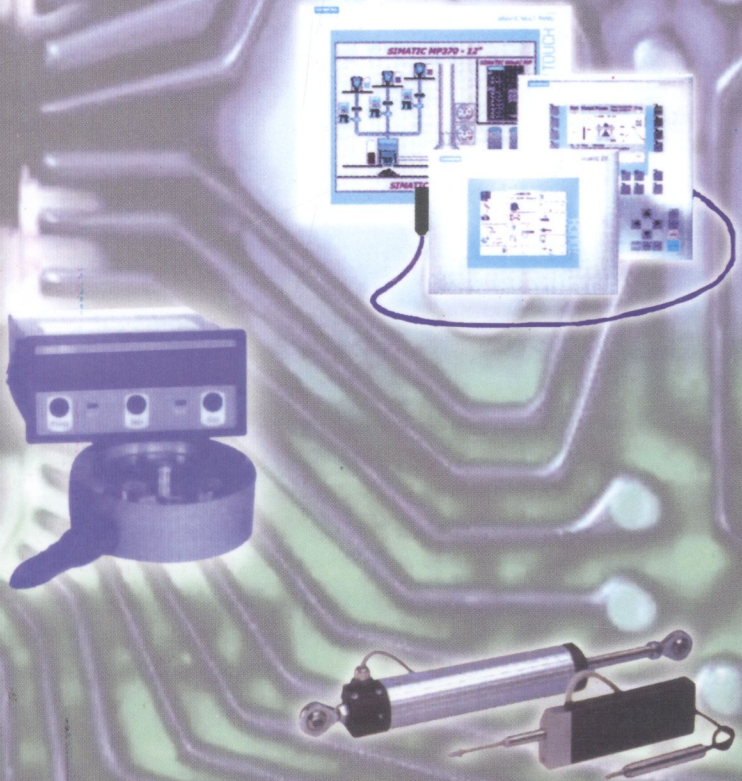


621.317(07)
Ш157

В.С. Шикалов

ТЕХНОЛОГІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ



КОНДОР



В.С. Шикалов

ТЕХНОЛОГІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

Навчальний посібник

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України

Київ 2007

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 січня 2005 року)

Шикалов В.С.

Ш 57 Технологічні вимірювання: Навчальний посібник. – К.: Кондор, 2007. – 168 с.

ISBN 978-966-351-140-5

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

Розглянуто методи і схеми вимірювання технологічних параметрів, проведено аналіз похибок і наведено 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.

УДК 681.5.08
ББК 30.10

ISBN 978-966-351-140-5

© В.С. Шикалов, 2005
© Кондор, 2005

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1.	
<i>ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО ВИМІРЮВАННЯ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН.....</i>	6
1.1. Основні поняття та призначення вимірювальних перетворювачів	6
1.2. Класифікація вимірювальних перетворювачів	7
1.3. Похибки вимірювань	8
РОЗДІЛ 2.	
<i>ПЕРВИННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НЕЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН.....</i>	11
2.1. Резистивні перетворювачі	11
2.2. Електромагнітні перетворювачі	26
2.3. Ємнісні перетворювачі.....	34
2.4. Термоелектричні перетворювачі температури.....	36
2.5. Індукційні перетворювачі	39
2.6. П'єзоелектричні перетворювачі.....	41
РОЗДІЛ 3.	
<i>АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....</i>	45
3.1. Загальні поняття аналого-цифрових перетворювачів	45
3.2. Похибки при аналого-цифровому перетворенні	46
3.3. Перетворювачі інтервалу часу в цифровий код.....	48
3.4. Перетворення фази в код.....	58
3.5. Перетворення частоти в код	60
3.6. Перетворювачі напруг у цифровий код.....	63
3.6.1. Перетворювачі напруг в код методом послідовної лічби	63
3.6.2. Паралельні аналого-цифрові перетворювачі.....	67

РОЗДІЛ 4.

<i>ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСІВ</i>	70
4.1. Загальні відомості технологічних вимірювань.....	70
4.2. Вимірювання параметрів руху твердих тіл.....	71
4.2.1. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням реостатних перетворювачів... ..	71
4.2.2. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням індуктивних перетворювачів.. ..	75
4.2.3. Вимірювання переміщень з використанням трансформаторних перетворювачів.....	78
4.2.4. Вимірювання переміщень з використанням смісних перетворювачів.....	84
4.2.5. Магнітострикійні перетворювачі переміщень.. ..	88
4.2.6. Вимірювання параметрів обертового руху.....	117
4.3. Вимірювання деформації поверхні досліджуваного об'єкта.....	122
4.4. Вимірювання механічних сил.....	124
4.5. Вимірювання тиску.....	129
4.6. Вимірювання рівнів рідин.....	134
4.6.1. Поплавкові рівнеміри.....	134
4.6.2. Буйкові рівнеміри.....	138
4.6.3. Ємнісні рівнеміри.....	140
4.7. Вимірювання температури.....	142
4.7.1. Електричні термометри опору.....	143
4.7.2. Термоелектричні термометри.....	145
4.7.3. Ультразвукові термометри.....	149
4.8. Вимірювання витрат рідких та газоподібних речовин.....	155
4.8.1. Загальні поняття вимірювання витрат.....	155
4.8.2. Вимірювання витрат за перепадом тиску.....	156
4.8.3. Турбінні витратоміри.....	159
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	162

ВСТУП

Розробка та впровадження автоматизованого управління технологічними процесами і виробництвами пов'язане з необхідністю вимірювання різних технологічних параметрів, що 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 розробки нових.

Найбільшого 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, розглянуто методи вимірювання технологічних параметрів, наведено такі принципово нові типи перетворювачів, як магнітострикційні перетворювачі лінійних та кутових переміщень, швидкості, температури, які мають значну перспективу використання. Проведено аналіз похибок перетворювачів і розглянуто 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 використано досвід викладання лекцій у Київському національному університеті будівництва і архітектури, з урахуванням найновіших досягнень в галузі вимірювальної техніки, а також використано 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 вимірювальна величина (зокрема технологічний параметр). Крім терміну „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 технологічного параметра і перетворює його в електричний сигнал, зручній для введення в систему автоматичного регулювання. Контрольована величина (технологічний параметр), що ним сприймається, є вхідною величиною. До неї 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 анало-

говий 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 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 поділити 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 відносять:

1. Реостатні датчики, що використовують залежність опору реостата від положення його повзунка, яке може змінюватися під дією контрольованого параметра.
2. Тензометричні датчики, що використовують явище зміни опору провідника при його розтяганні або стиску (тобто при деформаціях чутливого елемента датчика).
3. Датчики контактного опору, у яких використовується залежність контактного опору між поверхнями двох твердих тіл від тиску одного тіла на інше.
4. Терморезистивні датчики, в основі дії яких лежить властивість провідника змінювати свій опір залежно від температури.
5. Електролітичні датчики опору, що використовують залежність опору розчину електроліту від концентрації.
6. Фотоелектричні датчики, що використовують явище зміни опору напівпровідника залежно від освітлення.

7. Ємнісні датчики, дію яких засновано на залежності електричної ємності конденсатора від впливу технологічного параметра.
8. Індуктивні датчики, в яких контрольований технологічний параметр змінює індуктивність обмотки.
9. Магнітострикційні датчики, в яких параметр, що контролюється, перетворюється в інтервал часу або частоту.
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 виявляється у виникненні термо-ЕРС у ланцюзі, що складається з двох різнорідних провідників.
3. Фотоелектричні датчики, засновані на залежності фото-ЕРС від освітленості.
4. П'єзоелектричні датчики, що використовують п'єзоелектричний ефект, що 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 за видом 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, можуть бути: омичний опір, індуктивність, ємність, величина постійної напруги або струму, амплітуда, частота, фаза змінної напруги, інтервал часу тощо. Найчастіше використовувані одиниці фізичних величин Міжнародної системи SI подані у додатку.

1.3. Похибки вимірювань

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

Абсолютна похибка вимірювання Δ дорівнює

$$\Delta = x - X,$$

і одиницею вимірювання абсолютної похибки є одиниця вимірювальної величини.

Відносна похибка вимірювання δ дорівнює відношенню абсолютної похибки до істинного значення вимірювальної 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 незручною для порівняння якості вимірювання різних значень однієї величини або різних вимірювальних величин.

Залежно від місця виникнення похибки вимірювання можуть бути: *методичними, інструментальними, особистими та похибками від впливу завод на вимірювальне коло.*

Методична похибка – це похибка вимірювання, яка пов'язана з невідповідними моделями вимірювальних 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 завод 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.

Систематичною називається така складова похибки вимірювання, яка залишається 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 додається до вимірюваної величини.

Таким чином результат вимірювання з урахуванням адитивної похибки Δ_a буде

$$x = X + \Delta_a.$$

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

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

Причинами появи мультиплікативної похибки можуть 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 δ_s – відносна мультиплікативна похибка.

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

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

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. Резистивні перетворювачі

Принцип дії резистивних перетворювачів (чутливих елементів) заснований на зміні електричного опору R при зміні довжини ℓ , площі поперечного перерізу S або питомого опору ρ резистора:

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

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 струмоznімного контакту.

Змінні резистори можуть виконуватися з різних матеріалів: обмотувального дроту, металевих плівок, напівпровідників.

Широкого застосування в пристроях автоматики набули дротяні реостатні перетворювачі безперервного намотування. Такий перетворювач складається з каркаса, обмотки і рухливого струмоznімного контакту зазвичай у вигляді щітки або движка, що ковзає по обмотках дроту, очищеного в місці контакту від ізоляції.

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

Для обмотувального дроту реостатні перетворювачі використовують сплави з високим питомим опором: манганін, константан, ніхром. Діаметр обмотувального дроту, залежно від необхідної точності й величини опору, становить 0,03...0,1 мм (для

перетворювачів високого класу точності) і 0,3...0,4 мм (для перетворювачів низького класу точності). Обмотувальний дріт 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 дріт – однаковий діаметр і питомий електричний опір. При цьому дріт 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 автоматичні найбільш часто використовуються лінійні перетворювачі.

Реостати з плоским або циліндричним каркасом і прямолінійним переміщенням повзунка 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.

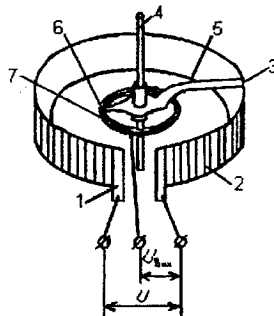


Рис. 2.1

На каркасі 1, виконаному з листового ізоляційного матеріалу, розміщена обмотка 2 з ізольованого дроту.

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

Повзунок 5, електрично з'єднує контакт щітки 3 зі щіткою 6 струмоznімного кільця 7, ізольований від осі обертання 4. Плоский каркас, згорнутий у кільце, забезпечує перетворюваний кут реостата $\theta = 360^\circ$. 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 із струмоznімним кільцем 7.

Електрична схема реостата зображена на рис. 2.2.

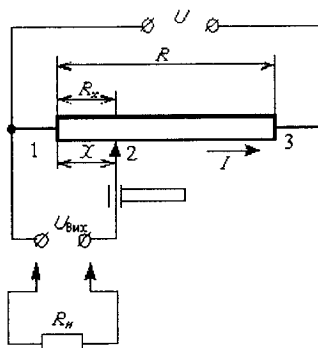


Рис. 2.2

До контактів 1 і 3, ненавантаженого реостата з максимальним опором R , прикладається постійна або змінна напруга U . При цьому опір реостата між контактом 1 і щіткою 2 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 повзунка. У такий спосіб здійснюється перетворення вхідної величини (переміщення) у вихідну величину (напруга).

При зсуві повзунка вправо від точки 1 на величину x , вихідна напруга реостата в режимі холостого ходу ($R_H = \infty$):

$$U_{вих} = I \cdot R_x = \frac{R_x}{R} U.$$

При лінійному законі розподілу опору по довжині реостата

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

де $\sigma_x = \frac{x}{\ell}$ – відносне переміщення повзунка; ℓ – 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 ($R_H \neq \infty$), як буде показано в 4.2.1, характеристика стає нелінійною (криві 2 на рис. 2.3), і в роботі перетворювача виникають похибки.

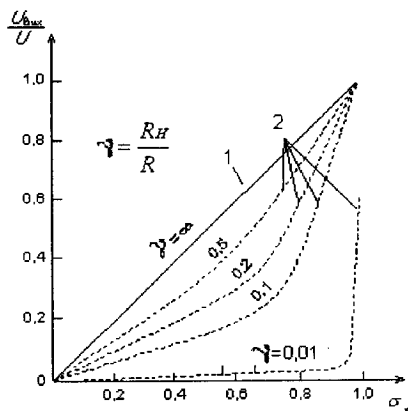


Рис. 2.3

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

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 ℓ_w намотування дроту, а висота – опору r_l витка.

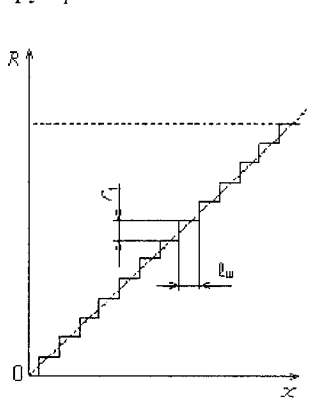


Рис. 2.4

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 приводить до виникнення порівняно великої похибки перетворення.

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

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 тензо-ефекту – 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

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

де ρ – питомий опір провідника; l – довжина провідника; S – 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

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

де $K_T = \frac{\xi_R}{\xi_l}$ – коефіцієнт тензочутливості матеріалу провідника;

$\xi_R = \frac{\Delta R}{R}$ – відносна зміна опору, $\xi_l = \frac{\Delta l}{l}$ – відносна деформація, ΔR – збільшення опору при зміні довжини l на величину Δl .

Коефіцієнт тензочутливості показує у скільки разів відносна зміна опору ξ_R більша за його відносну деформацію ξ_l .

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

$$dR = \frac{l}{S} d\rho + \frac{\rho}{S} dl - \frac{\rho l}{S^2} dS. \quad (2.7)$$

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

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

Із виразів (2.6) і (2.8) з урахуванням, що

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

одержимо рівняння для коефіцієнта тензочутливості:

$$K_T = 1 + 2\mu + \frac{\xi_p}{\xi_l}, \quad (2.10)$$

де $\mu = -\frac{\xi_S}{2\xi_l}$ – коефіцієнт Пуассона, що характеризує величину зміни об'єму провідника в межах пружних деформацій;

$\xi_S = \frac{\Delta S}{S}$; $\xi_l = \frac{\Delta l}{l}$ – відносні величини відповідно поперечної й поздовжньої деформації провідника; $\xi_p = \frac{\Delta \rho}{\rho}$ – відносна величина питомого опору.

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

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

де $\gamma = \frac{\xi_p}{\xi_l}$.

З виразу (2.11) бачимо, що коефіцієнт тензочутливості (поздовжньої) залежить від коефіцієнтів μ й γ , і для даного матеріалу є величиною постійною.

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

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. Як

ІНТБ ВІ

наприклад, для константану $K_T \approx 2$, для ніхрому $K_T \approx 2,2$, для хромелю $K_T = 2,5$.

Більш високу тензочутливість ніж метали, мають напівпровідникові матеріали (германій, кремній). Так, наприклад, для германію $K_T \approx 100$. Напівпровідникові матеріали характеризуються малою механічною міцністю і більш низькою температурною стабільністю в порівнянні з металами.

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

Кінці дроту мають виводи, за допомогою яких тензорезистор підключають до виміральної схеми.

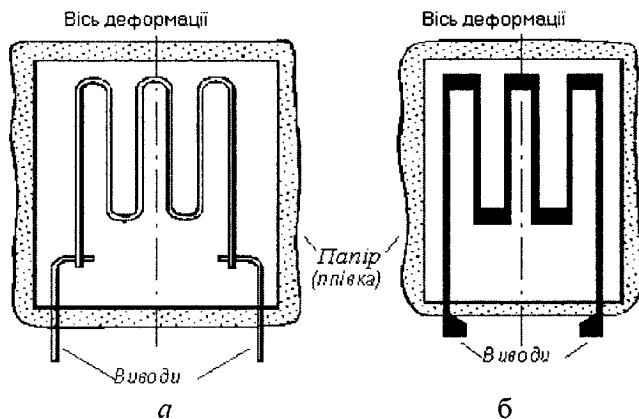


Рис. 2.5

Потім перетворювач покривають зверху папером або лаком.

Пластину з тензорезистором наклеюють 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 сприяє точнішому вимірюванню лінійних деформацій.

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 знаходиться у межах 10...1000 Ом.

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

Повзучість розуміють як 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 виникненням 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, один з них є робочим, а інший – компенсуючим, що перебуває в однакових температурних умовах з робочим.

До переваг дротяних тензорезисторів належать незначна вага й розміри, мала інерція, відсутність гістерезису, а до недоліків – відносно невисока чутливість і можливість використання для випробування тільки однієї деталі.

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

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

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

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

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

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

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

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

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 α – температурний коефіцієнт опору; R_0 – опір при температурі t_0 .

Для отримання високої чутливості й стабільності параметрів, як матеріал для терморезисторів слід використовувати речовини, що мають максимальний і постійний температурний коефіцієнт опору α .

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

Функція перетворення мідного терморезистора лінійна.

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

Функція перетворення платиного терморезистора – нелінійна і зазвичай 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 0,1 мм. Зверху котушка покрита лаком. До кінців обмотки припаюються мідні вивідні дроти 3, діаметром 1,0...1,5 мм. Дроти ізольовані між собою азбестовою стрічкою, або порцеляновими трубочками. Чутливий елемент вставляється в тонкостінну металеву гільзу 4. Гільза з вивідними дротами міститься в захисному чохла (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 дротів, що підходять від вимірювальної схеми до перетворювача, додаткове нагрівання терморезисторів при проходженні по них струму.

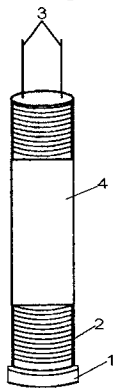


Рис. 2.6

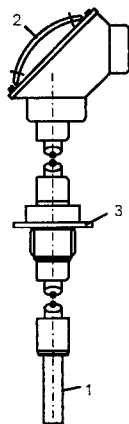


Рис. 2.7

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

Слід зазначити, що терморезистори зазвичай застосовують для контролю температур; при цьому навантажувальний струм, що проходить через терморезистор, має невелике значення. 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 щільності 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).

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.

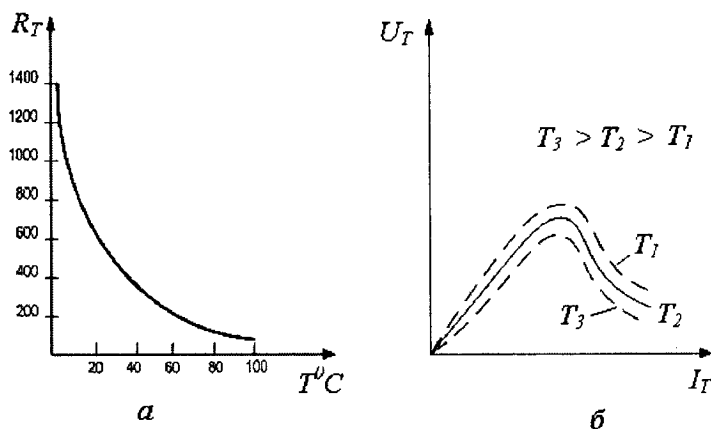


Рис. 2.8

Від'ємний знак температурного коефіцієнта опору 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.

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 опору 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, розрахунку об'єктів.

2.2. Електромагнітні перетворювачі

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:

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

де W – число витків обмотки; R_M – магнітний опір магнітопроводу; R_δ – магнітний опір повітряних проміжків.

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

де ℓ_m – довжина середньої силової лінії по сталевій ділянці магнітопроводу; δ – довжина повітряного проміжку; μ і μ_0 – магнітна проникність матеріалу магнітопроводу і повітря відповідно; S_m і S_δ – площа поперечного перерізу магнітопроводу і повітряного проміжку (рис. 2.9), 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. Найчастіше застосовують індуктивні перетворювачі зі змінними величинами повітряного проміжку, площі проміжку 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 l .

Зміна повітряного проміжку δ 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 δ змінюється за гіперболічним законом (рис. 2.10).

Наближено лінійна ділянка характеристики відповідає $0,1 \dots 0,15\delta_0$ (δ_0 – початковий проміжок). Індуктивні перетворювачі зі змінною величиною δ використовують для вимірювання малих переміщень (від одиниць мікронів до одиниць міліметрів).

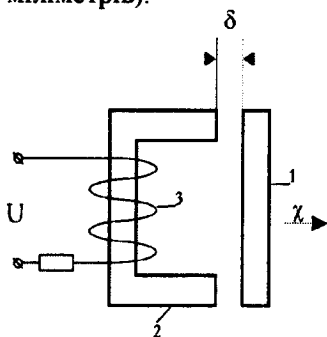


Рис. 2.9

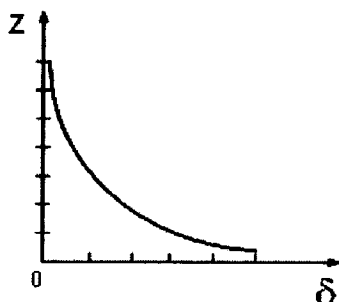


Рис. 2.10

До недоліків одинарних індуктивних перетворювачів слід 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 – ярів 1 (рис. 2.11).

У цих перетворювачах магнітопровід набирається з пластин електротехнічної сталі. У середньому положенні якоря і повітряні проміжки дорівнюють $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$ і будуть дорівнювати 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).

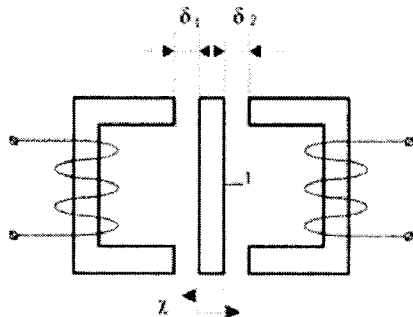


Рис. 2.11

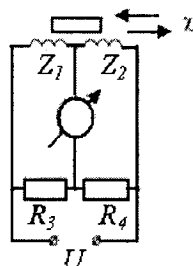


Рис. 2.12

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° 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).

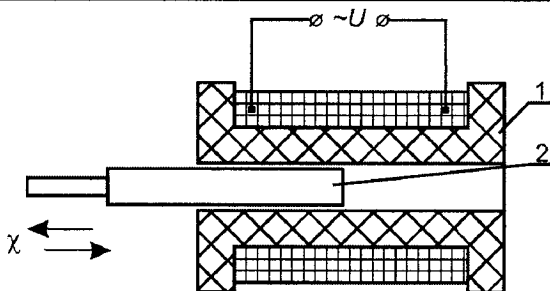


Рис. 2.13

В середині циліндричної котушки 1 переміщується сталеве осереддя 2. Переміщення осердя викликає зміну індуктивності котушки, що 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 проміжків, а також величини магнітної проникності μ . 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 змінною магнітною проникністю (рис. 2.14), так звані магнітопружні датчики.

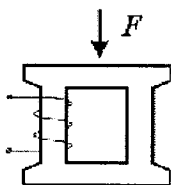


Рис. 2.14

Магнітна проникність μ феромагнітного осердя змінюється 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 σ , тобто

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

де a – коефіцієнт, що залежить від властивостей матеріалу.

Оскільки в магнітопружних індуктивних датчиках використовується осердя без проміжку, 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).

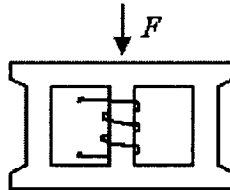


Рис. 2.15

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 %.

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 призводить до зміни вихідної напруги.

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

$$E_2 = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_M W_2 = 4,44 \Phi_M f W_2, \quad (2.19)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота живильного струму; W_2 – число витків вторинної обмотки; Φ_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 якор, що викликає зміну повітряного зазору δ . Зміна δ в свою чергу змінює магнітний опір R_M і взаємну індуктивність M .

При цьому змінюється вторинна 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; δ та S – довжина та площа повітряного проміжку.

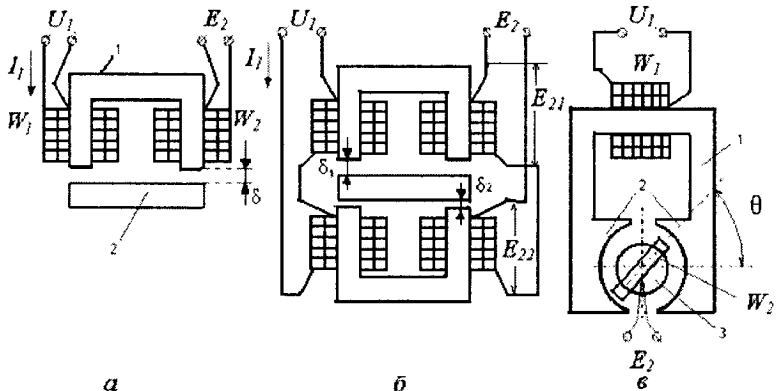


Рис. 2.16

Залежність $E_2 = f(\delta)$ таких взаємноіндуктивних 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 проміжку δ , 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 δ_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 назустріч.

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, взаємноіндуктивні 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 проміжок між осердям і полюсними наконечниками однаковий, також однакова в повітряному проміжку і магнітна індукція. Обмотка збудження W_1 включається в ланцюг змінної напруги з частотою ω 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

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

де Ψ – потокозчеплення обмотки W_2 ; B – амплітудне значення індукції в проміжку; ℓ – активна довжина дроту обмотки W_2 , пересіченого полем; R_p – середній радіус обмотки W_2 ; W_2 – число витків обмотки; θ – кут повороту обмотки W_2 ; $\omega = 2\pi f$ – кутова частота напруги U_1 .

Якщо ω і B зберігаються постійними, то значення ЕРС, що наводиться в обмотці W_2 , пропорційне її куту повороту:

$$E_2 = K \cdot \theta, \quad (2.22)$$

де K – 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 .

2.3. Ємнісні перетворювачі

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

Ємнісний перетворювач – це 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 ξ – діелектрична постійна речовини, розташованої між пластинами конденсатора; S – площа пластин; δ – відстань між пластинами.

Зміна кожного з цих параметрів ξ , S або δ 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 .

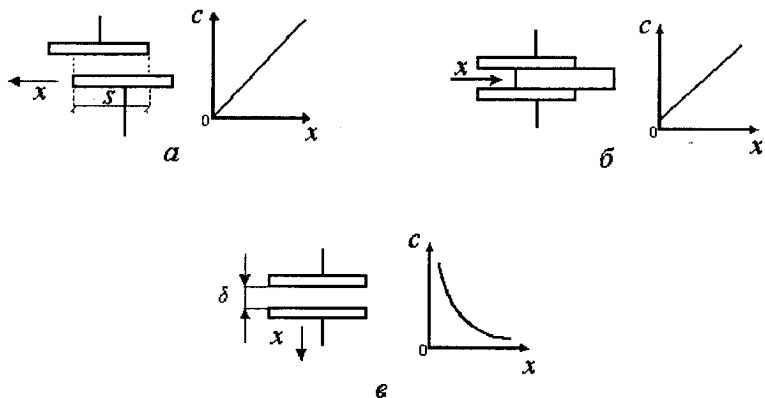


Рис. 2.17

На рис. 2.17, *a* зображено ємнісний перетворювач зі змінною площею перекриття пластин S , на рис. 2.17, *б* – зі змінною діелектричною постійною ξ , 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 θ (рис. 2.18).

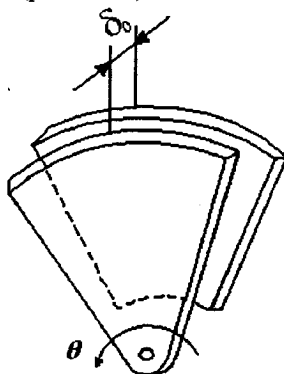


Рис. 2.18

Велику групу становлять ємнісні перетворювачі, зміна ємності яких здійснюється за рахунок зміни діелектричного постійного середовища ξ 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 проміжком δ мають нелінійну характеристику. Такі перетворювачі необхідно застосовувати при вимірюванні невеликих лінійних переміщень (до 1 мм).

До переваг ємнісних перетворювачів слід 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 призводить до змін значень δ і ξ .

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

2.4. 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.

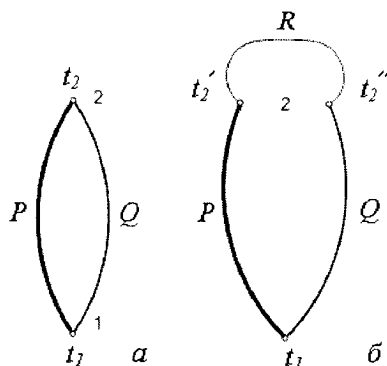


Рис. 2.19

Принцип дії термопару базується на використанні термоелектричного ефекту, суть якого заснована на виникненні термоелектрорушійної сили, що виникає в замкнутому ланцюзі, що складається з двох різнорідних провідників, що мають два спаї, 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 термопару, 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_2 – 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 термопару є функцією температури гарячого спаю і не залежить від температур інших точок термопару.

Неробочі (холодні) спаї відводять по можливості далі від зони вимірюваної високої температури і поміщають в термостат, температура якого відома. Перенесення холодних спаїв термопару в зону з постійною відомою температурою здійснюється за допомогою подовжувальних (компенсаційних) дро-

тів. Ці дроти повинні бути термоелектрично ідентичними з термоелектродами термопари, тобто вони не повинні давати термоЕРС у місцях з'єднання їх з електродами термопари. Іноді вся мережа від термопари до вимірювального приладу здійснюється термоелектродними дротами. У цьому випадку холодні спаї розміщуються безпосередньо у вимірювальних приладах.

Якщо в ланцюзі термопари 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 вихідну ЕРС.

Третім провідником можуть бути дроти 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.

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

Таблиця 2.1

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

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 призводить 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 термопари 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.

2.5. 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; Φ – магнітний потік.

За конструктивним виконанням індукційні перетворювачі можна поділити на дві групи. До першої групи відносять перетворювачі, що складаються з обмотки і магніту, у яких під дією контрольованого перетвореного параметра може пере-

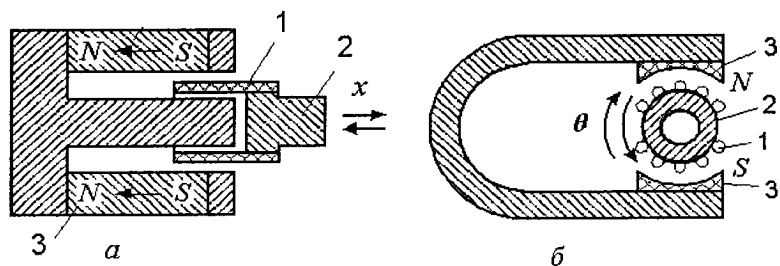
міщуватися або обмотка щодо нерухомого магніту, або навпаки, переміщується магніт щодо нерухомої обмотки. У перетворювачах другої групи обмотка і магніт залишаються нерухомими, а під впливом перетворюваного параметра змінюється магнітний опір магнітопроводу, а отже, і магнітний потік, зчеплений з обмоткою. 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.

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 якорь 2 (рис. 2.20, *г*), є рухливими, і вони зв'язані механічно з об'єктом, кутову швидкість якого контролюють.



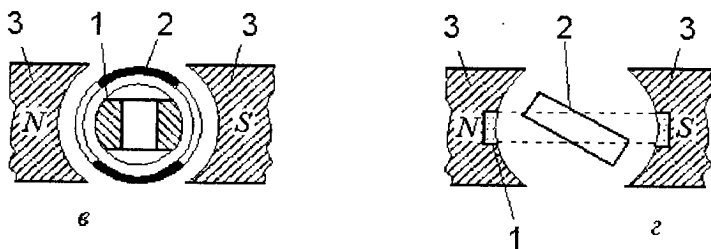


Рис. 2.20

У перетворювачах першої групи магнітний потік Φ – постійний. ЕРС на виході перетворювача дорівнює

$$E = K_{II} \cdot \Phi \frac{dx}{dt}, \quad (2.27)$$

де K_{II} – коефіцієнт пропорційності, обумовлений конструктивними параметрами перетворювача; x – величина переміщення контролюваного об'єкта.

У перетворювачах другої групи потік Φ 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 як генератори 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 %.

2.6. 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 де-

формації 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 заряди 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.

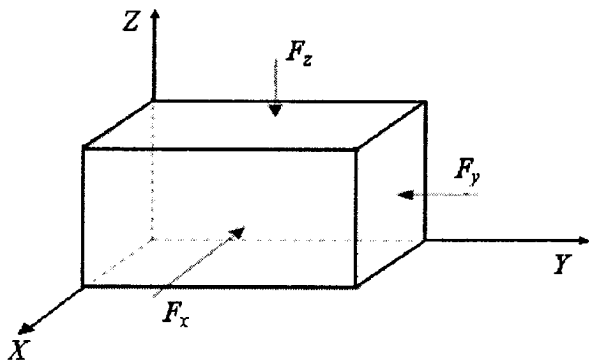


Рис. 2.21

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'єзоелектричні 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'єзоелектричних 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 %.

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 наведіть приклади їх використання?
16. Охарактеризуйте принцип дії фотоелектричних перетворювачів та наведіть 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 наведіть приклади їх застосування.
23. Які види трансформаторних перетворювачів ви знаєте?
24. Назвіть основні джерела похибок трансформаторних перетворювачів і наведіть методи їх зменшення.
25. Розгляньте принцип дії ємнісних перетворювачів та наведіть 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? Наведіть приклади їх застосування.
31. На які групи поділяються індукційні перетворювачі за конструктивним виконанням?
32. Розгляньте принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів та наведіть приклади їх застосування.
Які недоліки та переваги мають п'єзоелектричні перетворювачі?

РОЗДІЛ 3.

АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

3.1. Загальні поняття аналого-цифрових перетворювачів

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 Δt_q , що може бути постійним або змінним.

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. Внаслідок цього виникають похибки від дискретизації Δx_D . Крім цього, необхідно враховувати, що для аналого-цифрового перетворення сигналу потрібно якийсь час Δt_{np} (рис. 3.1). Це є причиною виникнення ще однієї похибки перетворення Δx_{np} , що пов'язана зі зміною вимірюваного сигналу в інтервалі часу його аналого-цифрового перетворення.

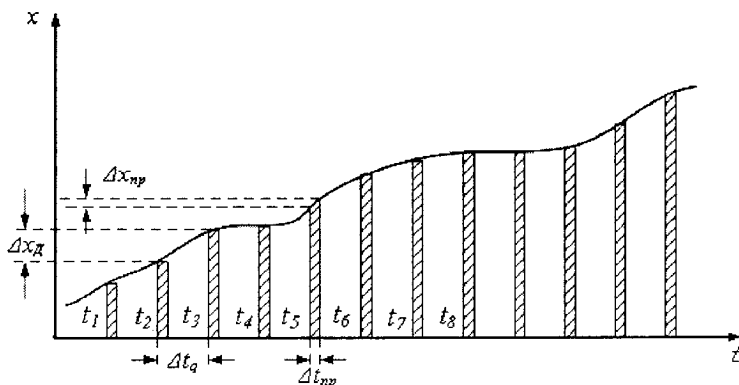


Рис. 3.1

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

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

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

$$x_{\text{кв}} = N \cdot q, \quad (3.1)$$

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

У загальному випадку квантоване значення $x_{\text{кв}}$ 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 $x_{\text{кв}}$ та справжнім значенням вимірюваної величини.

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

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

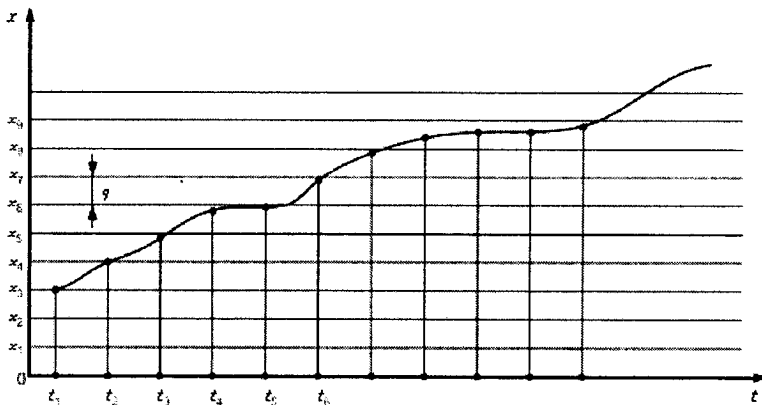


Рис. 3.2

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

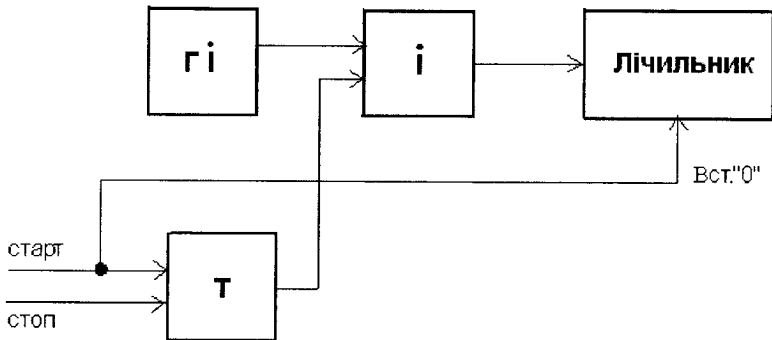


Рис. 3.3

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 лічиль-

ник імпульсів і встановлює його в нульовий стан. Одиночний вихід тригера T є розв'язним для логічного елемента \dot{I} , і тому імпульси з генератора імпульсів стабільної частоти ΓI проходять через елемент \dot{I} і надходять на рахунковий вхід лічильника.

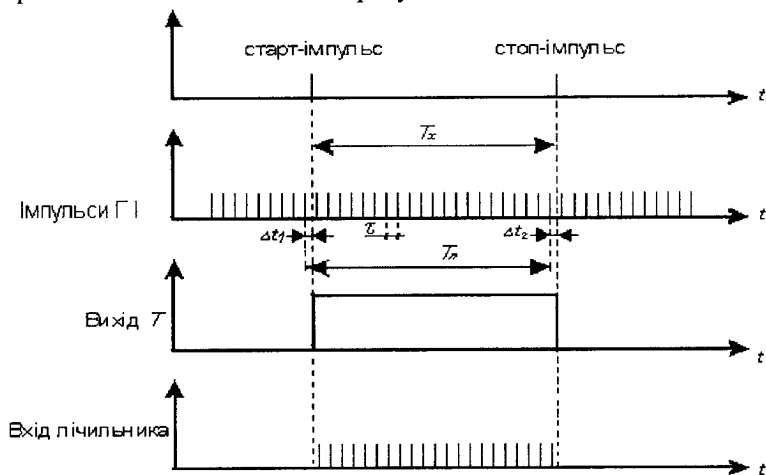


Рис. 3.4

Стоп-імпульс перемикає тригер T у нульовий стан, після чого елемент \dot{I} перестає пропускати імпульси ΓI на вхід лічильника. На цьому процес перетворення закінчується. У лічильнику встановлюється двійковий код, який дорівнює сумі імпульсів, що пройшли через елемент \dot{I} . 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; τ – період імпульсів ΓI .

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

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

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

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

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

Звідси випливає, що похибка вимірювання часового інтервалу виникає через невизначеність розташування старт- і стоп-імпульсів щодо імпульсів генератора Γ .

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

Невизначеність у розташуванні старт- і стоп-імпульсів щодо імпульсів Γ створює дві похибки при вимірі часового інтервалу T_x . Перша з них Δt_1 (рис. 3.4) – негативна, тому що вимірюваний часовий інтервал T_n більше дійсного T_x , а друга – Δt_2 позитивна, тому що через неї вимірюваний часовий інтервал виходить менше T_x .

З виразу (3.6) випливає, що максимальна сумарна похибка Δt_m у перетворенні часового інтервалу виходить, коли одна з похибок (Δt_1 або Δt_2) дорівнює нулю, а друга має максимальне значення рівне τ . 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 Δt_1 і Δt_2 має місце прямокутний закон розподілу часу надходження старт- і стоп-імпульсів щодо імпульсів Γ , що відповідає рівній імовірності надходження цих імпульсів у будь-який момент часу між двома сусідніми імпульсами Γ .

Сумарний закон розподілу Δt_m – це композиція двох однакових законів розподілу похибок Δt_1 і Δt_2 , з урахуванням їхніх різних знаків. Цей сумарний закон розподілу має вигляд рівнобедреного трикутника, що має висоту $1/\tau$ й основу 2τ . Такий закон називають розподілом Симпсона.

Для зменшення похибки Δt_m необхідно збільшити частоту Γ , тобто зменшити τ . Максимальне значення частоти Γ

обмежується швидкістю молодших розрядів лічильника імпульсів. На похибку перетворення значно впливає стабільність частоти генератора ГІ.

Для ліквідації похибок Δt_1 і Δt_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.

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 .

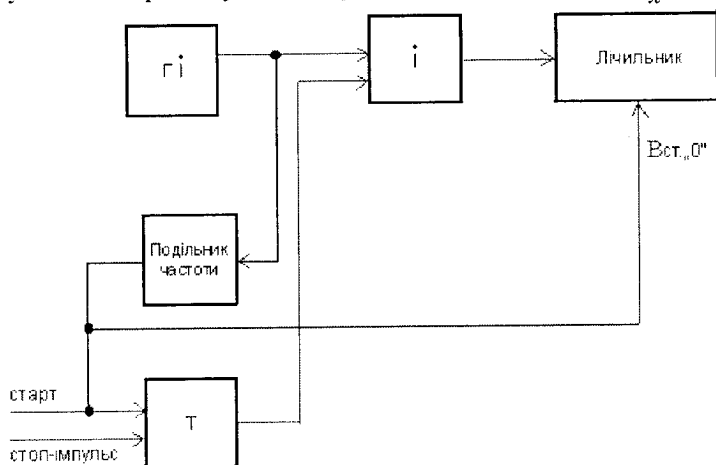


Рис. 3.5

Введення синхронізації між старт-імпульсами й імпульсами ГІ усуває похибку Δt_1 , але при цьому повністю зберігається похибка Δt_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

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

Похибка Δt_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 Δt_2 , є підвищення частоти ГІ. Однак у деяких випадках такий метод неприйнятний. Відомі два методи зменшення похибки Δt_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).

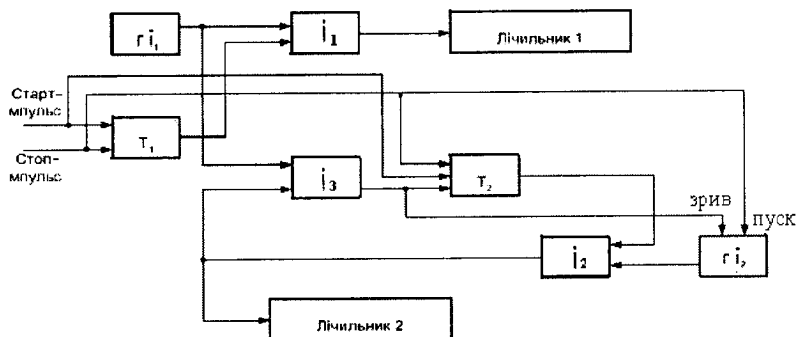


Рис.3.6

Старт-імпульс устанавлює тригер T_1 у одиничний стан, тригер T_2 у нульове, 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 логічного елемента \dot{i}_1 , а вихід тригера T_2 – заборонний для елемента \dot{i}_2 . Імпульси від генератора $\Gamma \dot{i}_1$ проходять через елемент \dot{i}_1 і надходять на рахунковий вхід лічильника 1. Стоп-імпульс перемикає тригер T_1 у нульовий стан, після чого елемент \dot{i}_1 закривається й на вхід лічильника 1 перестають надходити імпульси $\Gamma \dot{i}_1$.

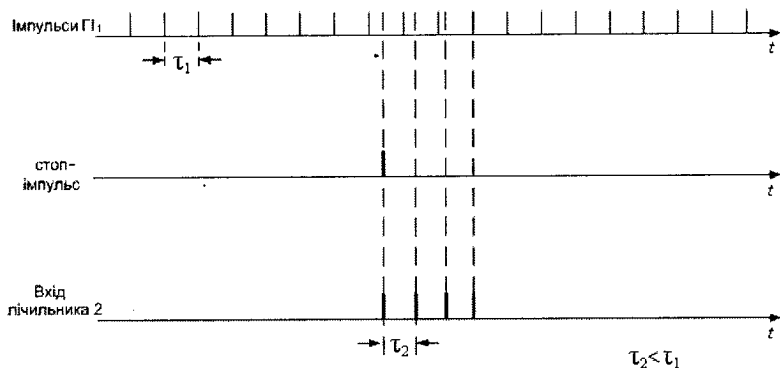


Рис. 3.7

Крім цього, стоп-імпульс запускає допоміжний генератор ударного збудження Γ_2 , а також перемикає тригер T_2 у одиничний стан (рис. 3.6). Після цього імпульси Γ_2 проходять через відкритий елемент \dot{I}_2 і надходять на рахунковий вхід лічильника 2, а також на вхід елемента \dot{I}_3 , на другий вхід якого подаються імпульси Γ_1 . Частота імпульсів Γ_2 відрізняється від частоти Γ_1 на певне значення. При збігу імпульсу Γ_1 й одного з імпульсів Γ_2 , елемент \dot{I}_3 видає сигнал, що перемикає тригер T_2 у нульовий стан, а також зриває коливання в допоміжному генераторі Γ_2 . Додатковий лічильник 2 підраховує кількість імпульсів Γ_2 за час, що пройшов від моменту приходу стоп-імпульсу до моменту збігу в часі імпульсів Γ_1 й Γ_2 . Показання лічильника 2 дає уточнене значення величини Δt_2 .

Величина

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

де N_2 – число імпульсів Γ_2 , що надійшли на вхід лічильника 2;

τ_1 і τ_2 – періоди проходження імпульсів Γ_1 й Γ_2 відповідно.

Частоту допоміжного генератора Γ_2 слід брати такою

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

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 Γ_1 , що надійшли на вхід лічильника 1.

Введення схеми ноніуса призвело до зменшення похибки Δt_2 , але похибка Δt_1 залишилася незмінною.

Усунення похибки Δt_1 може бути здійснене синхронізацією старт-імпульсу з імпульсами Γ_1 , але якщо це неможливо, то необхідне введення другої схеми ноніуса, орієнтованої на момент приходу старт-імпульсу.

Як впливає з (3.16) точність виміру Δt_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 Γ_1 й Γ_2 для того, щоб забезпечити впевнений збіг цих імпульсів на вході елемента \dot{I}_3 (рис. 3.6).

Якщо тривалості цих імпульсів будуть менше Δt , то може не вийти збігу потрібних імпульсів Γ_1 й Γ_2 (буде пропуск). У результаті схема електронного ноніуса дасть велику похибку виміру Δt_2 . Якщо ж тривалості цих імпульсів будуть більшими Δt , то може відбутися не один, а кілька збігів імпульсів Γ_1 й Γ_2 на вході схеми \dot{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 Δt , де

$$\Delta t = \frac{\tau_1}{2^k}. \quad (3.18)$$

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 τ_1 й τ_2 . Величину k звичайно вибирають у межах першого десятка.

Іншим шляхом зниження похибки Δt_2 без збільшення частоти генератора Γ_1 , є використання методу затриманих збігів. На рис. 3.8 наведена структурна схема, що реалізує даний метод.

Старт-імпульс, синхронізований з імпульсом Γ_1 , установлює тригер T_1 у одиничний стан, після чого його вихід стає роз-

в'язним для логічних схем $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_3, \dot{I}_4$ і \dot{I}_5 . Імпульси ГІ проходять через відкритий елемент \dot{I}_1 і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів. Крім цього, імпульси ГІ проходять через ряд послідовно включених елементів затримок $EЗ_1, EЗ_2, EЗ_3$. Час затримки кожного із цих елементів дорівнює

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

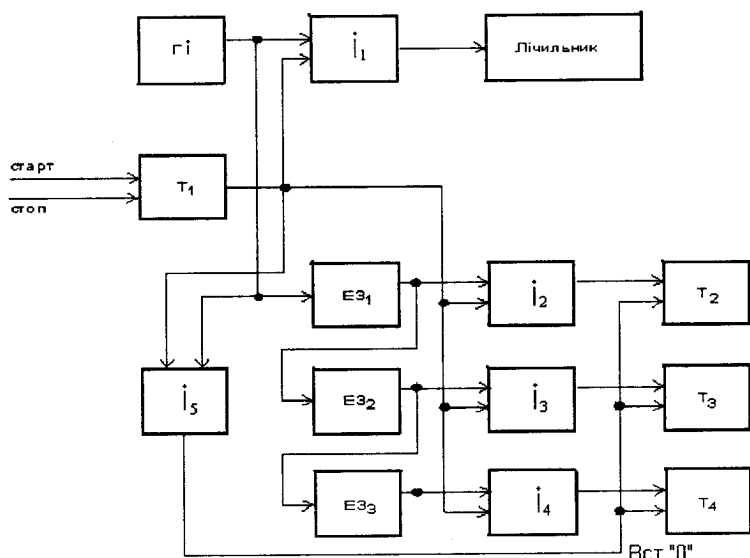


Рис. 3.8

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 $\dot{I}_2, \dot{I}_3, \dot{I}_4$ 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 \dot{I} закриваються, і імпульси ГІ перестають надходити не тільки на основний лічильник, але й

на тригери T_2, T_3, T_4 . Якщо похибка $\Delta t_2 < \frac{T_1}{2^k}$, то до надходження стоп-імпульсу жоден із тригерів T_2, T_3, T_4 не змінить свого стану. При більшій величині Δt_2 один або кілька допоміжних тригерів перемикаються в одиничний стан.

Допоміжні тригери утворюють додаткові розряди лічильника й дозволяють у 2^k разів знизити похибку Δt_2 .

При розгляді методів підвищення точності перетворення часового інтервалу в цифровий вхід не враховувалися такі параметри, як затримка сигналів на час спрацювання елементів І та тригерів.

Якщо старт-імпульс неможливо синхронізувати із імпульсами ГІ, то у всіх вищерозглянутих методів додатково виникне похибка Δt_1 . Для усунення цієї похибки застосовують спосіб перетворення, при якому відлік часу починається від якогось умовного нуля, тобто імпульсу, синхронізованого з імпульсом ГІ, але, який починається за часом раніше старт-імпульсу (рис. 3.9).

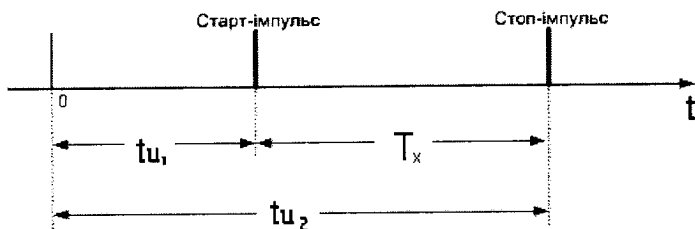


Рис.3.9

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:

$$\Psi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_0(t), \quad (3.20)$$

де $\varphi_0(t)$ – фаза опорного сигналу; $\varphi_{\text{вх}}(t)$ – фаза вхідного сигналу, для якого визначається зсув фаз.

Найчастіше 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 ψ 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.

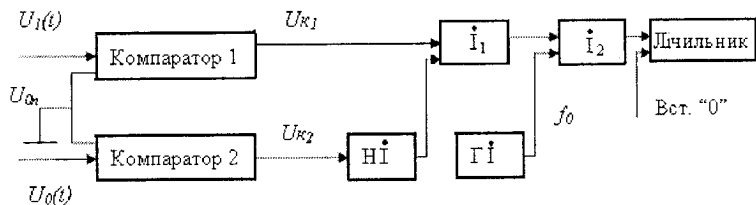


Рис. 3.10

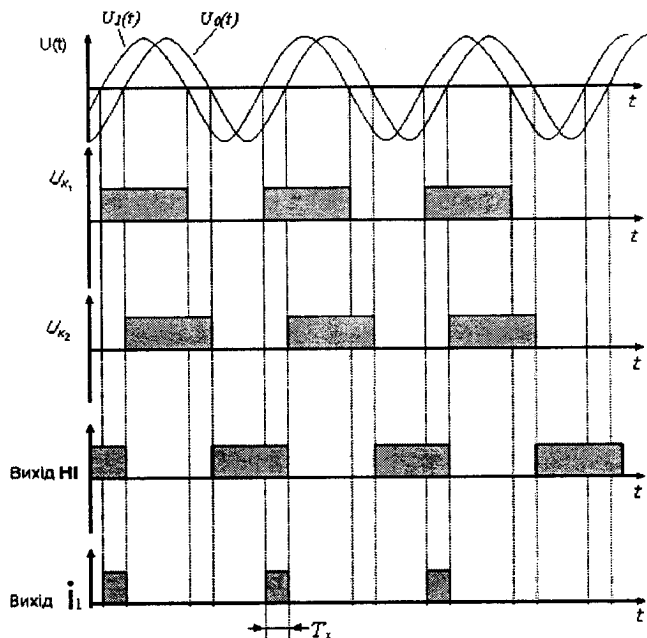


Рис. 3.11

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 НІ й надходять на один із входів логічного елемента \dot{I}_1 , на другий вхід якого надходять імпульси U_{k1} . На виході елемента \dot{I}_1 формуються імпульси із тривалістю T_x (рис. 3.11). Ці імпульси відкривають елемент \dot{I}_2 , через який починають проходити імпульси ПІ 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 ПІ, що надійшли на вхід лічильника;
 f_0 – частота імпульсів ПІ.

Як відомо

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

де Ψ_x – вимірюваний зсув фаз; f – частота опорного й вхідного сигналу.

З виразів (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 перешкод у вхідному сигналі, головними з яких є вищі гармонічні складові. Вплив цих перешкод може бути зменшено, якщо вимірювати зсув фаз двічі: спочатку при проходженні 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_ϕ .

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

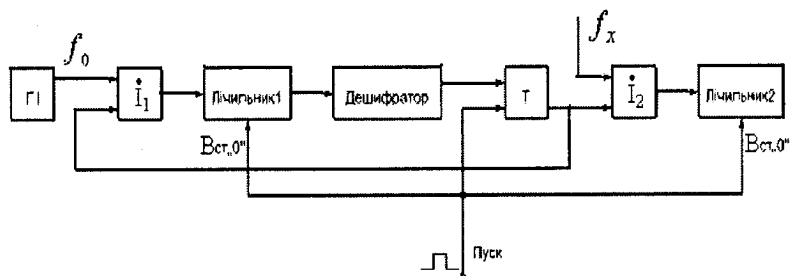


Рис. 3.12

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 логічних елементів \dot{I}_1 і \dot{I}_2 . Після цього імпульси високостабільного генератора Г1 проходять через \dot{I}_1 і надходять на лічильний вхід лічильника 1. В цей же час ім-

пульси вимірюваної частоти f_x проходять через елемент \dot{I}_2 і надходять на вхід лічильника 2. За допомогою лічильника 1 і дешифратора формується зразковий часовий інтервал T_ϕ :

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

де τ_0 – період імпульсів ПІ; N – число імпульсів ПІ, що надійшли на вхід лічильника 1.

N -й імпульс генератора ПІ виникає на виході дешифратора (стоп – імпульс) і перемикає тригер T у нульовий стан. Елементи \dot{I}_1 і \dot{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_ϕ .

Як впливає з рівняння (3.5)

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

де τ_x – період проходження невідомої частоти f_x .

З виразів (3.24) і (3.25) отримуємо

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

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) випливає, що похибка виміру f_x дуже залежить від похибок Δt_1 і Δt_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_ϕ буде також входити й невимірювана частина періоду τ_x .

Похибку Δt_1 можна усунути шляхом синхронізації старт-імпульсу з імпульсами f_x , а похибку Δt_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 та із синхронізацією старт-імпульсу.

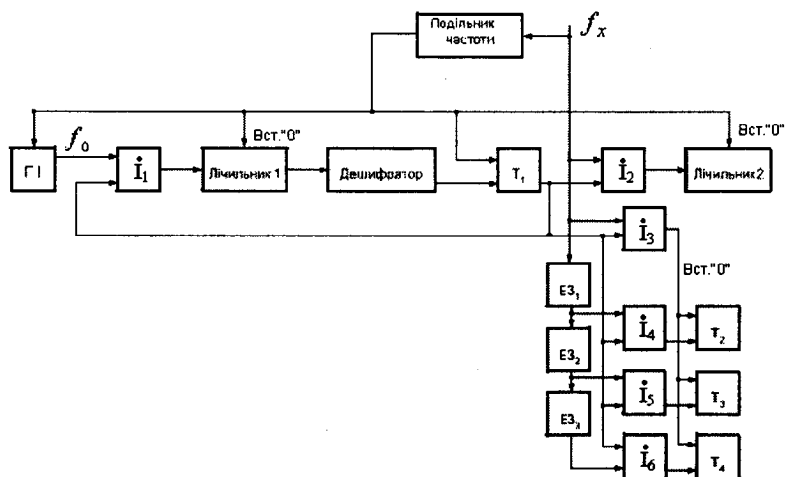


Рис. 3.13

Вимірювана частота f_x надходить на подільник частоти, який виробляє старт-імпульси, що збігаються за часом з кожним N_d імпульсом f_x . При цьому коефіцієнт розподілу подільника 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 Г1. Після цього генератор Г1 починає генерувати імпульси, які проходять через відкритий логічний 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_Φ (рис. 3.13). N -й імпульс, що виникає

на виході дешифратора (стоп-імпульс), перемикає тригер T_1 у нульовий стан, після чого всі елементи \dot{I} закриваються, і процес виміру f_x – закінчений.

Залежно від похибки Δt_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 Δt_2 . Число елементів затримок вибирається $2^k - 1$, а кожен ЕЗ має затримку $\tau/2^k$ (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 виразу (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 δ_{\max} , то необхідно вибирати 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 високу швидкодію. Створення такого множника є непростим завданням.

3.6. Перетворювачі напруг у цифровий код

Перетворювачі напруги в код (ПНК) набули найбільшого 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 методу зчитування.

3.6.1. Перетворювачі напруг в код методом послідовної лічби

Як приклад перетворювача послідовного рахунку розглянемо ПНК із проміжним перетворенням вхідної напруги в часовий

інтервал з подальшим його вимірюванням відомими методами. Структурна схема такого перетворювача й часові діаграми, що пояснюють його роботу, наведені на рис. 3.14, 3.15.

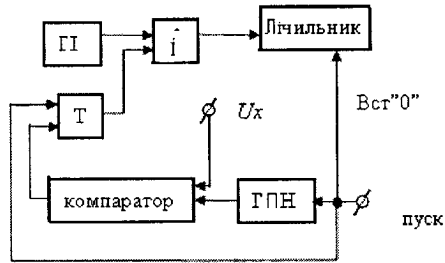


Рис. 3.14

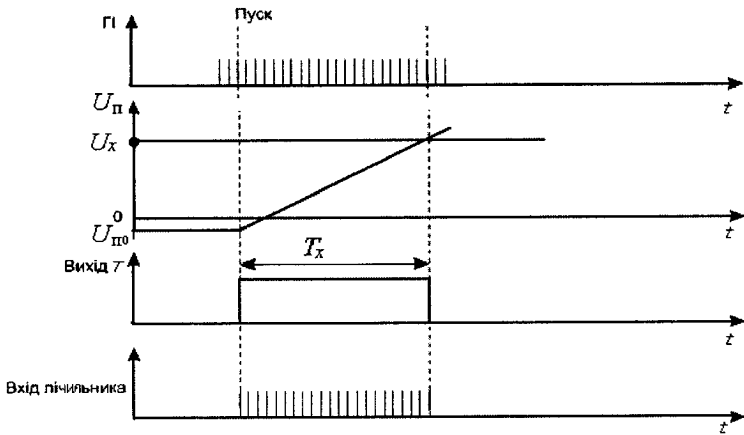


Рис. 3.15

Імпульс запуску (старт-імпульс) встановлює в нульовий стан лічильник імпульсів і перемикає тригер T в одиничний стан, після чого імпульси стабільної частоти Π проходять через відкритий логічний елемент \dot{I} і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів. Одночасно з цим запускається генератор пилоподібної напруги ГПН, вихідна напруга якого U_{Π} надходить на один із входів компаратора, на другий вхід якого надходить вимірювана напруга U_x . В момент рівності $U_{\Pi} = U_x$ компаратор виробляє імпульс (стоп-імпульс), що перемикає тригер T у нульовий стан, при якому елемент \dot{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:

$$U_{\Pi} = U_{\Pi 0} + \alpha t, \quad (3.30)$$

де $U_{\Pi 0}$ – початковий рівень пилоподібної напруги; α – швидкість зміни пилоподібної напруги.

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

$$T_x = \frac{U_x - U_{\Pi 0}}{\alpha}. \quad (3.31)$$

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

де τ – період проходження імпульсів ГІ; N – число імпульсів, що надійшли на вхід лічильника, 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) випливає, що цифровий код N , зафіксований у лічильнику, складається з дійсного значення

$$N_{\text{Д}} = \frac{U_x}{\alpha\tau}. \quad (3.33)$$

та похибок $N_1 = \frac{U_{\Pi 0}}{\alpha\tau}$ і $N_2 = \frac{\Delta t_1 - \Delta t_2}{\tau}$. (3.34); (3.35)

Похибка N_1 залежить від зміни величини початкового рівня пилоподібної напруги $U_{\Pi 0}$ й від сталості величини α .

Похибка N_2 залежить від величин похибок Δt_1 й Δt_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 пилоподібної напруги і може бути значно знижена, якщо застосувати додатковий компаратор, що фіксує момент рівності U_{II} 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.

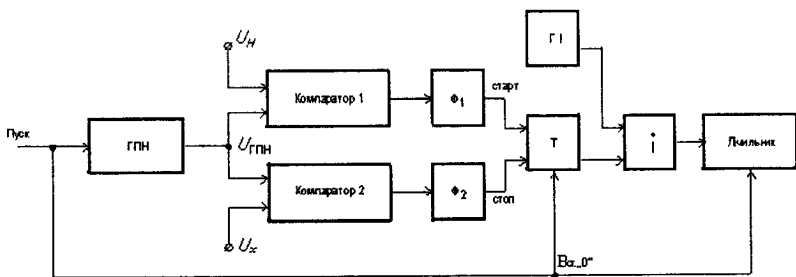


Рис. 3.16

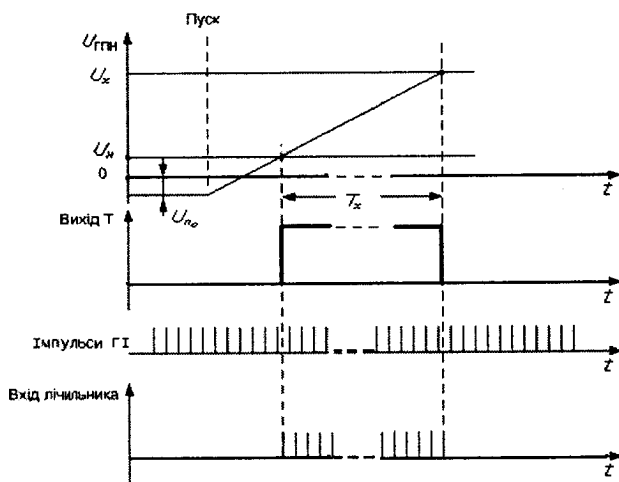


Рис. 3.17

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

Формувач імпульсів Φ_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 логічний елемент \dot{I} . Імпульси стабільної частоти генератора Γ проходять через елемент \dot{I} та надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів.

Цей підрахунок імпульсів Γ буде тривати до того моменту, коли пилкоподібна напруга досягне напруги U_x , тобто $U_{II} \geq U_x$. В цей момент часу перемикається компаратор 2, а схема формувача імпульсу Φ_2 формує імпульс (стоп-імпульс) по передньому фронту вихідного імпульсу компаратора 2. Стоп-імпульс перемикає тригер T у нульовий стан, після чого елемент \dot{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 Γ , 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 Δt_1 й Δt_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 τ , швидкістю зміни пилкоподібної напруги α . Чим менше α , 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.

3.6.2. Паралельні аналого-цифрові перетворювачі

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

Перетворювач містить подільник напруги, виконаний з резисторів R_1, R_2, \dots, R_{n+1} , n компараторів напруги, n тригерів і дешифратор 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 подільника напруги.

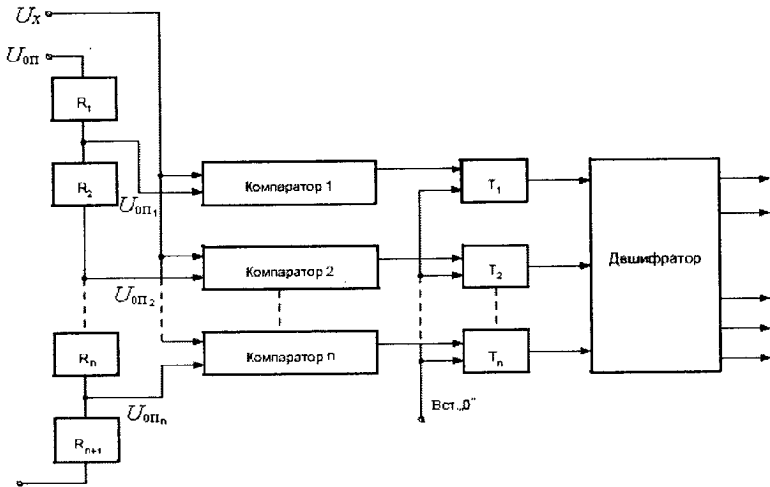


Рис. 3.18

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

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

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

$$\dots \dots \dots$$

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

де n – число опорних напруг.

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

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

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

Всі нижні компаратори, у яких $U_x > U_{оп_i}$, перемкнуться в одиничний стан ($U_{вих} = 1$), а всі більш верхні компаратори, у яких $U_x < U_{оп_i}$, 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 дільника напруги і компараторів.

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

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 у цифровий код.
6. Які способи перетворення частоти в код ви знаєте?
7. Назвіть основні джерела похибок ПНК із проміжним перетворенням 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 технологічних вимірювань

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 розд. 2.

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

Як параметри 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.

4.2.1. Вимірювання лінійних та кутових переміщень з використанням реостатних перетворювачів

На рис.4.1 наведена потенціометрична схема включення реостатного перетворювача.

Під дією вимірюваного переміщення повзунко реостата переміщується. Вихідною величиною перетворювача є електричний опір R_x , що обумовлюється положенням повзунка.

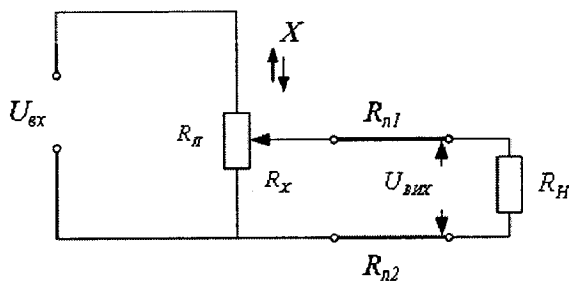


Рис. 4.1

Напруга з його повзунка $U_{вих}$ 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

$$U_{\text{вих}_H} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot R_x}{R_{II}} \quad (4.1)$$

і вона змінюється пропорційно R_x .

У цьому випадку напруга $U_{\text{вих}_H}$ пропорційна до переміщення повзунка.

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

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot R_x \cdot R_H}{R_{II} R_x - R_x^2 + R_{II} R_H}, \quad (4.2)$$

або

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot \beta}{1 + \alpha \beta (1 - \beta)}, \quad (4.3)$$

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 $U_{\text{вих}} = U_H$ від β для різних коефіцієнтів α .

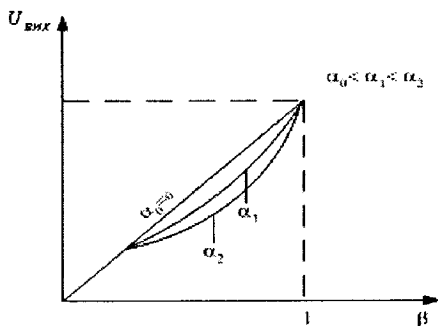


Рис. 4.2

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

$$\delta U = \frac{U_{\text{вих}_H} - U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}} = \frac{R_x}{R_{II}} \left(1 - \frac{R_x}{R_{II}} \right), \quad (4.4)$$

$$\text{або} \quad \delta U = \alpha\beta(1 - \beta). \quad (4.5)$$

З рівнянь (4.4) і (4.5) випливає, що максимальне значення похибки δU буде при $R_x = 0,5 R_{\Pi}$

У цьому випадку похибка

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

Вона може досягати максимального значення 25%, якщо $R_{\Pi} = R_n$, а $R_x = 0,5R_{\Pi}$

Похибка δU може бути незначною, якщо опір $R_{\Pi} \gg R_{\Pi}$.

Джерелами похибок у схемі рис. 4.1, можуть бути нестабільність напруги $U_{вх}$, 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_{Π} 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 – рсостатних перетворювачів, розглянутих в розд. 2.

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

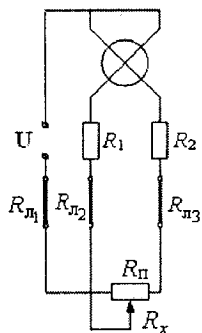


Рис. 4.3

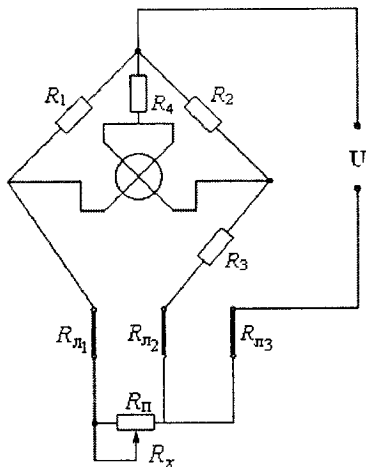


Рис. 4.4

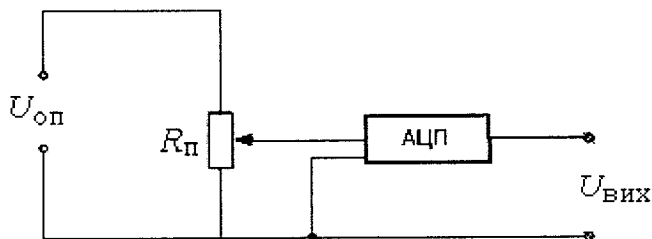


Рис. 4.5

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

4.2.2. 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_3 . Вимірюване лінійне переміщення X (або Z) прикладене до рухливого феромагнітного якоря 1 . Переміщення якоря по Z призводить 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.

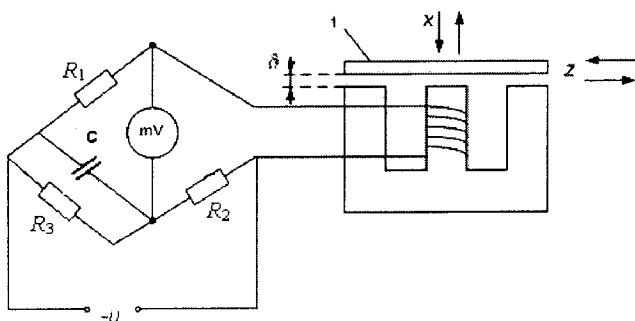


Рис. 4.6

При переміщенні якоря в напрямку x змінюється повітряний проміжок δ , 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 $(0.1 \dots 0.15)\delta$, а діапазон вимірюваних переміщень – від одиниць мікрометрів до декількох міліметрів.

Переміщення якоря в напрямку Z (рис. 4.6) змінює площу зазору S_δ в індуктивному перетворювачі. У цьому випадку спостерігається лінійна залежність індуктивності від перемі-

чення. Діапазон вимірюваних переміщень збільшується до декількох сантиметрів.

Похибки розгнаної схеми обумовлені недоліками одинарних індуктивних перетворювачів, 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.

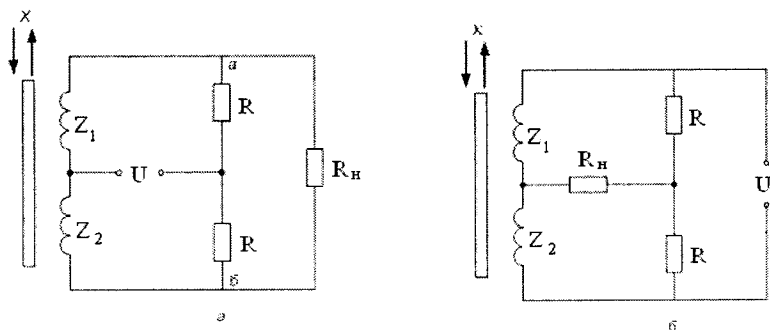


Рис. 4.7

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

Вимірюване переміщення x прикладається до рухливого феромагнітного якоря. Якщо якор перебуває в середньому положенні ($x = 0$), то міст буде зрівноваженим, і напруга на вимірювальній діагоналі відсутня ($U_{вих} = 0$). При цьому комплексні опори плечей $Z_1 = Z_2$ і їхнє значення візьмемо 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

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

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

$$U_{\text{вих.хх}} = \frac{U \cdot R}{Z_2 + R} - \frac{U \cdot R}{Z_1 + R} = \frac{U \cdot R(Z_1 - Z_2)}{(Z_2 + R)(Z_1 + R)}. \quad (4.10)$$

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

$$U_{\text{вих.хх}} = \frac{2U \cdot R \Delta Z_0}{(Z_2 + R)^2 + \Delta Z_0^2}. \quad (4.11)$$

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

$$U_{\text{вих.хх}} = \frac{2UR \Delta Z_0}{(Z_2 + R)^2}. \quad (4.12)$$

Звідси випливає, що вихідна напруга $U_{\text{вих.хх}}$ залежить прямо пропорційно від зміни ΔZ_0 , тобто від вимірюваного переміщення x .

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

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

При зміні напрямку вимірюваного переміщення x змінюється знак ΔZ , що призводить до зміни знака напруги $U_{\text{вих}}$.

Підключення навантаження R_H впливає на методичну похибку δU вимірювання $U_{\text{вих}}$.

$$\delta U = \frac{U_{\text{вих.хх}} - U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}} \cdot 100\%. \quad (4.14)$$

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

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

Звідси випливає, що похибка δU буде тим меншою, чим більшим буде опір R_n .

Крім цього, на похибку перетворення переміщення x в напругу $U_{\text{вих}}$ 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 призводить до появи додаткових похибок перетворення.

4.2.3. Вимірювання переміщень з використанням трансформаторних перетворювачів

Трансформаторні перетворювачі (первинні перетворювачі) розглянуті в розд. 2 (рис. 2.16). Вимірюване переміщення x прикладається до рухливого феромагнітного якоря.

При зміні вимірюваного переміщення x змінюється повітряний проміжок δ у трансформаторному перетворювачі (рис. 2.16), що призводить 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 проградуїрована в одиницях переміщення.

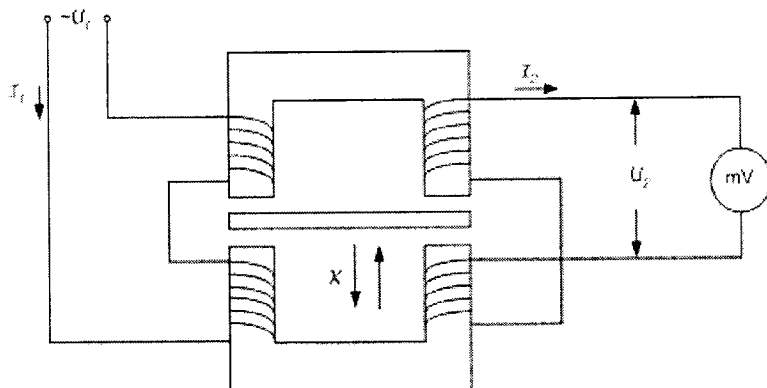


Рис. 4.8

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 $Z_{\text{вих}}$. Вихідна напруга

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

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

Зі зміною температури, частоти живильної напруги U_1 , опір $Z_{\text{вих}}$ 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.

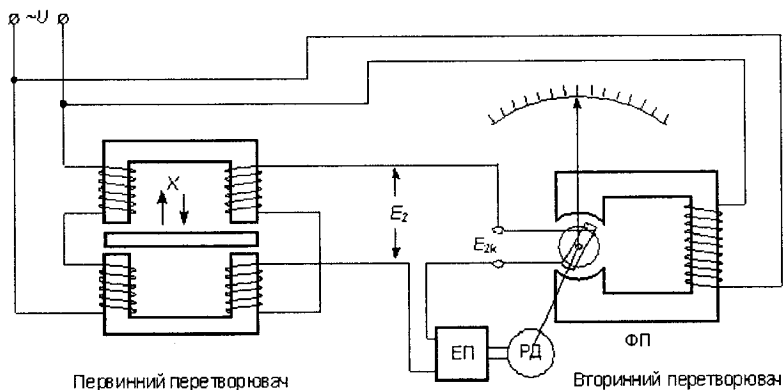


Рис. 4.9

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 і з пристроями відліку, реєстрації та регулювання вимірюваної величини. Схема феродинамічного перетворювача кутового переміщення ФП розглянута на рис. 2.16, в.

На вхід підсилювача подається різниця ЕРС первинного перетворювача E_2 і компенсуючого ЕРС E_{2k} , що знімається з виходу феродинамічного перетворювача. Вихідна напруга E_{2k} 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, проградуїю-

ваного в значеннях вимірювального переміщення, можна встановити значення вимірюваної величини переміщення x .

Похибки вимірювання переміщення x за допомогою вимірювального ланцюга, наведеного 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 не гірше 0,5.

Великого застосування у вимірювальній техніці набули 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.

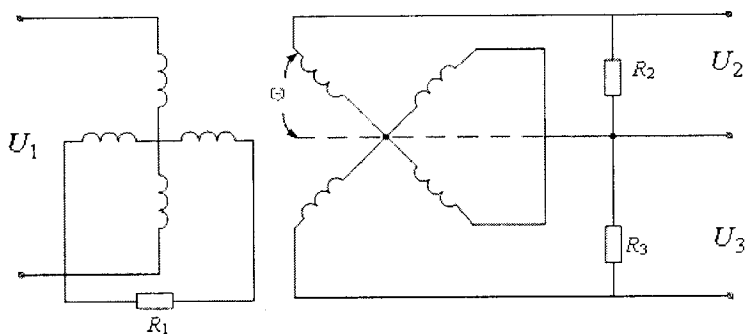


Рис. 4.10

При подачі на одну з обмоток статора напруги живлення U_1 з обмоток ротора, розгорнутого щодо статора на кут θ , 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 вибирають так, щоб струм I_1 в обмотці живлення залишався постійним для будь-якого кута θ .

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 θ

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

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

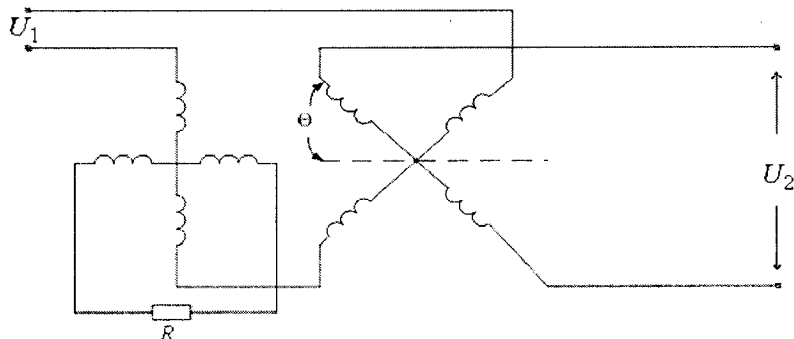


Рис. 4.11

Синусо-косинусні обертові трансформатори розрізняють за класами точності. Для найбільш високого класу точності припустима похибка становить величину порядку однієї кутової хвилини.

Похибки перетворення кутових переміщень Θ можуть виникнути 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 викликано 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, розташовані під кутом 120° одна до одної, 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)

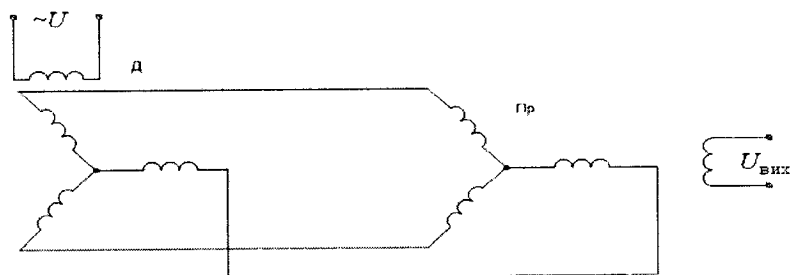


Рис. 4.12

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, індукуює 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

$$U_{\text{вих}} \approx K_c U_m \sin \theta_p, \quad (4.21)$$

де K_c – коефіцієнт, який враховує конструктивні і електричні параметри сельсина; U_m – амплітуда напруги живлення;

$$\theta_p = \frac{\pi}{2} - (\theta_2 - \theta_1); \quad (4.22)$$

де θ_1 і θ_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 $\theta_T = \theta_2 - \theta_1$.

Для малих значень кута θ_T маємо

$$U_{\text{вих}} \approx K_c U_m \theta_T \quad (4.23)$$

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° , а похибка нелінійності становить $\pm 2\%$, що визначає порівняно невисоку точність цих перетворювачів.

4.2.4. Вимірювання переміщень з використанням ємнісних перетворювачів

Ємнісні первинні перетворювачі (розд. 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).

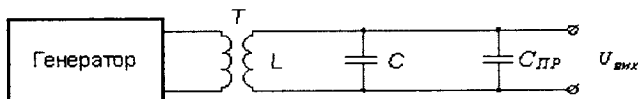
Відповідно до схеми включення ємнісних перетворювачів можна виділити три групи пристроїв. До першої групи належать пристрої, у яких ємнісні перетворювачі використовуються як елементи резонансних ланцюгів. Зміна ємності перетворю-

вача під дією вимірюваного переміщення в таких пристроях супроводжується зміною амплітуди вихідних сигналів. Реєструючи ці зміни, контролюють величину параметра, що діє на ємнісний перетворювач.

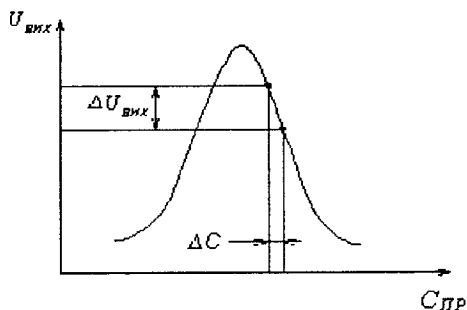
До другої групи належать пристрої, у яких ємнісний перетворювач використовується як елемент подільника напруг. Зміна повного опору ємнісного перетворювача під дією вимірюваного переміщення супроводжується зміною напруги на виході подільника. Реєструючи ці зміни, контролюють величину параметра, що діє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

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

На рис. 4.13, а 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 підстроювання ємності C .

Частота і значення напруги генератора – постійні.

Вимірюване переміщення змінює ємність $C_{ПР}$, що призводить до зміни напруги U на контурі по резонансній кривій,

як показано на рис. 4.13, б. При зміні ємності перетворювача на ΔC напруга на контурі змінюється на ΔU . Підстроювальний конденсатор призначений для настроювання контуру так, щоб чутливість вимірювального ланцюга

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

була максимальною.

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

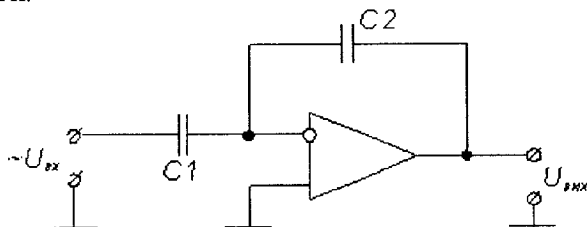


Рис. 4.14

Подільник напруги утворюють ємності C_1 і C_2 , де ємність C_2 входить у ємнісний перетворювач (рис. 2.17).

У наведеній схемі

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \cdot C_1}{C_2} \quad (4.25)$$

Вимірюване лінійне переміщення викликає зміну зазору δ_2 між обкладками конденсатора C_2 , що викликає зміну ємності C_2 , а значить, і $U_{\text{вих}}$

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \cdot C_1 \frac{\delta_2}{\xi \cdot S_2}, \quad (4.26)$$

де ξ – 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)

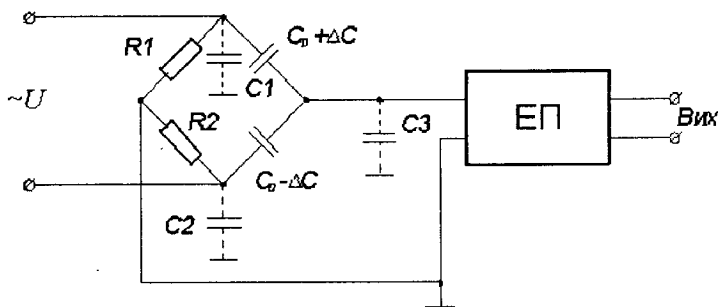


Рис. 4.15

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 два сусідніх плеча моста. У цьому випадку міст буде зрівноважений і $U_{\text{вих}} = 0$.

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 виникне напруга $U_{\text{вих}}$, пропорційна вимірюваному переміщенню x . Ця напруга $U_{\text{вих}}$ 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 виникло внаслідок зміни відстані δ 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 слід 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, а також й кутових переміщень. Для цього в перетворювачах необхідно використовувати конденсатори, призначені для вимірювання кутових переміщень.

4.2.5. Магнітострикційні перетворювачі переміщень

На основі аналізу роботи первинних вимірювальних перетворювачів – реостатних, індуктивних, ємнісних – можна зробити висновок, що вони мають ряд суттєвих недоліків.

Наприклад:

- наявність у реостатному перетворювачі третьових рухливих контактів, що може призвести до великих похибок перетворення;
- нелінійність характеристик перетворення в реостатних, індуктивних і ємнісних перетворювачах;
- малий діапазон вимірюваних переміщень (до декількох сантиметрів);
- вплив температури на похибки перетворення;
- необхідність 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 магнітострикційних перетворювачах переміщення.

Магнітострикційні перетворювачі переміщення дозволяють перетворювати кутові або лінійні переміщення в один із зручних для подальшого використання видів вихідних сигналів: у часовий інтервал, частоту або цифровий код. Діапазон ви-

мірюваних переміщень може бути в межах від одиниць міліметрів до декількох метрів.

ЗАГАЛЬНІ ПОНЯТТЯ МАГНІТОСТРИКЦІЇ

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

Якщо феромагнітний стержень розмістити в поздовжньому магнітному полі, він подовжується або коротшає залежно від матеріалу стержня, тобто в стержні відбувається магнітострикційна деформація. Класичними представниками магнітострикційних матеріалів є нікель і пермалой, що мають приблизно однакові за абсолютною величиною, але протилежні за знаком ефекти: нікель у поздовжньому магнітному полі коротшає, а пермалой подовжується. Відносна зміна довжини стержня $\frac{\Delta l}{l}$ з магнітострикційного матеріалу, залежно від прикла-

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

Як відомо, феромагнетик при температурі нижче точки Кюрі складається з безлічі областей самочинного намагнічення, що називаються доменами. Кожен домен має форму еліпсоїда, і самочинно 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 феромагнетик замкнуті кола, і щоб в цілому феромагнетик був розмагнічений. Таким чином, при відсутності зовнішніх магнітних полів всі еліпсоїди (домени) будуть повернуті 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 призводить до зміни лінійних розмірів феромагнетика без зміни його об'єму, тобто призводить до виникнення магнітострикційної деформації. Процеси повороту доменів у

напрямку зовнішнього магнітного поля H носять зворотний характер, тому після зняття цього поля H , всі еліпсоїди самочинно повертаються в попередні 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 3 , 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 зворотного перетворення, у вихідний електричний імпульс.

Зворотне перетворення здійснюється за допомогою вихідного магнітострикційного перетворювача.

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

Зворотний ефект магнітострикції пояснюється тим, що ультразвуковий імпульс здійснює обертання еліпсоїдів (доменів) у звукопроводі в зоні зворотного перетворення, а обертання векторів намагніченості I_s доменів індукуює 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 поздовжньої магнітострикції λ 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.

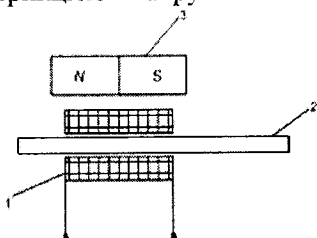


Рис. 4.16

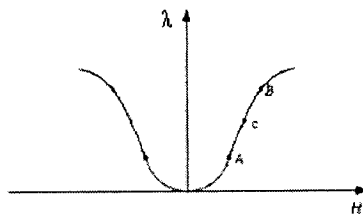


Рис. 4.17

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, де біля звукопроводу 1 розташоване феритове тороїдальне осердя 2 із зазором і постійний магніт 3. На осерді знаходиться 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.

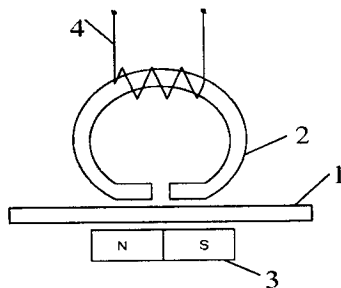


Рис. 4.18

Таку ж конструкцію може мати і вихідний магнітострикційний перетворювач. Достойність 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, 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, одержуваний час $t_{\text{зат}}$ змінюється прямо пропорційно вимірюваному переміщенню.

МАГНІТОСТРИКЦІЙНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПЕРЕМІЩЕННЯ В ЧАСОВИЙ ІНТЕРВАЛ

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

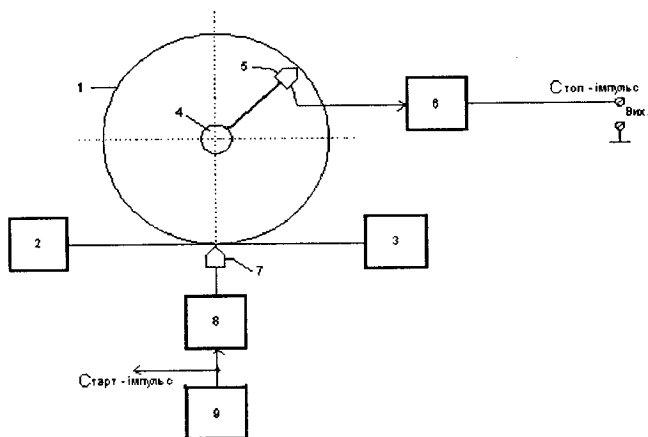


Рис. 4.19

Перетворювач містить звукопровід l у вигляді кільцевої петлі, виконаний з магнітострикційного матеріалу (наприклад, нікелевого дроту із круглим поперечним перерізом). Кінці звукопроводу поза кільцем для усунення відбитків затиснуті глушниками 2 і 3. У центрі кільцевої петлі звукопроводу встановлений вхідний вал 4, кут повороту θ якого необхідно виміряти. До цього вала жорстко закріплений вихідний магнітострикційний перетворювач 5, вихідна напруга якого подається на підсилювач зчитування 6. Вхідний магнітострикційний перетворю-

вач 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 θ на підсилювач запису 8 через обмотку вхідного магнітострикційного перетворювача протікає імпульс струму. У звукопроводі в зоні його прямого перетворення внаслідок прямого ефекту магнітострикції, виникає імпульс подовжньої механічної напруги (ультразвуковий імпульс). Цей імпульс поширюється по звукопроводу зі швидкістю звуку від вхідного магнітострикційного 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 магнітострикції, в обмотці вихідного магнітострикційного перетворювача 5 виникає електричний сигнал, що підсилюється і формується в імпульс (стоп-імпульс) підсилювачем зчитування 6. Стоп-імпульс буде затриманий відносно старт-імпульсу на час $t_{\text{зат}}$, обумовлений (4.27). Таким чином у даному перетворювачі здійснюється перетворення кута повороту вала θ 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_{Π} вихідного магнітострикційного перетворювача 5 уздовж звукопроводу l (рис. 4.19) буде більша нуля, а навколишня температура зміниться на ΔT° , то час затримки зміниться і буде дорівнювати t_{U_1} . За цей час вихідний перетворювач 5 переміститься по звукопроводу на відстань

$$\Delta l_3 = t_{U_1} \cdot V_{\Pi}, \quad (4.28)$$

що у свою чергу викликає зміну часу затримки на величину

$$\Delta t_{\text{зат.п}} = \frac{\Delta l_3}{V_3} = t_{U_1} \cdot \frac{V_{\Pi}}{V_3}. \quad (4.29)$$

Зміна навколишньої температури на ΔT° щодо номінальної викликає додаткову зміну часу затримки на величину

$$\Delta t_{\text{зат.т}} = t_{U_1} \cdot \gamma \cdot \Delta T^{\circ}, \quad (4.30)$$

де γ – температурний коефіцієнт затримки звукопроводу.

Зміна затримок $\Delta t_{\text{зат.г}}$ і $\Delta t_{\text{зат.п}}$ 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:

$$t_{U1} = t_{\text{зат}} + \Delta t_{\text{зат.п}} + \Delta t_{\text{зат.г}} \quad (4.31)$$

або

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

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

$$\Delta t_{\text{пт}} = \Delta t_{\text{зат.п}} + \Delta t_{\text{зат.г}}, \quad (4.33)$$

де $\Delta t_{\text{пт}}$ – абсолютна похибка вимірювання, накопичена за час перетворення t_{U1} в кожному циклі перетворення через вплив швидкості переміщення $V_{\text{п}}$ і зміни температури на ΔT° відносно номінальній.

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

$$t_{U1} = t_{\text{зат}} \frac{1}{1 - Q}, \quad (4.34)$$

де коефіцієнт

$$Q = \frac{V_{\text{п}}}{V_3} + \gamma \Delta T^{\circ}. \quad (4.35)$$

З рівнянь (4.27), (4.34), (4.35) випливає, що

$$t_{U1} = \frac{l_3}{V_3(1 - \gamma \Delta T^{\circ}) - V_{\text{п}}}, \quad (4.36)$$

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

$$\Delta t_{\text{пт}} = t_{U1} - t_{\text{зат}}. \quad (4.37)$$

Підставляючи рівняння (4.36) і (4.27) у (4.37), одержимо

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

або, з огляду на (4.35),

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

Відносна похибка перетворення в кожному циклі перетворення

$$\delta_{\text{пр}} = \frac{\Delta t_{\text{пт}}}{t_{\text{зат}}} \cdot 100 \% \quad (4.40)$$

Підставляючи рівняння (4.38) і (4.27), одержимо

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

або

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

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

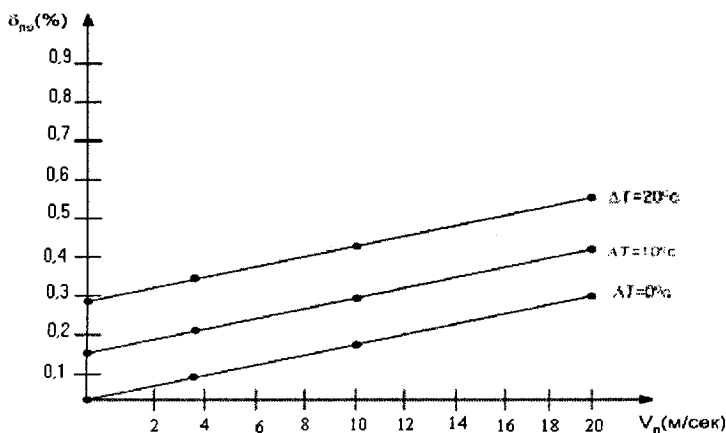


Рис. 4.20

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

$$\gamma = \frac{\Delta t_{\text{зат}}}{t_{\text{зат}} \cdot \Delta T^{\circ}}. \quad (4.43)$$

Швидкість звуку в звукопроводі

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

де E – модуль пружності матеріалу звукопроводу; ρ – щільність матеріалу звукопроводу.

Як впливає 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 призводить до зміни $t_{\text{зат}}$ на величину $\Delta t_{\text{зат},T}$ (4.30).

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

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

На рис. 4.21 наведений магніострикційний 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 магніострикційного перетворювача 6.

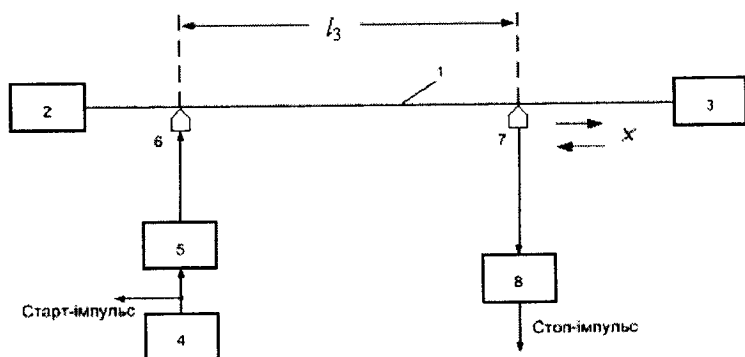


Рис. 4.21

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 магнітострикційних 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_{U_1} (4.36), якщо швидкість переміщення $V_n > 0$ і навколишня температура зміниться на ΔT° щодо номінальної.

Зображені на рис. 4.19 і 4.21 МПП відрізняються тільки формою звукопроводу, а їхні принципи дій вважаються одна-

ковими. 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 l , 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 магнітострикційний 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).

Сток-імпульс буде затриманий щодо старт-імпульсу на час затримки при номінальній температурі і $V_n = 0$

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

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.

У перетворювачі 5 поєднані функції вхідного і вихідного магнітострикційного перетворювача.

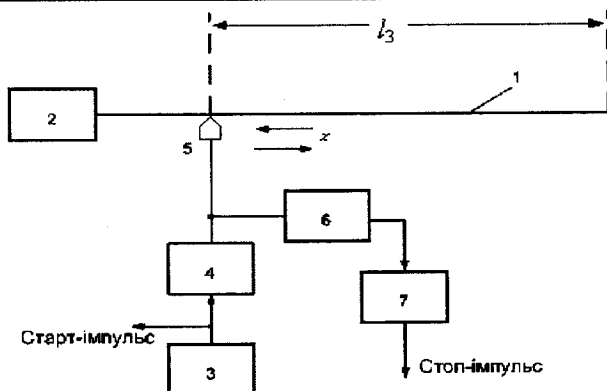


Рис. 4.22

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 $t_{\text{зат}}$ (4.45), що у два рази більший у порівнянні з МПП (рис. 4.21).

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

$$t_{U_1} = \frac{2l_3}{V_3(1 - \gamma\Delta T^{\circ}) - V_{\text{п}}} \quad (4.46)$$

Магнітострикційні перетворювачі переміщення в часовий інтервал (рис. 4.19, 4.21, 4.22) є 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.

МАГНІТОСТРИКЦІЙНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПЕРЕМІЩЕННЯ В ЧАСТОТУ ІМПУЛЬСІВ

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

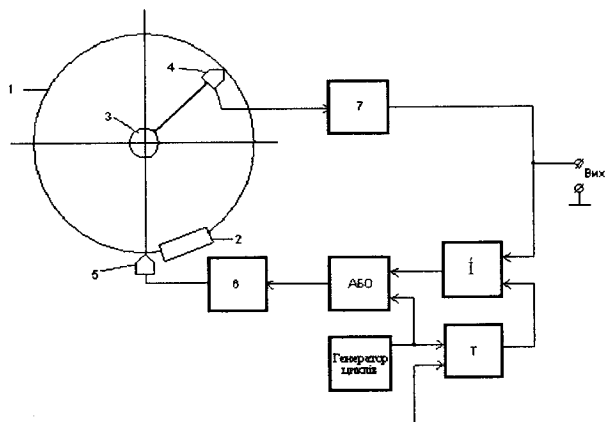


Рис. 4.23

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 повороту вала.

Імпульс із 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

$$t_{\text{заг}} = \frac{l_3}{V_3},$$

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 логічний елемент І, через АБО, надходить на підсилювач запису і, зробивши циркуляцію по вищеописаному колу, через час $t_{зат}$ знову виникає на виході МПП, будучи вже другим у частотній послідовності і т.д.

Таким чином, на виході МПП у випадку $\Delta T^o = 0$ і $V_{II} = 0$ 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 ($\Delta T^o \neq 0$) і швидкість переміщення вихідного магнітострикційного перетворювача $V_{II} > 0$, то період проходження імпульсів на виході МП буде визначатися виразом t_{U_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 логічний елемент І 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 магнітострикційний перетворювач (вхідний або вихідний), зв'язаний з об'єктом, що переміщується, може лінійно переміщуватися уздовж звукопроводу.

У МПП (рис. 4.23) присутня похибка Δt_{II} (4.33), але зменшена похибка дискретизації, тому що крок дискретизації – мінімальний і дорівнює часу перетворення t_{U_1} .

МАГНІТОСТРИКЦІЙНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ
ПЕРЕМІЩЕНЬ У ЦИФРОВИЙ КОД

Магнітострикційні перетворювачі переміщень у цифровий код мають значну перевагу над магнітострикційними 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 $\Delta t_{\text{пр}}$ (4.33), викликані зміною температури ΔT° та впливом зміни швидкості переміщення $V_{\text{п}}$, не мають впливу на кінцевий результат вимірювання – вихідний цифровий код.

На рис. 4.24 зображена структурна схема магнітострикційного перетворювача кутових переміщень у цифровий код, що містить звукопровід 1, глушник 2, вихідний магнітострикційний перетворювач 3, зв'язаний з валом 4, кут повороту якого вимірюють, підсилювач 5 зчитування, вхідний магнітострикційний перетворювач 6, підсилювач запису 7, логічні елементи 8-10, лічильник імпульсів у циклі 11, дешифратор 12, елемент АБО 13, генератор циклів 14, лічильник вихідних імпульсів 15, тригер 16, інвертор 17, генератор імпульсів стабільної частоти 18.

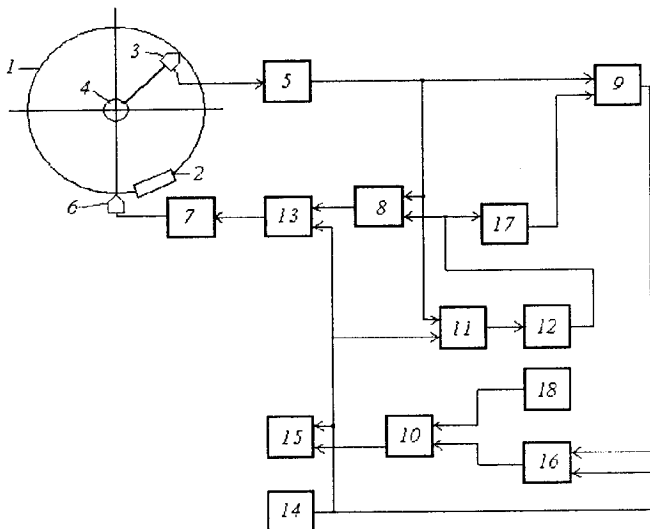


Рис. 4.24

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 логічного елемента \bar{I}_{10} . При цьому через елемент \bar{I}_{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:

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

де $l_{3\text{н}}$ – 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 $V_{\text{п}}$ вихідного перетворювача 3 уздовж звукопроводу буде більше нуля, а навколишня температура зміниться на ΔT° , то час затримки зміниться, і як впливає з (4.34) стане рівним

$$t_{U1} = t_{\text{ЗАТН}} \cdot \frac{1}{1-Q}, \quad (4.48)$$

де

$$Q = \frac{V_{\text{п}}}{V_3} + \gamma \Delta T^\circ.$$

Цей перший імпульс з виходу підсилювача зчитування надходить на вхід лічильника імпульсів 11, а також проходить через елемент І8, елемент АБО І3, 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 виразів (4.29), (4.30) і (4.31)

$$t_{U_2} = t_{\text{ЗАТ}_n} + (t_{U_1} + t_{U_2}) \frac{V_n}{V_3} + (t_{U_1} + t_{U_2}) \eta \Delta T^\circ, \quad (4.49)$$

або
$$t_{U_2} = t_{\text{ЗАТ}_n} + (t_{U_1} + t_{U_2}) Q. \quad (4.50)$$

З рівнянь (4.49) і (4.48) отримаєм

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

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

$$t_{U_3} = t_{\text{ЗАТ}_n} + (t_{U_1} + t_{U_2} + t_{U_3}) Q. \quad (4.52)$$

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

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

і т.д. Таким чином, на виході підсилювача зчитування формується послідовність імпульсів зі спадним або зростаючим періодом повторення, залежно від напрямку обертання вала. Як впливає з рис. 4.24, якщо вал обертається за годинниковою стрілкою, то, як впливає з (4.29), приріст $\Delta t_{\text{ЗАТ}_n}$ має позитивний знак, а якщо вал обертається проти годинникової стрілки, то приріст $\Delta t_{\text{ЗАТ}_n}$ 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 \dot{I}_8 , а на виході інвертора 17 з'являється дозволяючий потенціал для елемента \dot{I}_9 .

Після цього коло циркуляції імпульсів розривається, і черговий n -й імпульс (стоп-імпульс), що виникає на виході підсилювача зчитування, проходить тільки через елемент \dot{I}_9 на вхід тригера 16, встановлюючи його в стан, при якому елемент \dot{I}_{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

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

або

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

Отриманий інтервал часу T_{U_n} можна подати у вигляді

$$T_{U_n} = t_{U_d} + \Delta T_U, \quad (4.56)$$

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

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

де τ – період проходження імпульсів генератора стабільної частоти.

Для усунення впливу похибки ΔT_U на число імпульсів N необхідно, щоб

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

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 ΔT_U і числа n спростимо рівняння (4.55), зробивши деякі припущення. Оскільки часи t_{3AT_n} (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_n} , одержимо

$$\Delta t'_{3AT_n} = t_{3AT_n} \cdot \frac{V_n}{V_3} \quad (4.59)$$

Допущена при цьому абсолютна похибка

$$\Delta = \Delta t'_{3AT_n} - \Delta t_{3AT_n} = t_{3AT_n} \cdot \frac{V_n}{V_3} \left(\frac{Q}{1-Q} \right) \quad (4.60)$$

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

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

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

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

і т.д.

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

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

або

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

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

$$\Delta T_U = n \left(\frac{2n-1}{n} \Delta t'_{\text{ЗАТ}_n} + \Delta t_{\text{ЗАТ}_\tau} \right). \quad (4.65)$$

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

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

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

Виконання умови (4.66) призводить до значного поліпшення точності вимірювання кута повороту вала, оскільки у цьому разі похибка ΔT_U (4.65), викликана зміною температури ΔT° та впливом зміни швидкості переміщення V_n , не впливає на кінцевий результат виміру – цифровий код, зафіксований у лічильнику імпульсів 15.

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

$$N = \frac{T_{U_n}}{\tau} = \frac{n \cdot t_{\text{ЗАТ}_n}}{\tau} \quad (4.67)$$

або, з огляду на (4.47),

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

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 роздільна здатність і

меншою відносна похибка δ вимірювання кута повороту вала, де

$$\delta = \pm \frac{1}{N}. \quad (4.69)$$

Збільшення n і N , а отже збільшення точності перетворення, може бути досягнуте при використанні звукопроводу з мінімальним температурним коефіцієнтом затримки γ , і якщо це можливо, шляхом зменшення швидкості переміщення V_{Π} вимірюваного об'єкта. З метою досягнення найбільшої точності перетворення переміщення в цифровий код, звукопровід необхідно виконувати з дисперсійнотверднучих еливарних сплавів.

Температурний коефіцієнт затримки γ звукопроводу, виконаного з цього сплаву, залежить від попереднього режиму його термічної обробки. Підбравши 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_{U_n} в цифровий код здійснюється методом послідовного підрахунку. Виникаючі при цьому перетворенні додаткові похибки Δt_1 і Δt_2 розглянуті в розд. 3.

Для усунення похибок Δt_1 і Δt_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 призводить до збільшення часу перетворення, і відповідно призводить до збільшення похибки ΔT_U (4.65).

У розглянутому МПП (рис. 4.24) не висувається 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 τ . 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

магнітострикційним 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).

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

$$t_2 = t_1 + t_{\text{од}}, \quad (4.70)$$

де $t_{\text{од}}$ – стабільний інтервал часу.

Як впливає з (4.68)

$$N_1 = \frac{n \cdot l_{3H1}}{\tau \cdot V_3} \quad (4.71)$$

$$i \quad N_2 = \frac{n \cdot l_{3H2}}{\tau \cdot V_3}, \quad (4.72)$$

де l_{3H1} і l_{3H2} – відповідно довжина звукопроводу між вхідним і вихідним магнітострикційними перетворювачами в момент часу t_1 і t_2 .

Різниця цих цифрових кодів дорівнює

$$\Delta N = N_2 - N_1 = \frac{n}{\tau \cdot V_3} (l_{3H2} - l_{3H1}), \quad (4.73)$$

Оскільки

$$l_{3H2} = l_{3H1} + \Delta l_3, \quad (4.74)$$

де

$$\Delta l_3 = t_{\text{од}} \cdot V_{\text{п}}, \quad (4.75)$$

Δl_3 – зміна довжини звукопроводу, що відбулася за час $t_{\text{од}}$, то з рівнянь (4.73) і (4.74) одержуємо

$$\Delta N = \frac{n \cdot t_{\text{од}}}{\tau \cdot V_3} \cdot V_{\text{п}}. \quad (4.76)$$

Переходячи до кутової швидкості обертання вала, одержимо

$$\Delta N = \frac{n \cdot t_{\text{од}} \cdot R}{\tau \cdot V_3} \cdot \omega, \quad (4.77)$$

де ω – кутова швидкість обертання вала; R – радіус кільця, утвореного звукопроводом.

Оскільки параметри n , $t_{\text{од}}$, τ , V_3 і R є постійними величинами, то цифровий код ΔN прямо пропорційно визначає лінійну швидкість переміщення $V_{\text{п}}$ або кутову швидкість переміщення ω .

На рис. 4.25 наведена структурна схема магнітострикційного перетворювача переміщення і швидкості переміщення в цифровий код, що реалізує вищенаведений алгоритм роботи. Пристрій містить звукопровід 1, глушник 2, вихідний магнітострикційний перетворювач 3, жорстко пов'язаний з валом 4, підсилювач зчитування 5, вхідний магнітострикційний перетворювач 6, підсилювач запису 7, логічні елементи 1₈₋₁₀, 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, одинібратор 19, формувач імпульсів 20, лічильник імпульсів 23, схема формування різниці кодів 24, елемент затримки 27.

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 магнітострикційний перетворювач 3, пов'язаний з об'єктом, що переміщується, може переміщуватися вздовж звукопроводу, закріпленого між двома глушниками.

Пристрій (рис. 4.25) працює так.

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 елементів \dot{I}_{10} і \dot{I}_{26} . Після цього через елемент \dot{I}_{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 магнітострикційного перетворювача 6, де він, внаслідок прямого ефекту магнітострикції, збуджує у звукопроводі ультразвуковий імпульс.

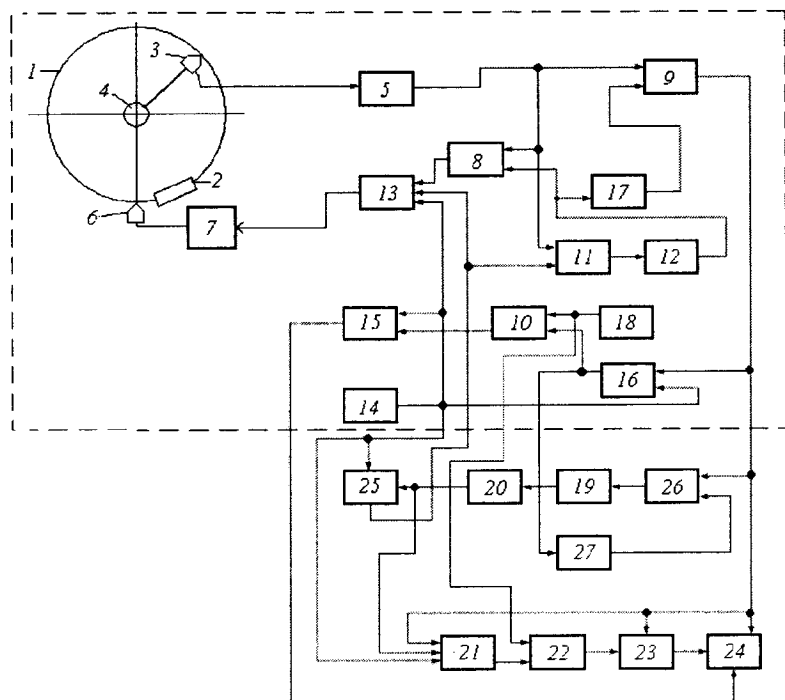


Рис. 4.25

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 \dot{I}_8 , елемент АБО 13, підсилювач запису 7 і, зробивши циркуляцію по вищенаведеному колу, знову виникає на виході підсилювача зчитування 5 через час T_{U_2} (4.62) відносно старт-імпульсу. Цей (другий) імпульс знову, зробивши циркуляцію, виникає 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 \dot{I}_8 , і коло циркуляції імпульсів розривається. У цей же час потенціал із виходу елемента НІ 17 стає дозволяючим для елемента \dot{I}_9 .

Стоп-імпульс проходить через відкритий елемент \dot{I}_9 і перемикає тригер Т 16 в нульовий стан, після чого елемент \dot{I}_{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

$$N_1 = n \frac{l_{3Н1}}{\tau \cdot V_3}. \quad (4.78)$$

Крім цього стоп-імпульс з виходу елемента \dot{I}_9 проходить через елемент \dot{I}_{26} і запускає одинвібратор 19. Після цього через деякий час, визначений елементом затримки 27, потенціал з виходу тригера Т 16 закриває елемент \dot{I}_{26} .

Через час $t_{\text{од}}$ 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 \dot{I}_{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

$$t_{\text{зат}_2} = \frac{l_{\text{зн}_2}}{V_3} = \frac{l_{\text{зн}_1} + \Delta l_3}{V_3}, \quad (4.79)$$

де $l_{\text{зн}_1}$ і $l_{\text{зн}_2}$ – відповідно довжина звукопроводу в моменти часу t_1 і t_2 ; Δl_3 – зміна довжини звукопроводу, що відбулася за час $t_{\text{од}}$ 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

$$T_{v_1} = t_{\text{зат}_2} + \Delta t_{\text{зат.п}}'' + \Delta t_{\text{зат.т}}, \quad (4.80)$$

де, за аналогією з (4.59),

$$\Delta t_{\text{зат.п}}'' = t_{\text{зат}_2} \cdot \frac{V_{\text{п}}}{V_3}. \quad (4.81)$$

Вираз $\Delta t_{\text{зат.т}}$ визначається рівнянням (4.30).

З рівнянь (4.81), (4.79) і (4.75) випливає

$$\Delta t_{\text{затп}}'' = \frac{(l_{\text{зн}_1} + t_{\text{од}} V_{\text{п}}) V_{\text{п}}}{V_3^2}. \quad (4.82)$$

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

$$T_{V_2} = 2T_{V_1} + \Delta t_{\text{зат.п}}'' \quad (4.83)$$

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 I_9 і перемикає тригер Т 21. В результаті цього елемент I_{22} закривається і припиняється надходження імпульсів на вхід лічильника імпульсів 23, у якому буде зафіксоване число імпульсів

$$N_2 = \frac{T_{V_n}}{\tau}, \quad (4.84)$$

де τ – період проходження імпульсів генератора 18;

T_{V_n} – часовий інтервал між старт- і стоп-імпульсами в другому циклі вимірювання:

$$T_{V_n} = nt_{\text{зат}_2} + n \left(\frac{2n-1}{n} \Delta t_{\text{зат.п}}'' + \Delta t_{\text{зат.т}} \right). \quad (4.85)$$

Цифровий код N_2 відповідає вимірюваному куту повороту вала в момент часу t_2 .

Приріст

$$\Delta T_{V_n} = n \left(\frac{2n-1}{n} \Delta t_{\text{зат.п}}'' + \Delta t_{\text{зат.т}} \right). \quad (4.86)$$

є похибкою перетворення кута повороту вала, викликаний впливом швидкості переміщення перетворювача 3 і зміною навколишньої температури на $\Delta T^{\circ}\text{C}$.

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):

$$n < \frac{\tau \cdot V_3^2 + V_n (l_{\text{зн}_1} + t_{\text{од}} \cdot V_n)}{(l_{\text{зн}_1} + t_{\text{од}} \cdot V_n) (2V_n + V_3 \cdot \gamma \cdot \Delta T^{\circ})}. \quad (4.88)$$

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

$$N_2 = \frac{n \cdot t_{\text{заг}_2}}{\tau} = n \cdot \frac{l_{\text{зн}_1} + \Delta l_3}{\tau \cdot V_3}. \quad (4.89)$$

Після закінчення підрахунку числа імпульсів N_2 , схема формування різниці кодів 24 визначає різницю

$$\Delta N = N_2 - N_1. \quad (4.90)$$

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

$$\Delta N = \frac{n \cdot t_{\text{од}}}{\tau \cdot V_3} \cdot V_n = \frac{n \cdot t_{\text{од}} \cdot R}{\tau \cdot V_3} \omega. \quad (4.92)$$

Звідси впливає, що зафіксований у схемі формування різниці кодів 24 цифровий код ΔN відповідає лінійній швидкості переміщення V_n вихідного перетворювача 3 вздовж звукопроводу, і також визначає кутову швидкість ω обертання вала 4. Одночасно з цим схема 24 формує код знака напрямку обертання (переміщення), бо, якщо напрямком 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 $t_2 = t_1 + t_{\text{од}}$.

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 вала, визначається напрямок обертання вала, і при цьому відбувається вимірювання кутової швидкості обертання вала в обох напрямках.

4.2.6. 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 ($\frac{\text{об}}{\text{хв}}$), що зв'язана з частотою обертання f , такою залежністю

$$f = \frac{n}{60}; \quad n = 60f. \quad (4.93)$$

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 найбільшого поширення набули пристрої з використанням вихрових струмів або відцентрової сили.

Пристрій перетворювача першого типу зображено на рис. 4.26.

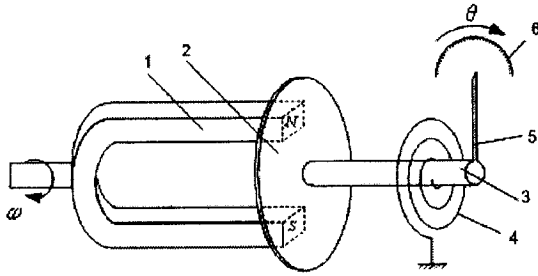


Рис. 4.26

Постійний магніт 1 жорстко пов'язаний з обертовим об'єктом, і, отже, він обертається з кутовою швидкістю ω .

У металевому диску 2, насадженому на вал 3, утворюються вихрові струми, які, взаємодіючи з потоком магніту, створюють обертальний момент, пропорційний вимірюваній кутовій швидкості обертання ω :

$$M = R_B \cdot \omega, \quad (4.94)$$

де

$$R_B = K_{II} \frac{\Phi^2}{\rho}, \quad (4.95)$$

де Φ – магнітний потік; ρ – питомий опір матеріалу диска;

K_{II} – коефіцієнт, що враховує конструктивні параметри диска та магніта.

Момент, прикладений до диска, зрівноважується протидіючим моментом, створюваним спіральною пружиною 4:

$$M_n = k_{ж} \theta, \quad (4.96)$$

де $k_{ж}$ – жорсткість пружини; θ – кут повороту вала 3.

Оскільки $M = M_n$, то з рівнянь (4.94) і (4.96) одержуємо

$$\theta = \frac{R_B}{k_{ж}} \cdot \omega. \quad (4.97)$$

Кут повороту вала θ , пропорційний кутовій швидкості обертання ω , можна визначити за допомогою розглянутих раніше перетворювачів кута повороту в електричний сигнал.

Похибки розглянутого перетворювача, як впливає з рівнянь (4.97), залежать від жорсткості пружини $k_{жс}$, від нестабільності коефіцієнта R_B і величини тертя.

Максимальна похибка становить 1,5%.

На рис. 4.27 зображено пристрій для перетворення швидкості обертання у величину переміщення з використанням відцентрового перетворювача.

При обертанні вала перетворювача зі швидкістю ω на вантажі 1 діють відцентрові сили

$$F_{ц} = m\omega^2 r, \quad (4.98)$$

де m – величина маси вантажів; r – радіус обертання вантажів.

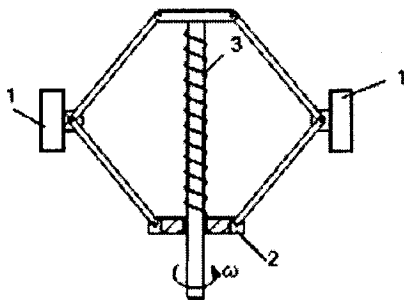


Рис. 4.27

Відцентрова сила викликає появу сили F_y , що спрямована вздовж осі обертання і переміщує муфту ковзання 2 на y . Сила F_y зрівноважується силою пружності пружини 3:

$$F_n = k_x \cdot y. \quad (4.99)$$

Таким чином, при рівновазі

$$F_n = F_y. \quad (4.100)$$

Оскільки

$$F_y = K_{п} \cdot F_{ц}, \quad (4.101)$$

де K_{II} – коефіцієнт пропорційності, залежний від конструктивних параметрів пристроя та числа вантажів, то на підставі рівнянь (4.98) – (4.101) одержимо

$$K_{\infty} y = K_{II} \cdot m \omega^2 r. \quad (4.102)$$

Звідки

$$y = \frac{K_{II} \cdot m r}{K_{\infty}} \omega^2. \quad (4.103)$$

З рівняння (4.103) випливає, що величина переміщення у муфти перетворювача залежить від величини швидкості обертання ω , причому ця залежність y від ω – нелінійна. Ця нелінійність перетворення призводить 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 та пружних властивостей елементів. Загальна похибка вимірювання досягає 10 %. Тому відцентрові перетворювачі зазвичай застосовують у регулюючих пристроях, коли потрібно підтримувати постійною задану швидкість обертання ω і вимірювати лише відхилення реальної швидкості від заданої. Вони використовуються для вимірювання кутових швидкостей до $1\,000 \frac{\text{об}}{\text{хв}}$.

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 розімкненому сталевому осерді 2, через який замикається магнітний потік постійного магніту 3. На валу, частота обертання якого вимірюється, кріпиться феромагнітний зубчастий диск 5. При обертанні вала зубчастий виступ 4 проходить біля розімкненої частини осердя, зменшує повітряний проміжок між зубом і осердям, що призводить 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

$$E = -W \frac{d\Phi}{dt} = -W \frac{d}{dt} \left(\frac{F_M}{R_M} \right), \quad (4.104)$$

де F_M – магніторушійна сила постійного магніту;

R_M – магнітний опір осердя, W – число витків обмотки.

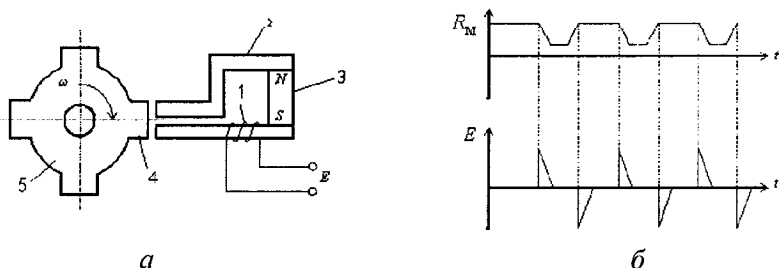


Рис. 4.28

З виводів вимірювальної обмотки знімається послідовність двополярних імпульсів (рис. 4.28, б), частота яких дорівнює частоті проходження зубів феромагнітного диска поблизу розімкнутої частини осердя, тобто пропорційна частоті обертання вала

$$f = \frac{P \cdot n}{60}, \quad (4.105)$$

де P – кількість зубів диска; n – частота обертання вала, $\text{об}/\text{хв}$.

Вторинним перетворювачем розглянутого пристрою є частотомір, 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 до 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 (розд. 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 кремнієорганічні цементи. 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 застосовують 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 %), температурні зміни його опору можуть призвести до значних похибок.

Для усунення цієї температурної похибки використовують мостову схему з двома тензорезисторами R_{T_1} і R_{T_2} (рис. 4.29), один із яких є робочим, а другий – термокомпенсуючим.

Робочий тензорезистор наклеюють на досліджувану деталь уздовж очікуваної деформації, а компенсаційний – поперек.

Температурні умови й температурні зміни опорів тензорезисторів повинні бути однаковими. Тензорезистори включа-

ються в суміжні плечі моста, і це компенсує температурну похибку.

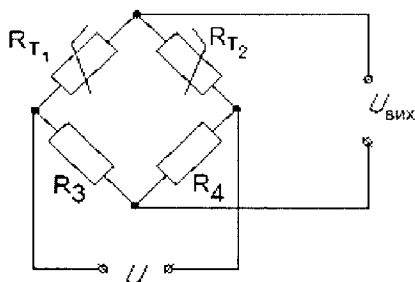


Рис. 4.29

Якщо опір навантаження досить великий (режим холодного ходу), то вихідна напруга моста

$$U_{\text{вих } x} = \frac{UR_{T_1}}{R_{T_1} + R_{T_2}} - \frac{UR_3}{R_3 + R_4}. \quad (4.106)$$

При відсутності деформації $R_{T_1} = R_{T_2}$ і, якщо $R_3 = R_4$ то, міст буде зрівноважений, а $U_{\text{вих}} = 0$.

При деформації тензорезисторів, коли $R_{T_1} \neq R_{T_2}$, вихідна напруга

$$U_{\text{вих } x} = \frac{U(R_{T_1} - R_{T_2})}{2(R_{T_1} + R_{T_2})}. \quad (4.107)$$

Отже, вихідна напруга моста змінюється пропорційно різниці опорів тензорезисторів. Якщо елементи мостової схеми вибрані 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_{T_1} і R_{T_3} (рис. 4.30) перетворюють поздовжню деформацію, а R_{T_2} і R_{T_4} – поперечну. У цій мостовій схемі температурна похибка буде також компенсуватися.

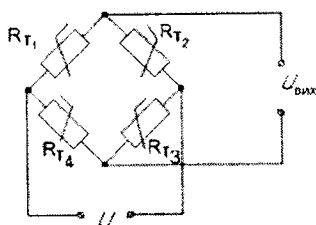


Рис. 4.30

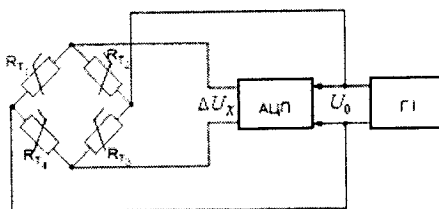


Рис. 4.31

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_{T1} , R_{T2} , R_{T3} , R_{T4} 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 ΔU_x .

Вихідний цифровий код АЦП пропорційний відношенню сигналів ΔU_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, ємні-

сних чи інших перетворювачів, перетворюються в електричний сигнал, або зміну вихідного електричного параметра.

Перетворювання вимірюваної сили в переміщення здійснюється за допомогою пружних елементів, деформація яких залежить від величини вимірюваної сили. Нині розроблено велику кількість пружних елементів, що дозволяють вимірювати сили від 10^{-3} до 10^3 Н (рис. 4.32).

Для вимірювання зосереджених великих сил F використовують пружні елементи у вигляді стрижнів (рис. 4.32, а). Недоліком стрижневих пружних елементів є дуже малі вихідні переміщення (деформації), тому вони використовуються лише з тензорезистивними перетворювачами.

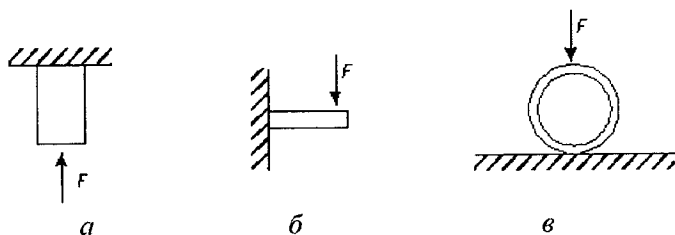


Рис. 4.32

Найчутливішими до дії сил є балкові пружні елементи (рис. 4.32, б) та кільцеві пружні елементи (рис. 4.32, в).

Вони мають відносно 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

$$F = k_{\text{ж}} \cdot \delta, \quad (4.108)$$

де $k_{\text{ж}}$ – жорсткість пружного елемента; δ – 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 раніше, в розд. 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 призводить до зміни його магнітної проникності. В результаті цього змінюється взаємна індуктивність між обмотками і ЕРС вторинної обмотки.

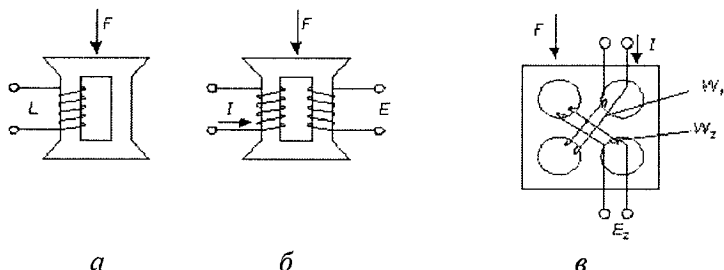


Рис. 4.33

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 вимірювальну обмотку W_2 . Вони розташовані під кутом 45° до напрямку дії вимірюваної сили F і під кутом 90° 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 індукуються.

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 $\approx 3\%$), 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'єзо-ефекті, що полягає у 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.

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...3 %.

Особливістю п'єзоперетворювачів є дуже маленька вихідна потужність і великий внутрішній опір.

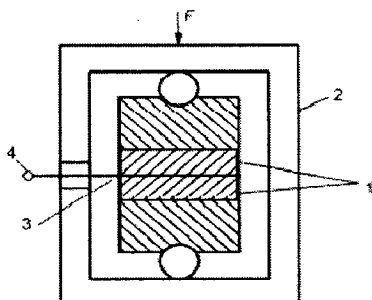


Рис. 4.34

Для посилення вихідної напруги п'єзоелектричного перетворювача застосовують операційні підсилювачі з максимально можливим вхідним опором (не менше 10^{11} Ом).

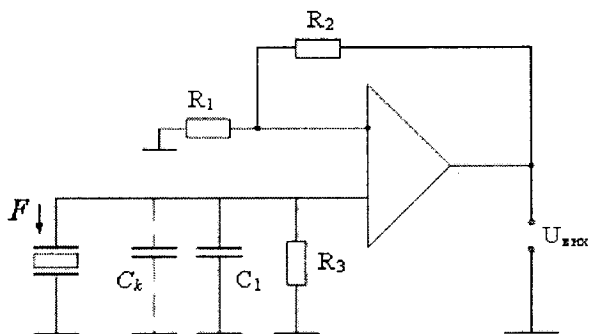


Рис. 4.35

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 подальшим вимірюванням механічного напруження, деформації чи переміщення за допомогою тензорезистивних, індуктивних, ємнісних чи інших перетворювачів.

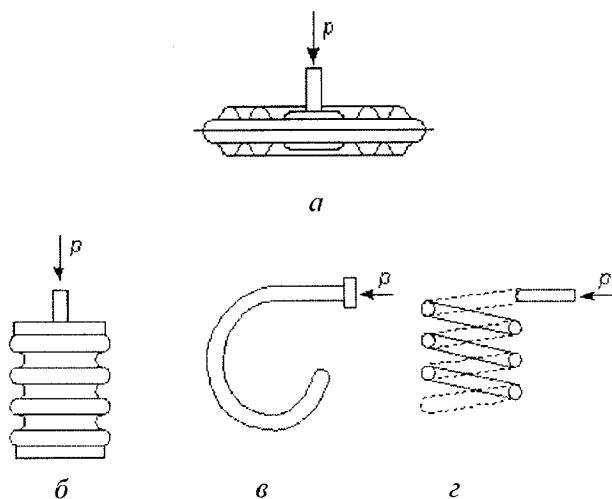


Рис. 4.36

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 – це 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, *a*) 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, *b*) і багатовитковими (рис. 4.36, *c*). 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'єднані і заповнені дистильованою водою. Вимірювана різниця тисків деформує мембранні коробки і переміщує якір 3 диференціально-трансформаторного перетворюю-

вача. Величина переміщення якоря і вихідна ЕРС пропорційні різниці тисків.

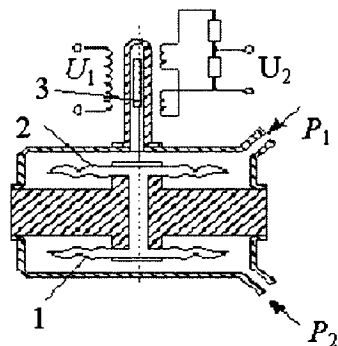


Рис. 4.37

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

$$P = \frac{8\delta \cdot k_{\text{ж}}}{R^2} \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.109)$$

де $\frac{\Delta C}{C_0}$ – відносна зміна ємності при переміщенні мембрани; R – радіус мембрани; $k_{\text{ж}}$ – жорсткість мембрани; δ – 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

$$P = \frac{16E\delta \cdot h^3}{(1-\mu)^2 R^4} \cdot \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (4.110)$$

де E – модуль пружності матеріалу мембрани; h – товщина мембрани; μ – 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).

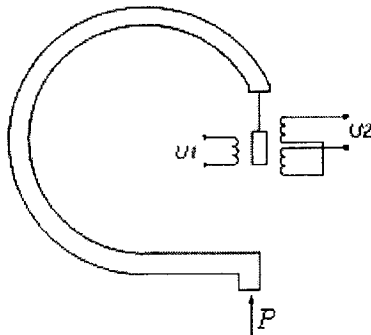


Рис. 4.38

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 посудини, заповнені рідиною. Вимірюваний тиск P_1 діє на поверхню рідини в одній посудині, а тиск P_2 – на поверхню рідини в іншій посудині. Якщо $P_1 \neq P_2$, то дія цих тисків змінює рівень рідини в посудинах. Різниця рівнів Δh рідин у посудинах пропорційна різниці тисків $P_1 - P_2$:

$$\Delta h = \frac{P_1 - P_2}{\rho \cdot g}, \quad (4.111)$$

де g – прискорення сили ваги; ρ – 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 різниці тисків $P_1 - P_2$ перетвориться в напругу U_2 .

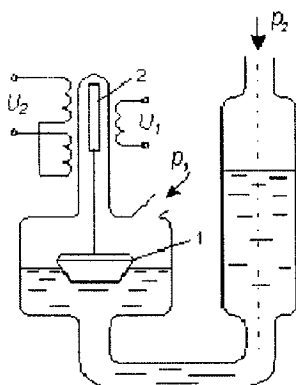


Рис. 4.39

4.6. Вимірювання рівнів рідин

Вимірювання рівня рідини в резервуарах і баках необхідне для визначення її кількості. За принципом дії рівнеміри можна поділити на такі 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 подальшим виміром різниці цього тиску з атмосферним за допомогою диференціального манометра.

Розглянемо деякі рівнеміри.

4.6.1. Поплавкові рівнеміри

Дані рівнеміри мають поплавок, що плаває на поверхні рідини і переміщується разом з переміщенням вимірюваного рівня. Таким чином, поплавок є первинним (чутливим) вимірювальним перетворювачем, що перетворює вимірюваний рівень рідини в переміщення. Для вимірювання цього переміщення використовуються вторинні вимірювальні перетворювачі: рсостатний, індуктивний, трансформаторний або магнітострикційний.

Індуктивні або трансформаторні перетворювачі переміщення в електричний сигнал можуть використовуватися в по-

плавкових 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, а значить змінює відношення струмів I_1 і I_2 в обмотках логометричного вимірювального механізму 4 і, отже, змінює відхилення θ стрілки логометра, де

$$\theta = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_{\Pi} - \Delta R_{\Pi} + R_{\Pi} + R_2 + R_{P_2}}{\Delta R_{\Pi} + R_{\Pi} + R_1 + R_{P_1}}\right) \quad (4.112)$$

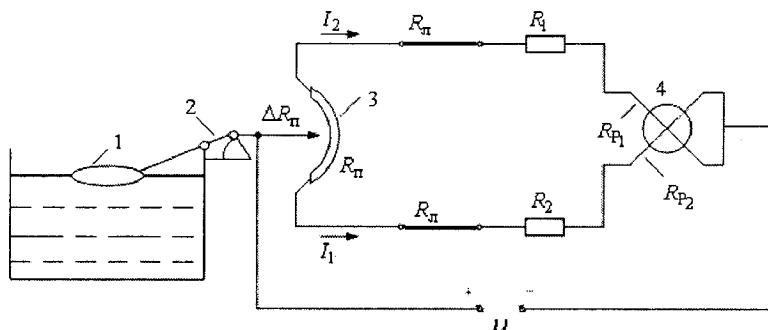


Рис.4.40

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 R_{Π} .

Недоліком розглянутого рівнеміра (рис. 4.40) є наявність тертьових рухливих контактів у реостатному перетворювачі, що призводить до появи значних похибок, а також може призводити 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.

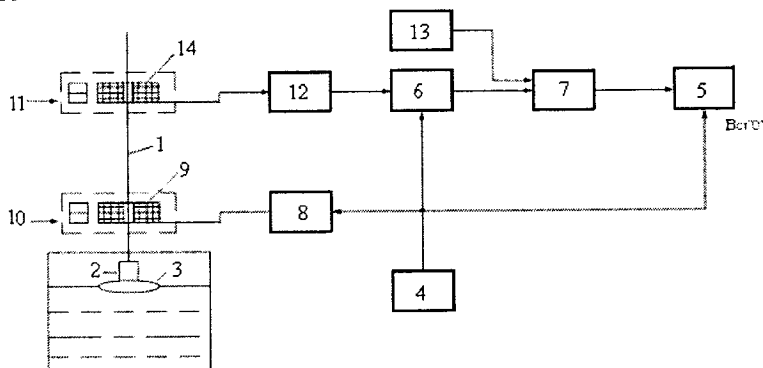


Рис. 4.41

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 циклів 4 встановлює в нульовий стан лічильник імпульсів 5 і тригер 6, після чого потенціал з виходу тригера закриває логічний елемент 7. 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 7 і імпульси з виходу генератора 13 стабільної частоти проходять через відкритий елемент 7 і надходять на лічильний 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 виникне електричний сигнал, що підсилюється і формується в імпульс (стоп-імпульс) підсилювачем зчитування. Цей імпульс переключає тригер, після чого елемент І₇ 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

$$t_{\text{зат}} = \frac{2l_3}{V_3}, \quad (4.113)$$

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 є одночасно направляючими звукопроводу.

При вимірюванні рівня поплавков разом зі звукопроводом переміщується, що призводить до зміни відстані l_3 і, отже, до зміни часового інтервалу $t_{\text{зат}}$, при цьому в лічильнику буде зафіксоване число імпульсів

$$N = \frac{t_{\text{зат}}}{\tau} = \frac{2l_3}{V_3 \cdot \tau}, \quad (4.114)$$

де τ – період проходження імпульсів генератора 13.

Так здійснюється перетворення рівня рідини в цифровий код у кожному циклі вимірювання, що задається імпульсами з виходу генератора циклів 4. Для надійної роботи пристрою необхідно, щоб

$$t_{\text{ген}} > t_{\text{зат max}},$$

де $t_{\text{ген}}$ – період проходження імпульсів генератора циклів;
 $t_{\text{заг,мак}}$ – часовий інтервал, що відповідає випадку вимірювання
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).

4.6.2. 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 призначена 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.

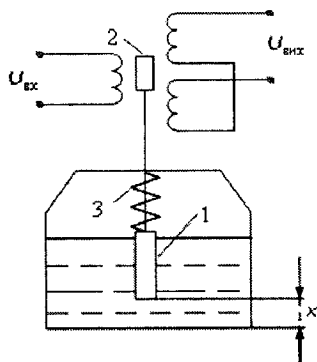


Рис. 4.42

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;

ρ – питома щільність рідини; g – земне тяжіння;

S – площа перерізу буя.

При переміщенні буя на величину x сила пружності пружини зміниться на величину

$$F_{\text{пр}} = k_{\text{ж}} \cdot x, \quad (4.116)$$

де $k_{\text{ж}}$ – жорсткість пружини.

У сталому стані

$$F_x = F_{\text{пр}}.$$

Звідки

$$x = H \cdot \frac{S \cdot \rho \cdot g}{k_{\text{ж}} + S \cdot \rho \cdot g}. \quad (4.117)$$

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.

4.6.3. Ємнісні рівнеміри

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 призведе 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).

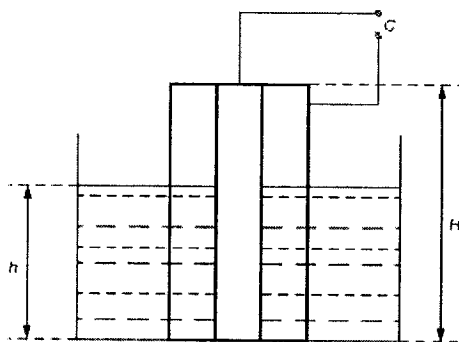


Рис. 4.43

Внутрішній і зовнішній циліндричні електроди ємнісного рівнеміра 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 ξ_0 – відносна діелектрична проникність повітря; H – висота циліндричних електродів; C_{Π} – паразитна ємність, обумовлена з'єднувальними проводами від електродів до вторинної вимірювальної апаратури; C_0 – ємність циліндричного повітряного конденсатора на одиницю висоти H , що дорівнює.

$$C_0 = \frac{2\pi}{\ln(r_2/r_1)}, \quad (4.119)$$

r_1, r_2 – відповідно радіуси внутрішнього і зовнішнього циліндричного електрода.

З рівнянь (4.118) і (4.119) випливає

$$C_B = C_{\Pi} + \frac{2\pi \xi_0 H}{\ln(r_2/r_1)}. \quad (4.120)$$

Після заповнення резервуара рідиною до рівня h ємність перетворювача зміниться, і вона буде еквівалентна паралельному з'єднанню двох циліндричних конденсаторів, один з 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

$$C_e = C_{II} + \frac{2\pi\xi_0(H-h)}{\ln(r_2/r_1)} + \frac{2\pi\xi_x h}{\ln(r_2/r_1)} = C_{II} + \frac{2\pi\xi_0 H}{\ln(r_2/r_1)} + \frac{2\pi h(\xi_x - \xi_0)}{\ln(r_2/r_1)}, \quad (4.121)$$

де ξ_x – відносна діелектрична проникність рідини.

З рівнянь (4.120) і (4.121) отримаєм

$$C_e = C_B + C_x, \quad (4.122)$$

де

$$C_x = \frac{2\pi h(\xi_x - \xi_0)}{\ln(r_2/r_1)}.$$

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 слід віднести їхню високу чутливість, простоту конструкції і відсутність елементів, що рухаються.

До недоліків ємнісних рівнемірів, що впливають на їхні похибки, слід віднести залежність діелектричної проникності рідини ξ_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

Електричні термометри опору 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 $-260\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $1100\text{ }^{\circ}\text{C}$ використовують 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) є лінійність характеристики перетворення. Діапазон температур, який вимірюється мідними ТО, становить $-200\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +200\text{ }^{\circ}\text{C}$.

При вимірюванні низьких і середніх температур використовують терморезистори з високим номінальним опором ($100 \dots 500\text{ Ом}$), а при вимірюванні високих температур – низькоомні терморезистори з номінальним опором $1 \dots 10\text{ Ом}$ і виконані товстим дротом.

У табл. 4.1 наведені основні параметри термометрів опору.

Таблиця 4.1

Платинові термометри опору		Мідні термометри опору	
Опір при $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, Ом	Діапазон вимірювання, $^{\circ}\text{C}$	Опір при $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, Ом	Діапазон вимірювання, $^{\circ}\text{C}$
10	$-200 \dots +750$	10	$-50 \dots +200$
50	$-260 \dots +1000$	50	$-50 \dots +200$
100	$-260 \dots +1000$	100	$-200 \dots +200$

Терморезистор і дроти, що з'єднують його зі вторинним вимірювальним приладом, включаються послідовно. З'єднувальні дроти зазвичай роблять мідними, і їх опір залежить від їх температури. Температурні зміни опорів з'єднувальних дротів призводять 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 (градуїованих) 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 зрівноваженого 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.

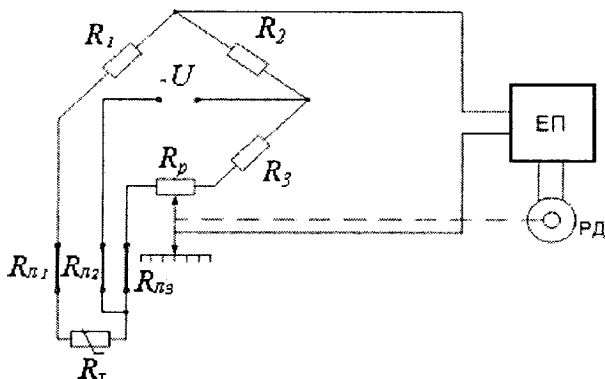


Рис. 4.44

При зміні температури змінюється опір терморезистора, що призводить до розбалансу моста. У вимірювальній діагоналі моста з'являється напруга розбалансу ΔU , яка посилюється підсилювачем ЕП і подається на реверсивний двигун РД. Вал двигуна через редуктор з'єднаний з повзунком реохорда і переміщує його до тих пір, поки напруга розбалансу у вимірювальній діагоналі моста зменшиться до нуля.

Повзунок реохорда зв'язаний з відліковим пристроєм, проградуєтованим 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, мілівольметра або автоматичного потенціометра). Робочий кінець термопари поміщаєть-

ся в середовище, температуру якого необхідно виміряти. Вільні кінці підключаються до вимірювального ланцюга.

На рис. 4.45 наведений найпростіший вимірювальний ланцюг термометра з використанням термопари. На цій схемі T_x – вимірювальна температура (температура гарячого спаю термопари), а T^o – температура вільних кінців термопари.

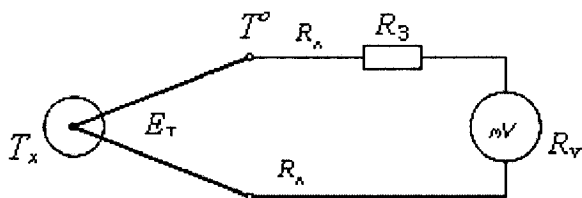


Рис. 4.45

Покази мілівольметра

$$U = \frac{E_T \cdot R_V}{R_T + 2R_{\text{Л}} + R_3 + R_V}, \quad (4.123)$$

де E_T – ЕРС термопари; R_T – опір термопари; R_V – опір мілівольметра; $R_{\text{Л}}$ – опір з'єднувальних дротів; R_3 – зрівнювальний резистор.

Як видно з формули, якщо температура вільних кінців термопари T^o буде постійною, а також будуть постійними всі опори, то покази мілівольметра співпадають із значенням ЕРС термопари. У цьому випадку шкала приладу може бути проградуєрована у градусах зі вказівкою типу термопари і значенням зовнішнього для мілівольметра опору. Для підгонки цього зовнішнього опору до значення, при якому здійснювалось градування термопари, використовують зрівняльний резистор R_3 .

Похибка, яка вноситься зовнішнім для мілівольметра опором вимірювального ланцюга

$$\delta_V = \frac{R_T + 2R_{\text{Л}} + R_3}{R_V} \cdot 100\%. \quad (4.124)$$

Для зменшення цієї похибки необхідно, щоб

$$R_V \gg (R_T + 2R_{\text{Л}} + R_3).$$

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 мілівольметра.

Велику похибку у вимірюванні температури може викликати зміна температури вільних кінців термопар відносно градуїрованої температури $T_{гр}$. Градуївані характеристики термопар побудовані для певної температури $T_{гр}$ вільних кінців (зазвичай $T_{гр} = 0^\circ\text{C}$). Якщо температура вільних кінців термопар не дорівнює градуїваній, то необхідно вводити поправку на зміну ЕРС термопар відносно градуїваного значення.

Для автоматичного введення поправки, через зміни температури холодного спаю, у ланцюг термопар включаться міст (рис. 4.46).

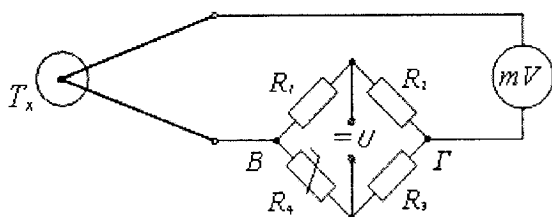


Рис. 4.46

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 термопар, щоб мати однакову з ними температуру.

Міст збалансований таким чином, що при температурі $T_{гр}$ (температура градуювання термопар) напруга $U_{вг}$ у вимірювальній діагоналі моста $BГ$ дорівнює нулю. Зі зміною навколишньої температури змінюється температура холодних спаїв термопар і резистора R_4 , що призводить до розбалансування

моста. На діагоналі моста $B\Gamma$ виникає потенціал, який компенсує зміну ЕРС термопару внаслідок зміни температури холодного спаю. Однак через нелінійність характеристики термопару, 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 термопару використовують також автоматичні потенціометри (рис. 4.47).

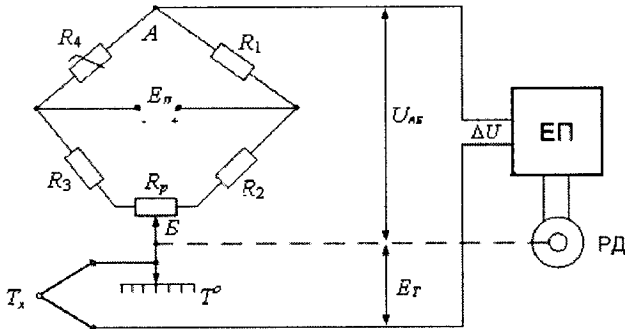


Рис. 4.47

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 повзунк реохорда так, щоб різниця ΔU зменшувалась. У момент повної компенсації напруг, коли $E_T = U_{AB}$, вал зупиняється. Разом з переміщенням повзунка переміщується і стрілка приладу, який проградуїований 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 термопару в плече моста включено термозалежний опір R_4 з міді. Резистор R_4 зна-

ходиться поблизу затискувачів, до яких підведені неробочі (холодні) спаї термопар.

Автоматичні потенціометри мають меншу основну похибку, ніж мілівольметри, 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_3 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.

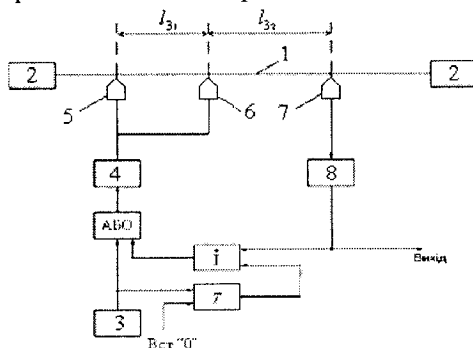


Рис. 4.48

Пристрій працює наступним чином. Одиночний імпульс запуску з виходу датчика циклів 3 встановлює тригер T в одиничний стан, після чого потенціал з його виходу є дозволеним для логічного елемента $\bar{1}$. Крім цього, імпульс запуску проходить через елемент АБО, підсилюється підсилювачем запису 4 і надходить на два однакових вхідних магнітострикційних перетворювачів 5 і 6, розміщених між собою на відстані l_{31} .

Внаслідок прямого ефекту магнітострикції імпульс запуску перетворюється одночасно в два ультразвукових імпульси, що 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 $t_{зат2}$ надходять 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 $\bar{1}$, 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

$$t_{зат} = \frac{l_{31}}{V_3}$$

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 перетворювачів і, внаслідок цього, в звукопроводі буде відбуватись подвоєння вхідних імпульсів.

Через деякий час після запуску пристрою одиночним імпульсом весь звукопровід заповнюється ультразвуковими імпульсами.

вільний кінець поміщають у досліджуване середовище, температуру якого необхідно виміряти.

Пристрій працює наступним чином. Одиночний імпульс (старт-імпульс) з виходу генератора імпульсів циклів 3 встановлює в нульовий стан лічильники імпульсів 4 і 5, а також перемикає в одиничний стан тригер Т. Після цього потенціал з виходу тригера є дозволеним для логічного елемента \dot{I}_1 , і тому імпульси з виходу генератора імпульсів стабільної частоти 12 проходять через елемент \dot{I}_1 і надходять на рахунковий вхід лічильника імпульсів 5.

Крім цього, старт-імпульс проходить через елемент АБО, через підсилювач запису 6 і надходить на вхідний магнітострикційний перетворювач 7, причому під час дії цього імпульсу комутатор 8 – закритий. Підсилений імпульс, внаслідок прямого ефекту магнітострикції, 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 бік його вільного кінця, повністю від нього відбивається і через час $t_{\text{зат}}$ надходить в зону зворотного перетворення, де

$$t_{\text{зат}} = \frac{2l_3}{V_3}. \quad (4.126)$$

У даному пристрої у магнітострикційному перетворювачі 7 поєднані функції вхідного і вихідного магнітострикційного перетворювача. Тому в перетворювачі 7, внаслідок зворотного ефекту магнітострикції, 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 ΔT° 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 γ – температурний коефіцієнт затримки звукопроводу.

Таким чином, на виході підсилювача зчитування виникає перший імпульс, який затримується щодо старт-імпульсу на час

$$t_{T_1} = t_{\text{зат}} + \Delta t_{\text{зат.Т}}. \quad (4.128)$$

Цей імпульс надходить на входи елементів \dot{I}_2 та \dot{I}_3 . Оскільки на другий вхід елемента \dot{I}_2 надходить дозволений потенціал з $(n-1)$ -го виходу дешифратора 10, а на другий вхід елемента \dot{I}_3 надходить заборонений потенціал з виходу елемента НІ 11, і тому імпульс з виходу підсилювача 9 проходить тільки через елементи \dot{I}_2 , АБО, а потім надходить на підсилювач запису b і, здійснивши циркуляцію по вищезазначеному 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, виникне 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 імпульсів 4, 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 \dot{I}_2 , а на виході інвертора 11 виникає дозволений потенціал для елемента \dot{I}_3 . Після цього коло циркуляції імпульсів розривається і черговий n -й імпульс (стоп-імпульс), який виникне на виході підсилювача 9 через час $n \cdot t_{v1}$ стосовно старт-імпульсу, проходить тільки через елемент \dot{I}_3 , переключає тригер Т, після чого елемент \dot{I}_1 закривається і припиняється надходження імпульсів з генератора 12 на вхід лічильника 5. На цьому процес перетворення вимірюваної температури в цифровий код закінчується. В лічильнику 5 буде зафіксовано цифровий код, що дорівнює числу імпульсів N , які розмістилися в інтервалі часу між старт- і стоп-імпульсами $n \cdot t_{v1}$, де

$$N = \frac{n \cdot t_{v1}}{\tau} = \frac{n}{\tau} (t_{\text{зат}} + \Delta t_{\text{зат.т}}), \quad (4.129)$$

де τ – період проходження імпульсів генератора 12 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:

$$N = N_0 + N_x, \quad (4.130)$$

$$\text{де } N_0 = \frac{n \cdot t_{\text{ЗАТ}}}{\tau}, \quad (4.131)$$

$$N_x = \frac{n \cdot t_{\text{ЗАТ}} \cdot \gamma \cdot \Delta T^0}{\tau}, \quad (4.132)$$

З рівняння (4.130) випливає, що отриманий цифровий код N , складається з неінформативного коду N_0 , який не залежить від температури, та інформативного коду N_x , який залежить пропорційно від вимірюваної температури. Число N_0 є постійною величиною і при необхідності його можна компенсувати схемним шляхом.

З рівнянь (4.132) та (4.126) отримаємо

$$N_x = K \cdot \Delta T^0, \quad (4.133)$$

де K – чутливість даного перетворювача температури,

$$K = \frac{2n \cdot l_3 \cdot \gamma}{\tau \cdot V_3}. \quad (4.134)$$

З рівняння (4.133) випливає, що цифровий код, зафіксований у лічильнику імпульсів 5, прямо пропорційно залежить від зміни ΔT^0 вимірюваної температури щодо номінальної температури і, отже, однозначно визначає вимірювану температуру.

З рівняння (4.134) випливає, що чим більшими будуть використовуватися величини l_3 , γ , та n і чим менше буде τ , тим вищою буде чутливість перетворювача, а отже, тим вищою буде точність перетворення температури в цифровий код.

З надходженням наступного імпульсу з виходу генератора імпульсів циклів 3 починається наступний цикл вимірювання температури і т.д. Для надійної роботи пристрою необхідно, щоб $T_{\text{ген}} > n \cdot t_{\text{v1}}$, де $T_{\text{ген}}$ – період повторення імпульсів з генератора 3.

Перевагою розглянутих магнітострикційних перетворювачів температури в цифровий код або в частоту є добра лінійність характеристики перетворення, висока точність вимірювань температури та можливість вимірювання дуже низьких температур аж до абсолютного нуля.

Верхня межа 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 межа 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 поняття вимірювання витрат

Вимірювання витрат речовин широко застосовують у різних галузях народного господарства, зокрема у водопровідних системах, газових системах, 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

$$Q_V = V \cdot S \quad (4.136)$$

ρ – густина 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.ін.

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 звужувальних пристроїв використовують діафрагми, сопло, трубу Вентурі тощо.

На рис. 4.50, *а* зображена ділянка трубопроводу *1* із звужувальним пристроєм *2* у вигляді діафрагми, а на рис. 4.50, *б* – характер розподілу тиску вздовж стінки трубопроводу.

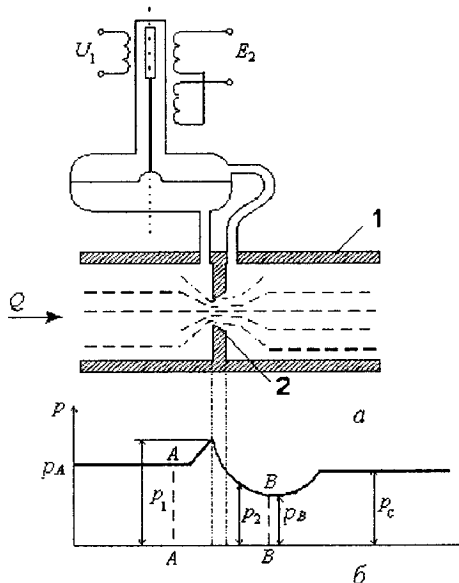


Рис. 4.50

Діафрагма являє собою диск з отвором. 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 зі 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 зменшується, 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 речовини, що протікає. Визначити залежність різниці тисків ΔP 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; ρ_A і ρ_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; ξ – коефіцієнт втрат енергії; g – прискорення вільного падіння.

Для подальшого аналізу рівняння (4.137) допускають, що:

- труба цілком заповнена речовиною;
- труба розміщена горизонтально, тобто $h_1 = h_2$;
- втрати енергії від тертя потоку в трубі порівняно 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 ΔP 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, a), 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 ΔP може вимірюватись диференціальним манометром (рис. 4.50, а), 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 градування. Основними недоліками витратомірів із звужувальними пристроями є нелінійна функція перетворення і труднощі при вимірюванні пульсуючих і змінних витрат. Основна зведена 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 турбіни, 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 надходять 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 $0,06 \dots 3,0 \text{ м}^3/\text{год}$ з похибками вимірювань $\pm 2\%$, а поріг чутливості не перевищує $0,03 \text{ м}^3/\text{год}$.

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. Ззовні труби розміщений імпульсний індукційний перетворювач 5. При поступальному переміщенні рідини по трубі турбіна обертається.

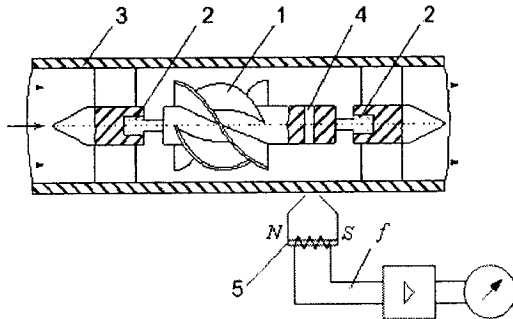


Рис. 4.51

Частота обертів турбіни пропорційна швидкості руху рідини. При обертанні турбіни постійний магніт індуктує 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.

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 ред. С.С.Поліщука. – Львів: Бескид біт, 2003. – 544 с.
2. Евтихийев Н.Н., Купершмидт Я.А. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоиздат, 1990. – 352 с.
3. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи. - Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 320с.
4. Орнатский П.П. Автоматические цифровые измерительные приборы. - К.: Вища шк., 1985 - 560 с.
5. Гитис Э.И., Пискулов Е.А. Аналого-цифровые преобразователи: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.
6. Бабилов М.А., Косинский А.В. Элементы и устройства автоматики: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1975. – 464 с.
7. Шикалов В.С. Магнитострикционный преобразователь перемещения и скорости перемещения в цифровой код // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы: – 1997. –№ 1. – С. 140 – 150.

Одиниці фізичних величин в SI

Величина	Одиниця			Вираз через основні та додаткові одиниці
	назва	позначення		
		між-народне	українське	
Основні одиниці				
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	
Додаткові одиниці				
Плоский кут	Радіан	rad	рад	
Телесний кут	стерадіан	sr	ср	
Похідні одиниці простору та часу				
Швидкість	Метр за секунду	m/s	м/с	м·с ⁻¹
Прискорення	Метр за секунду в квадраті	m/s ²	м/с ²	м·с ⁻²
Кутова швидкість	Радіан за секунду	rad/s	рад/с	с ⁻¹
Кутове прискорення	Радіан за секунду в квадраті	rad/s ²	рад/с ²	с ⁻²

Величина	Одиниця			Вираз через основні та додаткові одиниці
	назва	позначення		
		між-народне	українське	
Тиск Напруження	Паскаль	Pa	Па	$\text{м}^{-1}\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}$
Робота Енергія	Джоуль	J	Дж	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}$
Потужність	Ват	W	Вт	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}$
Похідні одиниці електричних та магнітних величин				
Кількість електрики Електричний заряд	Кулон	C	Кл	A·с
Електрична напруга, ЕРС	Вольт	V	В	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{A}^{-1}$
Електрична ємність	Фарад	F	Ф	$\text{м}^2\cdot\text{кг}^{-1}\cdot\text{с}^4\cdot\text{A}^2$
Електричний опір	Ом	Ω	Ом	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-3}\cdot\text{A}^{-2}$
Напруженість магнітного поля	Ампер на метр	A/m	A/м	$\text{A}\cdot\text{м}^{-1}$
Магніторухливі сила	Ампер	A	A	A
Магнітна індукція	Тесла	T	Тл	$\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{A}^{-1}$
Магнітний потік	Вебер	Wb	Вб	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{A}^{-1}$
Індуктивність Взаємна індуктивність	Генрі	H	Гн	$\text{м}^2\cdot\text{кг}\cdot\text{с}^{-2}\cdot\text{A}^{-2}$
Магнітний опір	Генрі в мінус першому степені	H^{-1}	Гн^{-1}	$\text{м}^{-2}\cdot\text{кг}^{-1}\cdot\text{с}^2\cdot\text{A}^2$

Продовження додатка

Величина	Одиниця			Вираз через основні та додаткові одиниці
	назва	позначення		
		міжнародне	українське	
Магнітний опір	Сименс	S	См	$\text{м}^{-2} \cdot \text{кг}^{-1} \cdot \text{с}^3 \cdot \text{А}^2$
Електрична провідність	Сименс	S	См	$\text{м}^{-2} \cdot \text{кг}^{-1} \cdot \text{с}^3 \cdot \text{А}^2$
Похідні одиниці світових величин				
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 настерадіан	W/sr	Вт/ср	$\text{м}^2 \cdot \text{кг} \cdot \text{с}^{-3}$
Енергетична яскравість	Ват настерадіан-квадратний метр	$\text{W}/(\text{sr} \cdot \text{м}^2)$	$\text{Вт}/(\text{ср} \cdot \text{м}^2)$	$\text{кг} \cdot \text{с}^{-3}$
Світловий потік	Люмен	lm	лм	кд·ср

Співвідношення деяких позасистемних одиниць з одиницями SI		
Назва величини	Позасистемні одиниці	Співвідношення з одиницею SI
Довжина	Морська миля міжнародна	1852 м
	Миля	1609,344 м
	Дюйм	0.0254 м
	Дюйм трубний	0.0338 м
	Ярд = 3фута = 36 дюймам	0.9144 м
	Фут = 12 дюймам	0.30480 м

Назва величини	Позасистемні одиниці	Співвідношення з одиницею SI
Об'єм місткість	Літр (дм ³)	1·10 ⁻³ м ³
	Барель нафтовий (США)	159,0 л
	Галон рідинний (США) = 4 квартам = 8 пінтам	3,785 л
	Кварта рідинна(США)	0,946 л
	Барель сухий, для сипких (США)	115,6 л
	Галон сухий(США)	4,4 л
	Галон(Англія) = 4 квартам = 8 пінтам	4,546 л
Маса	Карат	0,2 г
	Унція	28,35 г
	Фунт торговий (Англія)	453,59 г
	Трійська унція = аптекарській унції	31,1035 г
	Центнер	100 кг
Швидкість	Морська миля за годину (вузол)	1,852 км/год
	Миля за годину	1,6093 км/год

Навчальне видання

Шикалов Володимир Степанович

ТЕХНОЛОГІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

Навчальний посібник

Редактор: Білокурський Сергій Петрович

Верстка і дизайн обкладинки: Оксанюк Валерій Олексійович

Підписано до друку: 20.12.2006.

Формат 84x108/32. Друк офсетний. Папір офсетний.

Гарнітура Times New Roman. Ум. друк. арк. 9,76. Обл. вид. арк. 10,5.

Наклад 1000 примір. Зам. № 84.

Видавництво „Кондор”

Свідоцтво ДК № 1157 від 17.12.2002 р.

035057, м. Київ, пров. Польовий, 6,

тел./факс: (044) 456-60-82, 241-83-47.

Друк ПП Зволейко Д.Г.

32300, Хмельницька обл., м. Кам'янець-Подільський,
вул. Кн. Коріатовичів, 9; а/с 83; тел. (03849) 3-06-20.

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру

від 31.08.2005 р. серія ДК № 2276