботи в одному із двох режимів: режимі синусно-косинусного обертового трансформатора (СКОТ) і режимі лінійного обертового

трансформатора (ЛОТ). Схема перетворювача в режимі СКОТ зображена на рис. 4.10

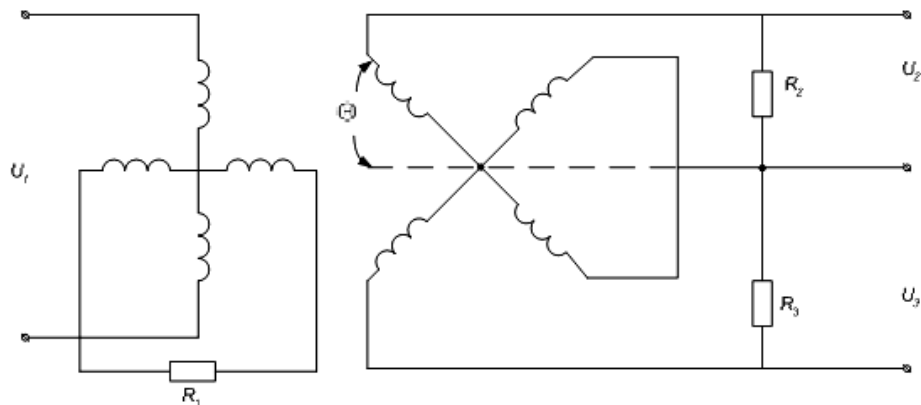


Рис. 4.10

При подачі на одну з обмоток статора напруги живлення  $U_1$  з обмоток ротора, розгорнутого щодо статора на кут  $\theta$ , знімаються вихідні напруги

$$U_2 = U_1 \frac{W_2}{W_1} \sin \theta; \quad (4.17)$$

$$U_3 = U_1 \frac{W_2}{W_1} \cos \theta, \quad (4.18)$$

де  $W_1, W_2$  – відповідно число витків у кожній з обмоток статора й ротора.

Опір  $R_1, R_2$  і  $R_3$  вибираються так, щоб струм  $I_1$  в обмотці живлення залишався постійним для будь-якого кута  $\theta$ .

Схема перетворювача в режимі ЛОТ зображена на рис. 4.11. Вихідна напруга в режимі ЛОТ

$$U_2 = U_1 \frac{W_2}{W_1} \frac{\sin \theta}{1 + \frac{W_2}{W_1} \cos \theta} \quad (4.19)$$



Для малих значень  $\theta$

$$U_2 \approx U_1 \frac{\theta}{1 + \frac{W_2}{W_1}} \quad (4.20)$$

Отже, вихідна напруга перетворювача в режимі ЛОТ лінійно залежить від вимірювального кутового переміщення  $\theta$ , однак ця лінійність зберігається з точністю до 0,75% у межах зміни кута  $\theta$  від  $+60^\circ$  до  $-60^\circ$ , що є істотним недоліком розглянутої схеми і обмежує її використання.

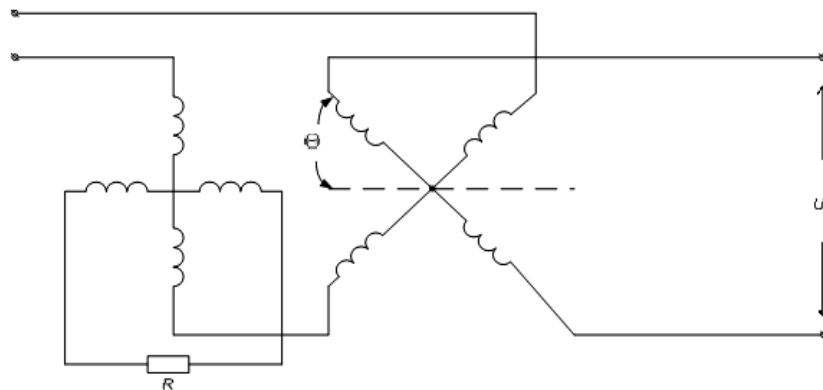


Рис. 4.11

Синусо-косинусні обертові трансформатори розрізняються по класах точності. Для найбільш високого класу точності припустима похибка становить величину порядку однієї кутової хвилини.

Похибки перетворення кутових переміщень  $\theta$  можуть з'явитися внаслідок неправильного підбору опорів у схемі, нестабільності напруги і частоти живлення, спотворення форми синусоїди, впливу зміни робочої температури перетворювача. Через неправильний

підбір опорів відбувається спотворення магнітного потоку обертового трансформатора. Це викликається тим, що струми в обмотках ротора створюють магнітні потоки, спрямовані уздовж магнітних осей обмоток. Підсумовування цих потоків з магнітним потоком збудження приводить до спотворення вихідного сигналу.

Різновидом обертових трансформаторів є сельсини, які мають три обмотки на статорі, розташованих під кутом  $120^\circ$  одна до іншої, і одну обмотку на роторі.

Обмотки статора живляться трифазною напругою, обмотка ротора – однофазною.

Для вимірювання кутових переміщень застосовується включення сельсинів у трансформаторному режимі (рис. 4.12)

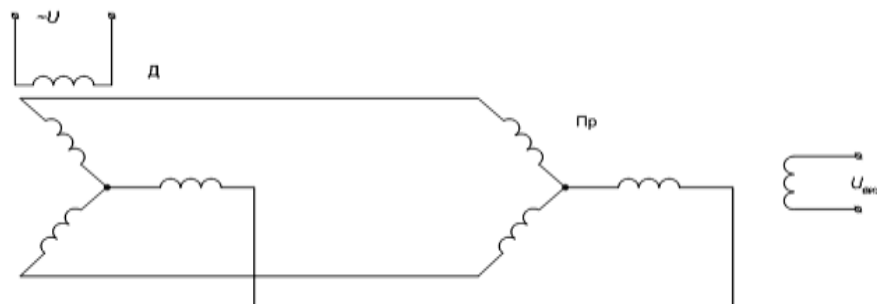


Рис. 4.12

Напруга живлення подається на роторну обмотку сельсина – датчика Д, статорні обмотки якого з'єднані зі статорними обмотками сельсина-приймача Пр.

Результуючий магнітний потік сельсина-приймача Пр, створений струмами, що протікають в обмотках статора, індукує в обмотці ротора ЕРС, яка залежить від його кутового положення. Величина

напруги на виході сельсина залежить від різниці кутів між роторами сельсина-приймача та сельсина датчика. Амплітуда вихідної напруги

$$U_{ВИХ} \approx K_C U_M \sin \alpha_P, \quad (4.21)$$

де  $K_C$  – коефіцієнт, який враховує конструктивні і електричні параметри сельсина;  $U_M$  - амплітуда напруги живлення;

$$\alpha_P = \frac{\pi}{2} - (\alpha_2 - \alpha_1); \quad (4.22)$$

де  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  – кути повороту роторів сельсинів датчика й приймача.

Зазвичай у початковому стані ротор сельсина-приймача повернутий на кут  $\frac{\pi}{2}$  відносно ротора сельсина-датчика. У цьому випадку вихідна напруга буде визначатися величиною кута неузгодженості  $\alpha_T = \alpha_2 - \alpha_1$ .

Для малих значень кута  $\alpha_T$  маємо

$$U_{ВИХ} \approx K_C U_M \alpha_T \quad (4.23)$$

З цього виразу видно, що сельсини можуть бути використані в трансформаторному режимі як пристрої, що вимірюють різницю кутових переміщень. При цьому діапазон вимірювання не перевищує  $30^\circ$ , а похибка нелінійності становить  $\pm 2\%$ , що визначає порівняно невисоку точність цих перетворювачів.

#### **4.2.5. Вимірювання переміщень з використанням ємнісних перетворювачів**

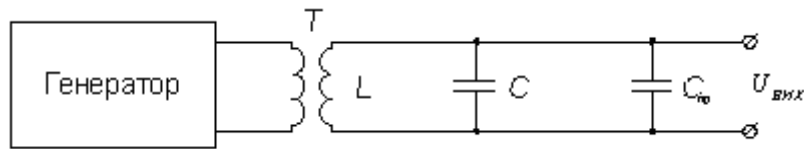
Ємнісні первинні перетворювачі (розділ 2) в багатьох випадках є складовою частиною більш складних електронних пристроїв, вихідні сигнали яких змінюються внаслідок зміни ємності перетворювача під дією контрольованих параметрів (в окремому випадку переміщень).

Відповідно до схеми включення ємнісних перетворювачів можна виділити три групи пристроїв. До першої групи належать пристрої, у яких ємнісні перетворювачі використовуються як елементи резонансних ланцюгів. Зміна ємності перетворювача під дією вимірюваного переміщення в таких пристроях супроводжується зміною амплітуди вихідних сигналів. Реєструючи ці зміни, контролюють величину параметра, що діє на ємнісний перетворювач.

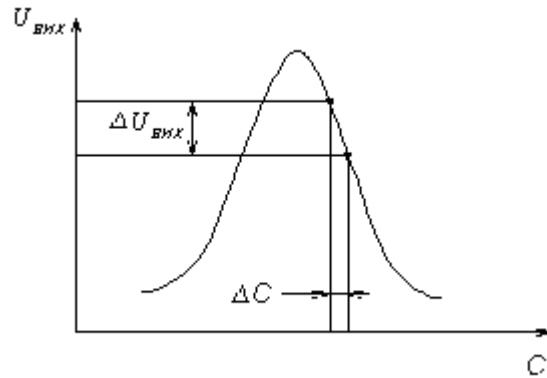
До другої групи належать пристрої, у яких ємнісний перетворювач використовується як елемент подільника напруг. Зміна повного опору ємнісного перетворювача під дією вимірювального переміщення супроводжується зміною напруги на виході подільника. Реєструючи ці зміни, контролюють величину параметра, що діє на ємнісний перетворювач.

До третьої групи належать пристрої, в яких для включення ємнісного перетворювача використовується мостова схема.

На Рис. 4.13,*a* зображено резонансне коло, що використовується для включення ємнісного перетворювача.



а



б

Рис. 4.13

Генератор через розділовий трансформатор  $T$  живить резонансний  $LC$  – контур. Ємність контуру складається з ємності перетворювача  $C_{ПР}$  і конденсатора для підстройки ємністю  $C$ .

Частота і значення напруги генератора – постійні.

Вимірюване переміщення змінює ємність  $C_{ПР}$ , що приводить до зміни напруги  $U$  на контурі по резонансній кривій, як показано на рис. 4.13,б. При зміні ємності перетворювача на  $\Delta C$  напруга на онтурі змінюєтьс на  $\Delta U$ . Підстроювальний конденсатор призначений для настроювання контуру так, щоб чутливість вимірювального ланцюга

$$S = \frac{\Delta U}{\Delta C} \quad (4.24)$$

була максимальною.

На рис. 4.14 зображена схема вимірювального кола ємнісного перетворювача, побудованого за принципом подільника напруги

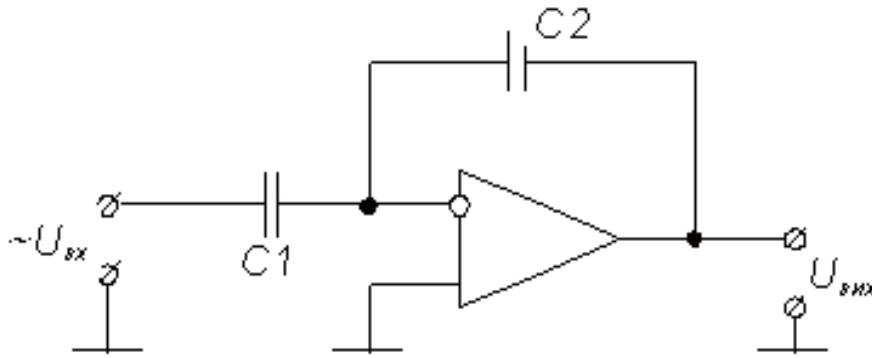


Рис. 4.14

Дільник напруги утворюють ємності  $C_1$  і  $C_2$ , де ємність  $C_2$  входить у ємнісний перетворювач.

У наведеній схемі

$$U_{BHX} = \frac{U_{BX} \cdot C_1}{C_2} \quad (4.25)$$

Вимірюване лінійне переміщення викликає зміну зазору  $\delta_2$  між обкладками конденсатора  $C_2$ , що викликає зміну ємності  $C_2$ , а значить, і  $U_{вих}$

$$U_{BHX} = U_{BX} \cdot C_1 \frac{\delta_2}{\xi \cdot S_2}, \quad (4.26)$$

де  $\xi$  – діелектрична проникність середовища, що знаходиться між обкладками конденсатора  $C_2$ ;  $S_2$  – площа обкладок конденсатора  $C_2$ .

Диференціальні ємнісні перетворювачі вмикають в мостові вимірювальні кола (рис. 4.15)

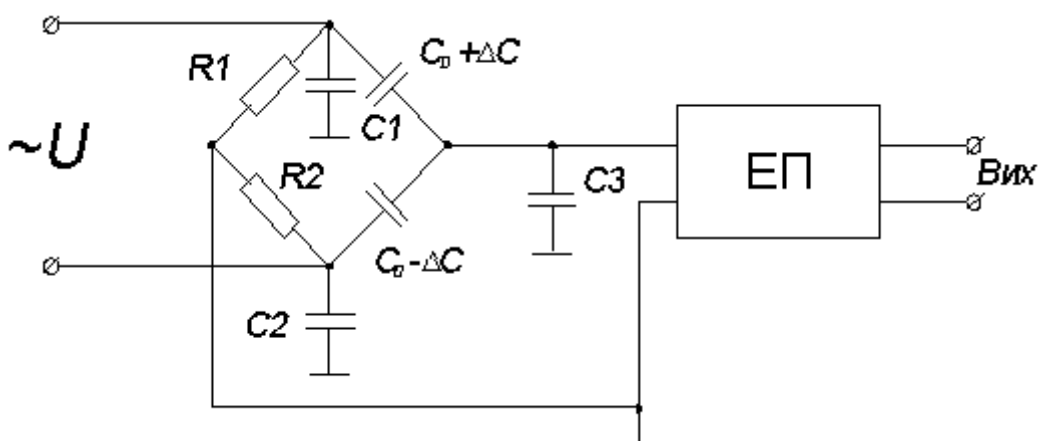


Рис. 4.15

У даній схемі  $C_0$  – диференціальний ємнісний перетворювач, що має три обкладки, які утворюють два конденсатори. Середня обкладка пов'язана з вимірюваним переміщенням  $X$ . Якщо  $X = 0$ , то середня обкладка перебуває посередині, і диференціальний ємнісний перетворювач складається із двох однакових ємностей  $C_0$ , включених у двох сусідніх плечей моста. У цьому випадку міст буде врівноважений, і  $U_{вих} = 0$ .

При дії вимірюваного переміщення  $X$  середня обкладка зміщується від середини, в результаті чого одна ємність диференціального ємнісного перетворювача збільшується, тобто буде дорівнювати  $C_0 + \Delta C_0$ , а друга – зменшується, тобто дорівнює  $C_0 - \Delta C_0$ . Рівновага моста порушиться, і на вимірювальній діагоналі з'явиться напруга  $U_{вих}$ , пропорційна вимірюваному переміщенню  $X$ . Ця напруга  $U_{вих}$  підсилюється підсилювачем ЕП.

Для усунення похибок від впливу лінії зв'язку, елементи вимірювального кола з'єднують екранованими дротами, а сам екран заземлюють. Вплив паразитних ємностей  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  – незначний, бо ємності  $C_1$  і  $C_2$  шунтують невеликі опори  $R_1$  і  $R_2$ , а ємність  $C_3$  – індикаторна діагональ.

Похибки вимірювання переміщень за допомогою ємнісних перетворювачів викликані температурними змінами ємності. Це походить із-за зміни відстані  $\delta$  між обкладками конденсатора при зміні температури.

Крім цього, на похибки вимірювань впливають паразитні ємності з'єднувальних дротів, тобто результати вимірів залежать від зміни параметрів з'єднувальних дротів. Чим довші з'єднувальні дроти, тим більша похибка перетворення.

До недоліків ємнісних перетворювачів варто віднести їхню малу ємність (до сотень пікофарад) і великий внутрішній опір, що залежить від частоти живильної напруги.

Всі розглянуті ємнісні перетворювачі можуть бути використані для вимірювання не тільки лінійних переміщень, й кутових переміщень. Для цього в перетворювачах необхідно використовувати конденсатори, призначені для вимірювання кутових переміщень.

#### **4.2.6. Магніострикційні перетворювачі переміщень**

На підставі аналізу роботи первинних вимірювальних перетворювачів – реостатних, індуктивних, ємнісних – можна зробити висновок, що вони мають ряд істотних недоліків. Наприклад, наявність у реостатному перетворювачі третьових рухливих контактів може призвести до великих похибок перетворення:

- 1) нелінійності характеристик перетворення в реостатних, індуктивних і ємнісних перетворювачах;
- 2) малого діапазону вимірюваних переміщень (до декількох сантиметрів);
- 3) впливу температури на похибки перетворення;
- 4) необхідності використання проміжних перетворень при вимірюванні переміщень.

Наприклад, в індуктивних датчиках переміщення перетворюється в індуктивність, яка у свою чергу потім перетворюється в напругу. Ці проміжні перетворення призводять до додаткових похибок.



Всі ці недоліки відсутні в магніострикційних перетворювачах переміщення.

Магніострикційні перетворювачі переміщення дозволяють перетворювати кутові або лінійні переміщення в один із зручний для подальшого використання видів вихідних сигналів: у часовий інтервал, частоту або цифровий код. Діапазон вимірюваних переміщень може бути в межах від одиниць міліметрів до декількох метрів.

#### 4.2.4.1. Загальні поняття магніострикції

Магніострикцію можна визначити як явище зміни розмірів і форми феромагнітного тіла при намагнічуванні.

При вміщенні феромагнітного стержня в поздовжнє магнітне поле, він подовжується або коротшає залежно від матеріалу стержня, тобто в стержні відбувається магніострикційна деформація.

Класичними представниками магніострикційних матеріалів є нікель і пермалой, що мають приблизно однакові по абсолютній величині, але протилежні за знаком ефекти: нікель у поздовжньому магнітному полі коротшає, а пермалой подовжується. Відносна зміна довжини стержня  $\frac{\Delta l}{l}$  з магніострикційного матеріалу, залежно від

прикладеного магнітного поля, визначається багатьма факторами: його кристалічною структурою, чистотою матеріалу, технологією термічної і холодної обробки. Процеси виникнення магніострикційних деформацій при впливі зовнішніх магнітних полів узгоджуються особливостями феромагнетиків.

Як відомо, феромагнетик при температурі нижче точки Кюрі складається з безлічі областей самовільної намагніченості, що

називаються доменами. Кожен домен має форму еліпсоїда, і він самовільно намагнічений до насичення  $I_s$ .

Вектор намагніченості  $I_s$  еліпсоїда спрямований вздовж його осі. При відсутності зовнішніх магнітних полів всі домени розташовуються так, щоб їхні вектори намагніченості  $I_s$  становили у феромагнетику замкнуті кола, і щоб в цілому феромагнетик був розмагнічений. Таким чином, при відсутності зовнішніх магнітних полів всі еліпсоїди (домени) будуть повернені в різні напрямки. Зовнішнє магнітне поле  $H$ , не паралельне вектору  $I_s$ , змушує всі еліпсоїди повернутися в одному напрямку, тобто в напрямку наближення їхніх векторів  $I_s$  до поля  $H$ . Це приводить до зміни лінійних розмірів феромагнетика без зміни його об'єму, тобто приводить до виникнення магнітострикційної деформації. Процеси повороту доменів у напрямку зовнішнього магнітного поля  $H$  носять зворотний характер, тому після зняття цього поля  $H$ , всі еліпсоїди самовільно повертаються в колишні напрямки й магнітострикційна деформація зникає.

Якщо зовнішнє магнітне поле буде у вигляді імпульсу, то у феромагнетику виникає імпульс магнітострикційної деформації, тобто виникає ультразвуковий імпульс.

Прямий ефект магнітострикції полягає в перетворенні вхідного електричного імпульсу в ультразвуковий імпульс, що виникає в магнітострикційному матеріалі, який називається звукопроводом.

Дане пряме перетворення здійснюється за допомогою вхідного магнітострикційного перетворювача.

У найпростішому вигляді вхідний магнітострикційний перетворювач складається з котушки 1, надітої на звукопровід 2 і

постійного магніту  $Z$ , необхідного для початкового постійного магнітного зсуву у звукопроводі в зоні його прямого перетворення (рис. 4.16).

При протіканні імпульсу струму через котушку вхідного магнітострикційного перетворювача в звукопроводі у зоні прямого перетворення виникає імпульс магнітного поля, що збуджує в звукопроводі ультразвуковий імпульс.

Цей ультразвуковий імпульс поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку.

Зворотний ефект магнітострикції полягає в перетворенні ультразвукового імпульсу, що досяг зони зворотнього перетворення, у вихідний електричний імпульс.

Зворотне перетворення здійснюється за допомогою вихідного магнітострикційного перетворювача.

Вихідний і вхідний магнітострикційні перетворювачі зазвичай виконуються однаковими, а найпростіші виконані у вигляді котушки і постійного магніту (рис. 4.16).

Зворотний ефект магнітострикції пояснюється тим, що ультразвуковий імпульс робить обертання еліпсоїдів (доменів) у звукопроводі в зоні зворотного перетворення, а обертання векторів намагніченості  $I_s$  доменів індукує у котушці вихідного магнітострикційного перетворювача електричний імпульс.

Вихідний і вхідний магнітострикційні перетворювачі розташовані на звукопроводі і один з них є нерухомим, а другий пов'язаний з об'єктом, що переміщується, тобто може пересуватися вздовж звукопроводу.

На рис. 4.17 зображена залежність позовжньої магнітострикції  $\lambda$  феромагнітного матеріалу від напруженості поля  $H$ , звідки видно, що магнітострикційний ефект у загальному випадку є парним і нелінійним. Однак на ділянці  $AB$  цієї кривої спостерігається досить гарна лінійна залежність між магнітострикцією і напруженістю поля.

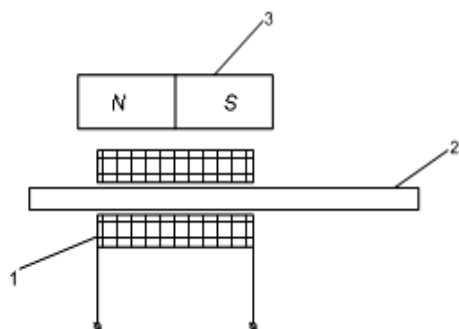


Рис. 4.16

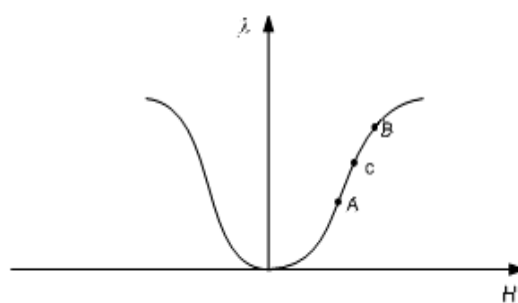


Рис. 4.17

У багатьох практичних випадках потрібно, щоб перетворювачі працювали в лінійному режимі. Забезпечення даного лінійного режиму здійснюється за допомогою початкового постійного магнітного зсуву, створюваного постійним магнітом, що переводить робочу точку  $C$  на лінійну область кривої статичної магнітострикції (тобто в середині відрізка  $AB$ ). Положення робочої точки  $C$  на ділянці  $AB$  вибирається залежно від величини напруженості поля  $H$ , створюваного вхідним струмом. Крім того, положення постійного магнітного поля зміщення збільшує вихідний електричний сигнал, тому що лінійна область  $AB$  має найбільшу крутість. Надалі ми розглядатимемо тільки вхідні і вихідні магнітострикційні перетворювачі, що мають постійний магнітний зсув за допомогою постійних магнітів.

Вхідний магнітострикційний перетворювач може також мати конструкцію, зображену на рис. 4.18

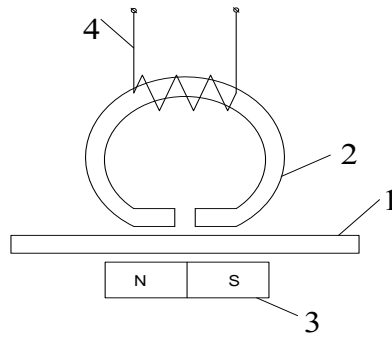


Рис. 4.18

де біля звукопроводу 1 розташоване феритове тороїдальне осердя 2 із зазором і постійний магніт 3. На осерді перебуває обмотка 4, на яку подається вхідний електричний імпульс. В зазорі осердя виникає електромагнітне поле, яке замикається через звукопровід у зоні його прямого перетворення і збуджує там ультразвуковий імпульс. Тривалість цього ультразвукового імпульсу визначається шириною зазору феритового осердя.

Таку ж конструкцію може мати і вихідний магнітострикційний перетворювач. Достоїнство такої конструкції магнітострикційних перетворювачів полягає у тому, що вони знімні і можуть використовуватися спільно зі звукопроводом, що має різну геометрію його перетину і виконаний у вигляді кільця. Зв'язок магнітострикційних перетворювачів зі звукопроводом здійснюється через повітряний зазор за допомогою електромагнітного поля, тому плівки і оксиди на поверхні звукопроводу не впливають на роботу перетворювача.

Звукопровід складається з магнітострикційного матеріалу і може бути виконаний у вигляді стрічки; трубки; у вигляді дроту із круглим поперечним перерізом; з магнітодіелектрика необхідної форми.

Фізичною основою роботи магнітострикційних перетворювачів переміщення (МПП) є перетворення за допомогою прямого ефекту магнітострикції вхідного електричного імпульсу в ультразвуковий імпульс і використання кінцевого часу його поширення в пружному матеріалі, що називається звукопроводом. Ультразвуковий імпульс, поширюючись по звукопроводу зі швидкістю звуку, досягає вихідного магнітострикційного перетворювача, де, внаслідок зворотного ефекту магнітострикції, він перетворюється в електричний імпульс, що відстає від вхідного імпульсу на час затримки:

$$t_{\text{зат}} = \frac{l_3}{V_3}, \quad (4.27)$$

де  $l_3$  – довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційними перетворювачами;  $V_3$  – швидкість поширення звукового імпульсу у звукопроводі.

Оскільки один з магнітострикційних перетворювачів (вхідний або вихідний) жорстко пов'язаний з об'єктом, що переміщується, а другий – нерухомий, тому одержуваний час  $t_{\text{зат}}$  змінюється прямо пропорційно вимірюваному переміщенню.

#### **4.2.4.2. Магнітострикційні перетворювачі переміщення в часовий інтервал**

На рис. 4.19 наведено структурну схему магнітострикційного перетворювача кутового переміщення в часовий інтервал.

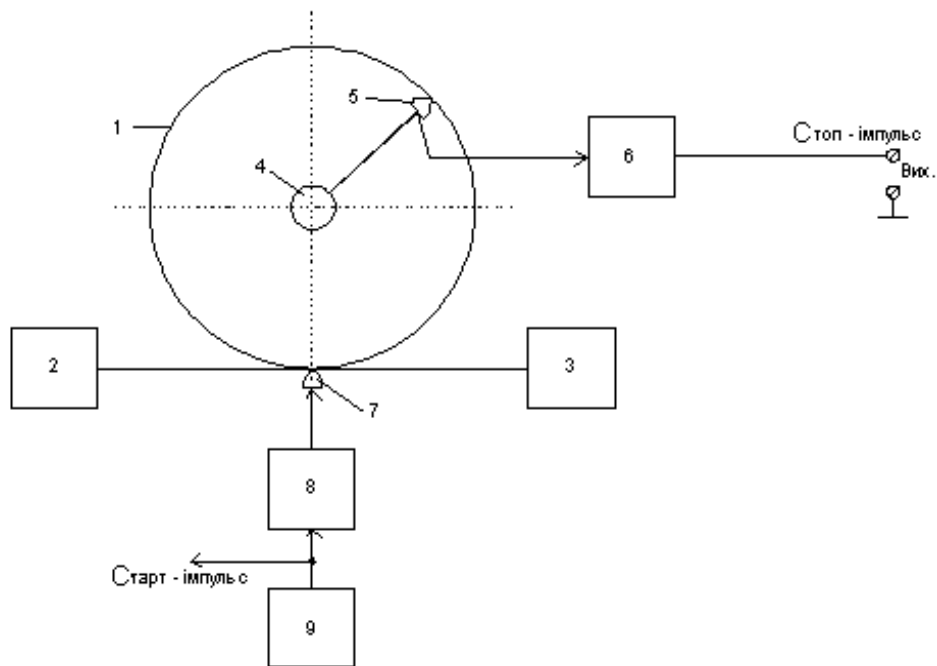


Рис. 4.19

Перетворювач містить звукопровід 1 у вигляді кільцевої петлі, виконаний з магніострикційного матеріалу (наприклад, нікелевий дріт із круглим поперечним перерізом). Кінці звукопроводу поза кільцем для усунення відбитків затиснуті глушника 2 і 3. У центрі кільцевої петлі звукопроводу встановлений вхідний вал 4, кут повороту  $\alpha$  якого необхідно виміряти. До цього вала жорстко закріплений вихідний магніострикційний перетворювач 5, вихідна напруга якого подається на підсилювач зчитування 6.

Вхідний магніострикційний перетворювач 7 встановлений на звукопроводі у точці, що відповідає нульовому значенню кута повороту вала. Перетворення кута повороту вала в часовий інтервал відбувається так.

При подачі старт-імпульсу з генератора циклів 9 на підсилювач запису 8 через обмотку вхідного магніострикційного перетворювача протікає імпульс струму. У звукопроводі в зоні його прямого перетворення внаслідок прямого ефекту магніострикції, виникає імпульс подовжньої механічної напруги (ультразвуковий імпульс).

Цей імпульс поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку від вхідного магніострикційного перетворювача 7 (тобто від нульової точки відліку кута повороту вала) до зони зворотнього перетворення перетворювача 5, який жорстко зв'язаний з валом 4 і переміщується уздовж звукопроводу при повороті вала. Під дією цього ультразвукового імпульсу, внаслідок зворотного ефекту магніострикції, в обмотці вихідного магніострикційного перетворювача 5 виникає електричний сигнал, що підсилюється і формується імпульс (стоп-імпульс) підсилувачем зчитування 6. Стоп-імпульс буде затриманий стосовно старт-імпульсу на час  $t_{\text{зат}}$ , обумовлений (4.27). Таким чином у даному перетворювачі здійснюється перетворення кута повороту вала  $\alpha$  у часовий інтервал  $t_{\text{зат}}$ . Рівняння (4.27) залишається правильним тільки у випадку, якщо величина швидкості обертання вала наближається до нуля, а навколишня температура постійна.

Якщо кутова швидкість вала, а отже, і лінійна швидкість переміщення  $V_{II}$  вихідного магніострикційного перетворювача 5 уздовж звукопроводу 1 (рис. 4.19) буде більша нуля, а навколишня температура зміниться на  $\Delta T^{\circ}$ , то час затримки зміниться і стане рівним  $t_{u1}$ . За цей час вихідний перетворювач 5 переміститься по звукопроводу на відстань

$$\Delta l_3 = t_{u1} \cdot V_{II} \quad (4.28)$$

що у свою чергу викликає зміну часу затримки на величину

$$\Delta t_{\text{зат. II}} = \frac{\Delta l_3}{V_3} = t_{u1} \cdot \frac{V_{II}}{V_3}, \quad (4.29)$$



Зміна навколишньої температури на  $\Delta T^o$  щодо номінальної викликає додаткову зміну часу затримки на величину

$$\Delta t_{зат.Т} = t_{U1} \cdot \gamma \cdot \Delta T^o, \quad (4.30)$$

де  $\gamma$  – температурний коефіцієнт затримки звукопроводу.

Зміна затримок  $\Delta t_{затТ}$  і  $\Delta t_{затП}$  викликає збільшення похибки вимірювання кута повороту.

Таким чином, з урахуванням впливу швидкості переміщення перетворювача 5 і зміни навколишньої температури в пристрої (рис. 4.19) у кожному циклі перетворення кут повороту вала перетвориться в часовий інтервал:

$$t_{U1} = t_{зат} + \Delta t_{зат.П} + \Delta t_{зат.Т} \quad (4.31)$$

або

$$t_{U1} = t_{зат} + \Delta t_{ПТ}, \quad (4.32)$$

де  $t_{зат}$  – дійсне значення, що відповідає миттєвому значенню кута повороту на початку циклу перетворення при номінальній навколишній температурі.

$$\Delta t_{ПТ} = \Delta t_{зат.П} + \Delta t_{зат.Т} \quad (4.33)$$

$\Delta t_{ПТ}$  – абсолютна похибка вимірювання накопичена за час перетворення  $t_{U1}$  в кожному циклі перетворення через вплив швидкості переміщення  $V_{П}$  і зміни температури на  $\Delta T^o$  відносно номінальній.

Підставляючи в (4.31) рівняння (4.29) і (4.30), одержимо

$$t_{U1} = t_{3AT} \frac{1}{1-Q},$$

(4.34)

де коефіцієнт

$$Q = \frac{V_{II}}{V_3} + \gamma \Delta T^\circ, \quad (4.35)$$

З рівняння (4.27) випливає, що

$$t_{u1} = \frac{l_3}{V_3(1-\gamma\Delta T^\circ) - V_{II}} \quad (4.36)$$

де  $l_3$  – довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційним перетворювачами, що відповідає моменту часу початку вимірювання в кожному циклі.

Абсолютна похибка перетворення кута повороту вала в часовий інтервал у кожному циклі перетворення дорівнює (4.33) або

$$\Delta t_{III} = t_{V1} - t_{3AT} \quad (4.37)$$

Підставляючи рівняння (4.35) і (4.27) у (4.37) одержимо

$$\Delta t_{III} = \frac{l_3}{V_3} \cdot \frac{V_{II} + V_3 \gamma \Delta T^\circ}{V_3 - (V_{II} + V_3 \gamma \Delta T^\circ)} \quad (4.38)$$

або з огляду на (4.35)

$$\Delta t_{III} = \frac{l_3}{V_3} \cdot \frac{Q}{1-Q} \quad (4.39)$$

Відносна похибка перетворення в кожному циклі перетворення

$$\Delta\delta_{\text{ПР}} = \frac{\Delta t_{\text{ПТ}}}{\Delta t_{\text{ЗАТ}}} \cdot 100\% \quad (4.40)$$

Підставляючи рівняння (4.39) і (4.27) одержимо

$$\Delta\delta_{\text{ПР}} = \frac{l_3}{V_3} * \frac{V_{\text{П}} + V_3\gamma\Delta T^\circ}{V_3 - (V_{\text{П}} + V_3\gamma\Delta T^\circ)} \cdot 100\% \quad (4.41)$$

або 
$$\Delta\delta_{\text{ПР}} = \frac{Q}{1-Q} \cdot 100\% \quad (4.42)$$

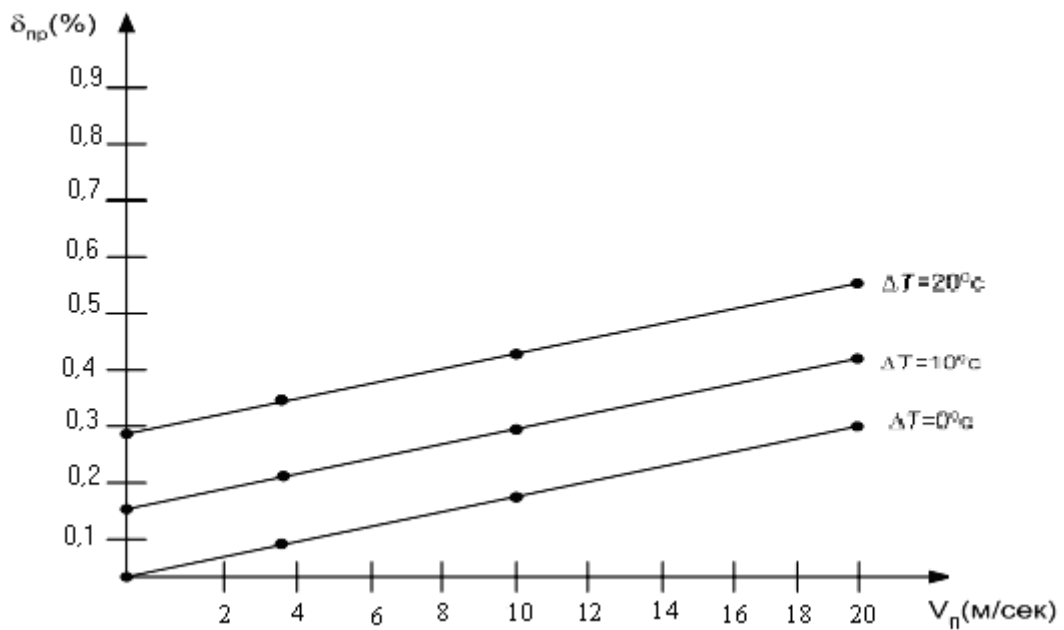


Рис. 4.20

На Рис. 4.20 наведено сімейство характеристик  $\delta_{\text{пр}} = f(V_{\text{п}})$  при різних значеннях  $\Delta T^\circ$  для нікелевого звукопроводу. Нікелевий звукопровід має порівняно великий коефіцієнт магнітострикції, але має недолік – великий температурний коефіцієнт затримки  $\gamma = 140 \cdot 10^{-6} \text{ 1/град}$

Для всіх металевих звукопроводів швидкість поширення подовжніх коливань (швидкість звуку) при номінальній температурі

$$V_3 = 5 \cdot 10^3 \text{ м/сек}$$

Температурний коефіцієнт затримки (ТКЗ) звукопроводу визначається виразом

$$\gamma = \frac{\Delta t_{3AT}}{\Delta t_{3AT} * \Delta T^\circ} \quad (4.43)$$

Швидкість звуку в звукопроводі

$$V_3 = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (4.44)$$

де  $E$  – модуль пружності матеріалу звукопроводу;  $\rho$  – щільність матеріалу звукопроводу.

Як випливає з (4.43) і (4.44) ТКЗ обумовлений температурною аномалією модуля пружності матеріалу звукопроводу і температурним коефіцієнтом лінійного розширення матеріалу звукопроводу, тобто при зміні температури змінюється швидкість звуку  $V_3$  і змінюється довжина звукопроводу  $l_3$ , що приводить до зміни  $t_{3AT}$  на величину  $\Delta t_{3AT}$  (4.30).

Для зменшення впливу температури на похибку перетворення необхідно використовувати звукопроводи, виконані з матеріалів, що мають мінімальне значення температурного коефіцієнта затримки  $\gamma$ . До таких матеріалів належать сплави типу елінвар у яких  $\gamma \approx 10 \cdot 10^{-6} \text{ 1/град}$ .

Основою цих сплавів є нікель і залізо. До недоліків цих сплавів варто віднести невеликий (у порівнянні з нікелем) коефіцієнт магнітострикції.

На рис. 4.21 наведений магнітострикційний перетворювач лінійних переміщень у часовий інтервал. У ньому використовується лінійний звукопровід 1, кінці якого для усунення відображень ультразвукових коливань затиснуті глушниками 2 і 3. Імпульс (старт-імпульс) з виходу генератора циклів 4 підсилюється підсилювачем запису 5 і надходить на обмотку вхідного магнітострикційного перетворювача 6.

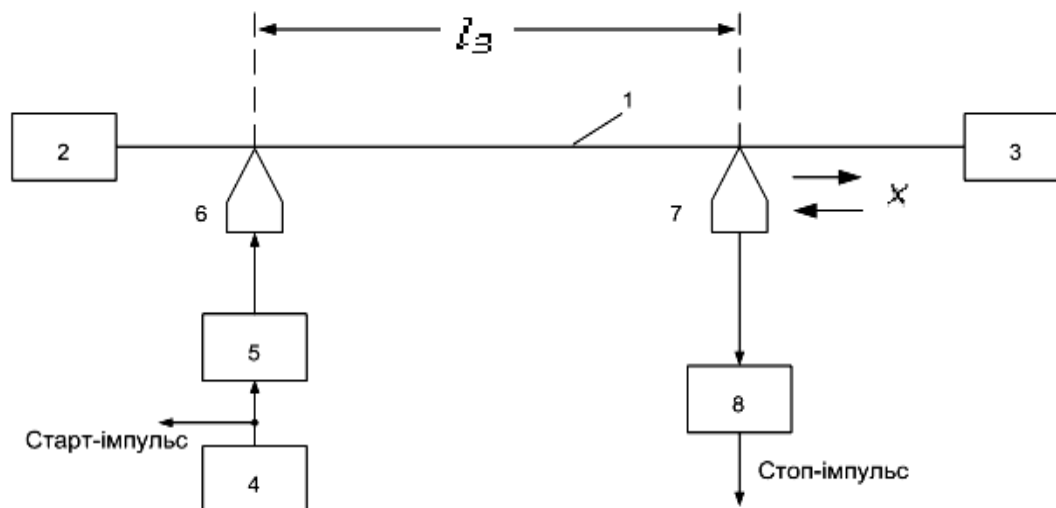


Рис. 4.21

Під дією цього імпульсу в звукопроводі у зоні його прямого перетворення, внаслідок прямого ефекту магнітострикції, виникає ультразвуковий імпульс, що поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку  $V_3$  в обидва боки від вхідного магнітострикційного перетворювача 6. Один з цих ультразвукових імпульсів гаситься глушником 2, а другий через час  $t_{\text{зат}}$  надходить у зону зворотного перетворення вихідного магнітострикційного перетворювача 7. Цей ультразвуковий імпульс унаслідок зворотного ефекту магнітострикції

перетворюється в перетворювачі 7 у електричний сигнал, який потім підсилюється і формується в імпульс (стоп-імпульс) підсилювачем зчитування 8. Після цього цей ультразвуковий імпульс гаситься глушником 3. Один з магніострикційних перетворювачів 7 (або 6) зв'язаний з вимірюваним переміщенням  $X$  і може вільно переміщуватися уздовж звукопроводу.

Таким чином, після надходження кожного імпульсу циклу з виходу генератора 4 здійснюється перетворення лінійного переміщення в часовий інтервал між старт і стоп-імпульсами. Цей часовий інтервал  $t_{\text{зат}}$  (4.27) (при нульовій швидкості переміщення об'єкта і при номінальній робочій температурі) або  $t_{\text{цп}}$  (4.36)), якщо швидкість переміщення  $V_{\text{п}} > 0$  і навколишня температура зміниться на  $\Delta T^{\circ}$  щодо номінальної.

МПП зображені на рис. 4.19 і 4.21 відрізняються тільки формою звукопроводу, а їхні принципи дій вважаються однаковими. Тому залишаються загальними для них усі наведені вище аналізи похибок. В обох розглянутих МПП у звукопроводах використовуються поздовжні ультразвукові хвилі, швидкість поширення яких дорівнює  $V_3 = 5 \cdot 10^3$  м/с.

Для збільшення чутливості вимірювання використовується спосіб, реалізований у МПП (Рис. 4.22). У даному пристрої використовується звукопровід 1, у якого один кінець затиснутий глушником, а другий його кінець є вільним. Старт-імпульс із виходу генератора циклів 3 підсилюється підсилювачем запису 4 і надходить на вхідний магніострикційний перетворювач 5, при цьому комутатор 6 на час дії старт-імпульсу – закритий. У звукопроводі в зоні прямого перетворення виникає ультразвуковий імпульс, що поширюється по

звукопроводу і при досягненні його вільного кінця цілком від нього відбивається і починає рухатися в зворотному напрямку. При досягненні відбитого ультразвукового імпульсу магнітострикційного перетворювача 5 у ньому збуджується електричний імпульс, що проходить через комутатор і підсилюється підсилювачем 7 (стоп-імпульс).

Стоп-імпульс буде затриманий щодо старт-імпульсу на час затримки при номінальній температурі і  $V_{\text{п}} = 0$

$$t_{\text{зат}} = \frac{2l_3}{V_3}, \quad (4.45)$$

де  $l_3$  – довжина звукопроводу між магнітострикційним перетворювачем 5 і його вільним кінцем.

У даному МПП вимірюване переміщення може бути прикладене до магнітострикційного перетворювача 5, що може вільно рухатися уздовж нерухомого звукопроводу.

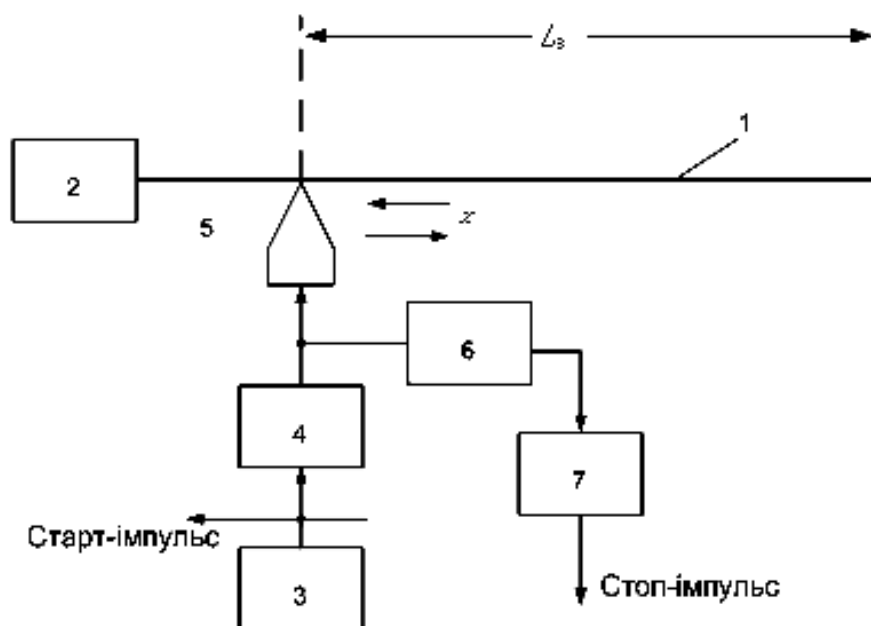


Рис. 4.22

У перетворювачі 5 поєднані функції вхідного і вихідного магнітострикційного перетворювача.

Більш надійним буде МПП, у якого вимірюване переміщення прикладене до звукопроводу, що може переміщуватися разом із глушником щодо нерухомого перетворювача 5. У цьому випадку не потрібне використання струмознімача в електричному колі між магнітострикційним перетворювачем 5 і електронними вузлами 4 і 6.

В обох останніх випадках у МПП вимірюване переміщення перетвориться в часовий інтервал  $t_{3AT}$  (4.45), що у два рази більший у порівнянні з МПП (Рис. 4.21)

Якщо  $V_{II} > 0$  і  $\Delta T^o \neq 0$ , то, як впливає з (4.36), вимірюване переміщення перетвориться в часовий інтервал

$$t_{U_1} = \frac{2l_3}{V_3(1 - \gamma\Delta T^o) - V_{II}}. \quad (4.46)$$

Магнітострикційні перетворювачі переміщення в часовий інтервал (рис.4.19), (рис.4.21) і (рис.4.22) являються циклічними, тобто здійснюють перетворення в моменти надходження імпульсів з генератора циклів. Через те, що період цих імпульсів повинен бути завжди більше  $t_{U_1}$ , то це викликає появу похибки дискретизації.



### 4.2.4.3. Магнітострикційні перетворювачі переміщення в частоту імпульсів

На рис. 4.23 зображена структурна схема магнітострикційного перетворювача кутового переміщення в частоту імпульсів.

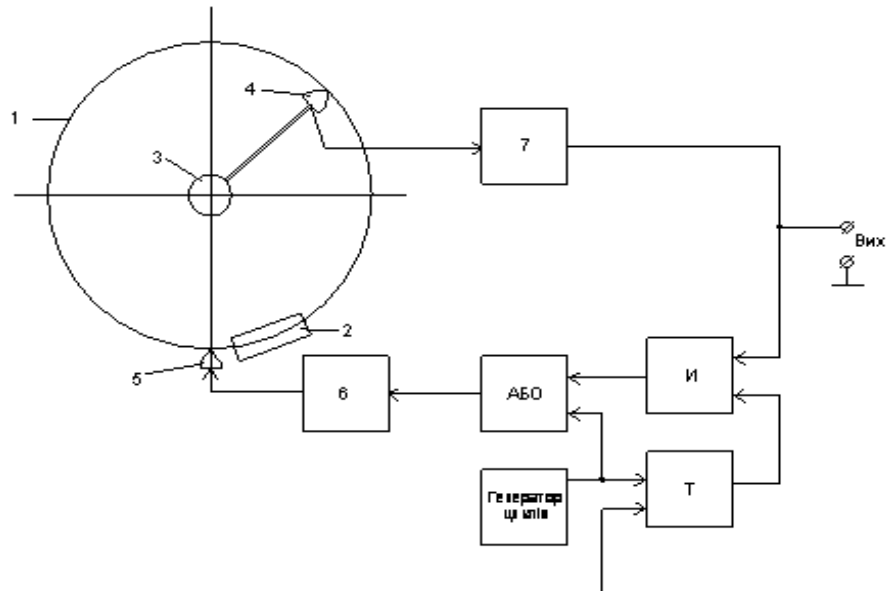


Рис. 4.23

МПП містить магнітострикційний кільцевий звукопровід 1, кінці якого для усунення відбивань затиснуті загальним глушником 2. Вхідний вал 3, кут повороту якого вимірює МПП, жорстко закріплений із вихідним магнітострикційним перетворювачем 4, що може переміщуватися уздовж звукопроводу. Вхідний магнітострикційний перетворювач 5 закріплений нерухомо на звукопроводі в точці, що відповідає нульовому повороті вала.

Імпульс з виходу генератора циклів (старт-імпульс) установлює тригер Т в одиничний стан, а також проходить через елемент АБО, підсилюється підсилювачем запису 6 і надходить на обмотку вхідного магнітострикційного перетворювача 5. Під дією цього імпульсу в звукопроводі у зоні прямого перетворення перетворювача 5, внаслідок прямого ефекту магнітострикції, виникає ультразвуковий імпульс, що поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку  $V_3$  і

досягає зони зворотного перетворення вихідного магнітострикційного перетворювача 4 через час

$$t_{зат} = \frac{l_3}{V_3},$$

де  $l_3$  – довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційними перетворювачами, що залежить від вимірюваного кута повороту вала.

Унаслідок зворотного ефекту магнітострикції в обмотці вихідного перетворювача 4 виникає електричний сигнал, що підсилюється і формується в імпульс підсилювачем зчитування 7.

Цей імпульс надходить на вихід МПП, будучи першим у її частотній послідовності.

Крім цього, цей імпульс проходить через відкритий елемент И, через АБО, надходить на підсилювач запису і, зробивши циркуляцію по вищеописаному колу, через час  $t_{зат}$  знову з'являється на виході МПП, будучи вже другим у частотній послідовності і т.д.

Таким чином, на виході МПП у випадку  $\Delta T^\circ = 0$  і  $V_n = 0$  формується послідовність імпульсів, період повторення яких дорівнює часу  $t_{зат}$  і, отже, миттєва частота проходження цих імпульсів – прямо пропорційна кутовому положенню вала.

Якщо навколишня температура відрізняється від номінальної ( $\Delta T^\circ \neq 0$ ) і швидкість переміщення вихідного магнітострикційного перетворювача  $V_n > 0$ , то період проходження імпульсів на виході МП буде визначатися виразом  $t_{v_1}$  (4.36).

Для припинення формування частотної послідовності імпульсів подають запираючий імпульс на установлений вхід тригера Т.

При цьому тригер переключиться в нульовий стан, після чого елемент И закривається і коло циркуляції імпульсів розривається.

Даний пристрій (рис. 4.23) може використовуватися також для перетворення лінійних переміщень у частоту імпульсів. У цьому випадку використовують лінійний звукопровід, а рухливий магніострикційний перетворювач (вхідний або вихідний), зв'язаний з об'єктом, що переміщується, може лінійно переміщуватися уздовж звукопроводу.

У МПП (рис. 4.23) присутня похибка  $\Delta t_{IP}$  (4.33), але відсутня похибка дискретизації, тому що крок дискретизації – мінімальний і дорівнює часу перетворення  $t_{U_1}$ .

#### **4.2.4.4. Магніострикційні перетворювачі переміщень у цифровий код**

Магніострикційні перетворювачі переміщень у цифровий код мають значну перевагу над магніострикційними перетворювачами переміщень у часовий інтервал і в частоту в тому, що при виконанні умови (4.66) (як буде показано далі) значно покращиться точність вимірювання переміщень. При виконанні умови (4.66) похибки  $\Delta t_{IT}$  (4.33), викликані зміною температури  $\Delta T^o$  та впливом зміни швидкості переміщення  $V_{IT}$ , не мають впливу на кінцевий результат вимірювання – вихідний цифровий код.

На рис. 4.24 зображена структурна схема магніострикційного перетворювача кутових переміщень у цифровий код, що містить звукопровід 1, глушник 2, вихідний магніострикційний перетворювач 3, зв'язаний з валом 4, кут повороту якого вимірюють,

підсилювач 5 зчитування, вхідний магнітострикційний перетворювач 6, підсилювач запису 7, елементи И 8–10, лічильник 11 імпульсів у циклі, дешифратор 12, елемент АБО 13, генератор 14 циклів, лічильник 15 вихідних імпульсів, тригер 16, інвертор 17, генератор 18 імпульсів стабільної частоти.

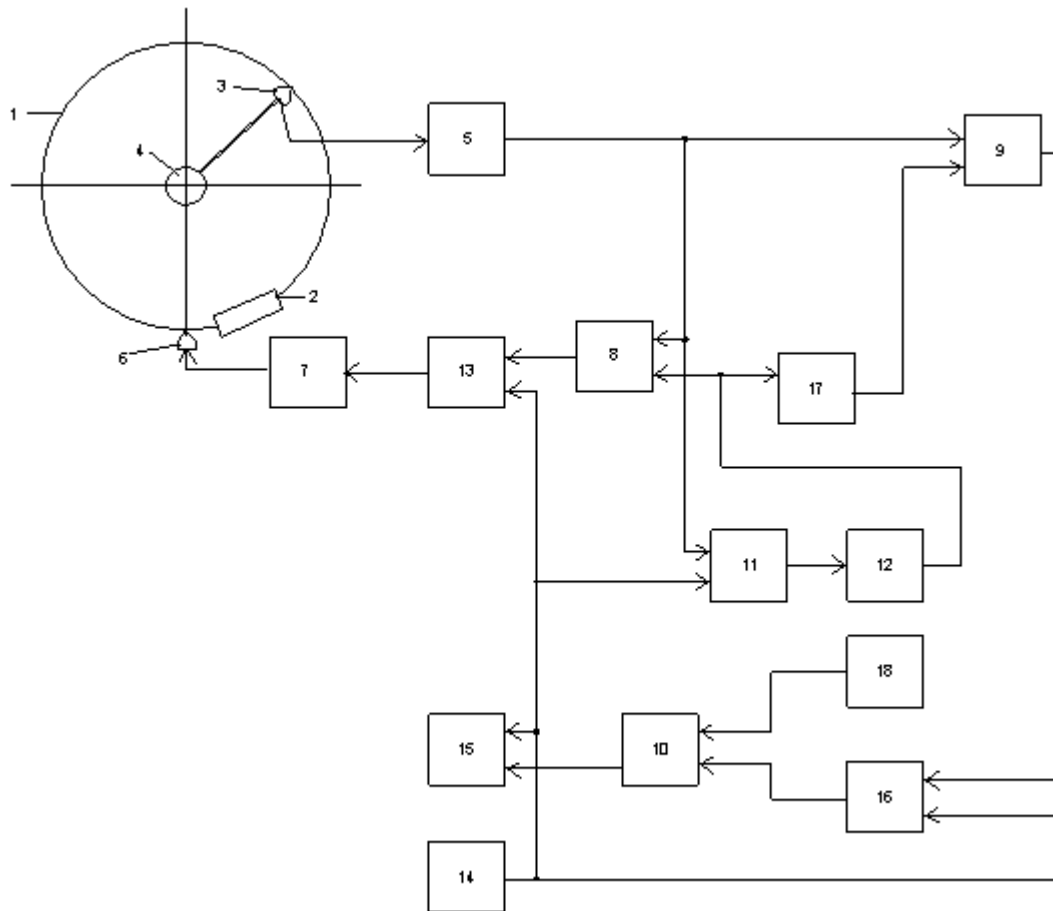


Рис. 4.24

Пристрій працює так.

При надходженні одиничного імпульсу (старт-імпульсу) з генератора циклів 14 встановлюються в нульові стани лічильники імпульсів 11 і 15. Старт-імпульс, що відзначає початок часового інтервалу, перемикає тригер 16 в одиничний стан, після чого потенціал з його виходу є дозволяючим для елемента И 10. При цьому через елемент И 10 на лічильник 15 починають надходити

імпульси від генератора 18, що має високу стабільність частоти. Крім того, старт-імпульс надходить через елемент АБО 13 на вхід підсилювача запису 7, а потім на обмотку вхідного магнітострикційного перетворювача 6. Під дією цього посиленого імпульсу у звукопроводі 1, у зоні його прямого перетворення, внаслідок прямого ефекту магнітострикції, виникає ультразвуковий імпульс. Цей імпульс поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку  $V_3$  і надходить в зону зворотного перетворення вихідного магнітострикційного перетворювача 3, де він внаслідок зворотного ефекту магнітострикції перетворюється в електричний сигнал, який потім підсилюється і формується в імпульс підсилювачем зчитування 5. Імпульс з виходу підсилювача зчитування буде затриманий щодо старт-імпульсу при нульовій швидкості обертання вала і при номінальній робочій температурі на час затримки:

$$t_{затН} = \frac{l_{3н}}{V_3}, \quad (4.47)$$

де  $l_{3н}$  – довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційними перетворювачами при номінальній температурі в момент дії старт-імпульсу.

Якщо кутова швидкість вала, а отже, і лінійна швидкість переміщення  $V_n$  вихідного перетворювача 3 уздовж звукопроводу буде більше нуля, а навколишня температура зміниться на  $\Delta T^\circ$ , то час затримки зміниться, і як впливає з (4.34) стане рівним

$$t_{U_1} = t_{3AT_H} \cdot \frac{1}{1-Q}, \quad (4.48)$$

де

$$Q = \frac{V_{II}}{V_3} + \gamma \Delta T^\circ$$

Цей перший імпульс з виходу підсилювача зчитування надходить на вхід лічильника імпульсів 11, а також проходить через елемент *И* 8, елемент АБО 13, надходить на підсилювач запису, і, зробивши циркуляцію по вищенаведеному колу, знову з'являється на виході підсилювача зчитування через час  $t_{U_2}$  відносно першого.

Як впливає з (4.29), (4.30) і (4.31)

$$t_{U_2} = t_{3AT_H} + (t_{U_1} + t_{U_2}) \frac{V_{II}}{V_3} + (t_{U_1} + t_{U_2}) \gamma \Delta T^\circ, \quad (4.49)$$

або 
$$t_{U_2} = t_{3AT_H} + (t_{U_1} + t_{U_2}) Q. \quad (4.50)$$

З рівнянь (4.49) і (4.48) випливає, що

$$t_{U_2} = t_{3AT_H} \left( \frac{1}{1-Q} \right)^2. \quad (4.51)$$

Другий імпульс знову, зробивши циркуляцію по вищенаведеному колу, з'являється на виході підсилювача зчитування через час  $t_{U_3}$  щодо другого імпульсу

$$t_{U_3} = t_{3AT_H} + (t_{U_1} + t_{U_2} + t_{U_3}) Q. \quad (4.52)$$

З рівнянь (4.48), (4.51) і (4.52) випливає

$$t_{U_3} = t_{3AT_H} \left( \frac{1}{1-Q} \right)^3 \quad (4.53)$$

і т.д. Таким чином, на виході підсилювача зчитування формується послідовність імпульсів зі спадним або зростаючим періодом повторення, залежно від напрямку обертання вала. Як випливає з рис.4.24, якщо вал обертається за годинниковою стрілкою, то, як випливає з (4.29), приріст  $\Delta t_{3AT_H}$  має позитивний знак, а якщо вал обертається проти годинникової стрілки, то приріст  $\Delta t_{3AT_H}$  має негативний знак. В останньому випадку послідовність імпульсів з виходу підсилювача зчитування буде зі спадним періодом повторення.

Імпульси з виходу підсилювача зчитування підраховуються лічильником імпульсів 11, причому  $(n-1)$ -й імпульс цієї послідовності проходить далі по колу циркуляції і, крім цього, надходячи на вхід лічильника 11, викликає появу на виході дешифратора 12 заборонного потенціалу для елемента *И* 8, а на виході інвертора 17 з'являється дозволяючий потенціал для елемента *И* 9.

Після цього коло циркуляції імпульсів розривається, і черговий  $n$ -й імпульс (стоп-імпульс), що з'являється на виході підсилювача зчитування, проходить тільки через елемент *И* 9 на вхід тригера 16, встановлюючи його в стан, при якому елемент *И* 10 закривається і припиняється надходження імпульсів з генератора 18 на вхід лічильника 15. У цьому лічильнику буде зафіксовано число імпульсів

$N$ , що розмістились на часовому інтервалі  $T_{U_n}$  між старт- і стоп-імпульсами, що є цифровим кодом кута повороту вала.

Таким чином, у кожному циклі вимірювання, що задається старт-імпульсом з виходу генератора циклів 14, відбувається перетворення кутового переміщення вала в частоту, що у свою чергу перетворюється в інтервал часу  $T_{U_n}$ , рівний часу між старт- і стоп-імпульсами, тобто дорівнює сумі  $n$  періодів вихідних імпульсів

$$T_{U_n} = t_{U_1} + t_{U_2} + \dots + t_{U_n} \quad , \quad (4.54)$$

або

$$T_{U_n} = t_{3AT_H} \left[ \frac{1}{1-Q} + \frac{1}{(1-Q)^2} + \frac{1}{(1-Q)^3} + \dots + \frac{1}{(1-Q)^n} \right] \quad . \quad (4.55)$$

Отриманий інтервал часу  $T_{U_n}$  можна подати у вигляді

$$T_{U_n} = T_{U_0} + \Delta T_U \quad . \quad (4.56)$$

де  $T_{U_0} = n \cdot t_{3AT_H}$  – дійсне значення інтервалу часу, що відповідає вимірюваному куту повороту вала;

$\Delta T_U$  – приріст інтервалу часу, обумовлений похибкою через вплив швидкості переміщення об'єкта й зміни навколишньої температури.

Число імпульсів  $N$ , зафіксованих у лічильнику імпульсів 15, дорівнює

$$N = \frac{T_{U_n}}{\tau} = \frac{T_{U_0}}{\tau} + \frac{\Delta T_U}{\tau} \quad , \quad (4.57)$$

де  $\tau$  – період проходження імпульсів генератора стабільної частоти.



Для усунення впливу похибки  $\Delta T_U$  на число імпульсів  $N$  необхідно, щоб

$$\Delta T_U < \tau \quad . \quad (4.58)$$

Ця умова виконується вибором оптимального значення величини  $n$ , що задається дешифратором 12, тобто заданням числа імпульсів на виході підсилювача зчитування в серії між старт- і стоп-імпульсами. Для визначення величини  $\Delta T_U$  і числа  $n$  спростимо рівняння (4.55), зробивши деякі допущення. Оскільки часи  $t_{3AT_H}$  (4.47) і  $t_{U_1}$  (4.48) відрізняються між собою на дуже малу величину (порядку  $10^{-7}$  с), тому, замінивши в рівнянні (4.29)  $t_{U_1}$  на  $t_{3AT_H}$ , одержимо

$$\Delta t'_{3AT_H} = t_{3AT_H} \cdot \frac{V_{II}}{V_3} \quad . \quad (4.59)$$

Допущена при цьому абсолютна похибка

$$\Delta = \Delta t'_{3AT_H} - \Delta t_{3AT_H} = t_{3AT_H} \frac{V_{II}}{V_3} \left( \frac{Q}{1-Q} \right) \quad (4.60)$$

буде становити мізерно малу величину ( $\approx 1,5 \cdot 10^{-11}$  с).

З огляду на (4.31), надалі вважатимемо, що на виході підсилювача зчитування з'являється перший імпульс, затриманий стосовно старт-імпульсу на час

$$T_{U_1} = t_{3AT_H} + \Delta t'_{3AT_H} + \Delta t_{3AT_T} \quad . \quad (4.61)$$

Другий імпульс на виході підсилювача зчитування з'являється через час  $T_{U_2}$  відносно старт-імпульсу

$$T_{U_2} = 2T_{U_1} + \Delta t'_{3AT_{II}} \quad (4.62)$$

і т.д.

Таким чином, інтервал часу між старт- і стоп-імпульсами

$$T_{U_n} = n \cdot T_{U_1} + (n-1)\Delta t'_{3AT_{II}}, \quad (4.63)$$

або

$$T_{U_n} = n \cdot t_{3AT_{II}} + n \left( \frac{2n-1}{n} \Delta t'_{3AT_{II}} + \Delta t_{3AT_{T}} \right). \quad (4.64)$$

Отримане рівняння (4.64) є більш зручним для подальшого аналізу, в порівнянні з рівнянням (4.55), а допущена при цьому абсолютна похибка буде мізерно мала .

З рівнянь (4.56) і (4.64) випливає, що похибка

$$\Delta T_U = n \left( \frac{2n-1}{n} \Delta t'_{3AT_{II}} + \Delta t_{3AT_{T}} \right). \quad (4.65)$$

Для усунення впливу цієї похибки на покази лічильника імпульсів 15 необхідно, щоб  $\Delta T_U < \tau$ .

Зі спільного розв'язку рівнянь (4.47), (4.30), (4.59), (4.58) і (4.65) одержуємо

$$n < \frac{\tau \cdot V_3^2 + V_{II} \cdot l_{3\max}}{l_{3\max} (2V_{II} + V_3 \cdot \gamma \Delta T^\circ)}, \quad (4.66)$$

де  $l_{3_{\max}}$  – максимальна довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційними перетворювачами в даному пристрої.

Виконання умови (4.66) приводить до значного поліпшення точності вимірювання кута повороту вала, оскільки у цьому разі похибка  $\Delta T_v$  (4.65), викликана зміною температури  $\Delta T^o$  та впливом зміни швидкості переміщення  $V_{II}$ , не впливає на кінцевий результат виміру – цифровий код, зафіксований у лічильнику імпульсів 15.

Таким чином, у кожному циклі вимірювання, що задаються генератором циклів, після приходу стоп-імпульсу в лічильнику 15 буде зафіксоване число імпульсів  $N$ , що визначає миттєве значення кута повороту вала

$$N = \frac{T_{Un}}{\tau} = \frac{n \cdot t_{3AT_H}}{\tau} \quad (4.67)$$

або з огляду на (4.47),

$$N = n \cdot \frac{l_{3_H}}{\tau \cdot V_3}, \quad (4.68)$$

оскільки за умовою  $\frac{\Delta T_U}{\tau} < 1$ .

Отже, чим більшою буде задана величина  $n_{\max}$ , що задовольняє умову (4.66), тим вищою буде дозволяюча спроможність і меншою відносна похибка  $\delta$  вимірювання кута повороту вала, де

$$\delta = \pm \frac{1}{N} \quad (4.69)$$

Збільшення  $n$  і  $N$ , а отже значить, збільшення точності перетворення, може бути досягнуте при використанні звукопроводу з мінімальним температурним коефіцієнтом затримки  $\gamma$ , і якщо це можливо, шляхом зменшення швидкості переміщення  $V_{II}$  вимірюваного об'єкта. З метою досягнення найбільшої точності перетворення переміщення в цифровий код, звукопровід необхідно виконувати з дисперсійнотверднучих еливарних сплавів.

Температурний коефіцієнт затримки  $\gamma$  звукопроводу, виконаного з цього сплаву, залежить від попереднього режиму його термічної обробки. Підібравши оптимальний режим термічної обробки, можна одержати мінімальний коефіцієнт  $\gamma \approx 1 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{град}}$ .

У МПП (рис. 4.24) перетворення часового інтервалу  $T_{v_n}$  в цифровий код здійснюється методом послідовного підрахунку. Виникаючі при цьому перетворенні додаткові похибки  $\Delta t_1$  і  $\Delta t_2$  розглянуті в розділі 3.

Для усунення похибок  $\Delta t_1$  і  $\Delta t_2$  можна використати додатково до схеми, наведеної на рис. 4.24, схеми, що реалізують метод затриманих збігів (рис. 3.8) і схему синхронізації старт-імпульсу з імпульсами генератора стабільної частоти (рис. 3.5). Необхідно зазначити, що метод електронного ноніуса приводить до збільшення часу перетворення, і відповідно приводить до збільшення похибки  $\Delta T_v$  (4.65).

У розглянутому МПП (рис. 4.24) не ставиться вимога до використання максимально можливої частоти імпульсів генератора стабільної частоти, оскільки при виконанні умови (4.66) результуюче

число імпульсів цифрового коду  $N$  мало залежить від величини  $\tau$ . Це є перевагою розглянутого МПП.

Пристрій, зображений на рис. 4.24 може використовуватися також для перетворення лінійних переміщень у цифровий код. У цьому випадку необхідно використовувати лінійний звукопровід, а об'єкт, що переміщується, пов'язаний з рухливим магніострикційним перетворювачем (вхідним або вихідним), що може лінійно переміщуватися вздовж звукопроводу. У цьому випадку принцип дії МПП і аналіз похибок залишаються такими ж, як у вище розглянутому МПП (рис. 4.24).

#### **4.2.4.5. Магніострикційний перетворювач переміщення і швидкості переміщення в цифровий код.**

В основу роботи пристрою для вимірювання швидкості переміщення покладено такий алгоритм: визначають цифровий код  $N_1$ , що відповідає миттєвому значенню кута повороту вала в момент часу  $t_1$  і визначають цифровий код  $N_2$ , що відповідає миттєвому значенню кута повороту вала в момент часу  $t_2$ , де

$$t_2 = t_1 + t_{oo}, \quad (4.70)$$

$t_{oo}$  – стабільний інтервал часу.

Як впливає з (4.68)

$$N_1 = \frac{n \cdot l_{3H1}}{\tau \cdot V_3} \quad (4.71)$$

$$N_2 = \frac{n \cdot l_{3H_2}}{\tau \cdot V_3}, \quad (4.72)$$

де  $l_{3H_1}$  і  $l_{3H_2}$  – відповідно довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційними перетворювачами в момент часу  $t_1$  і  $t_2$ .

Різниця цих цифрових кодів дорівнює

$$\Delta N = N_2 - N_1 = \frac{n}{\tau \cdot V_3} (l_{3H_2} - l_{3H_1}), \quad (4.73)$$

Оскільки

$$l_{3H_2} = l_{3H_1} + \Delta l_3, \quad (4.74)$$

де

$$\Delta l_3 = t_{od} \cdot V_{II}, \quad (4.75)$$

$\Delta l_3$  – зміна довжини звукопроводу, що відбулася за час  $t_{od}$ .

З рівнянь (4.67), (4.68) і (4.69) одержуємо

$$\Delta N = \frac{n \cdot t_{od}}{\tau \cdot V_3} \cdot V_{II} \quad (4.76)$$

Переходячи до кутової швидкості обертання вала одержимо

$$\Delta N = \frac{n \cdot t_{od} \cdot R}{\tau \cdot V_3} \cdot \omega, \quad (4.77)$$

де  $\omega$  – кутова швидкість обертання вала;  $R$  – радіус кільця, утвореного звукопроводом.

Оскільки параметри  $n$ ,  $t_{oo}$ ,  $\tau$ ,  $V_3$  і  $R$  є постійними величинами, то цифровий код  $\Delta N$  прямо пропорційно визначає лінійну швидкість переміщення  $V_n$ , або кутову швидкість переміщення  $\omega$ .

На рис. 4.25 наведена структурна схема магніострикційного перетворювача переміщення і швидкості переміщення в цифровий код, що реалізує вищенаведений алгоритм роботи. Пристрій містить звукопровід 1, глушник 2, вихідний магніострикційний перетворювач 3, жорстко пов'язаний з валом 4, підсилювач зчитування 5, вхідний магніострикційний перетворювач 6, підсилювач запису 7, елементи  $I$  8 – 10, 22, 26, лічильник імпульсів 11, дешифратор 12, елементи АБО 13, 25, генератор циклів 14, лічильник 15, тригери 16, 21, інвертор 17, генератор імпульсів стабільної частоти 18, одновібратор 19, формувач імпульсів 20, лічильник імпульсів 23, схема формування різниці кодів 24, елемент затримки 25.

Вхідний вал, кут повороту і кутову швидкість якого вимірюють, розташований в центрі кільця, утвореного звукопроводом. Частина структурної схеми, що обведена пунктиром, є схемою перетворювача кута повороту вала в цифровий код, розглянутий раніше на схемі (рис. 4.24).

Даний пристрій може використовуватися також для перетворення лінійних переміщень і лінійної швидкості переміщення в цифровий код. У цьому випадку використовують лінійний звукопровід 1, а рухливий магніострикційний перетворювач 3,

пов'язаний з об'єктом, що переміщується, може переміщуватися вздовж звукопроводу, закріпленого між двома глушниками.

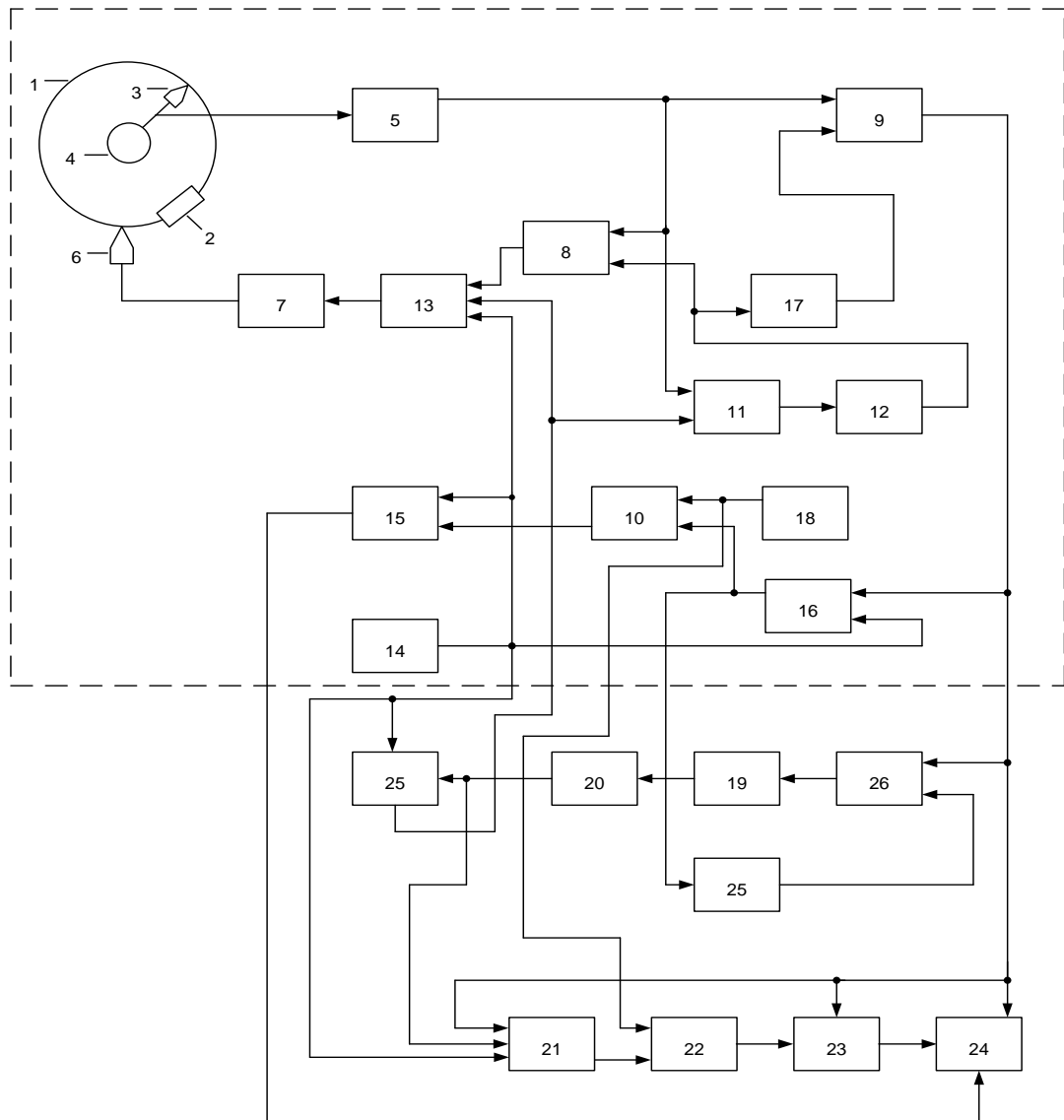


Рис. 4.25

Пристрій (рис. 4.25) працює. У момент часу  $t_1$  одиничний імпульс (старт-імпульс) з виходу генератора циклів 14 встановлює в нульовий стан тригер 21, обнулює лічильники імпульсів 11, 15, 23, схему 24 і перемикає тригер 16 в одиничний стан, після чого потенціал його виходу стає дозволяючим для елемента *И* 10 і *И* 26. Після цього через елемент *И* 10 на лічильник імпульсів 15 починають



надходити імпульси від генератора імпульсів 18, що має високу стабільність.

Крім цього, старт-імпульс проходить через елемент АБО 13, підсилюється підсилювачем запису 7, і надходить на обмотку вхідного магніострикційного перетворювача 6, де він, внаслідок прямого ефекту магніострикції, збуджує у звукопроводі ультразвуковий імпульс. Цей імпульс поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку  $v_3$  і через час  $T_{U_1}$  (4.61) він надійде в зону зворотного перетворення вихідного магніострикційного перетворювача 3, де він внаслідок зворотнього ефекту магніострикції перетвориться в електричний сигнал, що підсилюється і формується в імпульс підсилювачем зчитування 5. Цей імпульс із виходу підсилювача 5, затриманий відносно старт-імпульсу на час  $T_{U_1}$ , проходить через елемент *И* 8, елемент АБО 13, підсилювач запису 7 і, зробивши циркуляцію по вищенаведеному колу, знову з'являється на виході підсилювача зчитування 5 через час  $T_{U_2}$  (4.62) відносно старт-імпульсу. Цей (другий) імпульс знову, зробивши циркуляцію, з'являється на виході підсилювача 5 через час  $T_{U_3}$  відносно старт-імпульсу і т.д.

Таким чином, у першому циклі перетворення, на виході підсилювача зчитування 5 формується послідовність імпульсів зі спадним або зростаючими періодами повторення, залежно від напрямку обертання вала. Ці імпульси підраховуються лічильником імпульсів 11 і  $n$ -й імпульс, що з'являється на виході підсилювача 5 (стоп-імпульс) через час  $T_{U_n}$  (4.64) відносно старт-імпульсу є останнім у цій серії імпульсів, після чого вихід дешифратора 12 є заборонним для елемента *И* 8, і коло циркуляції імпульсів розривається. У цей же

час потенціал із виходу елемента НІ 17 стає дозволяючим для елемента *И 9*.

Стоп-імпульс проходить через відкритий елемент *И 9* і перемикає тригер Т 16 в нульовий стан, після чого елемент *И 10* закривається і на вхід лічильника 15 перестають надходити імпульси з виходу генератора 18. У лічильнику 15 буде зафіксований цифровий код  $N_1$ , що відповідає значенню кута повороту вала на момент дії першого старт-імпульсу. Числа  $N_1$  і  $n$  визначаються відповідно виразами (4.68) і (4.66), а звідси

$$N_1 = n \frac{l_{3H1}}{\tau \cdot V_3} \quad (4.78)$$

Крім цього стоп-імпульс з виходу елемента *И 9* проходить через елемент *И 26* і запускає одновібратор 19. Після цього через деякий час, визначений елементом затримки 25, потенціал з виходу тригера Т 16 закриває елемент *И 26*.

Через час  $t_{od}$  одновібратор 19 повертається у свій вихідний стан, а на виході формувача 20 з'являється імпульс у момент часу  $t_2$ , що є старт-імпульсом у наступному циклі вимірювання кута повороту вала. Формувач 20 призначений для формування імпульсу необхідної тривалості, передній фронт якого збігається із заднім фронтом імпульсу, що генерується одновібратором 19.

Цей старт-імпульс встановлює в нульовий стан лічильник імпульсів 11 і перемикає тригер Т 21 в одиничний стан. Після цього імпульси з генератора 18 через відкритий елемент *И 22* почнуть надходити на вхід лічильника імпульсів 23.

Крім цього, старт-імпульс проходить через елементи АБО 25 і 13, підсилюється підсилювачем запису 7 і надходить на вхідний магнітострикційний перетворювач 6 і далі по колу циркуляції.

На виході підсилювача зчитування 5 з'являється перший імпульс, що буде затриманий відносно старт-імпульсу на час

$$t_{3AT_2} = \frac{l_{3H_2}}{V_3} = \frac{l_{3H_1} + \Delta l_3}{V_3}, \quad (4.79)$$

де  $l_{3H_1}$  і  $l_{3H_2}$  – відповідно довжина звукопроводу в моменти часу  $t_1$  і  $t_2$ ;  $\Delta l_3$  – зміна довжини звукопроводу, що відбулася за час  $t_{od}$  і визначається рівнянням (4.75).

Вираз (4.79) визначає час затримки імпульсу в момент часу  $t_2$  (4.70) без урахування впливу швидкості переміщення і зміни навколишньої температури.

З урахуванням впливу цих параметрів загальний час затримки за аналогією з (4.61) дорівнює

$$T_{V_1} = t_{3AT_2} + \Delta t''_{3AT\Pi} + \Delta t_{3AT.T}, \quad (4.80)$$

де, за аналогією з (4.59),

$$\Delta t''_{3AT\Pi} = t_{3AT_2} \cdot \frac{V_{\Pi}}{V_3}. \quad (4.81)$$

Вираз  $\Delta t_{3AT.T}$  визначається рівнянням (4.30).

З рівнянь (4.81), (4.79) і (4.75) випливає

$$\Delta t_{3ATII}'' = \frac{(l_{3H1} + t_{\infty} \cdot V_{II}) \cdot V_{II}}{V_3^2} \quad (4.82)$$

Перший імпульс з виходу підсилювача зчитування 5 проходить по колу циркуляції, а потім з'являється на виході підсилювача 5 через час  $T_{V_2}$  відносно старт-імпульсу, будучи другим у частотній послідовності, де

$$T_{V_2} = 2T_{V_1} + \Delta t_{3AT.II}'' \quad (4.83)$$

і т.д.

Таким чином, після впливу старт-імпульсу утвореного формувачем імпульсів 20, на виході підсилювача 5 формується послідовність імпульсів, затриманих відносно старт-імпульсу на часи, рівні  $T_{V_1}$ ,  $T_{V_2}$ ,  $T_{V_3}$  і т.д.

Ці імпульси підраховуються лічильником імпульсів 11 і після  $(n-1)$ -го імпульсу цієї послідовності коло циркуляції розривається і черговий  $n$ -й імпульс (стоп-імпульс) проходить через елемент *И* 9 і перемикає тригер Т 21. В результаті цього елемент *И* 22 закривається і припиняється надходження імпульсів на вхід лічильника імпульсів 23, у якому буде зафіксоване число імпульсів

$$N_2 = \frac{T_{Vn}}{\tau}, \quad (4.84)$$

де  $\tau$  – період проходження імпульсів генератора 18;

$T_{Vn}$  – часовий інтервал між старт- і стоп-імпульсами в другому циклі вимірювання:

$$T_{V_n} = nt_{3AT_2} + n \left( \frac{2n-1}{n} \Delta t''_{3AT.П} + \Delta t_{3ATT} \right) \quad (4.85)$$

Цифровий код  $N_2$  відповідає вимірюваному куту повороту вала в момент часу  $t_2$ .

Приріст

$$\Delta T_{V_n} = n \left( \frac{2n-1}{n} \Delta t''_{3AT.П} + \Delta t_{3ATT} \right) \quad (4.86)$$

є похибкою перетворення кута повороту вала, викликаний впливом швидкості переміщення перетворювача 3 і зміною навколишньої температури на  $\Delta T^\circ C$ .

Для усунення впливу цих похибок на показання  $N_2$  необхідно, щоб

$$\Delta T_{V_n} < \tau \quad (4.87)$$

Звідси з урахуванням рівнянь (4.86), (4.82) і (4.87) визначаємо число  $n$ , при якому виконується умова (4.87):

$$n < \frac{\tau \cdot V_3^2 + V_{II}(l_{3H1} + t_{од} \cdot V_{II})}{(l_{3H1} + t_{од} \cdot V_{II})(2V_{II} + V_3 \cdot \gamma \cdot \Delta T^\circ)} \quad (4.88)$$

У розглянутому пристрої число  $n$  як у першому, так і в другому циклі є тим самим, і задається за допомогою дешифратора 12, тому число  $n$  вибирається найменшим із двох значень, що визначаються з рівнянь (4.66) і (4.88).

Якщо виконано умову (4.88), то

$$N_2 = \frac{n \cdot t_{3AT2}}{\tau} = n \cdot \frac{l_{3H1} - \Delta l_3}{\tau \cdot V_3} . \quad (4.89)$$

Після закінчення підрахунку числа імпульсів  $N_2$ , схема формування різниці кодів 24 визначає різницю

$$\Delta N = N_1 - N_2 . \quad (4.90)$$

Як впливає з рівнянь (4.78) і (4.89)

$$\Delta N = n \cdot \frac{\Delta l_3}{\tau \cdot V_3} . \quad (4.91)$$

Підставляючи (4.75) в (4.91), одержимо (4.76) і (4.77), тобто

$$\Delta N = \frac{n \cdot t_{od}}{\tau \cdot V_3} \cdot V_{II} = \frac{n \cdot t_{od} \cdot R}{\tau \cdot V_3} \omega . \quad (4.92)$$

Звідси випливає, що зафіксований у схемі формування різниці кодів 24 цифровий код  $\Delta N$  відповідає лінійній швидкості переміщення  $V_{II}$  вихідного перетворювача 3 вздовж звукопроводу, і також визначає кутову швидкість  $\omega$  обертання вала 4. Одночасно з цим схема 24 формує код знака напрямку обертання (переміщення), бо якщо напрямок обертання вала відбувається за годинниковою стрілкою, то  $N_2 > N_1$ .

У лічильнику 15 зберігається цифровий код  $N_1$ , що відповідає вимірюваному куту повороту вала в момент дії старт-імпульсу з виходу генератора циклів 14 (момент часу  $t_1$ ), а в лічильнику 23

зберігається цифровий код  $N_2$ , що відповідає куту повороту вала в момент часу  $t_2 = t_1 + t_{00}$ .

Наступний цикл вимірювання починається з надходження наступного імпульсу з виходу генератора циклів 14, що обнулює лічильники імпульсів 11, 15, 23, схему 24 і весь процес вимірювання повторюється знову.

Таким чином, у кожному циклі вимірювання, що задається генератором 14, відбувається вимірювання кута повороту валу, визначається напрямок обертання валу, і при цьому відбувається вимірювання кутової швидкості обертання валу в обох напрямках.

#### 4.2.7. Вимірювання параметрів обертового руху

Швидкість обертання елементів машин, пристроїв та агрегатів є однією з найважливіших характеристик досліджуваного об'єкта.

Швидкість обертання визначається кількістю обертів за хвилину  $n$  ( $\text{об}/\text{хв}$ ), що зв'язана з частотою обертання  $f$ , як

$$f = \frac{n}{60}; \quad n = 60f \quad (4.93)$$

До методів вимірювання швидкості обертання і частоти обертання належать

- методи, засновані на перетворенні швидкості обертання у величину переміщення;
- методи, засновані на перетворенні швидкості обертання в пропорційний електричний сигнал і т.д.

Для перетворення швидкості обертання у величину переміщення найбільше поширення отримали пристрої з використанням вихрових струмів або відцентрової сили.

Пристрій перетворювача першого типу зображено на рис. 4.26.

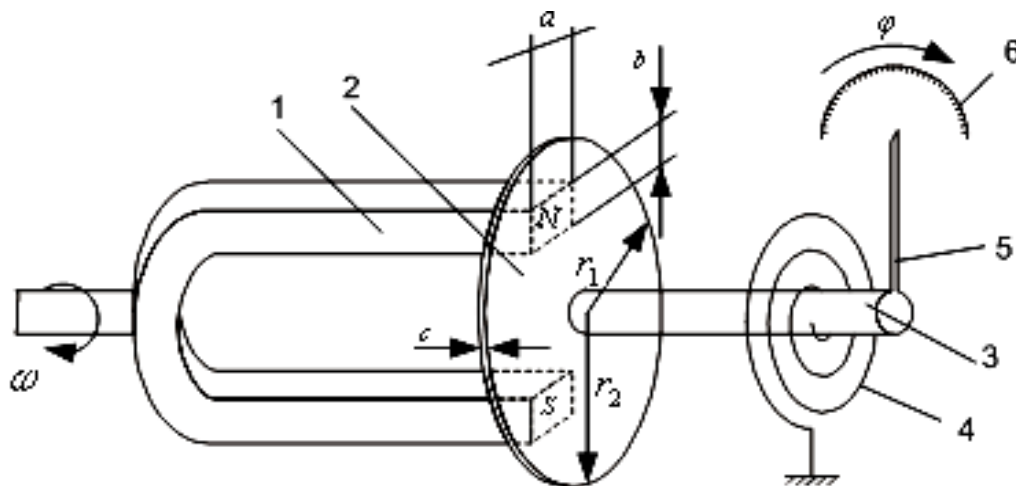


Рис. 4.26

Постійний магніт 1 жорстко пов'язаний з обертовим об'єктом, і, отже, він обертається з кутовою швидкістю  $\omega$ .

У металевому диску 2, насадженому на вал 3, утворюються вихрові струми, які, взаємодіючи з потоком магніту, створюють обертальний момент, пропорційний вимірюваній кутовій швидкості обертання  $\omega$ :

$$M = R_B \cdot \omega, \quad (4.94)$$

де

$$R_B = \frac{\Phi^2 c \cdot k_r}{\rho ab}, \quad (4.95)$$

де  $\Phi$  – магнітний потік;  $a, b, c$  – конструктивні параметри перетворювача (рис. 4.26);  $k_r$  – коефіцієнт, що враховує вплив радіусів  $r_1$  і  $r_2$ ;  $\rho$  – питомий опір матеріалу диска.



Момент, прикладений до диска, зрівноважується протидіючим моментом, створюваним спіральною пружиною 4:

$$M_n = k_{жс} \varphi, \quad (4.96)$$

де  $k_{жс}$  – жорсткість пружини;  $\varphi$  – кут повороту вала 3.

Оскільки  $M = M_m$ , то з рівнянь (4.94) і (4.96) одержуємо

$$\varphi = \frac{R_B}{k_{жс}} \cdot \omega. \quad (4.97)$$

Кут повороту вала  $\varphi$ , пропорційний кутовій швидкості обертання  $\omega$ , можна визначити за допомогою розглянутих нижче перетворювачів кута повороту в електричний сигнал.

Похибки розглянутого перетворювача, як випливає з рівнянь (4.95), залежать від жорсткості пружини  $k_{жс}$ , від нестабільності коефіцієнта  $R_B$  і величини тертя.

Максимальна похибка становить 1%.

На рис.4.27 зображено пристрій для перетворення швидкості обертання у величину переміщення з використанням відцентрового перетворювача.

При обертанні вала перетворювача зі швидкістю  $\omega$  на вантажі 1 діють відцентрові сили

$$F_u = m\omega^2 r, \quad (4.98)$$

де  $m$  – величина маси вантажів;  $r$  – радіус обертання вантажів.

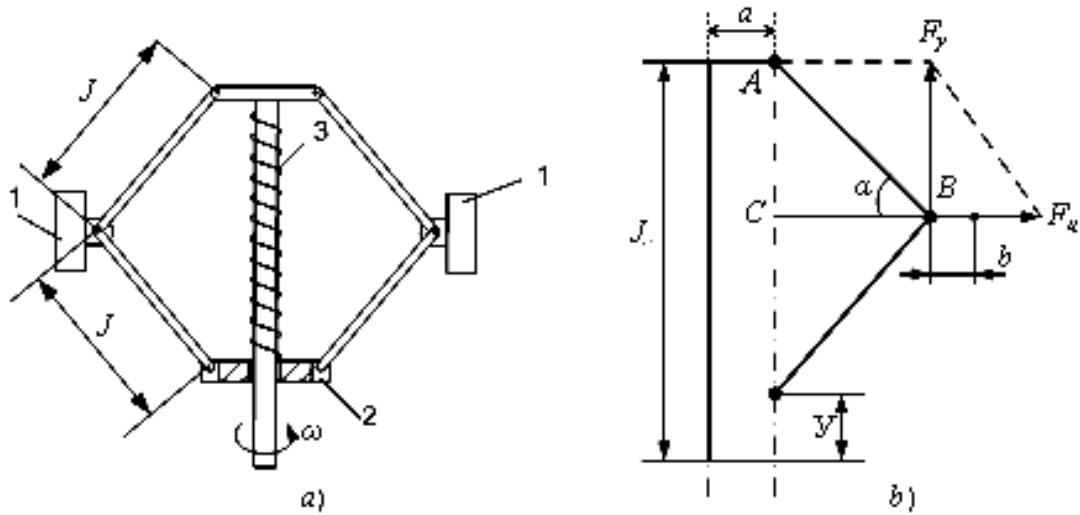


Рис. 4.27

Відцентрова сила викликає появу сили  $F_y$ , що спрямована вздовж осі обертання і переміщує муфту ковзання 2. Сила  $F_y$  врівноважується силою пружності пружини 3:

$$F_n = k_n \cdot y. \quad (4.99)$$

Таким чином, при рівновазі

$$F_y = F_n. \quad (4.100)$$

Як видно з кінематичної схеми і побудов на рис.4.27 б,

$$F_y = n \cdot F_u \cdot \operatorname{tg} \alpha. \quad (4.101)$$

де  $n$  – число вантажів.

Оскільки

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{l_0 - y}{\sqrt{4l^2 - (l_0 - y)^2}} \quad (4.102)$$

$$i \quad r = a + b + \frac{1}{2} \sqrt{4l^2 - (l_0 - y)^2}. \quad (4.103)$$

На підставі рівнянь (4.98) – (4.103) одержимо

$$\frac{y}{(l_0 - y) \left[ 1 + 2 \frac{a + b}{\sqrt{4l^2 - (l_0 - y)^2}} \right]} = \frac{n \cdot m \cdot \omega^2}{2k_n} \quad (4.104)$$

Якщо  $(a + b) \ll \sqrt{4l^2 - (l_0 - y)^2}$ , то

$$y \approx \frac{l_0}{1 + \frac{2k_n}{n \cdot m \cdot \omega^2}} \quad (4.105)$$

З рівняння (4.105) випливає, що про величину швидкості обертання  $\omega$  залежить від величини переміщення  $y$  муфти перетворювача, причому ця залежність  $y$  від  $\omega$  – нелінійна. Ця нелінійність перетворення приводить до появи додаткових похибок. Крім цього, похибки відцентрових перетворювачів залежать від тертя в шарнірах і муфті, а також від впливу зміни температури на нестабільність розмірів то пружних властивостей елементів. Загальна похибка вимірювання досягає 10%.

Тому відцентрові перетворювачі зазвичай застосовують у регулюючих пристроях, коли потрібно підтримувати постійною задану швидкість обертання  $\omega$  і вимірювати лише відхилення реальної швидкості від заданої. Вони використовуються для вимірювання кутових швидкостей до  $1000 \frac{\text{об}}{\text{хв}}$ .

Для перетворення швидкості обертання можуть використовуватися тахометри. На рис. 4.28 наведений імпульсний індукційний тахометр. Первинний перетворювач такого тахометра має вимірювальну обмотку 1, розміщену на розімкнутому сталевому осерді 2, через який замикається магнітний потік постійного магніту 3. На валу, частота обертання якого вимірюється, кріпиться ферромагнітний зубчастий диск 5. При обертанні вала зубчастий виступ 4 проходить біля розімкнутої частини осердя, зменшує повітряний проміжок між зубом і осердям, що приводить до зменшення магнітного опору  $R_m$  осердя, як зображено на рис. 4.28, б. Відповідно до цього змінюється магнітний потік, що проходить через вимірювальну обмотку і в ній індукується ЕРС.

$$E = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega \frac{d}{dt} \left( \frac{F_m}{R_m} \right) = -\omega \frac{F_m}{R_m^2} \frac{dR_m}{dt}, \quad (4.106)$$

де  $F_m$  – магніторушійна сила постійного магніту;  $R_m$  – магнітний опір осердя.

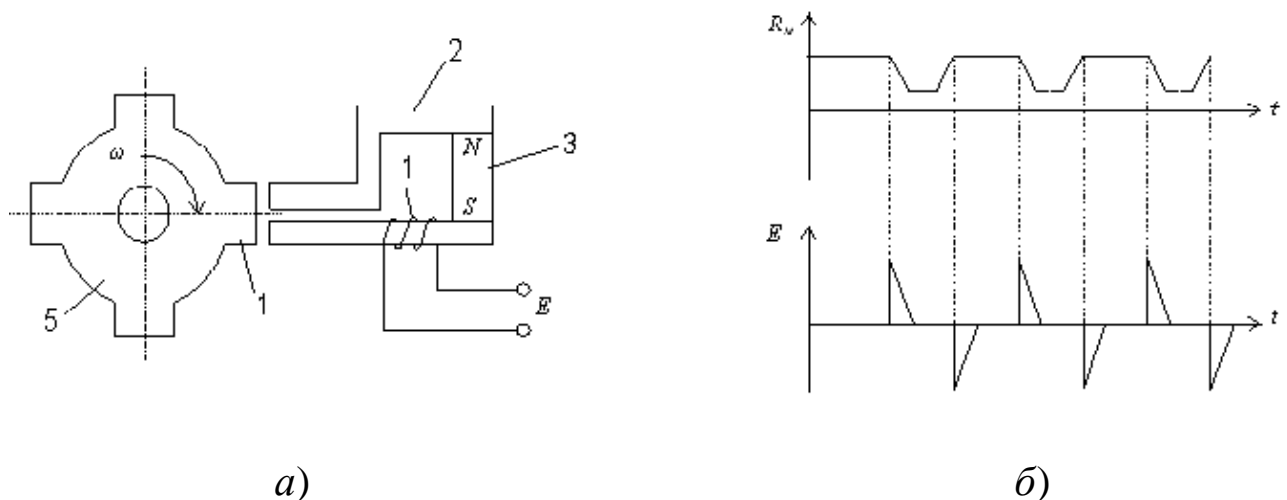


Рис. 4.28

З виводів вимірювальної обмотки знімається послідовність двополярних імпульсів (рис. 4.28, б), частота яких дорівнює частоті проходження зубців феромагнітного диска поблизу розімкненої частини осердя, тобто пропорційна частоті обертання вала.

$$f = \frac{P \cdot n}{60}, \quad (4.107)$$

де  $P$  – кількість зубів диска;  $n$  – частота обертання вала  $\frac{об}{хв}$ .

Вторинним перетворювачем розглянутого пристрою є частото-мір, проградуйований в одиницях частоти обертання.

Джерелом похибок розглянутого перетворювача може бути струм, споживаний вторинним перетворювачем. Цей струм, проходячи по вимірювальній обмотці індукційного перетворювача, створює магнітне поле, що відповідно до правила Ленца, спрямоване зустрічно напрямку основного поля і робить розмагнічувальне діяння. Внаслідок цього зменшується напруга вихідних сигналів, що знімаються з вимірювальної обмотки, а функція перетворення стає нелінійною, що призводить до збільшення похибки.

### **4.3. Вимірювання деформації поверхні досліджуваного об'єкта**

Найпоширенішим методом вимірювання деформацій є так званий тензометричний метод, у якому як первинні перетворювачі деформації використовують тензорезистори (розділ 2). Металеві

тензорезистори використовують при вимірюванні відносних деформацій від 0,002 до 1...2%, напівпровідникові – до 0,1...0,2%.

Тензорезистори можуть використовуватися для вимірювань статичних та змінних деформацій у діапазоні частот до 100 кГц.

Для вимірювання деформацій тензорезистор наклеюють на досліджувану деталь так, щоб деформація дедалі повністю сприймалась тензорезистором. Для температур до 200°C застосовують клеї БФ, бакелітовий лак, а для вищих температур – жаростійкі кремнійорганічні цементы. Особливістю приклеюваних тензорезисторів є те, що вони не можуть бути переклеєні з об'єкта на об'єкт. Тому дійсна функція перетворення робочого тензорезистора не може бути визначена, а для її оцінки використовують функцію перетворення градуовального тензорезистора з цієї партії.

Похибка від неідентичності дійсної та номінальної функції перетворення з достатньо однорідної партії не перевищує 1,5%.

Вихідним параметром тензорезисторів є зміна їхнього опору пропорційно вимірюваній деформації, тому в якості вимірювальної схеми тензоперетворювачів застосовуються мостові схеми з живленням змінним або постійним струмом. Коливання навколишньої температури викликає зміну опору тензорезистора. Через те, що відносна зміна опору тензорезистора під дією вимірюваної деформації дуже мала (менше 1%), то температурні зміни його опору можуть призвести до значних похибок.

Для усунення цієї температурної похибки використовують мостову схему із двома тензорезисторами  $R_{T_1}$  і  $R_{T_2}$  (рис. 4.29), один із яких є робочим, а інший – термокомпенсуючим.

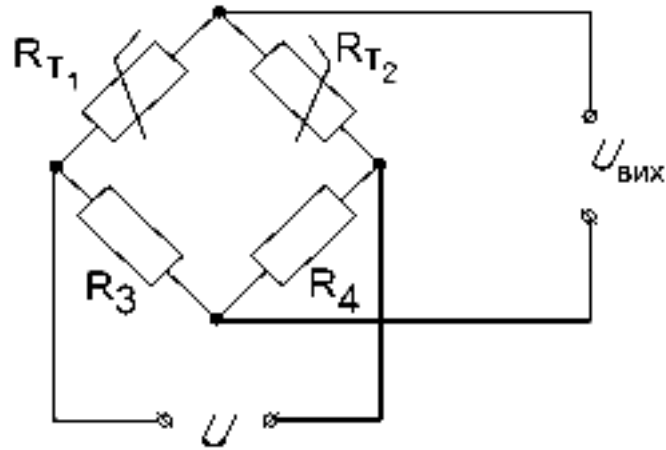


Рис. 4.29

Робочий тензорезистор наклеюють на досліджувану деталь уздовж очікуваної деформації, а компенсаційний – поперек її.

Температурні умови й температурні зміни опорів тензорезисторів повинні бути однаковими. Тензорезистори включаються в суміжні плечі моста, і це компенсує температурну похибку.

Якщо опір навантаження досить великий (режим холостого ходу), то вихідна напруга моста

$$U_{\text{вих}} = \frac{UR_{T1}}{R_{T1} + R_{T2}} - \frac{UR_3}{R_3 + R_4} . \quad (4.108)$$

При відсутності деформації  $R_{T1} = R_{T2}$  і якщо  $R_3 = R_4$  то, міст буде зрівноважений, а  $U_{\text{вих}} = 0$ .

При деформації тензорезисторів, коли  $R_{T1} \neq R_{T2}$ , вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = \frac{U(R_{T1} - R_{T2})}{2(R_{T1} + R_{T2})} , \quad (4.109)$$

Отже, вихідна напруга моста змінюється пропорційно різниці опорів тензорезисторів. Якщо елементи мостової схеми обрані

оптимальними, то її чутливість може бути підвищена лише за рахунок збільшення тензочутливості перетворювача і за рахунок збільшення сили струму, що протікає через перетворювач. Однак збільшення струму через перетворювач обмежено його теплорозсіюючою здатністю. Тому для збільшення чутливості в мостову схему включають чотири однакових тензорезистори, що наклеюють на досліджувану деталь так, що тензорезистори  $R_{T1}$  і  $R_{T3}$  (рис. 4.30) перетворюють поздовжню деформацію, а  $R_{T2}$  і  $R_{T4}$  – поперечну. У мостовій схемі температурна похибка буде також компенсуватися.

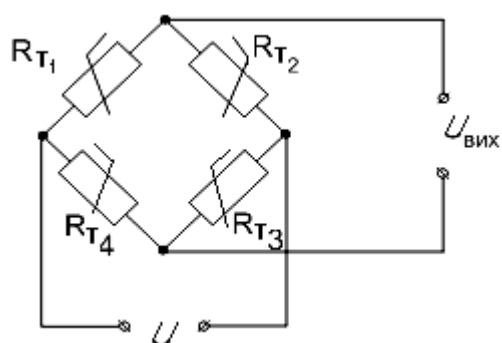


Рис. 4.30

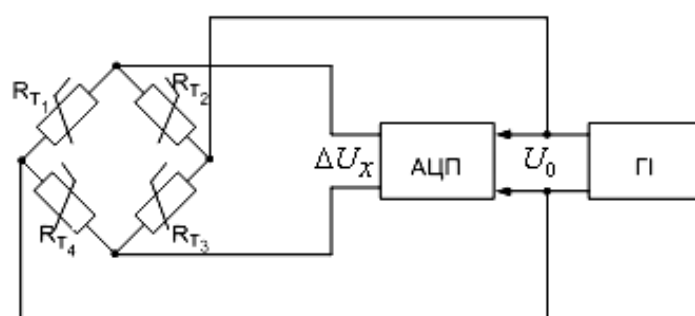


Рис. 4.31

Чутливість схеми може бути підвищена також за рахунок застосування імпульсного живлення. У цьому випадку чутливість збільшується в десятки разів шляхом підвищення напруги живлення вимірювального кола моста без порушення нормального режиму роботи тензоперетворювача. Застосування імпульсного живлення дозволяє на виході моста одержати прямокутні імпульси напруги (струму), амплітуда яких пропорційна різниці значень опорів тензорезисторів, що змінюються. Отримані імпульси можуть бути перетворені в цифровий код за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП).



На рис. 4.31 зображена структурна схема тензометричного вимірювального перетворювача при живленні моста  $R_{T_1}, R_{T_2}, R_{T_3}, R_{T_4}$  прямокутними імпульсами струму від генератора імпульсів ГІ. Одночасно від генератора ГІ прямокутні імпульси опорної напруги  $U_0$  надходять на вхід АЦП, де вони порівнюються з напругою небалансу мостової схеми  $\Delta U_x$ .

Вихідний цифровий код АЦП пропорційний відношенню сигналів  $\Delta U_x$  й  $U_0$  та не залежить від параметрів імпульсів живлення  $U_0$ .

#### 4.4. Вимірювання механічних сил

Переважає більшість силовимірювальних пристроїв (динамометрів) заснована на методі перетворення вимірюваної сили в механічні напруження у матеріалі пружного перетворювального елемента, його деформацію, або переміщення, які за допомогою п'єзоелектричних, тензорезистивних, індуктивних, ємнісних чи інших перетворювачів, перетворюються в електричний сигнал, або зміну вихідного електричного параметра.

Перетворення вимірюваної сили в переміщення здійснюється за допомогою пружних елементів, деформація яких залежить від величини вимірюваної сили. В нинішній час розроблено велику кількість пружних елементів, що дозволяють вимірювати сили від  $10^{-3}$  до  $10^5$  Н (рис. 4.32).

Для вимірювання зосереджених великих сил  $F$  використовують пружні елементи у вигляді стержнів (рис. 4.32,а). Недоліком стержневих пружних елементів є дуже малі вихідні переміщення

(деформації), тому вони використовуються лише з тензорезистивними перетворювачами.

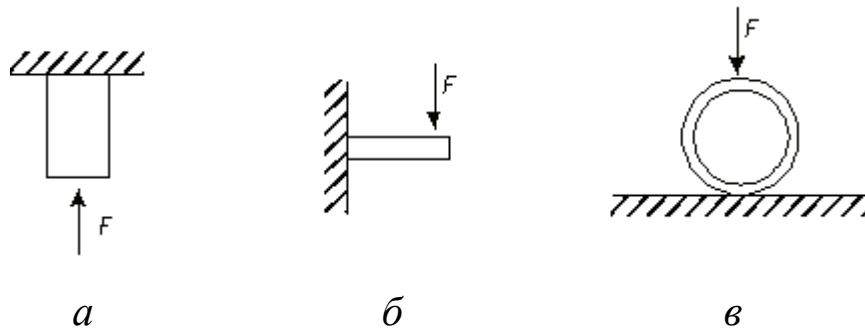


Рис. 4.32

Найчутливішими до дії сил є балкові пружні елементи (рис. 4.32,б) та кільцеві пружні елементи (рис. 4.32,в).

Вони мають великі вихідні переміщення, що дає змогу використовувати їх у ємнісних та індуктивних датчиках.

Пружні елементи виконують таким чином, щоб їхні характеристики перетворення наближалися до лінійних. Чутливість пружних елементів визначається величиною їхньої жорсткості.

$$F = k_{\text{жс}} \cdot \delta \quad (4.110)$$

де  $k_{\text{жс}}$  – жорсткість пружного елемента;  $\delta$  – величина деформації пружного елемента;  $F$  – вимірювана сила

Похибки пружних елементів обумовлені старінням матеріалу пружного елемента, механічним гістерезисом, залежністю модуля пружності від температури.

Для безпосереднього вимірювання сили можуть застосовуватися магнітопружні та п'єзоелектричні перетворювачі. Принципи дії і властивості цих перетворювачів розглянуті вище, в розділі 2.

Один з можливих типів магнітопружного перетворювача зображений на рис. 4.33,*а*. Він являє собою феромагнітне осердя з обмоткою. Під дією вимірюваної сили  $F$  у матеріалі осердя виникає механічна напруга, що змінює його магнітну проникність, що у свою чергу, приводить до зміни магнітного опору осердя, а також до зміни індуктивності обмотки.

На рис. 4.33,*б* зображений магнітопружний перетворювач з двома обмотками. Такий перетворювач є трансформаторним. Вимірювана сила  $F$  перетворюється в механічну напругу осердя, що приводить до зміни його магнітної проникності. В результаті цього змінюється взаємна індуктивність між обмотками і ЕРС вторинної обмотки.

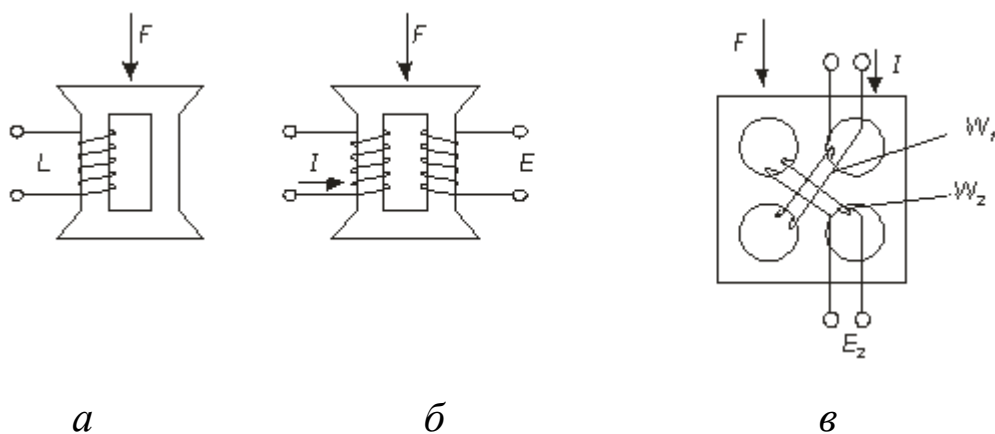


Рис. 4.33

Кращі метрологічні характеристики має магнітоанізотропний трансформаторний перетворювач (рис. 4.33,*в*).

Магнітопровід такого перетворювача має вигляд куба, що має чотири отвори. В отворах вкладено обмотку живлення  $w_1$  і вимірювальна у обмотку  $w_2$ . Вони розташовані під кутом  $45^\circ$  до напрямку дії вимірюваної сили  $F$  і під кутом  $90^\circ$  одна до одної. За відсутності сили  $F$  магнітопровід такого перетворювача буде магнітоізотропним, тобто його магнітна проникність є однаковою у всіх напрямках. У

цьому випадку магнітне поле, створюване обмоткою живлення  $W_1$ , спрямоване паралельно виткам вимірювальної обмотки  $W_2$  і не заходить у неї. У вимірювальній обмотці ЕРС не індукується.

Під впливом вимірюваної сили  $F$  у магнітопроводі виникає механічна напруга, що змінює магнітну проникність магнітопроводу в напрямку цієї напруги. Це змінює магнітний опір матеріалу в тому самому напрямку. Магнітний потік у магнітопроводі змінює свій напрямок, пронизує вимірювальну обмотку  $w_2$ , індукуючи в ній ЕРС  $E_2$ , пропорційну вимірюваній силі.

На похибку магнітопружних перетворювачів впливає нелінійність їхньої характеристики перетворення, вплив магнітного і механічного гістерезису, старіння матеріалу магнітопроводу.

При зміні температури змінюються магнітна проникність магнітопроводу і електричний опір обмоток, а це призводить до збільшення похибок перетворення.

Для зменшення похибок магнітопружні перетворювачі виготовляють диференціальними. Один з перетворювачів є робочим, а ідентичний йому другий перетворювач, на який не впливає вимірювана сила, призначений для компенсації впливу температури, зміни напруги живлення тощо.

Магнітопружні перетворювачі мають низьку точність (сума похибок вимірювання сили становить  $\approx 3\%$ ), і вони широко використовуються для вимірювання великих сил ( $10^5 \dots 10^6$  Н). Їхня перевага – простота конструкції, надійність в роботі.

П'єзоелектричні динамометри засновані на використанні п'єзоелектричних перетворювачів сили в електричний заряд. Дія п'єзоелектричного перетворювача заснована на прямому п'єзоефекті, що

полягає на властивості деяких кристалів (п'єзоелектриків) перетворювати механічні деформації в пропорційні їм електричні заряди на їхніх гранях. П'єзоелектрик являє собою пластинку, вирізану із кристала кварцу, на гранях якої є два ізольованих один від одного електроди.

На рис. 4.34 зображений п'єзоелектричний перетворювач сили типу ДТ. Як чутливий елемент у перетворювачі застосовані дві кварцові пластини 1, розміщені в сталевому пружному корпусі 2. Зовнішні грані пластин з'єднані електрично з корпусом, а внутрішні з'єднані між собою паралельно і вони ізольовані від корпусу самим кварцом. Заряд із пластини знімається за допомогою виводу 3 через коаксіальний кабель 4.

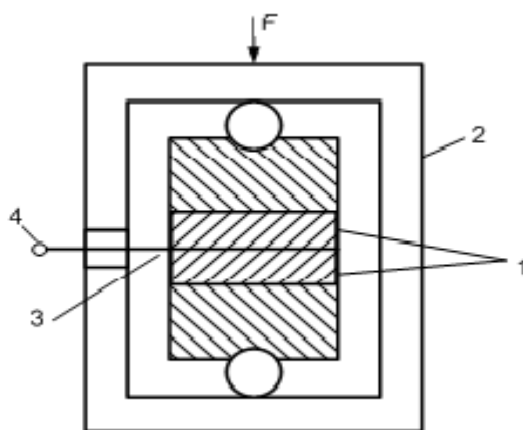


Рис. 4.34

Вимірювана сила  $F$  прикладається до корпусу перетворювача. Діапазон перетворюваних зусиль дорівнює  $0 \dots 2 \cdot 10^5$  Н. Нелінійність статичної характеристики коливається в межах  $1 \dots 3\%$ .

Особливістю п'єзоперетворювачів є дуже маленька вихідна потужність і великий внутрішній опір.

Для посилення вихідної напруги п'єзоелектричного перетворювача застосовують операційні підсилювачі з максимально можливим вхідним опором (не менше  $10^{11}$  Ом).

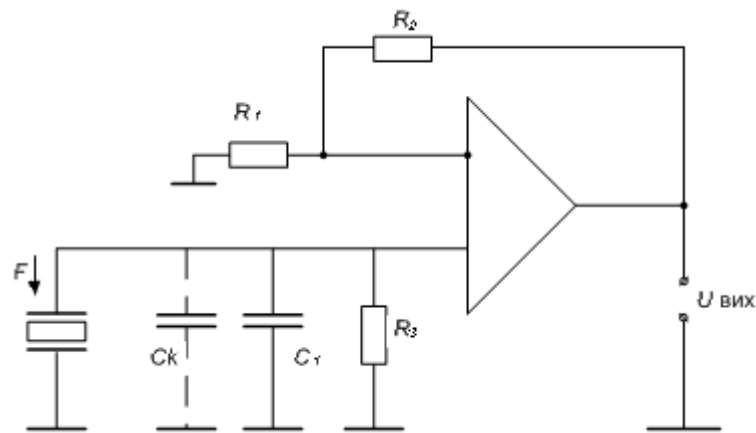


Рис. 4.35

На рис. 4.35 наведена електрична схема вимірювального кола п'єзоелектричних перетворювачів, де  $C_k$  – паразитна ємність екранованого кабелю. Нестабільність параметрів кабелю, наприклад зміна електричної ємності  $C_k$ , викликана його вигином, впливом температури, вологості, впливає на вихідну напругу. Для зменшення цього впливу паралельно до входу підсилювача підключається ємність  $C_1$ .

Перевагою п'єзодинамометрів є їхня висока чутливість, висока швидкодія. Загальна похибка п'єзодинамометрів перебуває в межах 1%.

#### 4.5. Вимірювання тиску

Прилади, що вимірюють тиск, називаються манометрами. Різницю тисків вимірюють диференціальними манометрами (дифманометрами).

Значна частина методів вимірювання тиску заснована на попередньому перетворенню тиску в механічне напруження, деформацію чи переміщення за допомогою пружних перетворювальних елементів (рис. 4.36) з наступним вимірюванням механічного напруження, деформації чи переміщення за допомогою тензорезистивних, індуктивних, ємнісних чи інших перетворювачів.

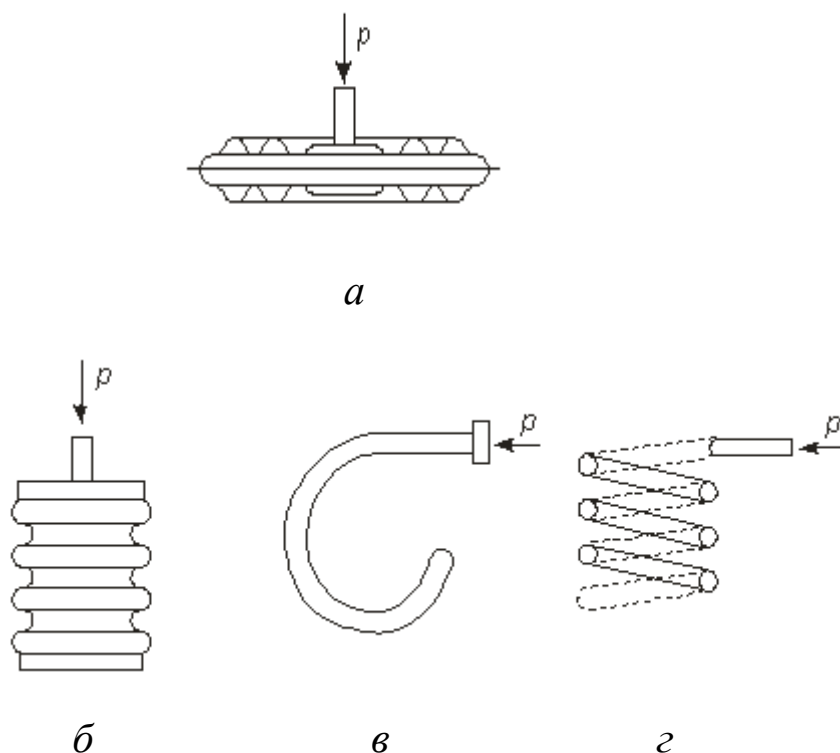


Рис. 4.36

Для перетворення тиску в переміщення в якості пружних елементів призначені мембрани (рис. 4.36,а), сильфони (рис.4.36,б), трубчасті пружини (рис. 4.36,в, г).

Мембрани являють собою еластичні пружини, що деформуються залежно від діючого на них вимірюваного тиску. Таким чином, вимірюваний тиск  $P$  перетвориться в пропорційне переміщення центра мембрани. Мембрани бувають плоскі, гофровані (рис.4.36,а) і м'які. Плоскі мембрани дають змогу вимірювати тиски від  $10^4$  до  $10^8$

Па, що швидко змінюються в часі, гофровані – від 1 до  $10^6$  Па, м'які – від  $10^{-2}$  до  $10^5$  Па, що мають дуже малу жорсткість.

Сильфони являють собою гофровані тонкостінні трубки і застосовуються для перетворення вимірюваного тиску  $P$  в пропорційне переміщення дна сильфона. Вони застосовуються для вимірювання тисків від 1 до  $10^6$  Па. Сильфони мають у порівнянні з плоскими і гофрованими мембранами, більшу чутливість.

Трубчасті пружини виконуються одновитковими (трубка Бурдона) (рис. 4.36,в) і багатовитковими (рис. 4.36,г). Принцип їхньої дії полягає в тому, що під дією тиску  $P$  газу, що надходить у трубку, кінець трубки переміщується. За величиною цього переміщення, або за кутом розкручування кінця трубки, визначається величина вимірюваного тиску.

Одновиткові трубчасті пружини застосовуються для вимірювання тисків від 10 до  $10^8$  Па, багатовиткові – для вимірювання тисків від 10 до  $10^7$  Па. Багатовиткові пружини мають більшу чутливість у порівнянні з одновитковими.

Похибки мембран, сильфонів і трубчастих пружин обумовлені нелінійністю і гістерезисом характеристик перетворення тиску в переміщення. На похибку перетворення також впливають старіння матеріалу і зміна робочої температури, що позначається на жорсткості пружних елементів і їхніх лінійних розмірів.

Похибки перетворення цих пружних елементів становлять 1...5 %.

Розглянемо деякі приклади датчиків тиску з використанням пружних чутливих елементів.

На рис. 4.37 зображений диференціально-трансформаторний датчик різниці тиску типу ДМ. Вимірювані тиски  $P_1$  і  $P_2$  подаються в



камери, що містять мембранні коробки 1 і 2. Порожнини коробок з'єднуються і заповнені дистильованою водою. Вимірювана різниця тисків деформує мембранні коробки і переміщує якір 3 диференціально-трансформаторного перетворювача. Величина переміщення якоря і вихідна ЕРС пропорційні різниці тисків.

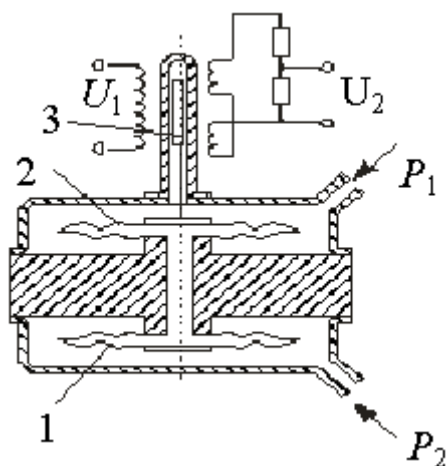


Рис. 4.37

Похибка вимірювання даного пристрою не перевищує  $\pm 2\%$ .

Для перетворення переміщення мембрани під дією вимірюваного тиску, можуть використовуватися також ємнісні перетворювачі. У цьому випадку мембрани є чутливими елементами ємнісних перетворювачів. Таким чином, мембрана є рухливим електродом ємнісного перетворювача, що переміщується під дією тиску.

У цьому випадку вимірюваний тиск

$$P = \frac{8\delta \cdot W}{R^2} \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.110)$$

де  $\frac{\Delta C}{C_0}$  – відносна зміна ємності при переміщенні мембрани;  $R$  – радіус мембрани;  $W$  – жорсткість мембрани;  $\delta$  – відстань між

мембраною і нерухомим електродом ємності при відсутності вимірюваного тиску.

З цього рівняння видно, що вимірюваний тиск  $P$  прямо пропорційно залежить від відносної зміни ємності  $\frac{\Delta C}{C_0}$  ємнісного перетворювача тиску з еластичною мембраною при її малих прогинах.

Якщо чутливим елементом ємнісного перетворювача є тверда мембрана, то при малих її прогинах

$$P = \frac{16E\delta \cdot h^3}{(1-\mu)^2 R^4} \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.111)$$

де  $E$  – модуль пружності матеріалу мембрани;  $h$  – товщина мембрани;  $\mu$  – коефіцієнт Пуассона.

У цьому випадку вимірюваний тиск також змінюється пропорційно зміні  $\frac{\Delta C}{C_0}$ .

Манометри з мембранними ємнісними перетворювачами мають верхню границю перетворюваного тиску 800 Па. Основна похибка становить 1...2%.

Для вимірювання переміщень мембрани під дією вимірюваного тиску можуть використовуватися також тензоперетворювачі.

В даний час досягнення сучасної технології дозволяють створювати інтегральний тензомодуль, мембрана якого виготовляється з пружної пластини, виконаної з напівпровідникового матеріалу (кремнію), на якому методом дифузії утворено інтегральну тензочутливу схему у вигляді моста. У такому тензомодулі вимірюваний тиск перетвориться в пропорційну зміну опору тензорезистора.

У цьому модулі тензорезистор є єдиною ланкою пружного елемента, тобто в ньому відсутній клей, що є причиною додаткових похибок у наклеюваних тензоперетворювачах.

На рис. 4.38 зображений манометр із використанням пружного елемента – одновиткової трубчастої пружини (трубки Бурдона).

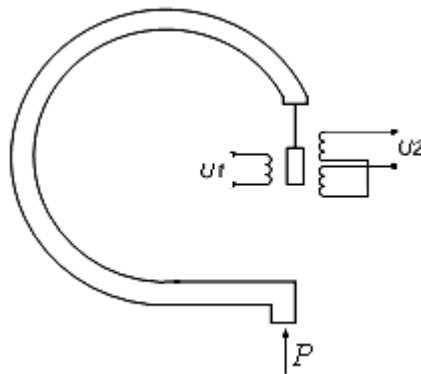


Рис. 4.38

Під дією вимірюваного тиску  $P$  вільний кінець трубки Бурдона переміщується, що викликає переміщення якоря диференціально-трансформаторного перетворювача, що в свою чергу викликає зміни вихідної напруги  $U_2$ .

Таким чином, вимірюваний тиск  $P$  перетворюється в напругу  $U_2$ .

Другу групу манометрів складають рідинні манометри. Ці пристрої мають дві сполучені судини, заповнених рідиною. Вимірюваний тиск  $P_1$  діє на поверхню рідини в одній судині, а тиск  $P_2$  - на поверхню рідини в іншій судині. Якщо  $P_1 \neq P_2$ , то дія цих тисків змінює рівень рідини в судинах. Різниця рівнів  $\Delta h$  рідин у судинах пропорційна різниці тисків  $P_1 - P_2$ :

$$\Delta h = \frac{P_1 - P_2}{\rho \cdot g}, \quad (4.112)$$

де  $g$  – прискорення сили ваги;  $\rho$  - щільність рідини.

Таким чином, рідинний манометр є диференціальним манометром, що вимірює різницю тисків.

Якщо ж у другій посудині над рідиною створений вакуум, то в цьому випадку манометр вимірює абсолютний тиск. Якщо друга посудина з'єднана з атмосферою, то манометр вимірює надлишковий тиск.

На рис. 4.39 зображена схема рідинного манометра різниці тисків типу ДПЭМ-2. У цьому датчику вимірювана різниця тисків  $P_1 - P_2$  перетворюється в рівень рідини.

Рівень рідини за допомогою поплавка 1 перетвориться в переміщення рухливого якоря 2 у диференціальному – трансформаторному перетворювачі. Це переміщення якоря викликає пропорційну зміну вихідної напруги  $U_2$ .

Таким чином, у розглянутому манометрі різниця тисків  $P_1 - P_2$  перетвориться в напругу  $U_2$ .

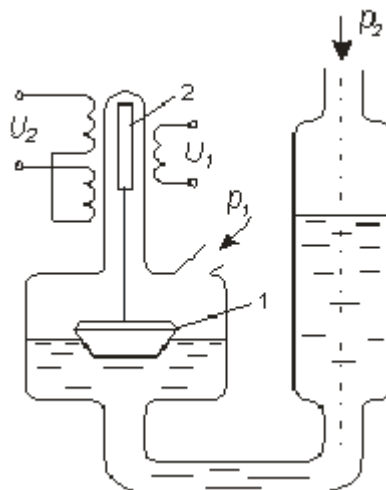


Рис.4.39

## 4.6. Вимірювання рівнів рідин

Вимірювання рівня рідини в резервуарах і баках необхідне для визначення її кількості. За принципом дії рівнеміри можна розділити на наступні групи:

- 1) електромеханічні, зокрема поплавкові і буйкові рівнеміри;
- 2) електричні, у яких рівень перетворюється в зміну ємності або електричного опору;
- 3) гідростатичні, у яких рівень визначають за показаннями тиску рідини на дні резервуара з наступним виміром різниці цього тиску з атмосферним за допомогою диференціального манометра.

Розглянемо деякі рівнеміри.

### 4.4.1. Поплавкові рівнеміри

Дані рівнеміри мають поплавок, що плаває на поверхні рідини і переміщується разом з переміщенням вимірюваного рівня. Таким чином, поплавок є первинним (чуттєвим) вимірювальним перетворювачем, що перетворює вимірюваний рівень рідини в переміщення. Для вимірювання цього переміщення використовуються вторинні вимірювальні перетворювачі: реостатний, індуктивний, трансформаторний або магнітострикційний.

Індуктивні або трансформаторні перетворювачі переміщення в електричний сигнал можуть використовуватися в поплавкових рівнемірах тільки при невеликих змінах вимірюваного рівня рідини.

На рис. 4.40 наведена схема поплавкового рівнеміра з реостатним перетворювачем. Зміна рівня рідини за допомогою поплавка 1 і

важеля 2 перетвориться в зміну положення движка реостатного перетворювача 3. Це змінює співвідношення опорів у ланцюгах рамок логометра 4 змінює відношення струмів  $I_1$  і  $I_2$  в обмотках логометричного вимірювального механізму 4 і, отже, змінює відхилення  $\alpha$  стрілки логометра, де

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_{\Pi} - \Delta R_{\Pi} + R_{\wedge} + R_2 + R_{P2}}{\Delta R_{\Pi} + R_{\wedge} + R_1 + R_{P1}}\right) \quad (4.113)$$

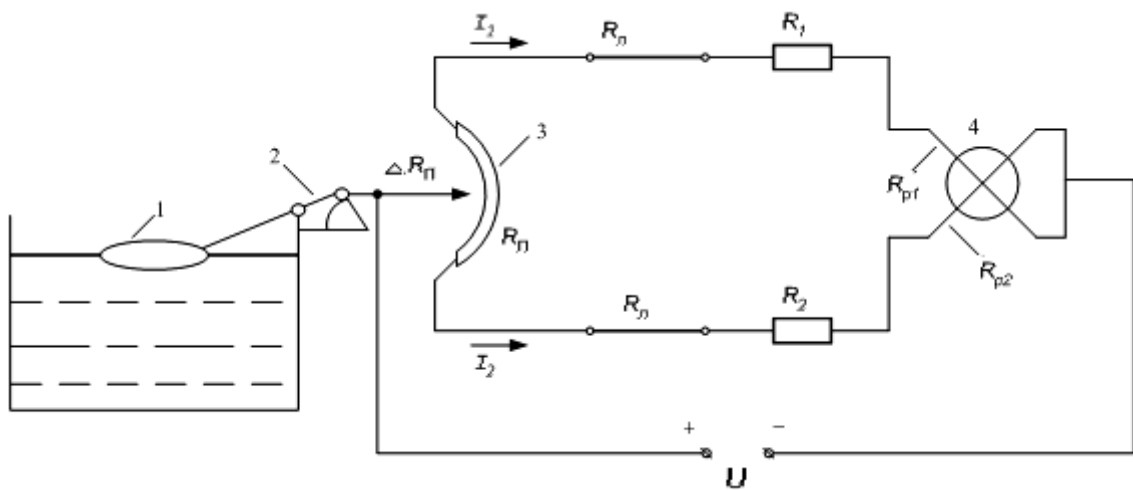


Рис.4.40

Резистори  $R_1$  і  $R_2$  використовуються для узгодження параметрів перетворювача і логометра з метою забезпечення заданого діапазону вимірів. Показання логометра градується в одиницях рівня або кількості рідини.

Розглянутий рівнемір використовується для вимірювання рівня палива в баках автомобілів.

Перевагою логометричних ланцюгів є незалежність показань від коливань напруги і незначний вплив опорів з'єднувальних дротів.

Недоліком розглянутого рівнеміра (рис. 4.40) є наявність тертьових рухливих контактів у реостатному перетворювачі, що призводить до появи значних похибок, а також може приводити до іскріння контактів, що є небезпечним при вимірюванні рівня бензину.

Ці недоліки відсутні в поплавковому рівнемірі, структурна схема якого наведена на рис. 4.41. Даний рівнемір використовує магнітострикційний перетворювач переміщення поплавка в цифровий код.

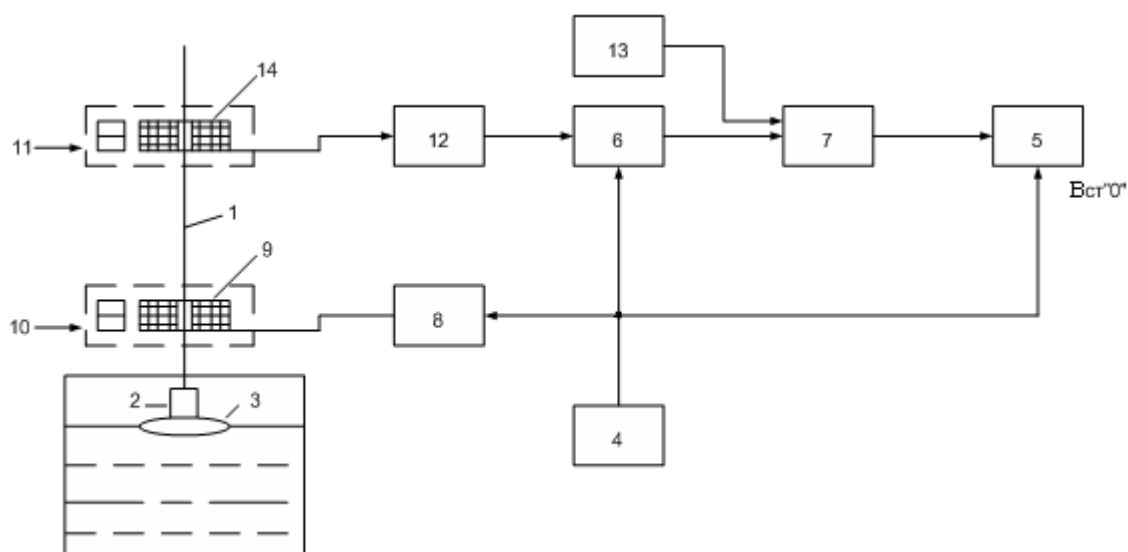


Рис. 4.41

Рівнемір містить звукопровід 1 з магнітострикційного матеріалу з демпфіруючим елементом 2 на одному кінці, жорстко з'єднаним з поплавком 3.

Рівнемір працює так. Імпульс з виходу генератора 4 циклів встановлює в нульовий стан лічильник 5 імпульсів і тригер 6, після чого потенціал з виходу тригера закриває елемент *И7*. Цей же імпульс надходить на підсилювач запису 8, а потім з його виходу на обмотку котушки 9 вхідного магнітострикційного перетворювача 10, де в звукопроводі в зоні його прямого перетворення внаслідок прямого ефекту магнітострикції виникає ультразвуковий імпульс. Цей

ультразвуковий імпульс поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку  $V_3$  і надходить у зону зворотного перетворення вихідного магнітострикційного перетворювача 11, де він внаслідок зворотного ефекту магнітострикції перетворюється в електричний сигнал, що потім підсилюється і формується в імпульс (старт-імпульс) підсилювачем 12 зчитування. Цей старт-імпульс переключає тригер 6 в одиничний стан, після чого потенціал з його виходу відкриває елемент  $И7$  і імпульси з виходу генератора 13 стабільної частоти проходять через відкритий елемент  $И$  і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів. Крім цього ультразвуковий імпульс, поширюючись далі по звукопроводу, досягає його вільного (без глушника) кінця, де він цілком відбивається і продовжує поширюватися назад по звукопроводу в напрямку вихідного магнітострикційного перетворювача 11. При надходженні цього відбитого ультразвукового імпульсу в зону зворотного перетворення в котушці 14 вихідного магнітострикційного перетворювача знову з'являється електричний сигнал, що підсилюється і формується в імпульс (стоп-імпульс) підсилювачем зчитування. Цей імпульс переключає тригер, після чого елемент  $И$  закривається й у лічильник перестають надходити імпульси.

Одержуваний часовий інтервал між старт- і стоп-імпульсами, що знімаються послідовно з виходу підсилювача зчитування, дорівнює часу затримки

$$t_{\text{зат}} = \frac{2l_3}{V_3},$$



де  $l_3$  – довжина звукопроводу між котушкою 14 і вільним кінцем звукопроводу.

Звукопровід разом з демпфером 2 жорстко зв'язаний з поплавком 3 і при зміні вимірюваного рівня рідини може вільно переміщуватися щодо нерухомих і жорстко закріплених на загальній підставці вхідного 10 і вихідного 11 магнітострикційних перетворювачів. Каркаси котушок 9 і 14 являються одночасно направляючими звукопроводу.

При вимірюванні рівня поплавок разом зі звукопроводом переміщується, що приводить до зміни відстані  $l_3$  і, отже, до зміни часового інтервалу  $t_{зат}$ , при цьому в лічильнику буде зафіксоване число імпульсів,

$$N = \frac{t_{зат}}{\tau} = \frac{2l_3}{V_3 \cdot \tau}, \quad (4.114)$$

де  $\tau$  – період проходження імпульсів генератора 13,

Так проводиться перетворення рівня рідини в цифровий код у кожному циклі вимірювання, що задається імпульсами з виходу генератора циклів 4. Для надійної роботи пристрою необхідно, щоб

$$t_{ГЕН} > t_{зат.мак}$$

де  $t_{ГЕН}$  – період проходження імпульсів генератора циклів;  $t_{зат.мак}$  – часовий інтервал, що відповідає случаю виміру максимального рівня рідини.

Сумарна похибка рівнеміра (рис. 4.41) не перевищує 0,2%.

Похибки розглянутих рівнемірів визначаються в основному похибками вторинного вимірювального перетворювача переміщення. Аналіз цих похибок розглянутий у попередніх розділах.

Недоліком поплавкових рівнемірів є неможливість або незручність вимірювання великих вимірів рівня рідини (від одиниць до десятків метрів).

#### **4.4.2. Буйкові рівнеміри**

Буйки – це поплавки змінного занурення. Буй являє собою циліндр, довжина якого значно більша його діаметра (рис. 4.42), а питома щільність його матеріалу значно більша питомої щільності досліджуваної рідини. Робота буя заснована на використанні сили, що виштовхує, на занурене в рідину тіло (буй).

Вхідною величиною такого рівнеміра є зміна ваги рідини, витиснутої буєм (виштовхуюча сила).

Такий буй 1 механічно з'єднаний з рухливим якорем 2 індуктивного або трансформаторного перетворювача переміщення в електричний сигнал. Крім цього буй своїм верхнім кінцем вільно підвішений на пружині 3.

Другий кінець пружини прикріплений до нерухомої частини перетворювача. Пружина прзначена для обмеження переміщення буя. Таким чином, буй із пружиною є масштабним перетворювачем великих змін рівня (до 20 м) у порівняно невеликі переміщення буя, а отже, і якоря перетворювача переміщення.

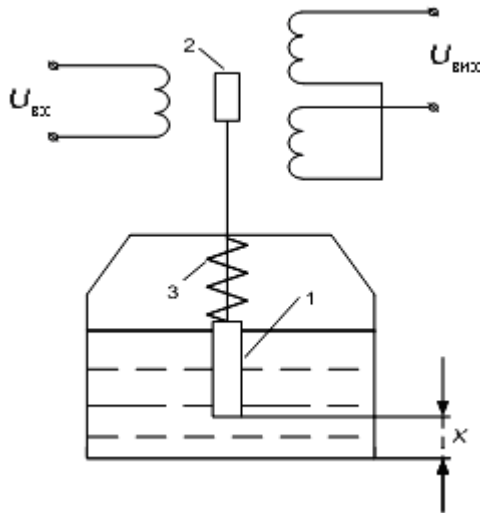


Рис. 4.42

На буй, занурений у рідину, діє виштовхуюча сила

$$F_x = (H - x)S \cdot \rho \cdot g \quad (4.115)$$

де  $H$  – вимірюваний рівень рідини;  $x$  – переміщення буя;  $\rho$  – питома щільність рідини;  $g$  – земне тяжіння.

При переміщенні буя на величину  $x$  сила пружності пружини зміниться на величину

$$F_{\text{ПР}} = W \cdot x \quad (4.116)$$

де  $W$  – штивність пружини

У сталому стані

$$F_x = F_{\text{ПР}},$$

Звідки

$$x = H \cdot \frac{S \cdot \rho \cdot g}{W + S \cdot \rho \cdot g} \quad (4.117)$$

З цього рівняння випливає, що вимірюваний рівень рідини  $H$  перетвориться прямо пропорційно в переміщення буя  $x$ .

Таким чином, при зміні вимірюваного рівня рідини глибина занурення буя змінюється, що викликає зміну діючої на буй піднімальної сили. Залежно від знака зміни рівня, пружина буде розтягуватися або стискуватися, а буй разом з якорем індуктивного або трансформаторного перетворювача будуть пропорційно переміщуватися, змінюючи вихідну індуктивність або вихідну ЕРС вторинного перетворювача.

Вторинними перетворювачами переміщення можуть бути також диференціально-трансформаторні перетворювачі або магнітострикційні перетворювачі переміщення.

#### 4.4.3. Ємнісні рівноміри

Для вимірювання рівня рідини часто використовують ємнісні перетворювачі. Існують ємнісні рівнеміри для електропровідних і неелектропровідних рідин. Рідина вважається електропровідною, якщо її питомий опір  $\rho < 10^6 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  і діелектрична проникність  $\xi < 7$ .

В усіх випадках електроди в ємнісних перетворювачах можуть бути виконані у вигляді плоских пластин, циліндрів або стержнів. У деяких випадках одним з електродів ємнісного перетворювача може бути металева стінка посудини з досліджуваною рідиною.

В основу роботи ємнісних рівнемірів покладений принцип залежності ємності ємнісного перетворювача від зміни діелектричної проникності матеріалу (рідини) між обкладками конденсатора. При зануренні ємнісного перетворювача в досліджувану рідину на деяку глибину змінюється діелектрична проникність матеріалу (рідини) між обкладками конденсатора, що приведе до зміни її вихідної ємності пропорційно вимірюваному рівню рідини.

Для роботи з електропровідними рідинами в ємнісних перетворювачах один з електродів ізолюють фторопластовою плівкою, а при роботі з неелектропровідними рідинами електроди не ізолюють.

Найчастіше використовуваною конструкцією ємнісного рівнеміра є конструкція з циліндричними електродами ємнісного перетворювача (рис.4.43.)

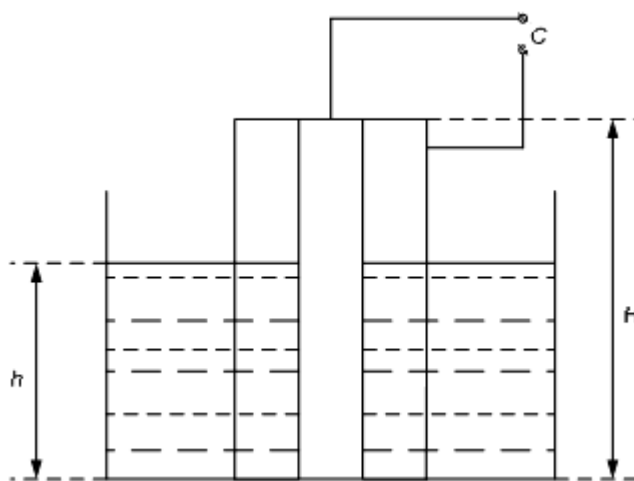


Рис. 4.43

Його внутрішній і зовнішній циліндричні електроди знаходяться в резервуарі з досліджуваною рідиною. Якщо в резервуарі немає рідини, то ємність між електродами перетворювача

$$C_B = C_{\Pi} + C_0 \xi_0 H, \quad (4.118)$$

де  $\xi_0$  – відносна діелектрична проникність повітря;  $H$  – висота циліндричних електродів;  $C_{\Pi}$  – паразитна ємність, обумовлена з'єднувальними проводами від електродів до вторинної вимірювальної апаратури;  $C_0$  – ємність циліндричного повітряного конденсатора на одиницю висоти  $H$ , що дорівнює.

$$C_0 = \frac{2\pi}{l_n(r_2/r_1)}, \quad (4.119)$$

$r_1, r_2$  – відповідно радіуси внутрішнього і зовнішнього циліндричного електрода.

З рівнянь (4.118) і (4.119) випливає

$$C_B = C_{\Pi} + \frac{2\pi\xi_0 H}{l_n(r_2/r_1)}, \quad (4.120)$$

Після заповнення резервуара рідиною до рівня  $h$  ємність перетворювача зміниться і вона буде еквівалентна паралельному з'єднанню двох циліндричних конденсаторів, один із яких вільний від рідини і має висоту  $(H-h)$ , а інший заповнений рідиною і має висоту  $h$  (рис. 4.43)

У цьому випадку еквівалентна ємність

$$C_e = C_{\Pi} + \frac{2\pi\xi_0(H-h)}{l_n(r_2/r_1)} + \frac{2\pi\xi_x h}{l_n(r_2/r_1)} = C_{\Pi} + \frac{2\pi\xi_0 H}{l_n(r_2/r_1)} + \frac{2\pi h(\xi_x - \xi_0)}{l_n(r_2/r_1)} \quad (4.121)$$

де  $\xi_x$  – відносна діелектрична проникність рідини.

Як впливає з рівняння (4.120) і (4.121)

$$C_e = C_B + C_X \quad (4.122)$$

де

$$C_X = \frac{2\pi h(\xi_x - \xi_0)}{l_n(r_2 / r_1)} \quad (4.123)$$

З рівняння (4.122) випливає, що еквівалентна ємність  $C_e$  ємнісного перетворювача дорівнює сумі двох паралельно з'єднаних ємностей  $C_B$  і  $C_X$ . З них ємність  $C_X$  є інформативною, тобто залежною від вимірюваного рівня рідини  $h$ , а ємність  $C_B$  є неінформативною. Для збільшення чутливості і точності виміру ємнісного рівнеміра повинна бути передбачена схемна компенсація ємності  $C_B$ .

До переваг ємнісних рівнемірів варто віднести їхню високу чутливість, простоту конструкції і відсутність елементів, що рухаються.

До недоліків ємнісних рівнемірів, що впливають на їхні похибки, варто віднести залежність діелектричної проникності рідини  $\xi_x$  від температури, вплив паразитних ємностей між з'єднувальними проводами, а також непридатність для вимірювання в'язких рідин. Через те, що простір над досліджуваною рідиною завжди містить пари цієї рідини, діелектрична проникність яких відрізняється від повітря, то це призводить до появи додаткових похибок.

Наведена похибка ємнісних рівнемірів становить 2...5%.

## **4.7. Вимірювання температури**

Електричні прилади, які призначені для вимірювання температури, називають електричними термометрами. Електричний термометр складається з первинного перетворювача температури (терморезистора, термопари) і вторинного вимірювального ланцюга.

Залежно від типу використаного первинного перетворювача прилади називають термометрами опору, термоелектричними термометрами.

### **4.7.1. Електричні термометри опору**

Вони засновані на використанні терморезисторів у якості чутливого елемента первинного перетворювача температури (терморезистивного перетворювача температури). Знаючи залежність опору терморезистора від температури, можна за його змінами знайти температуру середовища, яке контролюється.

Найчастіше для вимірювання температури від  $-260^{\circ}\text{C}$  до  $1100^{\circ}\text{C}$  використовуються платинові терморезистивні перетворювачі температури. Вони мають високу точність і стабільність характеристики. До їхніх недоліків слід віднести нелінійність характеристики перетворення і значне зменшення чутливості при вимірюванні низьких температур.

Термометри опору, які використовують мідні, нікелеві терморезистори, мають гіршу стабільність роботи у часі. Перевагою мідних термометрів опору (ТО) являється лінійність характеристики



перетворення. Діапазон температур, який вимірюється мідними ТО, становить  $-200^{\circ}\text{C} \dots +200^{\circ}\text{C}$ .

При вимірюванні низьких і середніх температур використовують терморезистори з високим номінальним опором (100 ... 500 Ом), а при вимірюванні високих температур – низькоомні терморезистори з номінальним опором 1 ... 10 Ом і виконані товстим дротом.

У таблиці 4.1. наведені основні параметри термометрів опору.

Таблиця 4.1

Платинові термометри опору		Мідні термометри опору	
Опір при $0^{\circ}\text{C}$ (Ом)	Діапазон вимірювання, $^{\circ}\text{C}$	Опір при $0^{\circ}\text{C}$ (Ом)	Діапазон вимірювання, $^{\circ}\text{C}$
10	-200 ... +750	10	-50 ... +200
50	-260 ... +1000	50	-50 ... +200
100	-260 ... +1000	100	-200 ... +200

Терморезистор і дроти, з'єднуючі його зі вторинним вимірювальним приладом, включаються послідовно. З'єднувальні дроти зазвичай являються мідними, і їх опір залежить від їх температури. Температурні зміни опорів з'єднувальних дротів приводять до додаткових похибок вимірювання.

Вторинні вимірювальні перетворювачі термометрів опору повинні виконуватися такими, щоб максимально зменшити цю похибку. Опори з'єднувальних дротів повинні бути підігнаними до значень, при яких був проградуїований вторинний вимірювальний

перетворювач. Значення цих (градуйованих) опорів зазначаються на шкалі приладу або в його паспорті. У більшості випадків для вимірювання опорів терморезисторів використовуються мости. Терморезистор може підключатися до моста по двопровідній або трипровідній схемі.

Двопровідна схема з'єднання дешевша, однак у цьому випадку опори обох дротів включаються послідовно з терморезистором в одне плече. При зміні навколишньої температури опори з'єднувальних дротів змінюються, що збільшує похибку вимірювання.

На рис. 4.44 зображена схема автоматичного урівноваженого моста. Вимірювальний ланцюг являє собою міст, який складається з манганінових резисторів  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , реохорда  $R_p$  і терморезистора  $R_T$ . Для зменшення впливу температурних змін опорів з'єднувальних дротів терморезистор підключається до моста по трипровідній схемі. В цій схемі два дроти  $R_{Л1}$  і  $R_{Л3}$  включені в сусідні плечі мосту, а третій  $R_{Л2}$  – в діагональ живлення. Зміна температури викликає однакові зміни опорів з'єднувальних дротів, що не впливає на баланс моста і, отже, виключається температурна похибка.

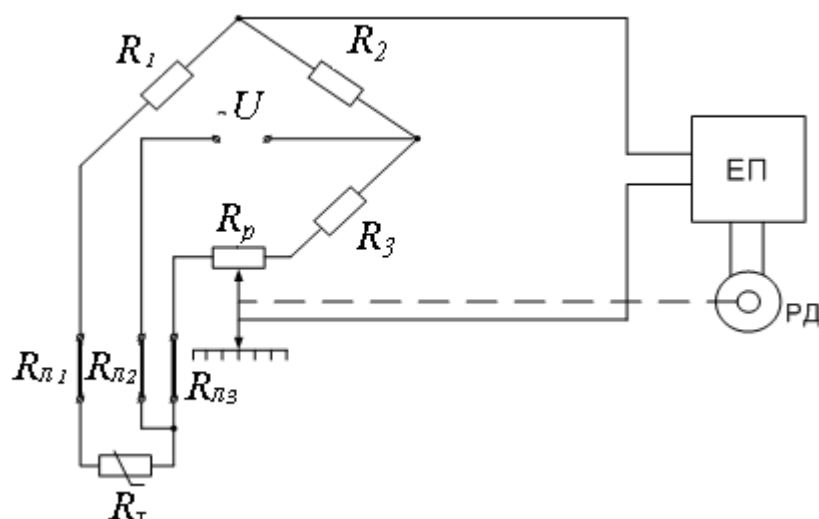


Рис. 4.44

При зміні температури змінюється опір терморезистора, що призводить до розбалансу моста. У вимірювальній діагоналі моста з'являється напруга розбалансу  $\Delta U$ , яка посилюється підсилювачем ЕП і подається на реверсивний двигун РД. Вал двигуна через редуктор з'єднаний з движком реохорда і переміщує його до тих пір, поки напруга розбалансу у вимірювальній діагоналі моста зменшиться до нуля.

Движок реохорда зв'язаний з відліковим пристроєм, проградуєваним у градусах, а також із пристроєм дистанційної передачі показів. Вимірюючи температуру термометром опору необхідно також враховувати додаткову похибку, викликану нагріванням терморезистора при протіканні через нього вимірювального струму. Для зменшення цієї похибки необхідно, щоб зміна опору терморезистора через вплив вимірювального струму не перевищувала 0,1 %.

Для вимірювання температури за допомогою стандартних мідних і платинових терморезисторів промисловість випускає автоматичні мости класів точності 0,25; 0,5.

#### **4.7.2. Термоелектричні термометри**

Термоелектричні термометри складаються з термоелектричного перетворювача температури (термопари) і вимірювального ланцюга (компенсатора, мілівольтметра або автоматичного потенціометра). Робочий кінець термопари поміщається в середовище, температуру якого необхідно виміряти. Вільні кінці підключаються до вимірювального ланцюга.

На рис. 4.45 наведений найпростіший вимірювальний ланцюг термометра з використанням термопар. На цій схемі  $T_x$  – вимірювальна температура (температура гарячого спаю термопар), а  $T^o$  – температура вільних кінців термопар.

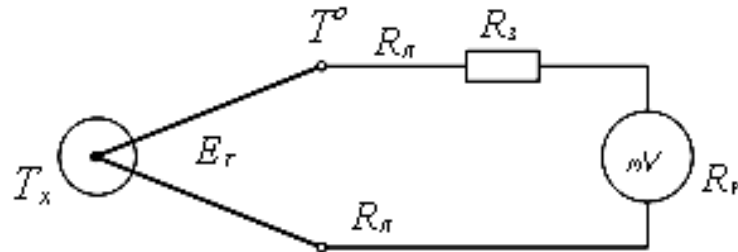


Рис. 4.45

Покази мілівольтметра

$$U = \frac{E_T \cdot R_3}{R_T + 2R_L + R_V + R_3}, \quad (4.123)$$

де  $E_T$  – ЕРС термопар;

$R_T$  – опір термопар;

$R_V$  – опір мілівольтметра;

$R_L$  – опір з'єднувальних дротів;

$R_3$  – зрівнювальний резистор.

Як видно з формули, якщо температура вільних кінців термопар  $T^o$  буде постійною, а також будуть постійними всі опори, то покази мілівольтметра співпадають із значенням ЕРС термопар. У цьому випадку шкала приладу може бути проградуєвана у градусах із вказівкою типу термопар і значенням зовнішнього для мілівольтметра опору. Для підгонки цього зовнішнього опору до значення, при якому здійснювалось градуєвання термопар, використовують зрівняльний резистор  $R_3$ .

Похибка, яка вноситься зовнішнім для мілівольтметра опором вимірювального ланцюга,

$$\delta_v = \frac{R_T + 2R_L + R_3}{R_V} \cdot 100\% . \quad (4.124)$$

Для зменшення цієї похибки необхідно, щоб

$$R_V \gg (R_T + 2R_L + R_3)$$

У цих термометрах можливі додаткові похибки від зміни опорів термопар і з'єднувальних дротів.

Опір термопар змінюється зі зміною глибини занурення у вимірювальне середовище, тобто зі зміною відношення нагрітої і холодної частин термопар. Тому глибину занурення термопар вибирають відповідно до паспортних даних термопар. Крім цього, при коливаннях температури повітря змінюються опори з'єднувальних дротів і опір  $R_V$  мілівольтметра.

Велику похибку у вимірюванні температури може викликати зміна температури вільних кінців термопар відносно градуйованої температури  $T_{гр}$ . Градуйовані характеристики термопар побудовані для певної температури  $T_{гр}$  вільних кінців (зазвичай  $T_{гр} = 0^\circ\text{C}$ ). Якщо температура вільних кінців термопар не дорівнює градуйованій, то необхідно вводити поправку на зміну ЕРС термопар відносно градуйованого значення.

Для автоматичного введення поправки, через зміни температури холодного спаю, у ланцюг термопар включається міст (рис. 4.46).

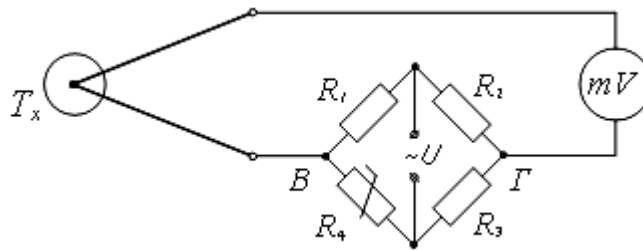


Рис. 4.46

Резистори  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  виконані з манганіну, який має малі значення температурного коефіцієнта опору, а резистор  $R_4$  виконаний з матеріалу з великим температурним коефіцієнтом опору (мідь або нікель). Резистор  $R_4$  повинен розміщуватися поблизу вільних кінців термопари, щоб мати однакову з ними температуру.

Міст збалансований таким чином, що при температурі  $T_{sp}$  (температура градування термопари) напруга  $U_{вз}$  у вимірювальній діагоналі моста  $BГ$  дорівнює нулю. Зі зміною навколишньої температури змінюється температура холодних спаїв термопари і резистора  $R_4$ , що призводить до розбалансування моста. На діагоналі моста  $BГ$  виникає потенціал, який компенсує зміну ЕРС термопари внаслідок зміни температури холодного спаю. Однак через нелінійність характеристики термопари, повної компенсації термо-ЕРС від зміни температури холодних спаїв не вдається досягти. Недоліком цього способу температурної компенсації являється необхідність додаткового джерела постійного струму для живлення моста. У термоелектричних термометрах для вимірювання ЕРС термопари використовують також автоматичні потенціометри (рис. 4.47)

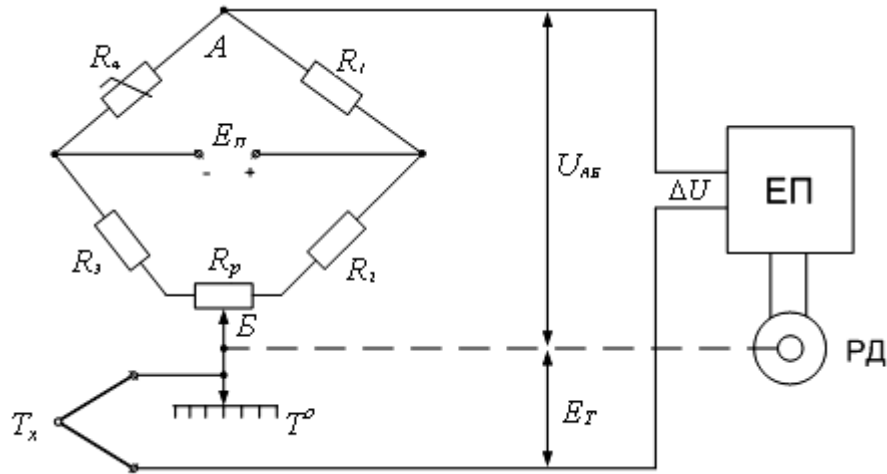


Рис. 4.47

Термопара включається таким чином, щоб її ЕРС  $E_T$  була направлена зустрічно вихідній напрузі  $U_{AB}$  потенціометра, виконаного по мостовій схемі. Напруга  $U_{AB}$  змінюється пропорційно переміщенню движка по реохорду  $R_p$ .

Різниця напруг  $\Delta U = E_T - U_{AB}$  підсилюється підсилювачем ЕП і подається на реверсивний двигун РД. Вал двигуна обертаючись переміщує движок реохорда так, щоб різниця  $\Delta U$  зменшувалась. У момент повної компенсації напруг, коли  $E_T = U_{AB}$ , вал зупиняється. Разом з переміщенням движка переміщується і стрілка приладу, який проградуирований у одиницях вимірюваної температури.

Для збільшення точності вимірювання температури міст живиться від стабілізованого джерела напруги  $E_{п}$ , а опори пліч моста  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  виготовляються з термостабільного матеріалу манганіну. Для автоматичного введення поправок на зміну  $E_T$  при змінах температури холодного спаю термопари в плече моста включено термозалежний опір  $R_4$  з міді. Резистор  $R_4$  знаходиться поблизу затискувачів, до яких підведені неробочі (холодні) спаї термопари.

Автоматичні потенціометри мають меншу основну похибку, ніж мілівольтметри, оскільки на них не впливають температурні зміни опору дротів і термопар.

Похибки від нелінійності характеристик термопар досягають 3%.

### 4.7.3. Ультразвукові термометри

В основу роботи ультразвукових термометрів покладено температурну залежність часу проходження (часу затримки) ультразвукового імпульсу по звукопроводу фіксованої довжини. При зміні температури звукопроводу змінюється його довжина і змінюється модуль пружності матеріалу звукопроводу, що призводить до зміни швидкості звуку  $V_z$  в звукопроводі і до зміни часу затримки. Ця зміна часу затримки характеризує величину вимірюваної температури.

На рис. 4.48 зображена структурна схема ультразвукового термометра, в якому вимірювана температура перетворюється в частоту.

Він складається зі звукопроводу 1, виконаного з магнітострикційного матеріалу, кінці якого, для виключення відображень ультразвукових імпульсів, затиснуті глушниками 2. Для захисту від механічних зовнішніх впливів звукопровід може бути поміщений у захисну арматуру у вигляді трубки. Звукопровід являється чутливим елементом в термометрі, і він поміщається у досліджуване середовище для вимірювання його температури.



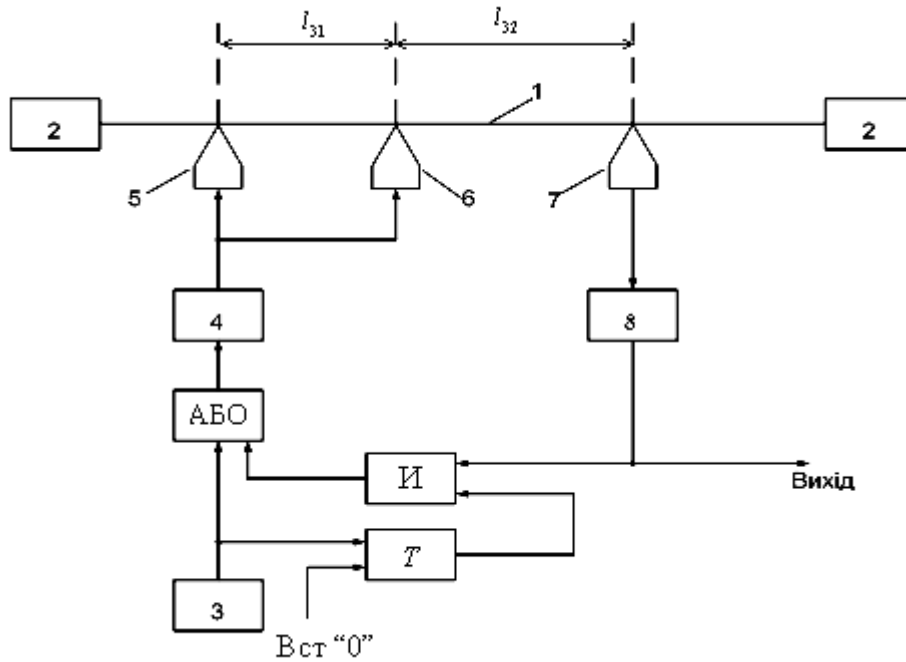


Рис. 4.48

Пристрій працює наступним чином. Одиначний імпульс запуску з виходу датчика 3 циклів встановлює тригер Т в одиничний стан, після чого потенціал з його виходу являється дозволенним для елемента И. Крім цього, імпульс запуску проходить через елемент АБО, підсилюється підсилювачем 4 запису і надходить на два однакових входних магнітострикційних перетворювачів 5 і 6, розміщених між собою на відстані  $l_{31}$ .

Внаслідок прямого ефекту магнітострикції імпульс запуску перетворюється одночасно в два ультразвукових імпульси, які виникають у звукопроводі в зонах прямого перетворення магнітострикційних перетворювачів 5 і 6. Ці два ультразвукових імпульси розповсюджуються по звукопроводу зі швидкістю звуку  $V_3$  і через час  $t_{зат1}$  і  $t_{зат2}$  поступають в зону оберненого перетворення вихідного магнітострикційного перетворювача 7, де

$$t_{зат1} = \frac{l_{32}}{V_3} \quad \text{і} \quad t_{зат2} = \frac{l_{31} + l_{32}}{V_3} \quad (4.125)$$

Внаслідок зворотного ефекту магнітострикції вони перетворюються в перетворювачі 7 у два електричних імпульси, які потім посилюються і формуються в імпульси потрібної довжини підсилювачем зчитування 8. Ці два імпульси проходять через елементи И, АБО, підсилювач запису і надходять на два вхідних магнітострикційних перетворювачів 5 і 6, збуджуючи в звукопроводі чотири ультразвукових імпульси і т.д.

Довжина звукопроводу  $l_{31}$  (рис. 4.48) повинна бути такою, щоб створюваний ним час затримки

$$t_{зат1} = \frac{l_{31}}{V_3}$$

дорівнював простому цілому числу. Довжина звукопроводу  $l_{32}$  не повинна дорівнювати  $l_{31}$ , і не містити його в собі в якості множника. При виконанні цієї умови кожен імпульс, що проходить на підсилювач запису, буде збуджувати одночасно два вхідних магнітострикційних перетворювачі і, внаслідок цього, в звукопроводі буде відбуватись подвоєння вхідних імпульсів.

Через деякий час після запуску пристрою одиночним імпульсом весь звукопровід заповнюється ультразвуковими імпульсами.

На виході термометра з'явиться послідовність електричних імпульсів, період повторення яких визначається співвідношенням довжин відрізків звукопроводів  $l_{31}$  і  $l_{32}$ .

Якщо вимірювана температура зміниться, то це призведе до зміни часу затримки, яка визначається ділянками звукопроводів  $l_{31}$  і

$l_{32}$ . В наслідок цього зміниться період повторення імпульсів, що генеруються, пропорційно до зміни температури. Для підвищення чутливості даного термометра необхідно використовувати звукопроводи, зроблені з матеріалу, що має максимальний температурний коефіцієнт затримки.

На рис. 4.49 зображена структурна схема ультразвукового термометра, який являє собою магнітострикційний перетворювач температури в цифровий код.

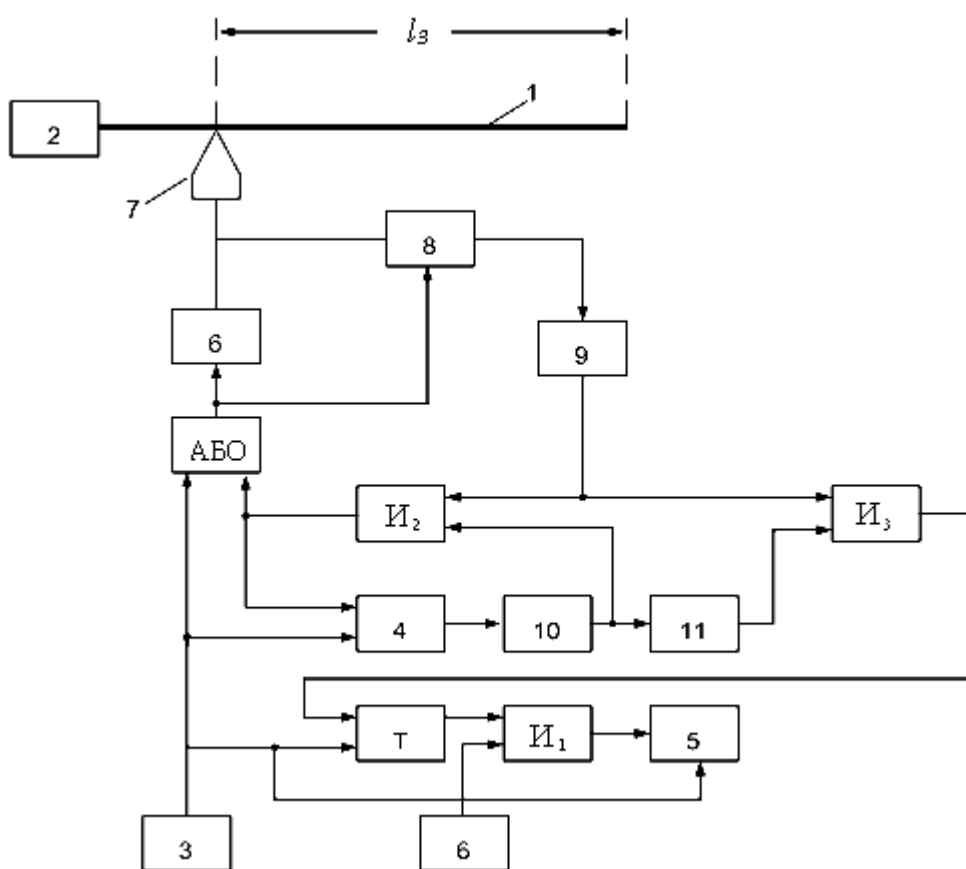


Рис. 4.49

Чутливим елементом даного термометра є звукопровід 1, виконаний із магнітострикційного матеріалу (наприклад, нікелю), один кінець якого затиснений глушником 2, а інший вільний кінець поміщають у досліджуване середовище, температуру якого необхідно виміряти.

Пристрій працює наступним чином. Одиночний імпульс (старт-імпульс) з виходу генератора 3 імпульсів циклів встановлює в нульовий стан лічильники імпульсів 4 і 5, а також переключає в одиничний стан тригер Т. Після цього потенціал з виходу тригера являється дозволеним для елемента И1 і тому імпульси з виходу генератора 6 імпульсів стабільної частоти проходять через елемент И1 і надходять на рахунковий вхід лічильника 5 імпульсів.

Крім цього, старт-імпульс проходить через елемент АБО, через підсилювач запису 6 і надходить на вхідний магніострикційний перетворювач 7, причому під час дії цього імпульсу комутатор 8 – закритий. Підсилений імпульс, внаслідок прямого ефекта магніострикції, перетворюється в ультразвуковий імпульс, який виникає в звукопроводі в зоні прямого перетворення перетворювача 7. Цей імпульс розповсюджується по звукопроводу зі швидкістю звуку  $V_3$  в сторону його вільного кінця, повністю від нього відбивається і через час  $t_{3AT}$  поступає в зону оберненого перетворення, де

$$t_{3AT} = \frac{2l_3}{V_3}. \quad (4.126)$$

В даному пристрої у магніострикційному перетворювачі 7 поєднані функції вхідного і вихідного магніострикційного перетворювача. Тому в перетворювачі 7, внаслідок зворотного ефекту магніострикції, ультразвуковий імпульс перетворюється в електричний, який проходить через відкритий комутатор 8, а потім посилюється і формується в імпульс підсилювачем зчитування 9.

Зміна вимірюваної температури на  $\Delta T^{\circ}$  відносно номінальної викликає зміну часу затримки на величину

$$\Delta t_{\text{зат.Т}} = \gamma \cdot t_{\text{зат}} \cdot \Delta T^{\circ}, \quad (4.127)$$

де  $\gamma$  – температурний коефіцієнт затримки звукопроводу.

Таким чином, на виході підсилювача зчитування з'являється перший імпульс, який затримується щодо старт-імпульсу на час

$$t_{v1} = t_{\text{зат}} + \Delta t_{\text{зат.Т}}. \quad (4.128)$$

Цей імпульс надходить на входи елементів И2 та И3. Оскільки на другий вхід елемента И2 надходить дозволений потенціал з (n-1)-го виходу дешифратора 10, а на другий вхід елемента И3 надходить заборонний потенціал з виходу елемента НЕ 11, і тому імпульс з виходу підсилювача 9 проходить тільки через елементи И2, АБО, а потім надходить на підсилювач запису 6 і, здійснивши циркуляцію по вище зазначеному ланцюгу, знову з'являється на виході підсилювача 9 через час  $2t_{v1}$  стосовно старт-імпульсу.

Цей другий імпульс знову, здійснивши циркуляцію по вище описаному ланцюгу, з'являється на виході підсилювача 9 через час  $3t_{v1}$  стосовно старт-імпульсу і т.д.

Таким чином, на виході підсилювача 9 формується послідовність імпульсів з періодом повторення  $t_{v1}$ . Ці імпульси підраховуються лічильником 4-х імпульсів, причому (n-1)-й імпульс цієї послідовності проходить через елемент АБО і далі по ланцюгу циркуляції і, крім цього, надходячи на вхід лічильника 4, викликає

появу на  $(n-1)$ -му виході дешифратора 10 потенціалу, який закриває елемент И2, а на вході інвертора 11 з'являється дозволений потенціал для елемента И3. Після цього коло циркуляції імпульсів розривається і черговий  $n$ -й імпульс (стоп-імпульс), який з'являється на виході підсилювача 9 через час  $n \cdot t_{v1}$  стосовно старт-імпульсу, проходить тільки через елемент И3, переключає тригер Т, після чого елемент И1 закривається і припиняється надходження імпульсів з генератора 6 на вхід лічильника 5. На цьому процес перетворення вимірюваної температури в цифровий код закінчується. В лічильнику 5 буде зафіксовано цифровий код, щодорівнює числу імпульсів  $N$ , які розмістилися в інтервалі часу між старт- і стоп-імпульсами  $n t_{v1}$ , де

$$N = \frac{n \cdot t_{v1}}{\tau} = \frac{n}{\tau} (t_{\text{зат}} + \Delta t_{\text{зат.т}}), \quad (4.129)$$

де  $\tau$  – період слідування імпульсів генератора 6 стабільної частоти;  $n$  – число імпульсів з виходу підсилювача 9, які задаються за допомогою лічильника 4 і дешифратора 10.

З рівнянь (4.127), (4.128) і (4.129) отримуємо:

$$N = N_0 + N_x, \quad (4.130)$$

де 
$$N_0 = \frac{n \cdot t_{\text{зат}}}{\tau}; \quad (4.131)$$

$$N_x = \frac{n \cdot t_{\text{зат}} \cdot \gamma \cdot \Delta T^0}{\tau}, \quad (4.132)$$

З рівняння (4.130.) випливає, що отриманий цифровий код  $N$ , складається з неінформативного коду  $N_o$ , який не залежить від температури, і інформативного коду  $N_x$ , який залежить пропорційно від вимірюваної температури. Число  $N_o$  являється постійною величиною і при необхідності його можна компенсувати схемним шляхом.

З рівнянь (4.132) та (4.126) отримаємо

$$N_x = S \cdot \Delta T^0, \quad (4.133)$$

де  $S$  – чутливість даного перетворювача температури,

$$S = \frac{2n \cdot I_3 \cdot \gamma}{\tau \cdot V_3}. \quad (4.134)$$

З рівняння (4.133) випливає, що цифровий код, зафіксований у лічильнику 5 імпульсів, залежить прямо пропорційно від зміни  $\Delta T^0$  вимірюваної температури щодо номінальної температури  $i$ , отже, однозначно визначає вимірювальну температуру.

З рівняння (4.134) випливає, що чим більше будуть використовуватися величини  $I_3$ ,  $\gamma$ , та  $n$  і чим менше буде  $\tau$ , тим вищою буде чутливість перетворювача, а отже, тим вищою буде точність перетворення температури в цифровий код.

З приходом наступного імпульсу з виходу генератора 3 імпульсів циклів починається наступний цикл вимірювання температури і т.д. Для надійної роботи пристрою необхідно, щоб  $T_{ген} > n \cdot t_{v1}$ , де  $T_{ген}$  – період повторення імпульсів з генератора 3.

Перевагою розглянутих магнітострикційних перетворювачів температури в цифровий код або в частоту являється добра лінійність характеристики перетворення, висока точність вимірювань температури та можливість вимірювання дуже низьких температур аж до абсолютного нуля.

Верхня границя вимірюваної температури залежить від конструкції магнітострикційного ультразвукового термометра. В досліджуване середовище поміщається тільки чутливий елемент, а магнітострикційний перетворювач 7 (рис. 4.49) знаходиться за межами досліджуваного середовища і захищений від вимірюваної температури. В цьому випадку верхня границя вимірюваної температури може перевищувати  $+600^{\circ}\text{C}$ , якщо при цьому температура звукопроводу в зоні прямого перетворення перетворювача 7 (рис. 4.49) не перевищує температури „точки Кюрі”, при якій зникає ефект магнітострикції.

Сумарна похибка вимірювання температури магнітострикційними ультразвуковими термометрами становить  $0,1 \dots 0,2\%$ .

## **4.8. Вимірювання витрат рідких та газоподібних речовин**

### **4.8.1. Загальні відомості**

Вимірювання витрат речовин широко застосовують у різних галузях народного господарства, зокрема у водопровідних системах, в газових системах, в нафтогазотранспортних системах і т.д.

Витрати є головним параметром руху потоків газоподібних речовин.



Витратою називається кількість речовини, що протікає через поперечний розріз за одиницю часу. Розрізняють об'ємну витрату  $Q_v$ , коли кількість речовини вимірюється в об'ємних одиницях ( $\text{м}^3/\text{с}$ ), і масовий  $Q_m$ , коли вона вимірюється в одиницях маси ( $\text{кг}/\text{с}$ ). Залежність між цими витратами виражається формулою

$$Q_m = Q_v \cdot \rho, \quad (4.135)$$

де

$$Q_v = V \cdot S \quad (4.136)$$

$\rho$  – щільність речовини;  $V$  – середня швидкість потоку за перерізом;  
 $S$  – площа перерізу потоку;

Прилади для вимірювання витрат називаються витратомірами, а для вимірювання кількості речовини – лічильниками кількості або коротко лічильниками. Кількість речовини в цьому випадку визначається як різниця показів лічильника на початку і в кінці цього проміжку часу. За допомогою лічильника можна визначити лише середні витрати за визначений проміжок часу на відміну від витратомірів, що дозволяють визначити витрати в будь-який момент.

Існує велике різноманіття методів вимірювання та конструктивних різновидів витратомірів і лічильників. Найпоширенішим є витратоміри змінного перепаду тисків із звужувальними пристроями, тахометричні, теплові, ультразвукові, індукційні витратоміри і т.д.

## 4.8.2. Вимірювання витрат за перепадом тиску

Метод вимірювання витрат за перепадом тиску заснований на використанні звужувального пристрою в трубопроводі, що створює в ньому перепад тиску з двох сторін звужувального пристрою.

В якості завужувальних пристроїв використовуються діафрагми, сопло, труба Вентурі тощо.

На рис. 4.50,*а* зображена ділянка трубопроводу 1 зі звужувальним пристроєм 2 у вигляді діафрагми, а на рис. 4.50,*б* – характер розподілу тиску вздовж стінки трубопроводу.

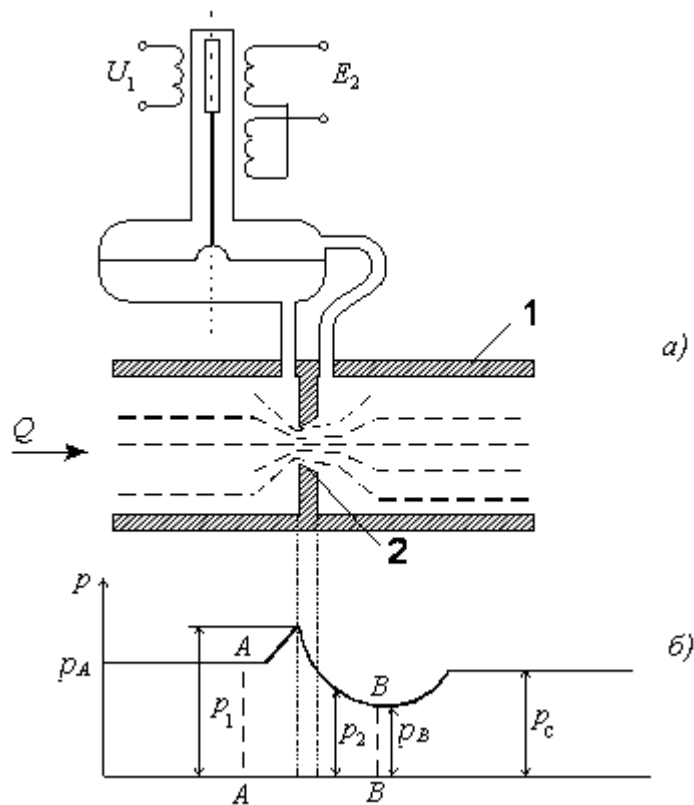


Рис. 4.50

Діафрагма являє собою диск з отворами. У трубопроводі до діафрагми (до перерізу *A-A*) струмінь досліджуваної рідини має середню швидкість  $V_A$  і тиск  $p_A$ .

Починаючи з перерізу *A-A*, струмінь рідини звужується, а середня швидкість потоку зростає і зростає також його кінетична

енергія. Це викликає зменшення потенціальної енергії, яка визначається статичним тиском. Тиск у звуженому потоці менший, ніж тиск  $p_A$  в потоці до звуження. На деякій ділянці після діафрагми, внаслідок інерції, струмінь продовжує звужуватися і продовжує зменшуватися тиск потоку. В перерізі  $B-B$  тиск досягає найменшого значення  $p_B$ . Різниця тисків  $\Delta p = p_A - p_B$  зростає із збільшенням швидкості потоку в перерізі  $B-B$  і є мірою витрат. Звужувальний пристрій є перетворювачем швидкості потоку (чи його витрат) у різницю тисків.

Після перерізу  $B-B$  струмінь починає розширюватися, швидкість потоку зменшуватися, а тиск зростає до деякого значення  $p_C < p_A$ .

Вимірюючи різницю статичних тисків  $\Delta p = p_A - p_B$  потоку до звуження і в звуженому перерізі, визначають витрати протікаючого середовища. Визначити залежність різниці тисків  $\Delta p$  від витрати можна користуючись рівнянням Бернуллі, яке описує стан потоку в перерізах  $A-A$  і  $B-B$ :

$$\frac{p_A}{\rho_A \cdot g} + \frac{V_A^2}{2g} + h_1 = \frac{p_B}{\rho_B \cdot g} + \frac{V_B^2}{2g} + h_2 + \xi \frac{V_B^2}{2g}, \quad (4.137)$$

де  $p_A$  та  $p_B$  – тиск у перерізах, відповідно,  $A-A$  і  $B-B$  трубопроводу;  $\rho_A$  і  $\rho_B$  – густина досліджуваної речовини в перерізах  $A$  та  $B$ ;

$V_A$  і  $V_B$  – швидкість течії речовини в цих же перерізах;  $h_1$  і  $h_2$  – висоти перерізів  $A$  і  $B$  над горизонтальним умовним рівнем;  $\xi$  – коефіцієнт втрат енергії;  $g$  – прискорення вільного падіння.

Для подальшого аналізу рівняння (4.137) допускають, що:

- труба цілком заповнена середовищем;

- труба розміщена горизонтально, тобто  $h_1=h_2$ ;
- втрати енергії від тертя потоку в трубі незрівнянно малі, тобто  $\xi=0$ .

В цьому випадку рівняння (4.137) матиме вигляд

$$\frac{p_A}{\rho_A} + \frac{V_A^2}{2} = \frac{p_B}{\rho_B} + \frac{V_B^2}{2}. \quad (4.138)$$

Враховуючи умову нестисливості рідини, коли  $\rho_A = \rho_B = \rho$ , з рівняння (4.138) отримаємо

$$\Delta p = p_A - p_B = \frac{\rho}{2}(V_B^2 - V_A^2), \quad (4.139)$$

Отже, різниця тисків  $\Delta p$  зростає зі збільшенням швидкості  $V_B$  потоку після діафрагми.

З урахуванням неперервності струменя витрати в перерізі  $A$  та в перерізі  $B$  будуть однакові, тому, як випливає з (4.136),

$$Q_V = V_A \cdot S_A = V_B \cdot S_B, \quad (4.140)$$

де  $S_A$  та  $S_B$  – площі струменя в перерізах  $A$  і  $B$ .

З рівняння (4.140) випливає

$$V_A = \frac{V_B \cdot S_B}{S_A}. \quad (4.141)$$

Підставивши (4.141) в (4.139) отримаємо

$$\Delta p = \frac{\rho}{2} \cdot \frac{V_B^2 (S_A^2 - S_B^2)}{S_A^2} = \frac{\rho}{2} \cdot V_B^2 \left[ 1 - \left( \frac{S_B}{S_A} \right)^2 \right]. \quad (4.142)$$

Отже швидкість потоку в перерізі  $B$

$$V_B = \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho \left[ 1 - \left( \frac{S_B}{S_A} \right)^2 \right]}}, \quad (4.143)$$

Об'ємні витрати

$$Q_V = V_B \cdot S_B = S_B \cdot \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho \left[ 1 - \left( \frac{S_B}{S_A} \right)^2 \right]}}. \quad (4.144)$$

У реальних умовах розрахунок витрат зручно виконувати виходячи з розміру  $S_o$  – площі отвору звужувального пристрою.

Крім цього, в реальних конструкціях витратомірів із звужувальною діафрагмою вимірювання тиску здійснюється безпосередньо до і після звужувальної діафрагми (рис. 4.50,а), а не в перерізах  $A$  і  $B$ . В цьому випадку  $\Delta p = p_1 - p_2$  дещо відрізняється від  $\Delta p = p_A - p_B$ . Ця відмінність враховується при експериментальному визначенні коефіцієнта  $A$  – коефіцієнта витрат, який вводиться в формулу (4.144) для її корекції. В цьому разі об'ємні витрати

$$Q_V = A \cdot S_o \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}, \quad (4.145)$$

а масові витрати

$$Q_m = \rho \cdot Q_v = A \cdot S_o \sqrt{2\rho \cdot \Delta p}, \quad (4.146)$$

Коефіцієнт  $A$  характеризує також співвідношення між площинами перерізів  $S_o$ ,  $S_A$  та  $S_B$ , параметрів середовища, режиму течії (числа Рейнольдса) і визначається експериментально.

Різниця тисків  $\Delta p$  може вимірюватись диференціальним манометром 3 (рис. 4.50,*a*), що градується в одиницях витрат.

Перевагою витратомірів із звужувальними пристроями є їхня універсальність. Вони придатні для вимірювання витрат в трубах будь-якого діаметра і при будь-якому тиску. Звужувальні пристрої виготовляються стандартними і застосовуються у комплекті з дифманометрами без проведення індивідуального градуювання. Основними недоліками витратомірів із звужувальними пристроями є нелінійна функція перетворення і труднощі при вимірюванні пульсуючих і змінних витрат. Основна приведена похибка витратомірів цього типу становить 3%.

Для нестандартних звужувальних пристроїв залежність між витратами та перепадом тиску встановлюється з малою ймовірністю, а похибка взагалі не нормується.

### 4.8.3. Турбінні витратоміри

Турбінні витратоміри мають більш високу точність вимірювання витрат рідини в трубах у порівнянні з витратоміром із звужувальною діафрагмою.

Пристрій турбінного витратоміра складається з турбінки встановленої в трубі, по якій протікає досліджуваний потік. Вісь турбіни закріплена в підшипниках. Принцип дії цього лічильника засновано на вимірюванні швидкості обертання турбіни під дією досліджуваного потоку рідини. Для нормальної роботи лічильника необхідна відсутність завихрень у потоці, що надходить у турбіну. В цьому випадку частота обертання турбіни пропорційна швидкості руху потоку. Для усунення завихрень у потоці використовують спеціальні випрямлячі струменя досліджуваної речовини, виконані у вигляді набору трубок або пластин, вмонтованих по перерізу трубопроводу перед турбіною та після неї. Для вимірювання витрат гарячої та холодної води застосовують турбінні лічильники з механічним лічильним механізмом, наприклад, крильчасті водоміри КВ-1,5. Вони мають діапазон об'ємних витрат 0,06...3,0 м<sup>3</sup>/год з похибками вимірювань  $\pm 2\%$ , а поріг чутливості не перевищує 0,03 М<sup>3</sup>/год.

При вимірюванні малих витрат турбінними лічильниками можуть виникати значні похибки, викликані механічним тертям у місцях з'єднання турбіни з механічним лічильником обертів. Ці похибки значно менші в індуктивних лічильниках турбінного типу (рис. 4.51).

Даний пристрій складається з турбіни 1, вісь якої закріплена підшипниками 2. На одній з лопаток турбіни розташований постійний магніт 4. Турбіна встановлена в трубі 3, що виготовлена з немагнітного матеріалу. Зовні труби розміщений імпульсний індукційний перетворювач 5. При поступальному переміщенні рідини по трубі турбінка обертається.

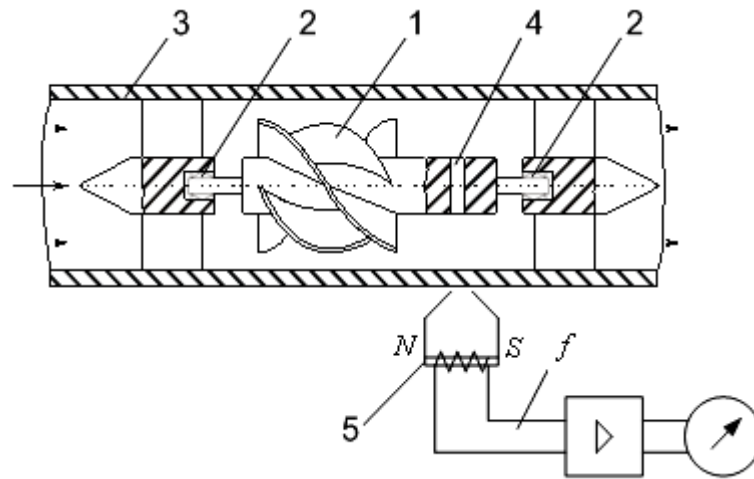


Рис. 4.51

Частота обертів турбіни пропорційна швидкості руху рідини. При обертанні турбіни постійний магніт індукує у вимірювальній обмотці імпульсного індукційного перетворювача імпульси напруги. Частота цих імпульсів пропорційна частоті обертання турбіни і, отже, витраті рідини. Ця частота імпульсів вимірюється частотоміром, проградуєваним в одиницях витрат.

Недоліком турбінних витратомірів є їхня придатність для вимірювання витрати чистих рідин. Тверді домішки в рідині збільшують тертя у підшипниках, що призводить до збільшення похибок витратоміра.

#### 4.9. Контрольні запитання

1. Які переваги мають електричні вимірювання неелектричних величин?
2. Які первинні вимірювальні перетворювачі використовуються для вимірювання параметрів руху твердих тіл?
3. Назвіть основні джерела похибок вимірювання переміщень з використанням реостатних перетворювачів?



4. Які недоліки мають схеми вимірювання переміщень з використанням одинарних індуктивних перетворювачів?
5. Назвіть основні джерела похибок вимірювань переміщень з використанням ємнісних перетворювачів.
6. Які переваги мають магнітострикційні перетворювачі переміщення (МПП)?
7. Які основні джерела похибок мають МПП?
8. Назвіть основні методи зменшення похибок МПП.
9. Які методи вимірювання швидкості обертання ви знаєте?
10. На чому заснований принцип дії тахометра?
11. Назвіть основні джерела похибок вимірювання деформації поверхні досліджуваного об'єкта з використанням тензорезисторів.
12. Які методи підвищення точності вимірювання деформації поверхні з використанням тензорезисторів ви знаєте?
13. Назвіть основні методи вимірювання механічних сил.
14. Які методи вимірювання тиску ви знаєте?
15. Чим відрізняються поплавкові рівнеміри від буйкових?
16. Які переваги і недоліки мають ємнісні рівнеміри?
17. Які використовуються первинні перетворювачі для вимірювання температури?
18. Назвіть основні джерела похибок вимірювання температури за допомогою електричних термометрів опору.
19. Які методи зменшення похибок вимірювання температури за допомогою термопар ви знаєте?
20. Які переваги мають ультразвукові термометри?

21. Назвіть основні методи вимірювання витрат рідких та газоподібних речовин.

## Список літератури

1. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник / Під редакцією Є.С.Поліщука. – Львів: Бескид бід, 2003. – 544 с.
2. Евтихийев Н.Н., Купершмидт Я.А. и др.: Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. Пособие для вузов. – М.: Энергоиздат, 1990. – 352 с.
3. Орнатский П.П. Автоматические цифровые измерительные приборы. Т К.: Вища шк., 1985 Т 560 с.
4. Гитис Э.И., Пискулов Е.А. Аналого-цифровые преобразователи: Учеб. Пособие для вузов. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.
5. Бібиков М.А., Косинский А.В. Элементы и устройства автоматики: Учеб. Пособие для вузов. – М.: высшая шк., 1975. – 464 с.
6. Шикалов В.С. Магнитострикционный преобразователь перемещения и скорости перемещения в цифровой код // Атоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы: Науч.– техн. журнал. – 1997. –№1. – с. 140 – 150.