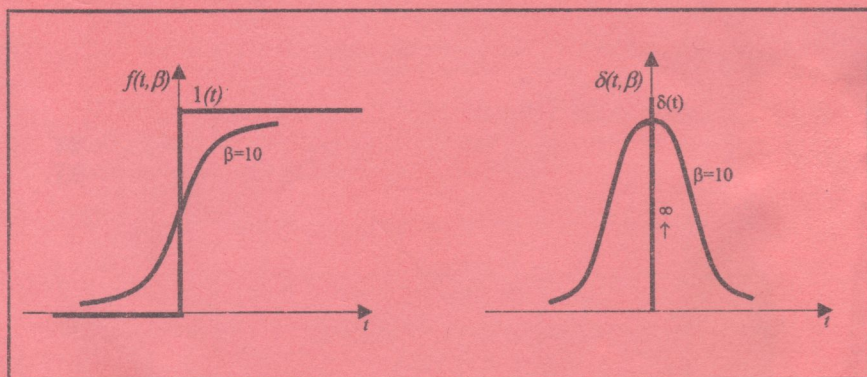


# ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ УКРАЇНИ  
Вінницький державний технічний університет

А.С. ВАСЮРА

# ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ

- ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ
- ПЕРВИННІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Затверджено Ученою радою Вінницького державного технічного університету як навчальний посібник для студентів спеціальності 7.091401, "СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ"

Протокол №5 від 28.01.1999 р.



681.51(075) В 20 1999

Васюра А.С. Елементи та пристрої систем упр:

Вінниця ВДТУ 1999

УДК 681.5

Васюра А.С. Елементи та пристрої систем управління і автоматики /Навчальний посібник. – Вінниця:, ВДТУ, 1999. – 157 с. укр. мовою/.

В посібнику розглянуті принципи побудови і функціонування елементів та пристроїв, що засновані на різноманітних фізичних явищах і використовуються в сучасних системах управління і автоматики. Крім розгляду фізичних принципів роботи та їх конструктивних особливостей важливе місце займає аналіз характеристик та показ перспектив розвитку елементної бази систем управління і автоматики.

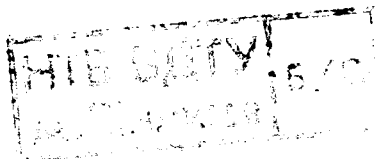
Для студентів вузів, які навчаються за спеціальностями “Системи управління і автоматики”.

Іл. 79

Табл. 8

Бібліогр.назв.84

Рецензенти: Лисогор В.М., д.т.н., проф. каф. метрології та промислової автоматики  
Ротштейн О.П., д.т.н., проф., зав. каф. комп'ютерних систем управління  
Хаймзон І.І., д.т.н., проф., зав. каф. біофізики і медичної інформації.



Технічну підготовку спеціаліста з систем управління і автоматики в навчальному плані визначає ряд спеціальних технічних дисциплін. Майбутні спеціалісти повинні отримати глибокі знання не тільки в області теорії автоматичного управління, вмінні проводити аналіз і синтез систем управління, але й бути добре знайомими з елементами і пристроями, на базі яких будуються системи управління і автоматики.

Тому курс “Елементи та пристрої систем управління і автоматики” – один з основоположних курсів в підготовці спеціалістів за спеціальністю “Системи управління і автоматики”. Він поєднує декілька курсів, що раніше існували в навчальних планах: вимірювальні перетворювачі, перетворювачі інформації, електромагнітні пристрої автоматики, електромашинні пристрої автоматики. Відповідно, програма курсу, яка затверджена Міністерством освіти України, поєднує в собі кілька об’ємних розділів, що увійшли в окремі книги.

В основу посібника покладено курс лекцій, що читається в Вінницькому державному технічному університеті на факультеті автоматики та комп’ютерних систем управління.

При викладенні матеріалу курсу враховувалося, що спеціалісту з систем управління і автоматики, зазвичай, немає необхідності проектувати і розраховувати елементи, тому основна увага, головним чином, приділялась фізичним засадам принципу дії, побудові, параметрам, статичним і динамічним характеристикам різноманітних елементів та пристроїв, перспективам їх використання і вдосконалення.

Задача цього курсу полягає в тому, щоб підготувати студентів до розуміння процесів, що супроводжують роботу окремих елементів і пристроїв існуючих систем управління і автоматики, і самостійного засвоєння нових елементів і пристроїв, які будуть з’являтися з поступом науково-технічного прогресу.

Книги, як перший досвід створення посібника з вказаного курсу, природньо, не без недоліків, і автор буде вдячний за критичні відгуки і побажання щодо змісту посібника.

## ЗМІСТ

Вступ	6
Розділ 1. Загальні властивості, параметри і методи дослідження елементів систем управління і автоматики (СУА)	7
1.1. Поняття про елемент СУА	7
1.2. Класифікація елементів СУА	8
1.3. Характеристики управління елементів	12
1.4. Основні параметри елементів	17
1.5. Динамічні властивості елементів	21
1.5.1. Типові сигнали, які використовуються для визначення динамічних властивостей елементів	25
1.5.2. Часові динамічні характеристики елементів	28
1.5.3. Частотні характеристики елементів	30
1.6. Технічні характеристики елементів та пристроїв СУА	38
1.7. Надійність елементів	39
1.8. Фізичні основи роботи елементів СУА	48
Запитання для самоконтролю	54
Розділ 2. Вимірювально-перетворювальні елементи та пристрої СУА	55
2.1. Загальні відомості	55
2.1.1. Призначення і класифікація вимірювальних перетворювачів (ВП)	55
2.1.2. Фізичні явища, що використовуються в ВП	58
2.1.3. Структурні схеми ВП	59
2.2. Резистивні ВП	63
2.2.1. Потенціометричні ВП	63
2.2.2. Динамічні властивості лінійних потенціометричних ВП	66
2.2.3. Функціональні потенціометричні ВП	68
2.2.4. Переваги і недоліки дротяних потенціометричних ВП. Шляхи подолання недоліків	72
2.2.5. Тензорезистивні ВП	73
2.3. Електромагнітні вимірювальні перетворювачі	76
2.3.1. Індуктивні ВП	76
2.3.2. Трансформаторні індуктивні ВП	87
2.3.3. Магнітопружні ВП	90
2.3.4. Індукційні ВП	91
2.4. Давачі Холла та магнітоопір	91
2.4.1. Фізичні основи ефекту Холла і ефекту магнітоопору	92
2.4.2. Матеріали для давачів Холла і давачів магнітоопору	94
2.4.3. Використання давачів Холла і магнітоопору	96
2.5. Ємнісні вимірювальні перетворювачі	96
2.5.1. Призначення і класифікація	96

2.5.2. Принцип дії характеристики ємнісних вимірювальних перетворювачів	96
2.5.3. Переваги і недоліки ємнісних вимірювальних перетворювачів	100
2.6. П'єзоелектричні вимірювальні перетворювачі	101
2.7. Теплові вимірювальні перетворювачі	105
2.7.1. Терморезистивні ВП	106
2.7.2. Термоелектричні ВП (термопари)	110
2.7.3. Пірометри	115
2.8. Ультразвукові давачі	118
2.8.1. Принцип дії і призначення	118
2.8.2. Випромінювачі ультразвукових коливань	120
2.8.3. Використання ультразвукових давачів	122
2.9. Оптиелектронні вимірювальні перетворювачі	125
2.9.1. Фізичні основи використання елементів інформаційних систем в оптичному діапазоні	125
2.9.2. Джерела випромінювання	128
2.9.3. Приймачі випромінювання	131
2.9.4. Оптрони та оптиелектронні мікросхеми	139
2.9.5. Індикатори для приладів відображення інформації	145
2.9.6. Волоконно-оптичні лінії зв'язку	148
Запитання для самоконтролю	151
Висновки	152
Література	153

## ВСТУП

Сучасний науково-технічний прогрес невідривно пов'язаний з бурхливим розвитком систем управління і автоматики (СУА). Автоматика – це галузь науки і техніки, яка охоплює теорію та принципи побудови систем управління процесами, що діють без безпосередньої участі людини. У відповідності до загальних принципів управління різними процесами, автоматичне управління здійснюється на основі інформації з використанням комплексу технічних засобів.

Технічні засоби СУА за їх конструктивними та функціональними ознаками поділяють на елементи та пристрої (вузли). Елементи, зазвичай, виконують одну просту операцію з сигналами (вимірювання, підсилення, запам'ятовування і т. ін.), а для більш складних перетворень сигналів (виконання основних математичних операцій, дешифрування, запам'ятовування багаторозрядних кодів і т.п.) служать пристрої (сукупності з'єднаних певним чином елементів). Об'єднання елементів та пристроїв для вирішення всієї масштабної задачі являє собою систему (система стеження, ЕОМ, АСУ технологічним процесом та ін.).

Таким чином, сучасні технічні засоби, що охоплюють різноманітні елементи та пристрої, служать для отримання, передавання, перетворення та збереження контрольної інформації, порівняння контрольної та програмної інформації, виконання прийнятого рішення.

Якість функціонування систем управління і автоматики в значній мірі залежить від елементної бази, яка в них використовується.

Предметом вивчення матеріалу книги є аналіз існуючих найбільш розповсюджених елементів і пристроїв СУА, класифікація їх за функціональним призначенням, оцінка поведінки в статичному і динамічному режимах та характеристик надійності.

Окремий розділ книги присвячений розгляду сучасних вимірювально-перетворювальних елементів і пристроїв та перспективам розвитку і вдосконалення цієї елементної бази систем управління і автоматики.

# Розділ 1. Загальні властивості, параметри і методи дослідження елементів систем управління і автоматики

## 1.1. Поняття про елемент систем управління і автоматики

У відповідності до загальних принципів управління різними процесами автоматизоване управління здійснюється на основі інформації з використанням комплексу технічних засобів автоматики. Технічні засоби систем управління і автоматики (СУА), що охоплюють різноманітні елементи і пристрої, служать для отримання, передавання, перетворення та збереження контрольної інформації; порівняння контрольної і програмної інформації; формування та передавання командної інформації і використання її для впливу на процес управління.

Носієм інформації є сигнал. Сигнал - це матеріальне втілення повідомлення, яке може бути використано в інформаційних системах. Під час передавання і переробки інформації сигнал являє собою процес зміни в часі та просторі деякої фізичної величини, яка відображає стан інформаційної системи. При збереженні інформації сигнал перетворюють в стан певного матеріального носія (запис на кіно- відеомагнітну стрічку, диск і т.ін.). За видом сигнали можуть бути поділені на неперервні та дискретні. Неперервні сигнали відтворюють усі миттєві значення фізичної величини. Дискретні сигнали створюються з неперервних сигналів шляхом квантування за часом, за рівнем або одночасно за часом та рівнем.

В системах автоматизованого управління в якості сигналів зазвичай використовують електричні та механічні величини (струм, напругу, тиск, швидкість і т.п.) тому, що вони дозволяють легко здійснювати передачу на відстані, перетворення, порівняння та збереження інформації. В одних випадках сигнали виникають як безпосередній наслідок управління певними процесами, в інших - вони забезпечуються чутливими елементами або давачами, чи сенсорами.

Відповідно до операцій, які проводяться із сигналами інформації в автоматизованих пристроях, виділяють функціональні комірочки - *елементи*.

Елемент - найпростіша в функціональному відношенні комірочка (пристрій, схема), яка виконує одну з багатьох основних операцій з сигналом:

- перетворення величини, яка контролюється, в сигнал, що однозначно пов'язаний з інформацією про цю величину (чутливі елементи, сенсори);



- перетворення сигналу одного роду енергії в сигнал іншого роду енергії: неелектричний в електричний, електричний в неелектричний, неелектричний в неелектричний;
- перетворення сигналу за величиною енергії (підсилювачі);
- перетворення сигналу за видом, тобто неперервного в дискретний та навпаки (аналого-цифрові, цифро-аналогові та інші перетворювачі);
- перетворення сигналу за формою, тобто сигналу постійного струму в сигнал змінного струму чи навпаки (модулятори, демодулятори);
- функціональне перетворення сигналів (функціональні елементи);
- порівняння контрольних та програмних сигналів, формування командного сигналу управління (елементи порівняння, нуль-органи);
- виконання логічних операцій з сигналами (логічні елементи);
- розподіл сигналів по різних колах (розподільники, комутатори);
- формування програмних сигналів (програмні елементи);
- збереження сигналів (елементи пам'яті, накопичувачі);
- використання сигналів для впливу на об'єкт управління (виконавчі елементи).

В деяких випадках створюються комбіновані елементи, які виконують одночасно кілька операцій з сигналами.

Схемне або схемно-конструктивне об'єднання кількох елементів дозволяє отримати основні функціональні автоматичні *пристрої*, які в певних сполученнях створюють *системи* автоматичного управління.

## **1.2. Класифікація елементів систем управління і автоматики**

Як зазначалось, системи автоматики призначені для отримання інформації про хід процесу, що управляється, її обробки і використання при формуванні впливів управління на процес. Нагадаємо, що в залежності від призначення розрізняють такі автоматичні системи.

*Системи автоматичної сигналізації* призначені для повідомлення обслуговуючого персоналу про стан того чи іншого технічного пристрою, про протікання того чи іншого процесу.

*Системи автоматичного контролю* здійснюють без участі людини контроль різних параметрів і величин, які характеризують роботу якогось технічного агрегату або протікання якогось-небудь процесу.

*Системи автоматичного блокування і захисту* служать для попередження виникнення аварійної ситуації в технічних агрегатах і пристроях.

*Системи автоматичного пуску і зупинки* забезпечують включення, зупинку (а іноді і реверс) різних двигунів і приводів за заданою програмою.

*Системи автоматичного управління* призначені для управління роботою тих чи інших технічних агрегатів або тими чи іншими процесами.

Важливими і найбільш складними є системи автоматичного управління. *Управлінням в широкому розумінні називається організація будь-якого процесу, що забезпечує виконання поставленої мети.* Загальні закони отримання, зберігання, передавання і переробки інформації в системах управління вивчає кібернетика. Таким чином, вивчення систем автоматики також є однією з задач кібернетики.

Отже, будь-яка автоматична система управління складається з окремих елементів, які пов'язані між собою. Багатогранність автоматичних систем управління, що призначені для контролю та управління різними за своєю фізичною природою об'єктами, тягне за собою багатогранність елементів як у відношенні їх конструктивного виконання (фізичних процесів, що покладені в основу побудови; роду енергії, яку використовують при роботі), так і в плані виконуваних ними функцій. Це призводить до необхідності здійснити класифікацію елементів, яка об'єднала б їх в окремі групи з однаковими класифікаційними ознаками, і що дозволить проводити дослідження не кожного окремого елемента, а цілого класу.

Зазвичай, за призначенням елементи розрізняють як: *чутливі (вимірвальні), проміжні і виконавчі* елементи. Строго кажучи, *чутливим* елементом є сприймальний елемент (термоопір, мембрана, п'єзокварцова пластина і ін.) первинного перетворювача (давача), що реагує на зміну величини, за функцією якої працює автоматична система. Але при класифікації за призначенням під чутливим елементом розуміється первинний перетворювач в цілому. *Проміжні* елементи служать для перетворення значення або фізичної природи сигналу, котрий надходить від чутливого елемента, і який, в свою чергу, забезпечує роботу *виконавчого* елемента, що здійснює вплив управління на об'єкт.

Класифікаційні ознаки можуть бути головні і другорядні. Тому при їх виборі потрібно розглянути роль окремого елемента в системі, його характерні особливості, потім встановити можливі загальні ознаки і згрупувати за ними класи елементів, та, виходячи з головної мети - розробки системи управління, виділити головні і додаткові ознаки і розташувати їх в порядку важливості.

В загальному випадку задача кожного елемента складається в якісному та кількісному перетворенні інформації, що отримана від попереднього елемента, і передачі її в формі, яка придатна для використання, наступному елементу. Таким чином, будь-який елемент автоматики можна розглядати в першу чергу як перетворювач енергії, на вхід якого надходить деяка величина  $X$ , а з виходу знімається величина  $Y$ . В одних елементах енергія вихідного сигналу черпається повністю з енергії вхідного сигналу. Відповідно, потужність вихідного сигналу

завжди менша (на величину внутрішніх втрат) потужності вхідного сигналу. Такі елементи називаються пасивними. В інших елементах наявне додаткове джерело енергії. Тут вхідна величина тільки управляє передачею енергії додаткового джерела на вихід елемента. При наявності додаткового джерела енергії можливе перетворення вхідного сигналу малої потужності в вихідний сигнал великої потужності, тобто – підсилення потужності. Такі елементи називаються активними. Таким чином, за наявністю додаткового джерела енергії всі елементи систем автоматичного управління і контролю можна поділити на два класи: *пасивні і активні*.

Елементи поділяють на *генераторні* та *параметричні*. В генераторних елементах відбувається безпосереднє перетворення однієї форми енергії в іншу (наприклад термопара, п'єзоелемент), а в параметричних елементах - енергія вхідної величини витрачається на зміну величини одного з параметрів елемента ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ , і т.п., наприклад, термоопір, тензодавач).

Існуючі елементи використовують різний вид енергії додаткового джерела, різний принцип дії, окрім того, характер зміни вихідних сигналів елементів може бути різним. Виходячи з цього можна провести класифікацію за визначеними ознаками. Отже, за видом енергії додаткового джерела елементи можуть бути поділені на *електричні, гідравлічні, пневматичні, механічні і комбіновані*. Слід відзначити, що елементарні форми енергії ніколи не існують ізольовано, і, зазвичай, одна форма супроводжується появою іншої. Проте в кожному фізичному явищі можна виділити головні форми енергії. При цьому для елемента має значення форма енергії, яка діє на вході та виході.

За фізичним принципом дії елементи поділяють на: *механічні, теплові, електричні, магнітні, електромагнітні, напівпровідникові, оптоелектронні, акустичні* та ін. Один і той же принцип дії може бути закладений в основу елементів, які виконують різні функції, та навпаки, елементи, які виконують однакові функції, можуть мати різні принципи дії. Фізичний принцип дії елементів обумовлює їх конструктивні форми та основні методи розрахунку.

За величиною вихідної потужності ділять на елементи: низької потужності (до 10 Вт); середньої потужності (10 ÷ 100 Вт); великої потужності (300 ÷ 1000 Вт та більше).

За характером зміни вихідної величини можна виділити такі класи елементів: *неперервний, пульсуючий, цифровий, релейний*.

Важливою властивістю елемента є його здатність розрізняти зміни знаку або фази вхідного сигналу. За цією ознакою елементи поділяються на *реверсні* (двотактні), у яких знак (або фаза) вихідного сигналу змінюється при зміні знаку вхідного сигналу, і *нереверсні* (однотактні), у

яких знак (або фаза) вихідного сигналу не залежить від полярності вхідного.

Однією з властивостей елементів СУА є спрямованість їх дії, тобто передача сигналу тільки в одному напрямку з входу на вихід.

Якщо вхідний сигнал не залежить від вихідного, то такий елемент називають *розімкнутим*. Вихідний сигнал може здійснювати вплив на вхідний при частковій передачі енергії сигналу в зворотному напрямку – з виходу на вхід, тобто при наявності зворотного зв'язку між вихідними та вхідними колами. Елементи зі зворотним зв'язком називають *замкненими*. Зворотний зв'язок може бути позитивним або негативним. Різні види зворотних зв'язків широко використовують для зміни властивостей різноманітних елементів у бажаному напрямку до необхідного рівня.

Наведена класифікація є дуже корисною з точки зору упорядкування елементів за різними ознаками, проте зачіпає вузькі питання, які пов'язані з вирішенням задачі вибору чи розробки визначеного елемента або задачі побудови конкретної системи автоматичного управління. Загальні питання реалізації принципів побудови систем та їх дослідження не можуть бути вивчені повною мірою в межах цих видів класифікації.

Більш зручною для такої мети є класифікація елементів за їх функціональним призначенням та за видом рівнянь, які описують процеси в елементі, що виходить безпосередньо з самого процесу проектування системи, котрий поділяється на два етапи. На першому етапі на підставі відомої задачі і прийнятого принципу управління вибираються основні конструктивні елементи, що виконують ту чи іншу функціональну дію. Тут використовується класифікація елементів за функціональним призначенням і намічається загальна попередня функціональна схема системи управління. Другий етап являє собою дослідження динамічних властивостей системи, на підставі якого уточнюється обрана схема системи, тому в цьому випадку важливо оперувати не конструктивними елементами, а їх еквівалентними математичними моделями, тобто рівняннями, які описують процеси, що проходять в елементі. На цьому етапі зручно використати класифікацію елементів за видом рівнянь.

Зрештою, за видом рівнянь, що описують процеси, які протікають в елементах систем, виділяють такі елементи: *лінійні, лінеаризовані, нелінійні*.

Володіючи різними видами класифікації елементів, можна побудувати зведену класифікаційну схему (рис. 1.1). Слід зауважити, що подібна збільшена класифікація за багатьма розглянутими ознаками не є вичерпною і при вивченні окремих функціональних елементів буде уточнюватись.

Технічний прогрес поставив вимогу до розробки уніфікованої системи елементів автоматики. Уніфікація елементів полягає в розробці універсальних типів елементів, які придатні для використання в

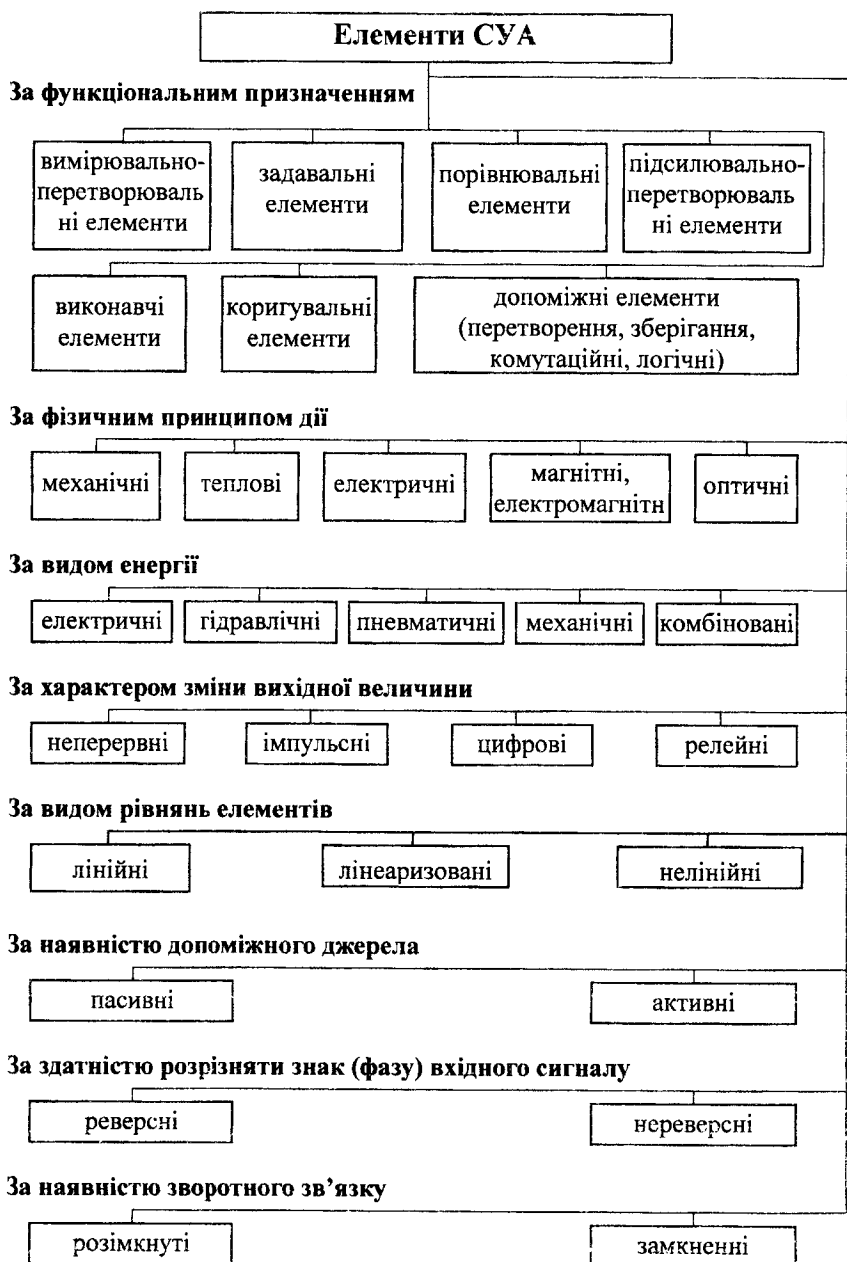


Рис.1.1. Зведена класифікація елементів СУА

автоматичних системах управління об'єктами абсолютно різної фізичної природи. Уніфіковані елементи повинні легко сполучатись між собою, забезпечуючи оперативну і економічну побудову системи управління з використанням агрегатно-модульного підходу, який полягає в тому, що в його основі закладена не фізична природа впливу на вході системи або всередині каналу управління, а

інформація, що передається цими впливами. Такий підхід дозволяє створювати системи або пристрої управління різних систем автоматичного управління та регулювання зі стандартних спеціалізованих елементів чи блоків.

### 1.3. Характеристики управління елементів СУА

Елементи СУА, що виконують операції з сигналами, здійснюють функціональний зв'язок між фізичними величинами. Отже, стан елемента можна характеризувати однією або кількома фізичними величинами, які називаються змінними, що управляються або регулюються. Такі елементи можна називати *об'єктами управління*.

Зазвичай, до об'єкта управління прикладається два види (типи) впливу: керувальний –  $X(t)$ , та збурювальний –  $Z(t)$ ; стан об'єкта характеризується змінною –  $Y(t)$ . Зміна величини  $Y(t)$ , що регулюється, обумовлюється як керувальним впливом  $X(t)$ , так і збурювальним або завадою  $Z(t)$ .

*Збуренням* називають такий вплив, який порушує потрібний функціональний зв'язок між змінними, що регулюються чи управляються, і керувальним впливом. Якщо вплив характеризує дію зовнішнього середовища на об'єкт, то він називається *зовнішнім*. Якщо цей вплив виникає в середині об'єкта за рахунок протікання небажаних, але неминучих процесів при його нормальному функціонуванні, то такі збурення називаються *внутрішніми*.

Вплив, що прикладений до об'єкта управління з метою зміни величини, якою управляють у відповідності до бажаного закону, а також для компенсації впливу збурень на характер зміни величини, що управляється, називають *керувальним*.

Головна мета автоматичного управління різними об'єктами або процесами полягає в тому, щоб безперервно підтримувати з заданою точністю відповідну функціональну залежність між змінними, що управляються і які характеризують стан об'єкта, та керувальними впливами в умовах взаємодії об'єкта з зовнішнім середовищем, тобто при наявності як внутрішнього, так і зовнішнього збурювального впливу. Математичний вираз цієї функціональної залежності називають *алгоритмом управління*.

Зміна вхідної та вихідної величин, які характеризують стан елемента системи, як відомо, неможлива без зміни запасу енергії або речовини, що міститься в даному елементі, і здійснюється не миттєво, а протягом визначеного проміжку часу. Тому процеси, що відбуваються в системах автоматичного управління і в їх елементах, в більшості випадків описуються диференціальними рівняннями, які пов'язують між собою залежні величини і їх похідні за часом. Диференціальні рівняння математично виражають фізичні процеси формування вихідного сигналу елемента при збудженні його вхідним сигналом.

Процеси, що протікають в елементі (системі), в загальному випадку описуються нелінійним диференціальним рівнянням:

$$F\left(x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}; y, \frac{dy}{dt}, \dots, \frac{d^m y}{dt^m}; t\right) = f\left(Z, \frac{dz}{dt}, \dots, \frac{d^k z}{dt^k}; t\right), \quad (1.1)$$

де  $x$  і  $y$  - відповідно вхідна і вихідна величини;  $z$  - збуджувальний вплив;  $t$  - час.

В елементі можлива наявність декількох вхідних і вихідних величин; може бути і декілька збуджувальних впливів.

Якщо збуджувальний вплив відсутній або його можна не враховувати, то рівняння (1.1) має вигляд:

$$F\left(x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}; y, \frac{dy}{dt}, \dots, \frac{d^m y}{dt^m}; t\right) = 0, \quad (1.2)$$

Для усталеного (статичного) режиму має місце співвідношення :

$$\frac{dx}{dt} = \frac{d^2 x}{dt^2} = \dots = \frac{d^n x}{dt^n} = 0; \quad \frac{dy}{dt} = \frac{d^2 y}{dt^2} = \dots = \frac{d^m y}{dt^m} = 0,$$

і рівняння (1.2) набуває вигляду  $F(x, y) = 0$ , рішення якого відносно  $y$  дає

$$y = f(x). \quad (1.3)$$

Отримана залежність  $y = f(x)$  називається *характеристикою управління* елемента (іноді статичною характеристикою).

Реальним елементам автоматики властиві, головним чином, нелінійні характеристики управління. Елементи з лінійними характеристиками управління практично зустрічаються рідко. Нелінійність характеристики обумовлена фізичними властивостями елементів, тобто наявністю в них насичення, зони нечутливості, зазорів, тертя і т.п.

В загальному випадку характеристика управління  $y = f(x)$  являє собою неперервну криву або криву, яка має розриви неперервності.

На рис. 1.3. приведені деякі *типові* нелінійні характеристики управління елементів.

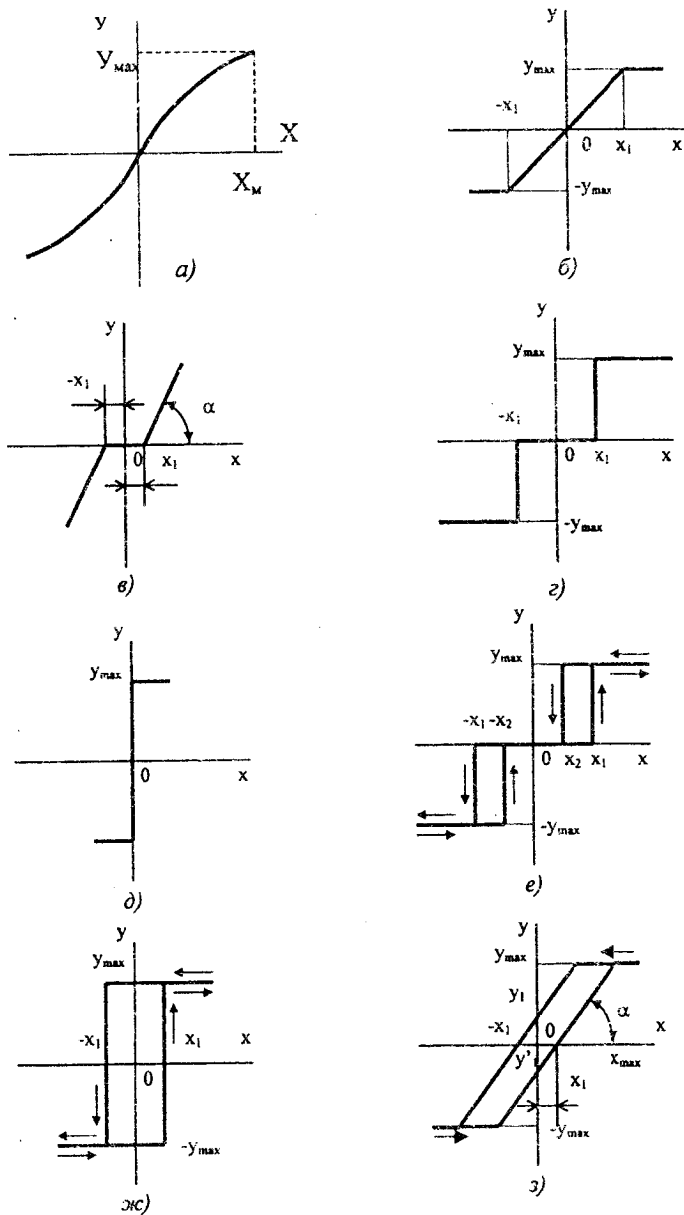


Рис.1.3. Різновиди характеристик управління елементів



Характеристика, що подана на рис. 1.3, *а*, зображує неперервний функціональний зв'язок, коли неперервній зміні вхідної величини  $x$  відповідає неперервна плавна зміна вихідної величини  $y$ ; при цьому крутизна характеристики зменшується зі збільшенням  $x$ . Така характеристика властива багатьом електричним елементам з насиченням.

На рис. 1.3, *б* приведена ідеалізована характеристика управління з обмеженою зоною лінійності (в діапазоні від  $-x_1$  до  $x_1$ ). Область  $|x| > x_1$  називають зоною насичення ( $y = \pm y_{max}$ ). Ця характеристика властива різним елементам з насиченням, наприклад, магнітним, електронним і електромашинним підсилювачам, а також електродвигунам, які мають обмеження на швидкість обертання.

На рис. 1.3, *в* зображена ідеалізована характеристика управління з зоною нечутливості, тобто з зоною, в межах якої неперервна зміна вхідної величини не викликає появу вихідної величини. В елементах з такою характеристикою відсутній сигнал на виході при  $|x| < x_1$ . Мінімальна абсолютна зміна вхідної величини ( $x_1$ ), необхідна для появи вихідної величини, називають *порогом чутливості*, а інтервал зміни вхідної величини від  $-x_1$  до  $x_1$  - *зоною нечутливості*. Таку характеристику з нечутливістю до малих сигналів мають деякі схеми з напівпровідниковими діодами, електродвигунами з напругою зрушування, що залежить від моменту опору, і ін.

Функціональна залежність  $y = f(x)$ , в котрій тільки при деяких визначених значеннях вхідної величини, що неперервно змінюється, вихідна змінюється стрибком, називається *релейною характеристикою*. Релейна характеристика з зоною нечутливості зображена на рис. 1.3, *г*. При вхідній величині  $x = x_1$  (або  $x = -x_1$ ) відбувається стрибок вихідної величини до постійного значення  $y_{max}$  (або  $-y_{max}$ ). Характеристику такого виду мають, наприклад, перемикальні електронні пристрої.

Якщо зона нечутливості мала, то, при  $x_1 = 0$ , отримаємо ідеальну релейну характеристику, зображену на рис. 1.3, *д*, котра іноді використовується для наближеного аналізу процесів в релейних пристроях.

Характеристика управління елемента часто виявляється неоднозначною, тобто вихідна величина залежить не тільки від зміни вхідної величини, але і від напрямлення її зміни (рис. 1.3, *е, ж, з*). Неоднозначність, яка обумовлює наявність в характеристиці двох гілок, із котрих одна відповідає збільшенню вхідної величини, а інша - її зменшенню, можна пояснити, наприклад, втратами енергії в середині елемента на перемагнічування, тертя, нагрівання і т. д. Неоднозначність може мати місце як в неперервних, так і в релейних характеристиках управління.

На рис. 1.3, ж зображена релейна характеристика з неоднозначністю, а на рис. 1.3, е, - з зоною нечутливості і неоднозначністю. Перша характеристика властива двопозиційним реле, друга - трипозиційним електромагнітним поляризованим реле.

Неоднозначність характеристики управління, зображеної на рис. 1.3, з, властива елементам з наявністю люфту і сухого тертя в рухомих частинах, наприклад, повідковим муфтам, редукторам і іншим механічним передачам. Подібна характеристика, яка доповнена зоною насичення, зустрічається в пристроях з петлею гістерезису магнітного кола.

Слід відзначити, що характеристики управління  $y = f(x)$  можуть проходити і не проходити через початок координат, що, відповідно, властиво реверсним і нереверсним елементам.

Багатьом елементам автоматики необхідна нелінійна характеристика управління. Наприклад, нелінійну характеристику повинні мати стабілізатори, елементи пам'яті, деякі лічильно-розв'язувальні елементи і інші. Суттєво нелінійна релейна характеристика управління повинна бути у реле, тригерів, імпульсних підсилювачів на основі реле і ін. Крім того, навмисне введення елементів з нелінійною характеристикою управління в систему автоматики часто є основним шляхом отримання потрібних характеристик системи (збільшення швидкодії, точності в усталеному режимі і т.п.). Наприклад, введення в систему управління електродвигунами елементів з релейною характеристикою управління дозволяє досягти збільшення швидкодії, а також зменшення ваги і габаритів пристрою.

Проте іноді нелінійність характеристики управління є небажаною і навіть шкідливою властивістю елемента. Так, наприклад, в пристроях автоматичних вимірювань електричних і неелектричних величин, в АЦП потрібна висока лінійність характеристик управління ряду елементів. В таких випадках або вибирають режим роботи елементів в обмеженій зоні характеристики, котра може бути прийнята лінійною, або використовують спеціальні лінеаризувальні пристрої, спільна робота яких з нелінійними елементами дозволяє отримати лінійну, чи близьку до лінійної характеристику управління.

В теорії нелінійних систем розроблена велика кількість методів, які дозволяють враховувати різні нелінійні залежності. Ряд методів, які оперують з реальними нелійними характеристиками, дають можливість отримати як кількісне співвідношення, так і якісні показники, що характеризують роботу пристроїв і систем з нелінійними елементами. Однак в теоретичних дослідженнях пристроїв і систем автоматики не завжди зручно використовувати реальні нелінійні характеристики управління, тому нерідко припускаються до лінеаризації, тобто заміни фактичних нелінійних залежностей між вхідними і вихідними величинами наближеними лінійними залежностями. Використовуються різні методи

лінеаризації: метод малих відхилень (розкладання нелінійної функції в ряд Тейлора), метод гармонічної лінеаризації, метод статистичної лінеаризації і т.д. Всі ці питання розглядають в курсах теорії автоматичного управління і регулювання.

## 1.4. Основні параметри елементів

Елементи автоматики в усталеному режимі характеризуються рядом параметрів, частина яких визначається за характеристикою управління елемента як головною характеристикою усталеного режиму.

**1. Елементи з неперервною характеристикою управління** (давачі, чутливі елементи, підсилювачі) характеризуються такими параметрами, як коефіцієнт перетворення (передачі), граничні значення вхідної і вихідної величин, коефіцієнт передачі потужності, величини вхідного і вихідного опорів.

Неперервна характеристика управління  $y = f(x)$  елемента, яка проходить (рис. 1.3, а) або не проходить (рис. 1.4) через початок координат, може бути виражена як  $y = K_{\Pi} x$ , де  $K_{\Pi}$  - змінний коефіцієнт, що називається *коефіцієнтом перетворення*.

Зазвичай користуються диференціальним коефіцієнтом перетворення елемента, під яким розуміють межу відношення приростів вихідної  $\Delta y$  і вхідної  $\Delta x$  величин :

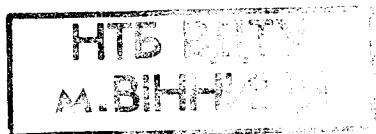
$$K = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{dy}{dx} \quad (1.4)$$

Диференціальний коефіцієнт перетворення в загальному випадку змінюється від точки до точки і визначається кутом нахилу дотичної до характеристики. Для елемента з лінійною характеристикою управління  $K_{\Pi} = K = const$ .

Якщо величини  $x$  і  $y$  мають різну розмірність, то і коефіцієнт  $K$  буде також мати розмірність.

Слід відзначити, що в залежності від функціонального призначення елемента коефіцієнт перетворення має і інші найменування, наприклад, для підсилювачів - коефіцієнт підсилення, для давачів - чутливість.

Якщо на характеристиці управління виділити ділянку, яку наближено можна вважати лінійною, то в межах цієї ділянки відношення найбільшої вихідної величини до найменшої, тобто  $y_{\text{НБ}} / y_{\text{НМ}}$  ( рис. 1.4, а ), буде являти собою *динамічний діапазон*. В динамічному діапазоні диференційний коефіцієнт перетворення може бути прийнятий наближено постійним, а режим роботи елемента, при котрому робоча точка  $A$  не виходить за межі цього діапазону, - лінійним.



Характеристика управління обмежується нижніми ( $x_{min}$ ,  $y_{min}$ ) і верхніми ( $x_{max}$ ,  $y_{max}$ ) граничними значеннями вхідної  $x$  і вихідної  $y$  величин. Кожному з граничних значень величини  $x$  і  $y$  відповідають певні значення вхідної ( $P_{x\ min}$ ,  $P_{x\ max}$ ) і вихідної ( $P_{y\ min}$ ,  $P_{y\ max}$ ) потужностей.

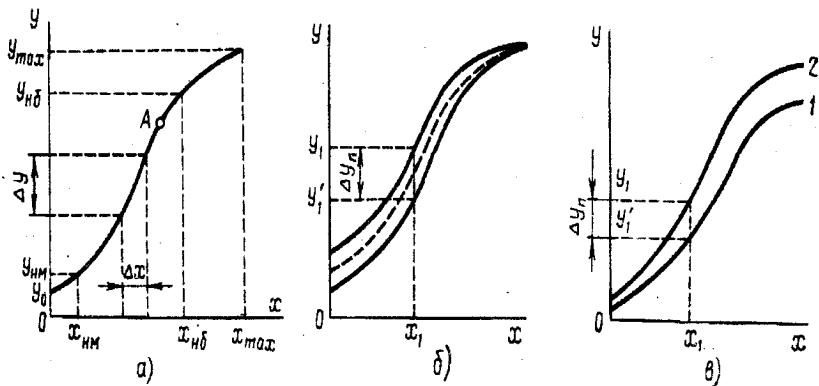


Рис. 1.4. Неперервні характеристики управління елемента:  
а- однозначна; б- неоднозначна; в - зміна характеристики через збуджувальні впливи

Важливим параметром елемента є *коефіцієнт передачі потужності*, рівний відношенню зміни потужностей вихідної і вхідної величин:

$$K_P = \frac{\Delta P_y}{\Delta P_x}$$

Робота елемента пов'язана з неперервним використанням енергії з вхідного кола, тому необхідно знати величину *вхідного опору*  $Z_{вх}$ . Величина *вихідного опору*  $Z_{вих}$  необхідна для вибору параметрів вихідного кола.

За характеристикою управління елемента можуть бути визначені нелінійність, ширина зони нечутливості  $\Delta x_H = 2x_1$  (див. рис. 1.3, в, г), ширина петлі неоднозначності  $\Delta x\Gamma = 2x_1$  (див. рис. 1.3, ж, з), область насичення, поріг чутливості (роздільна здатність) і т.п.

При наявності неоднозначності різниця ординат прямої і зворотної гілок характеристики нелінійного елемента (див. рис. 1.3, з, і 1.4, б) для кожного значення  $x$  дає визначені величини помилок  $\Delta y_{\Gamma} = y_1 - y_1'$ .

Необхідно враховувати, що в реальних умовах роботи, крім головної дії з боку вхідної величини  $x$ , на елемент впливають різні збуджувальні дії, тобто фактори зовнішнього середовища і фактори, які пов'язані з внутрішніми процесами в деталях елемента, котрі можуть змінювати в деяких межах характеристику управління і параметри елемента.

До збурювальних дій можна віднести, наприклад, зміну температури  $\theta$ , тиску  $p$ , вологості  $Z_B$  зовнішнього середовища, коливання напруги  $U$  джерела живлення елемента, дію вібрації  $F$  і прискорення  $a$ , старіння та знос матеріалу.

В загальному випадку вихідна величина елемента є функцією перелічених збурювальних дій:

$$y = f(x, \theta, p, Z_B, U, F, a, \dots)$$

Зміна вихідної величини може бути виражена так:

$$\Delta y = \frac{\partial y}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial y}{\partial \theta} \Delta \theta + \dots + \frac{\partial y}{\partial a} \Delta a + \dots$$

Вводячи позначення парціальних коефіцієнтів перетворення по кожному із факторів :

$$K_\theta = \frac{\partial y}{\partial \theta}; \quad K_p = \frac{\partial y}{\partial p}; \quad \dots; \quad K_a = \frac{\partial y}{\partial a},$$

отримаємо

$$\Delta y = K_x \left[ \Delta x + \frac{K_\theta}{K_x} \Delta \theta + \frac{K_p}{K_x} \Delta p + \dots + \frac{K_a}{K_x} \Delta a \right], \quad (1.5)$$

де  $K_x$  - коефіцієнт перетворення по головному параметру.

Чим менше значення  $K_\theta, K_p, \dots, K_a$ , тим менше вплив збурювальних дій.

На рис. 1.4, в в якості приклада наведені характеристики управління елемента неперервної дії без врахування (крива 1) і з врахуванням (крива 2) збурювальних впливів. Як видно з рисунка, при незмінній вхідній величині ( $x_i = const$ ) значення вихідної величини  $y$  різні ( $y_{i1}, y_{i2}$ ), при цьому зміни вихідної величини  $\Delta y_{ii}$  являють собою *похибки перетворення*.

Похибки перетворення ділять на дві головні групи: систематичні і випадкові. Систематичні похибки виникають закономірно під дією визначених відомих факторів, випадкові похибки - незакономірно під дією різноманітних непостійних причин, що не пов'язані закономірним зв'язком з процесом перетворення. Випадкові похибки визначаються методами математичної статистики і теорії ймовірності (шляхом вивчення рядів повторних вимірювань).

**2. Елементи з релейною характеристикою управління** (реле, тригери) характеризуються параметрами спрацьовування і відпускання, коефіцієнтом повернення, коефіцієнтом управління.

Релейна характеристика управління  $y = f(x)$  елемента при деякому значенні вхідної величини має розрив ( $K \rightarrow \infty$ ), тому вихідна величина змінюється стрибкоподібно (див. рис. 1.3, з-ж і рис. 1.5).

Значення вхідної величини (рис. 1.5, а), при досягненні котрого вихідна величина змінюється стрибком від  $u_n$  до  $u_k$ , називається *параметром спрацьовування*  $x_{спр}$ . Значення вхідної величини (рис. 1.5, б), при досягненні котрого в процесі наступного зменшення  $x$  відбувається стрибок вихідної величини, тобто повернення елемента, називається *параметром відпускання*  $x_{від}$ . Параметр  $x_{від}$  менше параметра  $x_{спр}$ ; їх відношення називається *коефіцієнтом повернення* елемента релейної дії :

$$K_n = \frac{x_{від}}{x_{спр}} < 1.$$

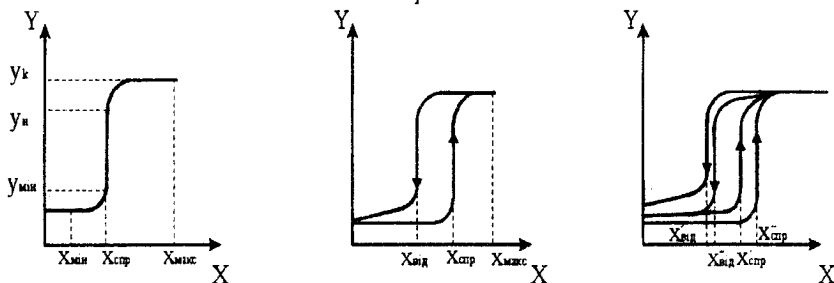


Рис. 1.5. Релейні характеристики управління елемента.  
 а) при збільшенні вхідної величини; б) при збільшенні і зменшенні вхідної величини; в) зміна характеристики через збуджувальний вплив

Коефіцієнт повернення визначає ширину петлі релейної характеристики.

Відношення  $x_{макс} / x_{спр} = K_3$  називається *коефіцієнтом запасу* при спрацьовуванні елемента релейної дії, а відношення  $u_{макс} / u_{мін}$  - *кратністю* релейної характеристики (див. рис. 1.5, а).

Важливим параметром елемента релейної дії є *коефіцієнт управління*:

$$K_y = u_{макс} / x_{спр}, \quad (1.6)$$

де  $u_{макс}$  - максимально дозволене значення вихідної величини  $u$ .

На величину параметра спрацьовування і відпускання здійснюють вплив збурення, наприклад, зміна температури  $\theta$  і вологості  $Z_B$  зовнішнього середовища, коливання напруги  $U$  джерела живлення елемента, дії прискорення  $a$  і вібрації  $F$ . Отже,  $x_{спр} = f_1(\theta, Z_B, U, a, F, \dots)$  і  $x_{від} = f_2(\theta, Z_B, U, a, F, \dots)$ . Зміни параметрів спрацьовування і відпускання можуть бути виражені таким чином:

$$\Delta x_{спр} = \frac{\partial f_1}{\partial \theta} \Delta \theta + \frac{\partial f_1}{\partial Z_B} \Delta Z_B + \dots + \frac{\partial f_1}{\partial a} \Delta a + \dots$$

i

$$\Delta x_{\text{від}} = \frac{\partial f_2}{\partial \theta} \Delta \theta + \frac{\partial f_2}{\partial Z_B} \Delta Z_B + \dots + \frac{\partial f_2}{\partial a} \Delta a + \dots \quad (1.7)$$

Значення коефіцієнта запасу повинно бути вибрано таким, щоб задовольнити умову

$$\frac{x_{\text{max}}}{x_{\text{спр}} + \Delta x_{\text{спр}}} > 1.$$

Похибки елементів релейної дії являють собою розкид  $\Delta x_{\text{спр}}$ ,  $\Delta x_{\text{від}}$  параметрів спрацьовування  $x_{\text{спр}}$  і відпускання  $x_{\text{від}}$  (рис. 1.5, в).

## 1.5. Динамічні властивості елементів

Характеристики управління дозволяють оцінити властивості елементів виходячи з їх роботи в усталених режимах. Але практично елементи автоматики працюють в динамічному, тобто неусталеному режимі, оскільки на вхід елемента звичайно надходять сигнали, що неперервно змінюються за часом. Тому для будь-якого елемента важливо оцінити його динамічні властивості. Ця оцінка здійснюється за допомогою диференціальних рівнянь, які зв'язують вхідні і вихідні величини.

Рівняння, що визначає зміну в часі вихідної координати елемента за заданою зміною в часі його вхідної координати, називається *рівнянням руху елемента*.

Режим роботи елемента, при якому вхідна та вихідна величини є функціями часу, називають *динамічним*, а рівняння руху елемента в цьому режимі – *рівнянням динаміки*.

Зв'язок між вхідною і вихідною величинами елемента в динамічному режимі, як відмічалось, описується в загальному випадку нелінійним диференціальним рівнянням виду (1.1) і (1.2).

Вони повною мірою визначають поведінку елемента при дії збурювальних і керувальних впливів або після припинення їх дії і являють собою математичний опис фізичних процесів, які протікають в елементі.

В деяких випадках нелінійні диференціальні рівняння замінюють більш простими лінійними диференціальними рівняннями. При цьому характер зміни вихідних величин практично зберігається.

Залежність між миттєвими значеннями вхідної  $x(t)$  і вихідної  $y(t)$  величин в перехідних режимах для лінійних і лінеаризованих елементів (систем) в загальному випадку може бути описана лінійним диференціальним рівнянням  $n$ -го порядку з постійними коефіцієнтами в операторній формі:

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0) Y(p) = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0) X(p), \quad (1.8)$$

де  $X(p)$  і  $Y(p)$  - відповідно зображення вхідної  $x(t)$  і вихідної  $y(t)$  величин;  $n, m$  - цілі додатні числа (зазвичай  $n \leq m$ );  $a_0, a_1, \dots, a_n$ ;  $b_0, b_1, \dots, b_m$  - постійні коефіцієнти, які визначаються параметрами схеми.

При відомому законі зміни вхідної величини розв'язуванням диференціального рівняння можна визначити зміну вихідної величини в процесі роботи елемента.

Для складання диференціального рівняння елемента необхідно встановити фізичний закон, який визначає його поведінку. Такими законами можуть бути: закон збереження енергії, закон збереження речовини, другий закон Ньютона, закони Ома і Кірхгофа і інші основні закони фізики.

Математичний вираз відповідного закону, що визначає процес, який проходить в елементі, і являє собою початкове диференціальне рівняння руху елемента.

Наступним етапом є визначення факторів, від яких залежать змінні початкового рівняння руху, і встановлення рівнянь зв'язку, що характеризують цю залежність. Рівняння зв'язку в більшості випадків є нелінійними і можуть бути задані графічно або аналітично. В результаті підстановки їх аналітичного виразу в початкове рівняння отримують нелінійне рівняння елемента.

Останнім етапом при складанні рівняння динаміки є лінеаризація, яка здійснюється за допомогою формули Тейлора. Умовами, які допускають застосування лінеаризації, є відсутність розривів, неоднозначностей, різких перегинів в характеристиці і справедливості рівняння на протязі всього інтервалу регулювання.

Використовуючи методику складання диференціальних рівнянь, можна скласти рівняння для будь-якого елемента автоматичної системи управління. Розв'язуючи ці рівняння, можна досліджувати динамічні і статичні властивості елементів.

Лінійні диференціальні рівняння, які використовуються для опису поведінки елементів системи, можна вирішити класичним методом або з використанням перетворення Лапласа.

Роздивимось класичний метод розв'язування рівняння, який допускає проведення розв'язування в області дійсної змінної  $t$ .

Нехай деякий елемент системи описується лінійним диференціальним рівнянням  $n$ -го порядку з постійними коефіцієнтами і правою частиною

$$a_0 \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dy(t)}{dt} + a_n x(t) = b_0 \frac{d^m x(t)}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_{m-1} \frac{dx(t)}{dt} + b_m x(t) \quad (1.9)$$

де  $x(t)$  - вхідна величина;  $y(t)$  - вихідна величина елемента;  $m \leq n$ .



Коефіцієнти  $a_i$  і  $b_i$ , які являють собою постійні величини, визначаються фізичними параметрами елемента, наприклад, ємністю, індуктивністю, масою, коефіцієнтом демпфування. Таким чином, закон зміни вихідного сигналу  $y(t)$  визначається як вхідним сигналом, так і параметрами елемента.

Згідно з класичним методом розв'язок неоднорідного диференціального рівняння є сумою загального розв'язку однорідного рівняння без правої частини і часткового розв'язку неоднорідного рівняння

$$y(t) = y_{заг}(t) + y_{част}(t). \quad (1.10)$$

Загальний розв'язок визначається виразом

$$y_{заг}(t) = \sum_{i=1}^{\mu} \left( \sum_{k=0}^{k_i-1} C_k t^k \right) e^{\lambda_i t}, \quad (1.11)$$

де  $\lambda_i$  ( $i = 1, 2, \dots, \mu$ ) - корені однорідного рівняння без правої частини;

$k_i$  ( $i = 1, 2, \dots, \mu$ ) - їх кратність;  $C_k$  - довільні постійні.

В випадку, коли корені  $\lambda_i$  є ненульовими і некрратними, розв'язок (1.9) набуває більш простого вигляду

$$y_{заг}(t) = \sum_{i=1}^r C_i e^{a_i t} + \sum_{k=1}^l C_k e^{a_k t} \sin(\omega_k t + \varphi_k), \quad (1.12)$$

де  $r$  - число дійсних коренів  $\alpha_i$  характеристичного рівняння, відповідного до однорідного рівняння;  $l$  - число пар комплексно спряжених коренів ( $\alpha_k \pm j\omega_k$ ) характеристичного рівняння.

Оскільки однорідне рівняння описує вільний рух елемента системи, тобто його рух при відсутності впливу, то складова  $y_{заг}(t)$  розв'язку називається *вільною складовою* і описує перехідний процес елементів.

Частковий розв'язок, який визначає вимушений рух елемента, знаходять з урахуванням правої частини рівняння (1.9). Отже, утворена складова  $y_{част}(t)$  буде залежати як від параметрів елемента, так і від закону зміни вхідного сигналу  $x(t)$ .

Кожному новому закону зміни вхідної величини буде відповідати новий розв'язок, тобто диференціальне рівняння необхідно вирішувати знову при кожному новому вхідному впливі.

Розв'язання рівнянь класичним методом являє собою досить трудомісткий процес, тому часто для розв'язання використовують перетворення Лапласа. Розв'язання за цим методом здійснюється в області комплексної змінної  $p = \alpha + j\beta$ . Зв'язок між функцією дійсної змінної  $f(t)$  і функцією комплексної змінної  $F(p)$  встановлюється за допомогою перетворення

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt, \quad (1.13)$$

яке називається перетворенням Лапласа.

Функція  $f(t)$  називається *оригіналом*. Перетворення Лапласа для цієї функції називається *зображенням*. Співвідношення між оригіналом і зображенням записується у вигляді  $L\{f(t)\} = F(p)$ ;  $f(t) \rightarrow F(p)$ .

Розглянемо в якості приклада розв'язування диференціального рівняння вигляду (1.9) за методом перетворення Лапласа. Знайдемо перетворення Лапласа для кожного складника, який входить в рівняння. Згідно з теоремою диференціювання оригінала при нульових початкових умовах можна записати :

$$\begin{aligned} L\left\{a_0 \frac{d^n y}{dt^n}\right\} &= a_0 p^n Y(p); & L\left\{b_0 \frac{d^m x}{dt^m}\right\} &= b_0 p^m X(p); \\ L\left\{a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}}\right\} &= a_1 p^{n-1} Y(p); & L\left\{b_1 \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}}\right\} &= b_1 p^{m-1} X(p); \\ &\dots\dots\dots; & &\dots\dots\dots; \\ L\left\{a_{n-1} \frac{dy}{dt}\right\} &= a_{n-1} p Y(p); & L\left\{b_{m-1} \frac{dx}{dt}\right\} &= b_{m-1} p X(p); \\ L\{a_n y(t)\} &= a_n Y(p); & L\{b_m x(t)\} &= b_m X(p). \end{aligned} \quad (1.14)$$

На підставі властивості про лінійність (1.9) в формі перетворення Лапласа буде мати вигляд

$$\begin{aligned} a_0 p^n Y(p) + a_1 p^{n-1} Y(p) + \dots + a_{n-1} p Y(p) + a_n Y(p) &= \\ = b_0 p^m X(p) + b_1 p^{m-1} X(p) + \dots + b_{m-1} p X(p) + b_m X(p) \end{aligned} \quad (1.15)$$

Розв'яжемо це рівняння відносно вихідної величини  $Y(p)$ :

$$Y(p) = \frac{b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m}{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n} X(p). \quad (1.16)$$

Введемо позначення

$$W(p) = \frac{b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m}{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n}, \quad (1.17)$$

тоді (1.16) запишеться так

$$Y(p) = W(p)X(p). \quad (1.18)$$

Таким чином, отримано значення вихідної величини у формі перетворення Лапласа, тобто у вигляді функції комплексної змінної  $p$ .

Функція  $W(p)$  - це дрібно-раціональна функція, у якій степінь полінома чисельника менша або дорівнює степеня полінома знаменника.

Відставання чи випередження за фазою, що мають місце в реальних елементах, і визначають дрібно-раціональний характер функції  $W(p)$ .

Якщо відомі перетворення Лапласа для вхідного впливу  $X(p)$  і вихідного сигналу  $Y(p)$ , то можна визначити функцію  $W(p)$  з співвідношення

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} \quad (1.19)$$

при нульових початкових умовах. Отже, функцію  $W(p)$  можна назвати *передаточною функцією елемента системи*.

Передаточна функція повною мірою визначає динамічні властивості елемента.

Для переходу до функції дійсної змінної необхідно до (1.18) застосувати зворотнє перетворення Лапласа, згідно з яким

$$y(t) = L^{-1}\{Y(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} Y(p)e^{pt} dp, \quad (1.20)$$

або використати формулу розкладання

$$y(t) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{k_i - 1} \lim_{p \rightarrow p_i} \frac{d^{k_i-1}}{d p^{k_i-1}} \left[ (p - p_i)^{k_i} Y(p) e^{p t} \right],$$

де  $k_i$  - кратність кореня  $p_i$

Для окремого випадку, коли один з коренів знаменника нульовий, а інші прості, можна отримати функцію  $y(t)$ , використовуючи формулу розкладання Хевісайда :

$$y(t) = \frac{H(0)}{Q(0)} + \sum_{i=1}^n \frac{H(p_i)}{p_i Q'(p_i)} e^{p_i t} \quad (1.21)$$

де  $H(p)$  і  $Q(p)$  - відповідно поліном чисельника і знаменника функції  $W(p)$ ;  $p_i$  - корені рівняння

$$Q(p) = 0; \quad Q'(p_i) = \left. \frac{dQ(p)}{dp} \right|_{p=p_i} \quad (1.22)$$

### 1.5.1. Типові сигнали , які використовуються для визначення динамічних властивостей елементів

Для оцінки динамічних властивостей елемента системи необхідно мати розв'язок диференціального рівняння (1.9), що буде можливим, коли відомий вхідний вплив  $x(t)$ . Проте в реальних умовах роботи вхідна величина кожного елемента може бути довільною функцією часу. Більш того, вона може змінювати свій характер при переході від одного режиму роботи системи до іншого. Щоб не вирішувати кожен раз окрему задачу дослідження динаміки елемента при конкретному вхідному сигналі, а отримати досить повне уявлення про динамічні властивості елемента внаслідок одного розв'язання рівняння динаміки, доцільно ввести деякий типовий вплив  $x(t)$ , що відображає найбільш тяжкий або найбільш вірогідний режим роботи елементів.

Типові збудувальні впливи, що подають на вхід елементів, називаються *стимулювальними сигналами*, з вихідну величину, яку

отримують внаслідок дії збурення на вході, називають *реакцією на стимулювальну дію*.

В якості стимулювальних сигналів використовують такі типові впливи: одиничну функцію; дельта-функцію; одиничний гармонічний сигнал; степеневі функції часу.

**Одинична функція  $1(t)$**  - функція, незмінна за величиною і дорівнює одиниці для всіх моментів часу  $t \geq 0$ , а для значень  $t < 0$  тотожно дорівнює нулю (рис. 1.6, а).

Аналітично одинична функція може бути представлена таким чином:

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1.23)$$

Цю функцію можна отримати з неперервної функції

$$f(t, \beta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arctg \beta t \quad (1.24)$$

внаслідок граничного переходу при  $\beta \rightarrow \infty$ , обмежуючись розглядом головних значень в інтервалі  $-\frac{\pi}{2} < \arctg \beta t < \frac{\pi}{2}$ :

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} f(t, \beta) = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arctg \beta t \right) = 1(t). \quad (1.25)$$

На практиці виникнення одиничного вхідного сигналу, що описується функцією  $1(t)$ , є вельми типовим, наприклад, підключення постійної напруги до входу елемента.

**Дельта-функція  $\delta(t)$**  (функція Дірака) являє собою імпульс нескінченно великої амплітуди з нескінченно малою тривалістю (рис. 1.6, б). Аналітична форма представлення  $\delta$ -функції буде така :

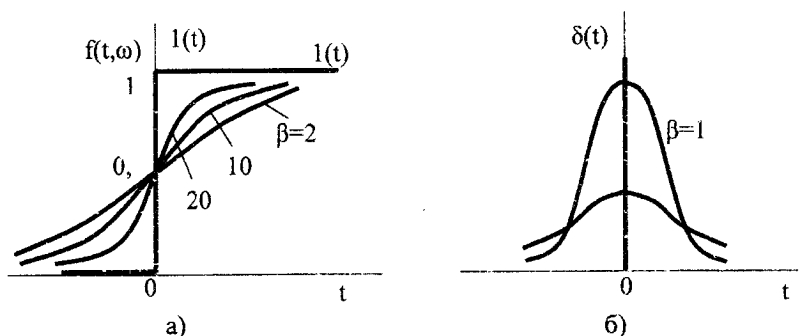


Рис. 1.6. Типові впливи. а) одинична функція і її апроксимація; б) дельта-функція і її апроксимація

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0, \\ 0 & \text{при } t \neq 0, \end{cases} \quad (1.26)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1.27)$$

Між одиничною функцією і  $\delta$ -функцією існує зв'язок у вигляді

$$\delta(t) = \frac{d}{dt} 1(t). \quad (1.28)$$

Функцію Дірака можна отримати також з неперервної функції (рис. 1.6, б):

$$\delta(t, \beta) = \frac{df(t, \beta)}{dt} = \frac{\beta}{\pi(\beta^2 t^2 + 1)} \quad (1.29)$$

шляхом граничного переходу при  $\beta \rightarrow \infty$ , тобто

$$\lim_{\beta \rightarrow \infty} \delta(t, \beta) = \lim_{\beta \rightarrow \infty} \frac{\beta}{\pi(\beta^2 t^2 + 1)} = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0, \\ \frac{\beta}{\pi} = \infty & \text{при } t = 0. \end{cases} \quad (1.30)$$

Інтеграл в межах від  $-\infty$  до  $\infty$  від  $\delta$ -функції дорівнює одиниці.

Короткочасні імпульсні впливи, що аналогічні функції Дірака, практично зустрічаються досить часто. Наприклад, електричний імпульс в 1 мс для звичайних систем регулювання напруги можна вважати подібним до дельта-функції  $\delta(t)$

**Одиничний гармонічний сигнал**  $e^{j\omega t}$  - гармонічні коливання з постійною амплітудою, яка дорівнює одиниці. Цей стимулювальний сигнал може задаватись як в комплексній формі

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t, \quad (1.31)$$

так і в дійсній формі, у вигляді синусоїдального або косинусоїдального коливання

$$\begin{aligned} x(t) &= A \sin(\omega t + \varphi); \\ x(t) &= A \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Тут  $A$  - амплітуда коливань, яка дорівнює одиниці;  $\omega$  - кругова частота, яка визначається як  $\frac{2\pi}{T}$ , де  $T$  - період;  $\varphi$  - початкова фаза.

Вхідний гармонічний сигнал широко використовується в частотних методах дослідження елементів та пристроїв СУА.

**Степеневий стимулювальні впливи** являють собою різні степеневі функції часу. На практиці використовуються лінійна, квадратична, кубічна степеневі функції, аналітичний вираз котрих відповідно має вид

$$x(t) = k_1 t; \quad x(t) = k_2 t^2; \quad x(t) = k_3 t^3. \quad (1.33)$$

Розглянуті види стимулювальних впливів мають різне призначення. В випадку використання одиничного степеневих впливів являє інтерес

окреме розв'язання неоднорідного диференційного рівняння (1.9) при  $x(t)=I(t)$ , тобто перехідний процес, який виникає в елементі при переході його з одного стану рівноваги до іншого. Використання гармонічного впливу дозволяє отримати розв'язок неоднорідного рівняння, що відображає вимушений рух елемента.

Таким чином, в залежності від використання певних типових стимулювальних впливів можна поділити динамічні характеристики елементів на два типи: *часові*, які характеризують властивості елементів в перехідному режимі, і *частотні*, які відображають властивості елементів у вимушеному русі.

Степеневі стимулювальні впливи використовуються для досліджень динамічних властивостей елементів систем, які працюють в режимі слідкування.

### 1.5.2. Часові динамічні характеристики елементів

Часові динамічні характеристики являють собою функції часу і служать для оцінки динамічних властивостей елементів при їх дослідженні в області дійсної змінної  $t$ .

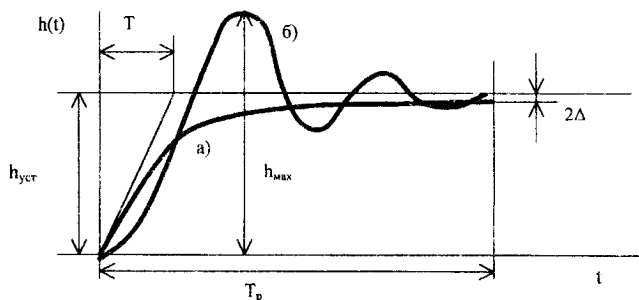


Рис. 1.7. Перехідні функції елемента:  
а) експоненціального типу; б) коливального типу

Розрізняють два види часових характеристик: *перехідні* -  $h(t)$  і *імпульсні* -  $w(t)$ .

**Перехідною характеристикою** елемента називається реакція цього елемента на одиничну функцію.

З наведеного визначення випливає, що для знаходження перехідної характеристики лінійного елемента необхідно розв'язати неоднорідне рівняння руху цього елемента за умови, що вхідний вплив  $x(t)=I(t)$ .

За виглядом перехідної характеристики роблять висновки про якість елемента, оцінка якого проводиться за так званими показниками

перехідного процесу. Розглянемо ці показники для двох видів перехідного процесу: *аперіодичного* (рис.1.7, а) і *коливального* (рис. 1.7, б).

Для *аперіодичного* процесу, який виникає в системі першого порядку, характерними показниками будуть:

1. **Постійна часу елемента  $T$** , яка визначається величиною відрізка, що відсікає на лінії усталеного режиму дотична, яка проведена до кривої  $h(t)$  на початку координат.

2. **Тривалість перехідного процесу  $T_p$** , яка наближено дорівнює потрібному значенню постійної часу  $T_p = 3T$ .

3. **Статична помилка  $\Delta$** , яка являє собою відхилення вихідної величини  $y(t)=h(t)$  від усталеного значення по закінченню часу, що дорівнює тривалості перехідного процесу.

Для *коливального* процесу можна назвати такі показники:

1. **Тривалість перехідного процесу  $T_p$**  - час, за який вихідна величина при подальшій своїй зміні буде відхилитись від усталеного режиму не більш, ніж на величину статичної помилки  $\Delta$ .

2. **Коливальність**, тобто число коливань за час перехідного процесу

$$v = \frac{T_p}{T_0}, \quad (1.34)$$

де  $T_0$  - умовний період коливань.

3. **Перерегулювання**, яке являє собою відношення максимального відхилення вихідної величини від усталеного значення до усталеного значення

$$\sigma = \frac{h_{\max} - h_{уст}}{h_{уст}} 100\%. \quad (1.35)$$

4. **Коефіцієнт згасання** - відношення суміжних перерегулювань

$$\chi = \frac{\sigma_2}{\sigma_1}. \quad (1.36)$$

5. **Статична помилка  $\Delta \leq 3...5\%$**  усталеного значення.

Таким чином, визначивши перехідну характеристику елемента шляхом розв'язання неоднорідного диференціального рівняння при одиничному вхідному впливові і нульових початкових умовах, можна охарактеризувати динамічні властивості елемента, користуючись наведеними показниками якості.

**Імпульсною характеристикою** називається реакція елемента на стимулювальний вплив, що являє собою  $\delta$ -функцію.

Імпульсна характеристика є похідною від перехідної характеристики

$$w(t) = \frac{dh(t)}{dt}. \quad (1.37)$$

Це витікає з рівняння зв'язку (1.28) між одиничною функцією і  $\delta$ -функцією. З іншого боку імпульсна характеристика  $w(t)$  пов'язана з передаточною функцією елемента  $W(p)$  зворотним перетворенням Лапласа

$$w(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} W(p) e^{pt} dp . \quad (1.38)$$

Отже,  $w(t)$  є вичерпною характеристикою динамічних властивостей елемента.

### 1.5.3. Частотні характеристики елементів

Реакція елемента на вхідний гармонічний сигнал пов'язана з поняттям частотних функцій.

Якщо на вхід лінійного елемента подати гармонічний вплив - синусоїдальні коливання з циклічною частотою  $\omega$ , амплітудою  $X$  і початковою фазою  $\varphi_1(\omega)$  :

$$x(t) = X \sin [\omega t + \varphi_1(\omega)],$$

то після закінчення певного часу на виході будуть також синусоїдальні коливання, але з іншою амплітудою  $Y$  і початковою фазою  $\varphi_2(\omega)$  :

$$y(t) = Y \sin [\omega t + \varphi_2(\omega)].$$

При різних значеннях  $\omega$  відношення амплітуд  $K(\omega)$  вихідного  $Y$  і вхідного  $X$  коливань а також різниця фаз  $\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$  мають різні значення. Зв'язок між параметрами вхідного і вихідного коливань при різних частотах описується *амплітудно-фазовою частотною функцією* (АФЧХ) або комплексним коефіцієнтом передачі:

$$W(j\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (1.39)$$

Ця функція може бути представлена у вигляді

$$W(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega), \quad (1.40)$$

де  $A(\omega)$  і  $B(\omega)$  - відповідно дійсна і уявна частотні функції:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= K(\omega) \cos \varphi(\omega); \\ B(\omega) &= K(\omega) \sin \varphi(\omega). \end{aligned} \quad (1.41)$$

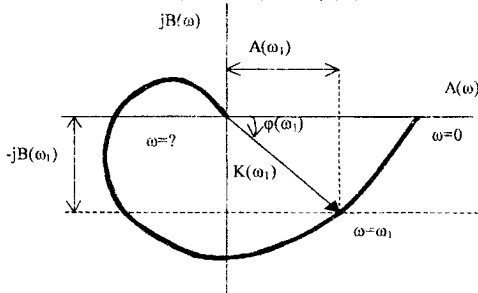


Рис. 1.8. Наближений вигляд амплітудно-фазової характеристики



При графічній побудові функції  $W(j\omega)$  в комплексній площині в залежності від зміни  $\omega$  (наприклад, від 0 до  $\infty$ ) кінець вектора  $W(j\omega)$  описує на комплексній площині деяку криву (годограф), яка є амплітудно-фазовою характеристикою. Для прикладу на рис. 1.8. наведено один з видів характеристики  $W(j\omega)$ . Вектор, який провели з початку координат в будь-яку точку характеристики ( $\omega = \omega_l$ ), визначає амплітуду і фазу при відповідній частоті, наприклад  $K(\omega_l)$  і  $\varphi(\omega_l)$ . Зі збільшенням частоти  $\omega$  даються взнаки інерційні властивості елемента і амплітуда вихідних сигналів зменшується при незмінній амплітуді вхідних коливань, а відставання по фазі вихідних сигналів відносно вхідних збільшується. Найбільше значення амплітуди вихідних сигналів відповідає частоті  $\omega = 0$ .

**Амплітудно-фазова** характеристика об'єднує дві характеристики - амплітудно-частотну (АЧХ) і фазо-частотну (ФЧХ).

Функція  $K(\omega) = |W(j\omega)|$  є аналітичним виразом АЧХ елемента. У відповідності з (1.40)

$$K(\omega) = |W(j\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}. \quad (1.42)$$

АЧХ показує зміну відношення амплітуд вихідного і вхідного сигналів в залежності від частоти вхідних гармонічних сигналів.

Функція  $\varphi(\omega)$ , яка являє собою різницю фаз вхідного і вихідного коливань, є аналітичним виразом ФЧХ:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (1.43)$$

Графічну побудову функцій  $K(\omega)$  і  $\varphi(\omega)$  часто зручно виконувати у вигляді логарифмічних частотних характеристик. Якщо прологарифмувати вираз (1.39), то отримаємо залежність

$$\ln W(j\omega) = \ln K(\omega) + j\varphi(\omega),$$

яка складається з дійсної і уявної частин, кожна з яких можна зобразити графічно в функції логарифма частоти. Замість  $\ln K(\omega)$  зазвичай розглядають функцію  $L(\omega) = 20 \lg K(\omega)$ , графічне зображення якої в логарифмічному масштабі частот називається *логарифмічною амплітудно-частотною характеристикою (ЛАЧХ)*; одиницею її вимірювання є децибел. Функція  $\varphi(\omega)$ , яка побудована в логарифмічному масштабі частот, називається *логарифмічною фазо-частотною характеристикою (ЛФЧХ)*.

При впливі на елемент сигналу вільної форми його можна розкласти за допомогою ряду Фур'є на прості гармонічні складові і отримати результат загального впливу як суму впливів від окремих складових.

Перехідну, імпульсну і частотні (амплітудно-фазову, амплітудно-частотну, фазо-частотну) характеристики елемента можна визначити за диференціальним рівнянням елемента при відповідному вхідному впливі.

Перелічені вище характеристики можна знайти експериментально, якщо рівняння елемента невідомо.

За отриманими характеристиками можна, використовуючи відповідні формули, знайти вихідну величину  $y(t)$  елемента при будь-якому вхідному впливі.

Якщо відомо диференціальне рівняння для перехідного процесу, то при визначенні динамічних властивостей елемента доцільно використовувати передаточну функцію.

Якщо відома передаточна функція, то можна знайти інші динамічні характеристики. Оскільки перетворення Лапласа від одиничної функції  $L\{1(t)\} = \frac{1}{p}$ , то при визначенні перехідної функції  $h(t)$  розв'язок лінійного рівняння елемента при  $x(t)=1(t)$  та нульових початкових умовах рівноцінно визначеною оригінала добутку  $\frac{1}{p}W(p)$ . Перехідна функція в операторній формі

$$H(p) = W(p) \frac{1}{p},$$

отже

$$h(t) = L^{-1} \left[ \frac{W(p)}{p} \right].$$

Таким чином, перехідну функцію можна знайти за її передаточною функцією. Оскільки, перетворення Лапласа від одиничного імпульсу  $L\{\delta(t)\} = 1$ ,

$$w(t) = L^{-1} [W(p)],$$

тобто передаточна функція є зображенням імпульсної функції.

Амплітудно-фазова частотна функція може бути знайдена з передаточної функції шляхом простої заміни  $p$  на  $j\omega$ .

$$W(j\omega) = \left. \frac{Y(p)}{X(p)} \right|_{p=j\omega}$$

Закон зміни вихідної величини  $y(t)$  можна визначити за допомогою операції зворотнього перетворення Лапласа ( $L^{-1}$ ).

$$y(t) = L^{-1} [Y(p)] = L^{-1} [W(p) \cdot X(p)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\omega}^{\sigma_0 + j\omega} X(p) \cdot W(p) \cdot e^{pt} dp,$$

де  $\sigma_0$  – абсциса абсолютного збігання функції  $y(t)$ .

Визначення динамічних властивостей окремих лінійних і лінеаризованих елементів і дослідження автоматичного пристрою в цілому полегшується в разі подання елементів типовими ланками, яке базується

на ідентичності лінійних диференціальних рівнянь, що описують процеси в різних елементах.

Типова лінійна ланка (їй може відповідати реальний елемент або комбінація кількох елементів, а іноді частина елемента) описується диференціальним рівнянням не вище другого порядку. Така ланка володіє направленою властивістю, тобто пропускає керувальний вплив тільки в одному напрямку: від входу до виходу. Диференціальні рівняння типових лінійних ланок можна складати незалежно від інших ланок, оскільки завдяки однонаправленості дії підключення наступної ланки не чинить зворотної дії на попередню ланку.

Вказана направлена дія забезпечується за умови, що вихідна потужність попередньої ланки значно більша вхідної потужності наступної ланки (тобто попередня ланка повинна працювати в режимі, який наближений до неробочого ходу). Ланка також володіє детекторними властивостями, якщо вплив навантаження скомпенсовано.

Будь-яка ланка має вхід - місце прикладення впливу на ланку, а також вихід - місце, де проявляється вплив цієї ланки на наступну. Кожна типова ланка характеризується своєю передаточною функцією. Якщо відомі ланки автоматичної системи і їх передаточні функції, то будь-яку систему можна представити як сукупність певним чином з'єднаних поміж собою типових ланок направленої дії, які замінюють реальні елементи, тобто у вигляді еквівалентної структурної схеми системи.

Для переважної більшості систем автоматичного управління розрізняють такі основні типові ланки: аперіодична, коливальна, інтегрувальна, диференціувальна, підсилювальна і ланка з постійним запізненням.

Треба відзначити, що один і той же елемент або комбінація з декількох елементів може відноситись до різних типових ланок в залежності від того, які фізичні величини прийняті за вхідний  $x$  і вихідний  $y$  сигнали.

*Аперіодичною* (інерційною) називається ланка, в якій при подачі на вхід одиничного ступінчастого впливу вихідний сигнал аперіодично за експоненціальним законом прагне до нового усталеного значення. Характерним для аперіодичної ланки будь-якої фізичної природи є її інерційність. Такій ланці відповідає пристрій, який, зазвичай, містить елемент, що може накопичувати енергію або речовину, а також елемент, який створює опір потоку енергії або речовини.

Динамічні властивості аперіодичної ланки описуються найпростішим диференціальним рівнянням першого порядку

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t), \quad (1.45)$$

а передаточна функція має вигляд

$$W(p) = \frac{K}{Tp + 1} \quad (1.46)$$

де  $K$  - передаточний коефіцієнт ланки;  $T$  - стала часу, яка характеризує швидкість протікання аперіодичного експоненціального перехідного процесу; вона залежить від фізичних параметрів кола, наприклад,  $R, L, C$ .

Прикладами елементів, які можна розглядати як аперіодичні ланки, можуть служити електричні контури типу  $RC$  або  $RL$ , різні пристрої, що мають індуктивність або махову масу, і ін.

*Коливальною* називається ланка, в якій при подачі на вхід одиничного ступінчастого впливу вихідний сигнал прагне до нового усталеного значення, здійснюючи відносно нього згасаючі коливання. Це так звана стійка коливальна ланка. Характерним для елементів, відповідних коливальній ланці, є наявність не менше двох накопичувачів енергії, які мають властивість обмінюватись запасами енергії. Якщо в процесі обміну загальний запас енергії в ланці зменшується, то коливання згасають, і ланка є стійкою. В стійкій коливальній ланці окрім двох накопичувачів енергії повинен бути ще елемент, який може розсіювати енергію.

Динамічні властивості коливальної ланки описуються диференціальним рівнянням другого порядку :

$$T^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t), \quad (1.47)$$

а передаточна функція має вигляд

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1}, \quad (1.48)$$

де  $K$ - передаточний коефіцієнт ланки, який дорівнює відношенню усталених значень вихідної і вхідної величин ;  $\xi$  - відносний коефіцієнт згасання.

Прикладом коливальної ланки може слугувати електричний контур  $RLC$ .

Динамічні процеси в механічній коливальній ланці і електричному контурі аналогічні, оскільки вони описуються однаковими диференціальними рівняннями. В механічній коливальній ланці маса є аналогом індуктивності, пружність - аналогом електричної ємності, а механічний опір - аналогом електричного опору.

*Інтегрувальною* називається ланка, в якій вихідний сигнал пропорційний інтегралу за часом від вхідного сигналу, тобто швидкість зміни вихідного сигналу пропорційна вхідному сигналу.

Динамічні властивості інтегрувальної ланки описуються рівнянням

$$y(t) = K \int_0^t x(t) dt \text{ або } \frac{dy}{dt} = Kx(t), \quad (1.49)$$

а передаточна функція має вигляд

$$W(p) = \frac{K}{p}, \quad (1.50)$$

де  $K$  - коефіцієнт пропорційності, який по аналогії з попередніми ланками можна назвати передаточним коефіцієнтом.

Інтегральною ланкою замінюють, наприклад, електродвигун постійного струму незалежного збудження, якщо в якості вхідної величини прийняти напругу, яку підводять до якоря двигуна, а вихідної - кут зсуву якоря. Нехтуючи механічною інерційністю якоря і індуктивністю його обмоток, можна вважати, що існує пропорційність між напругою на якорі і швидкістю зміни вихідної величини, тобто кутовою швидкістю вала в будь-який момент часу.

*Диференціувальною* називається ланка, в якій вихідний сигнал пропорційний похідній за часом від вхідного сигналу, тобто вихідний сигнал пропорційний швидкості зміни вхідного сигналу. Згідно з визначенням

$$W(p) = Kp,$$

де  $K$  - коефіцієнт передачі ланки.

Ланка з такою передаточною функцією є ідеальною, тому що практично реалізувати подібні ланки в пасивних схемах не вдається.

Передаточна функція реальної диференціувальної ланки має вигляд

$$W(p) = \frac{KTp}{Tp + 1}. \quad (1.51)$$

Треба відзначити, що для диференціувальних ланок фазочастотні характеристики позитивні, а амплітудночастотні збільшуються з ростом частоти. Для аперіодичних, коливальних і інтегрувальних ланок фазочастотні характеристики негативні, а амплітудно-частотні зменшуються з ростом частоти. Диференціувальні ланки часто використовуються в системах автоматичного управління для компенсації запізнення, підвищення якості регулювання і забезпечення стійкості.

*Підсилювальною* (пропорційною) називається ланка, в якій вихідний сигнал в будь-який момент часу пропорційний вхідному сигналу. На відміну від інших підсилювальна ланка описується алгебраїчним рівнянням, в якому властивості ланки визначаються коефіцієнтом підсилення  $K$ .

Передаточна функція підсилювальна ланки має вигляд

$$W(p) = K. \quad (1.52)$$

Теоретично це значить, що підсилювальна ланка повинна здійснювати підсилення (перетворення) і передачу миттєвих значень величин без викривлення і запізнення.

Такі властивості мають елементи автоматичних систем при відсутності накопичувачів енергії, коли забезпечується безінерційність елементів чи ланок і невикривлена передача впливу. Але потрібно пам'ятати, що реальні елементи в тій або іншій мірі є інерційними і нелінійними. Тому, щоб визначити, чи є безінерційним той або інший елемент автоматичної системи, необхідно порівняти його сталу часу  $T$  зі сталими часу інших ланок системи, інерційність яких повинна бути врахована.

Прикладами підсилювальних ланок є безінерційний електронний підсилювач, дільник напруги, важіль і інші.

Ланка з постійним запізненням являє собою ланку, в якій вихідний сигнал відтворює зміну вхідного сигналу без викривлення, але з деяким постійним часовим запізненням  $\tau$  по відношенню до вхідного сигналу.

Рівняння ланки з постійним запізненням при  $K \neq 1$  має вигляд

$$y(t) = Kx(t - \tau)$$

або згідно з теоремою запізнення в операторній формі

$$Y(p) = Ke^{p\tau}X(p),$$

а передаточна функція

$$W(p) = Ke^{p\tau}. \quad (1.53)$$

Прикладами такого типу ланок є реле в режимі підсилювачів, коло з малоінерційних елементів і т.п..

З'єднання ланок направленої дії може бути послідовним, паралельним, зустрічно-паралельним (зворотні зв'язки) і змішаним (комбінація всіх видів з'єднань). Окремі елементи і їх групи, а також автоматичні системи в цілому можна представити у вигляді певних комбінацій з'єднаних між собою детектувальних ланок.

Приведені вище динамічні властивості відносяться до елементів і ланок, які мають несуттєву нелінійність. Але існують різноманітні суттєво нелінійні елементи і ланки.

Вивчення властивостей суттєво нелінійних елементів і ланок при перехідних процесах є самостійною задачею, яку розглядають в курсах теорії автоматичного управління і регулювання. Тут відмітимо, що для найбільш розповсюджених суттєво нелінійних елементів релейної дії представляють інтерес додаткові динамічні параметри: час спрацьовування і час відпускання. Стрибкоподібна зміна вихідної величини (див. рис. 1.3 і 1.5) завжди займає деякий кінцевий проміжок часу.

Час спрацьовування  $t_{спр}$  - це проміжок часу від моменту подачі на вхід сигналу спрацьовування, до моменту встановлення нового значення вихідної величини; час відпускання  $t_{від}$  - проміжок часу від моменту подачі на вхід сигналу відпускання до моменту встановлення первісного значення вихідної величини.

Час спрацьовування і час відпускання залежать від величини вхідного впливу і характеру зміни в часі вхідної величини.

В найпростішому випадку зміна вхідної величини при спрацьовуванні реле, якщо знехтувати впливом руху рухомих частин, може бути виражено диференціальним рівнянням

$$T \frac{dx}{dt} + x = x_{max}, \quad (1.54)$$

розв'язком якого буде

$$x = x_{max} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right).$$

Вважаючи  $t = t_{зр}$  і  $x = x_{зр} \approx x_{снр}$ , знайдемо

$$t_{снр} = t_{зр} + t_{рух} = T \ln \frac{x_{max}}{x_{max} - x_{снр}} + t_{рух} = T \ln \frac{K_3}{K_3 - 1} + t_{рух}.$$

де  $K_3$  - коефіцієнт запасу;  $T$  - постійна часу при спрацьовуванні;  $t_{зр}$  - часовий інтервал від моменту надходження  $x_{max}$  до початку руху рухомих частин реле, коли  $x = x_{зр}$ ;  $t_{рух}$  - час руху рухомих частин реле при спрацьовуванні.

Зміна величини  $x$  при відпусканні реле описується наступним чином

$$T' \frac{dx}{dt} + x = 0.$$

Враховуючи, що при  $t = 0$   $x = x_{max}$ , отримуємо

$$x = x_{max} e^{-\frac{t}{T'}}.$$

Вважаючи, що  $t = t_{зр}'$  і  $x = x_{зр}' \approx x_{відн}$ , знайдемо

$$t_{відн} = t'_{зр} + t'_{рух} = T' \ln \frac{x_{max}}{x_{відн}} + t'_{рух} = T' \ln \frac{K_3}{K_{II}} + t'_{рух},$$

де  $t'_{зр}$  - часовий інтервал від моменту припинення дії величини  $x_{max}$  до початку руху рухомих частин реле, коли  $x = x_{зр}'$ ;  $K_{II}$  - коефіцієнт повернення;  $t'_{рух}$  - час руху рухомих частин реле при відпусканні;  $T'$  - постійна часу при відпусканні.

В загальному випадку  $t_{снр} \neq t_{відн}$ . Але для наближеної оцінки динамічних властивостей релейної ланки іноді приймають  $t_{снр} = t_{відн}$ , яке називають *часом запізнення*. Час запізнення відносять звичайно до якогось певного зовнішнього впливу і вважають, що він є незмінним. Тоді динамічну релейну ланку можна представити у вигляді двох послідовно з'єднаних ланок - безінерційної релейної ланки і ланки з постійним запізненням.

## 1.6. Технічні характеристики елементів та пристроїв СУА

*Технічні характеристики* елементів та пристроїв СУА поділяють на п'ять груп: статичні, динамічні, точнісні, експлуатаційні і економічні.

1.*Статичні характеристики:* коефіцієнти підсилення і передаточні коефіцієнти (чутливість); лінійність статичних характеристик (для лінійних елементів і пристроїв); мінімальні і максимальні значення вхідних і вихідних параметрів (порог чутливості, зона нечутливості або неоднозначності, значення параметрів насичення, робочий діапазон зміни сигналів і параметрів); вхідна і вихідна потужність; номінальні значення параметрів; коефіцієнти добротності і інші.

2.*Динамічні характеристики:* ступінь астатизму; частотні характеристики (передаточні функції); полоса пропускання; показники якості, які характеризують перехідні режими (постійні часу, величини демпфування, перерегулювання); запаси стійкості по фазі і амплітуді; статистичні динамічні характеристики і інші.

3.*Точнісні характеристики:* статична точність (або позиційна, швидкісна і інші помилки); точність в перехідних режимах (швидкодія, точність при типових впливах); точність при наявності збурення, статистична точність (динамічна або флюктуаційна помилка).

4.*Експлуатаційні характеристики:* ефективність використання згідно з вибраними критеріями; стабільність характеристик і параметрів в умовах нормальної експлуатації; стійкість до збурень зовнішнього середовища (термостійкість, вологостійкість, віброміцність, робота в умовах вакууму, допустимі механічні перевантаження і т.п.); радіаційна стійкість; час готовності до роботи; безпека під час експлуатації; ремонтоспроможність і взаємозамінюваність; маса (вага), габаритні розміри; енергоємність (питома потужність); стійкість до тривалого зберігання; вимоги до джерел живлення і інші.

5.*Економічні характеристики:* надійність; вартість, відтворюваність параметрів і характеристик в умовах виробництва; ККД; ресурс роботи; чутливість технічних параметрів до величин виробничих допусків і ін.

Енергетичні параметри елементів і систем, зазвичай, входять непрямо чином в статичні, динамічні і експлуатаційні характеристики.

Технічні вимоги до елементів та пристроїв СУА а також вимоги до умов їх експлуатації формують у відповідності до розглянутих раніше технічних характеристик на етапах проектування, виробництва і випробування дослідного зразка. Крім того, до елементів та пристроїв СУА можуть пред'являтися ергономічні і інші спеціальні вимоги (наприклад, ступінь живучості системи, плавність руху механічного навантаження, дотримання норм стандартів безпеки праці і охорони зовнішнього середовища та ін.).



При аналізі (виборі) або проектуванні елементів і пристроїв СУА, які виконують окремі функціональні задачі збору, передачі, переробки і використання інформації, можна виділити головні технічні вимоги, які відповідають функціональному призначенню даного елемента. Наприклад, головними вимогами, що пред'являються до перетворювальних пристроїв, є статична і динамічна точність при необхідній швидкодії, до підсилювальних пристроїв – коефіцієнти підсилення і швидкодії, до коригувальних пристроїв – необхідні частотні характеристики, до виконавчих пристроїв – вихідна потужність і швидкодія. Головними технічними вимогами, які пред'являються до керувальних ПЕОМ (встроєних мікро-ЕОМ) як до логіко-обчислювальних підсистем, є швидкодія і обсяг пам'яті, а також логічні і технічні можливості спражіння ЕОМ з об'єктами, що управляються.

## 1.7. Надійність елементів

Елементи і пристрої автоматики, з яких утворюються різні системи автоматичного управління, повинні мати високу надійність, оскільки хибне виконання функції навіть одним елементом може призвести до виходу з ладу всієї системи. Тому при проектуванні, створенні і експлуатації елементів автоматики необхідно приділяти увагу питанням забезпечення їх високої надійності.

Під *надійністю* розуміють властивість елемента зберігати свої параметри в певних межах означених режимів роботи і умовах експлуатації. З цього якісного визначення випливає, що ненадійним вважається не тільки той елемент, у якого виникають механічні або електричні пошкодження, що призводять до його непрацездатності, а також і той елемент, у якого вихідні параметри і характеристики змінюються понад допустимих меж (наприклад, величина диференціального коефіцієнта перетворення, вид частотної характеристики).

Надійність оцінюється критеріями надійності. Кількісне значення критерія надійності для конкретного елемента називається *характеристикою надійності*. Але жодна з кількісних характеристик в загальному випадку не може служити повною характеристикою надійності, оскільки поняття надійності більш глибоке, ніж будь-яка кількісна характеристика. Тому часто використовується для визначення поняття надійності найбільш наочна кількісна характеристика - ймовірність безвідмовної роботи впродовж визначеного часу - не може в повній мірі характеризувати надійність.

Треба відмітити, що хоча надійність елемента можна вважати технічним параметром, подібно до коефіцієнта підсилення, ширини полоси пропускання, чутливості, проте кількісне визначення цього

параметра зустрічає ряд труднощів. Це пояснюється тим, що на надійність впливає значно більше факторів, ніж на інші параметри елемента. До таких факторів належать: число і якість деталей, з яких складається елемент, режими роботи елемента, умови експлуатації, якість технічного обслуговування і багато інших, більшість з яких є випадковими. В зв'язку з цим досить повно охарактеризувати надійність елементів і пристроїв систем управління можна тільки деякими кількісними характеристиками.

Математичною основою теорії надійності є теорія ймовірності і математична статистика, тому всі критерії характеризують надійність певного класу елементів, а не конкретного зразка.

Під *відмовою* в загальному випадку розуміють подію, після появи якої елемент стає ненадійним. Відповідно, відмова має місце не тільки у випадку виходу з ладу елемента, але і при відхиленні його параметрів від допустимих меж.

Як і будь-які випадкові події, відмови можуть бути *незалежними* і *залежними*. Якщо відмова будь-якого елемента системи не змінює ймовірності відмови інших елементів, то така відмова є *незалежною*. В протилежному випадку відмова є *залежною*.

За характером прояву розрізняють *раптові* і *поступові* відмови. *Раптова* відмова настає при стрибкоподібній зміні параметра елемента, коли його величина перевищує допустимі значення. В більшості випадків вона обумовлюється схованими дефектами матеріалів і деталей або є результатом виходу з ладу елемента, наприклад, через електричне або механічне ушкодження. *Поступова* відмова виникає в результаті тривалої зміни параметрів елемента до значень, які перевищують установлені норми, що обумовлюється старінням або зносом деталей, зміною температури, тиску, вологості навколишнього середовища, живлячих напруг і т.п.

Характер відмови в багатьох випадках залежить від типу елемента і його конструктивних особливостей. Наприклад, для контактних електромеханічних реле характерні як раптові відмови (перегорання обмотки реле, обрив проводів), так і поступові відмови, викликані зносом контактів (розрегулювання або обгорання контактів).

Відмови бувають остаточними та перемежувальними. В першому випадку має місце втрата надійності на час, необхідний для усунення відмови в процесі ремонту. Перемежувальна відмова продовжується короткий час, після чого елемент самовідновлюється і стає надійним. Звичайно вміст перемежувальної відмови в елементі свідчить про наближення остаточної поступової відмови.

Маючи на увазі, що відмова є подією випадковою, кількісні характеристики надійності носять статистичний характер.

Для визначення випадкових величин потрібно мати необхідні статистичні дані, які визначаються з досвіду експлуатації або з

лабораторних досліджень, що з достатньою близькістю імітують реальні умови експлуатації.

Найбільш повно випадкові величини характеризуються законами розподілу ймовірностей, котрі можуть бути представлені в різній формі.

Для оцінки надійності елементів найчастіше використовують такі кількісні характеристики, як ймовірність безвідмовної роботи протягом визначеного часу, середній час безвідмовної роботи, частота і небезпека відмови у визначених умовах експлуатації.

*Ймовірність безвідмовної роботи* - це ймовірність того, що елемент буде зберігати параметри в заданих межах протягом визначеного часу і за визначених умов експлуатації. Якщо позначити через  $P(t)$  ймовірність безвідмовної роботи протягом часу  $t$ , а через  $Q(t)$  - ймовірність відмови за той же час, то

$$P(t) = 1 - Q(t). \quad (1.55)$$

Величину  $P(t)$  на підставі експериментальних даних можна визначити з відношення

$$P(t) \approx \frac{n(t)}{N_0}, \quad (1.56)$$

де  $n(t)$  - число елементів, пропрацювавших без відмови протягом часу  $t$ ;

$N_0$  - число елементів на початку випробувань.

Ймовірність безвідмовної роботи враховує більшість факторів, які суттєво впливають на надійність елементів, і характеризує зміну надійності в часі. Ця характеристика входить в якості множника в інші кількісні характеристики елементів.

Надійність можна характеризувати ймовірністю відмови  $Q(t)$ , тобто  $Q(t) = 1 - P(t)$ .

*Середній час безвідмовної роботи* - це математичне очікування часу справної роботи.

Середній час безвідмовної роботи  $t_{cp}$

$$t_{cp} = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (1.57)$$

Час  $t_{cp}$  на основі експериментальних даних може бути визначено за формулою

$$t_{cp} \approx \frac{\sum_{i=1}^N t_i}{N}, \quad (1.58)$$

де  $t_i$  - час безвідмовної роботи  $i$ -го елемента;  $N$  - число елементів, що випробовуються.

За величиною часу  $t_{cp}$  можна робити висновки про надійність елементів, визначити число запасних елементів для роботи в період

календарного часу. Проте, як математичне очікування випадкової величини ця характеристика не дає повної оцінки часу безвідмовної роботи.

*Частота відмови* - це щільність ймовірності часу роботи елемента з моменту включення до відмови. Ймовірність безвідмовної роботи  $P(t)$  пов'язана з частотою відмов  $a(t)$  співвідношенням

$$1 - P(t) = \int_0^t a(t) dt = Q(t). \quad (1.59)$$

Для визначення частоти відмов на підставі експериментальних даних служить відношення

$$a(t) \approx \frac{\Delta n}{N_0 \Delta t}, \quad (1.60)$$

де  $\Delta n$  - число елементів, які відмовили за інтервал часу  $\Delta t$ ;  $N_0$  - початкове число випробуваних елементів.

За величиною частоти відмов  $a(t)$  можна робити висновки про число елементів, які можуть вийти з ладу в якомусь проміжку часу. Так, за час  $\Delta t$  з (1.60) число елементів, що відмовили,

$$\Delta n = a(t) N_0 \Delta t.$$

Небезпека (інтенсивність) відмов - це умовна щільність ймовірності часу до відмови в момент часу  $t$  за умови, що елемент не відмовив до моменту часу  $t$ .

Небезпека відмови  $\lambda(t)$  пов'язана з частотою відмов і ймовірністю безвідмовної роботи відношенням

$$\lambda(t) = \frac{a(t)}{P(t)}. \quad (1.61)$$

Величина  $\lambda(t)$  на основі експериментальних даних визначається відношенням

$$\lambda(t) \approx \frac{\Delta n}{N(t) \Delta t}, \quad (1.62)$$

де  $\Delta n$  - число елементів, які відмовили за інтервал часу  $\Delta t$ ;

$$N(t) = \frac{N_{II} + N_K}{2};$$

$N_{II}$  - число елементів, що справно працювали на початку інтервалу  $\Delta t$ ;

$N_K$  - число елементів, що справно працювали в кінці інтервалу  $\Delta t$ .

При будь-якому законі розподілення відмов існує така залежність між кількісними характеристиками  $\lambda(t)$  і  $P(t)$ :

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt}. \quad (1.63)$$

Знаючи небезпеку відмов  $\lambda(t)$ , можна з рівняння (1.63) знайти  $P(t)$ , а потім з приведених вище відношень визначити інші кількісні характеристики надійності.

Небезпека відмов  $\lambda(t)$  є головною кількісною характеристикою надійності елементів.

Небезпека відмови більшості елементів змінюється з плином часу (рис.1.9, а). Звичайно чітко виражені три характерних ділянки періоду роботи елемента: ділянка  $0 \div t_1$  - період припрацювання і ранніх відмов, котрі характеризуються підвищеним числом відмов через приховані дефекти; ділянка  $t_1 \div t_2$  - період нормальної роботи, за час якої небезпека відмов знижується і стає майже постійною величиною; ділянка від  $t_2$  і далі - період старіння, на якому небезпека відмови знову зростає. На рис. 1.9, б представлена типова крива зміни частоти відмов за часом, яка має також три характерних ділянки, як і небезпека відмов.

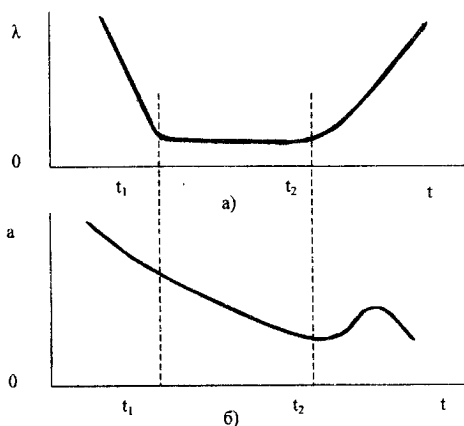


Рис. 1.9. Графіки небезпеки відмов (а) і частоти відмов (б)

Небезпека відмов залежить від виду і якості елементів, режиму їх роботи і умов експлуатації. Навіть для однотипних елементів, які працюють в одному і тому ж режимі і при однакових умовах експлуатації, небезпека відмов може коливатись в широких межах, що пояснюється передусім різною якістю елементів.

Небезпека відмов суттєво залежить від режиму роботи елементів. Найбільший вплив здійснює коефіцієнт навантаження  $K_H$  і температури оточуючого середовища. Під коефіцієнтом навантаження елементів звичайно розуміють відношення дійсної і номінальної потужностей (або відношення напруг, струмів). Зі збільшенням коефіцієнта  $K_H$  елемента і температури оточуючого середовища різко збільшується небезпека відмов, тобто значно знижується надійність елементів. В процесі експлуатації

елементи змінюють величину свого головного параметра, що призводить до зміни коефіцієнта  $K_H$ . Тому при виборі режимів роботи елементів необхідно враховувати зміну параметрів в часі.

Узагальнені дані про безпеку відмов деяких елементів автоматики вітчизняного виробництва приведені в табл. 1.1.

Таблиця 1.1

**Узагальнені дані про безпеку відмов деяких елементів СУА**

Найменування елемента	Небезпека відмов на $10^7$ роботи
Резистори .....	(0,00001±0,015)
Конденсатори .....	(0,00001±0,164)
Трансформатори .....	(0,00002±0,064)
Дроселі, котушки індуктивності	(0,00002±0,044)
Реле .....	(0,0005±1,01)
Сельсини, електродвигуни.....	(0,001±0,33)
Напівпровідникові прилади:	
діоди .....	(0,00012±0,5)
транзистори .....	(0,0001±0,9)

Приведені вище співвідношення дозволяють визначити основні кількісні характеристики надійності елементів. Звичайно на основі статистичних випробувань знаходять початкову характеристику надійності - безпеку відмов або частоту відмов, а інші характеристики і показники визначають розрахунковим шляхом. Для зручності визначення характеристик надійності звичайно вважають, що вони підпорядковуються одному з відомих законів розподілення. Відповідну теоретичну модель вибирають для закону розподілення частоти відмови  $a(t)$ . Методи математичної статистики, що дозволяють проводити і оцінювати ступінь відповідності теоретичних і емпіричних розподілень розглядаються в літературі. Слід відмітити, що при доброму узгодженні початкової теоретичної моделі закону розподілення з законом розподілення відмов елемента зменшується обсяг статистичних досліджень, які потрібні для оцінки показників надійності з заданою достовірністю.

При дослідженні надійності елементів широко використовується показниковий закон розподілення (рис.1.10, а), оскільки з ним частіше доводиться зустрічатись на практиці. Наприклад, показниковий закон розподілення відмови справедливий, якщо закінчився період приробки елементів, а старіння матеріалів проявляється незначно (див. рис.1.9, б. інтервал від  $t_1$  до  $t_2$ ). Цей закон розподілення характеризується одним числовим параметром - безпекою відмови  $\lambda = const$  (див. рис. 1.9, а), і формули для оцінки показників надійності спрощуються :

$$\left. \begin{aligned} P(t) &= e^{-\lambda t}; \\ t_{cp} &= \frac{1}{\lambda}; \\ a(t) &= \lambda e^{-\lambda t} \end{aligned} \right\} \quad (1.64)$$

Формули (1.64) справедливі в випадку, якщо відмови елементів відбуваються через раптові електричні або механічні відмови.

При дослідженні характеристик надійності напівпровідникових приладів а також при прискорених випробуваннях елементів в форсованих режимах і оцінці надійності елементів в період приробки широко використовують розподілення Вейбулла (рис. 1.10, з). Частота відмов при розподіленні Вейбулла

$$a(t) = \lambda_0 k t^{k-1} e^{-\lambda_0 t^k},$$

де  $\lambda_0$  - параметр, який задає масштаб кривої по осі абсцис;  $k$  - параметр розподілення, який задає гостроту і асиметрію розподілення (див. рис.1.10, з).

Кількісні характеристики надійності для розподілення Вейбулла виражаються наступними співвідношеннями:

$$\left. \begin{aligned} P(t) &= e^{-\lambda_0 t^k}; \\ \lambda(t) &= \lambda_0 k t^{k-1}. \end{aligned} \right\} \quad (1.65)$$

Закон Вейбулла узагальнює закон показникового розподілення. Добираючи різні значення  $k$ , можна отримати кращу відповідність з дослідними даними. При  $k = 1$  має місце показниковий закон розподілення. При  $k < 1$  закон розподілення справедливий, якщо небезпека відмов зприхованими дефектами і малим старінням. При  $k > 1$  закон розподілення справедливий, якщо небезпека відмов збільшується, що характерно для елементів, які не мають прихованих дефектів, але швидко старіють.

Для оцінки надійності елементів в початковий період експлуатації електромеханічних і електронних пристроїв з небезпекою відмов, що знижується з часом, служить гама-розподілення (див. рис. 1.10, з). Характеристики надійності при цьому законі розподілення схожі на аналогічні характеристики розподілення Вейбулла, тому і області їх використання приблизно збігаються.

При дослідженні відмов, які виникають під впливом якого-небудь одного домінуючого експлуатаційного фактора, використовують нормальний закон розподілення (див. рис. 1.10, б). Знаходять використання також закони логарифмічного нормального розподілення і розподілення Релея (рис. 1.10, в, д).

Елементи і пристрої СУА за конструктивною складністю дуже різні - від найпростішого елемента (термопара, термістор, тензометр) до дуже складних пристроїв (аналого-цифровий перетворювач, цифровий суматор). Якщо складний пристрій складається з ряду простих елементів, то, знаючи показники надійності останніх, можна визначити надійність усього пристрою.

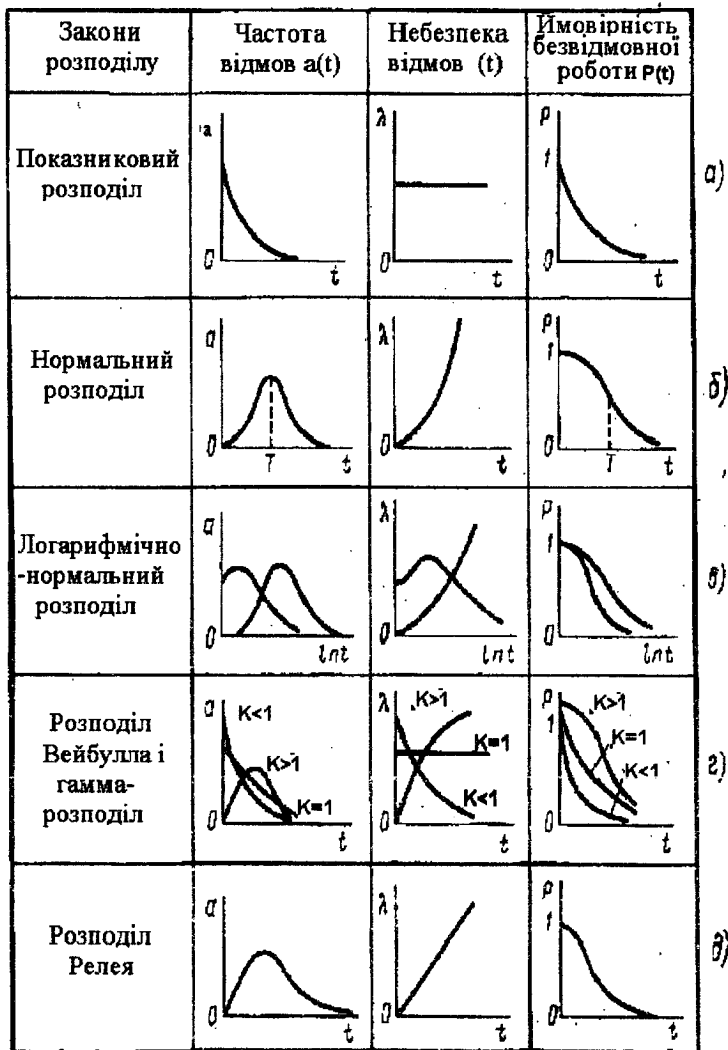


Рис. 1.10.-Характер залежності показників надійності в часі при різних законах розподілу частоти відмов



З точки зору оцінки надійності найпростіші елементи в пристрої з'єднані послідовно або паралельно. Вважається, що елементи з'єднані послідовно, якщо відмова будь-якого з них викликає відмову всього пристрою, і паралельно, якщо відмова всього пристрою настає лише після відмови всіх елементів. В реальних пристроях містяться обидві вказані групи з'єднання елементів. Якщо пристрій складається з  $n$ -послідовно з'єднаних елементів, ймовірності безвідмовної роботи яких для різних інтервалів часу рівні  $P_1(t), P_2(t), \dots, P_n(t)$ , то, на підставі теореми множення незалежних подій, ймовірність безвідмовної роботи пристрою

$$P(t) = P_1(t)P_2(t)\dots P_n(t) = \prod_{i=1}^n P_i(t). \quad (1.66)$$

Небезпека відмови пристрою

$$\lambda(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i(t), \quad (1.67)$$

де  $\lambda_i(t)$  - небезпека відмови  $i$ -го елемента.

В окремому випадку при показниковому законі розподілення, коли  $\lambda_i(t) = \lambda_i = \text{const}$ , ймовірність безвідмовної роботи пристрою  $P(t) = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_i + \dots + \lambda_n)t}$ .

Якщо пристрій складається з  $n$  паралельно з'єднаних елементів, ймовірність відмови яких для різних інтервалів часу рівна  $Q_1(t), Q_2(t), \dots, Q_n(t)$ , то ймовірність відмови пристрою

$$Q(t) = \prod_{i=1}^n Q_i(t). \quad (1.68)$$

Методи збільшення надійності елементів і пристроїв СУА діляться на три групи: виробничі, схемно-конструктивні і експлуатаційні. Виробничі методи включають досконалення технології виготовлення виробів, аналіз причин відмов з послідовним їх усуненням, поліпшення контролю в процесі виробництва. Схемно-конструктивні методи передбачають розробку схем з широкими допусками на відхилення параметрів, вибір потрібних величин навантаження, резервування. Розрізняють поелементне, групове і загальне резервування. Резервний елемент, вузол, блок, або пристрій можуть знаходитись: в умовах навантаженого (гарячого) резерву, коли основні і запасні елементи знаходяться в одному і тому ж робочому режимі; в умовах незавантаженого резерву, коли запасні елементи включаються замість робочого елемента при відмові останнього; в умовах полегшеного резерву, коли запасні елементи аж до відмови основних елементів несуть часткове навантаження. Експлуатаційні методи дозволяють збільшити надійність виробів корекцією робочих режимів елементів і пристроїв, а також системою профілактичних заходів. Строк експлуатації елементів і пристроїв може бути значно збільшено за рахунок багаторазових ремонтів.

## 1.8. Фізичні основи роботи елементів СУА

Робота більшості різноманітних елементів, що застосовуються в СУА, заснована на електричних та магнітних явищах. Всі ці елементи вмикаються в електричне коло, тому для опису їх роботи передусім використовуються закон Ома та закони Кірхгофа.

*Закон Ома.* Струм в провіднику  $I$  дорівнює відношенню напруги  $U$  на ділянці провідника до електричного опору  $R$  цієї ділянки:

$$I = U / R. \quad (1.69)$$

*Перший закон Кірхгофа.* У вузлі електричного кола алгебраїчна сума струмів дорівнює нулю:

$$\sum I = 0. \quad (1.70)$$

*Другий закон Кірхгофа.* В контурі електричного кола алгебраїчна сума електрорушійних сил  $E$  дорівнює алгебраїчній сумі падінь напруг на опорах, що входять в цей контур:

$$\sum E = \sum IR. \quad (1.71)$$

Елементи та вимірювальні схеми в автоматичі можуть бути використані в колах постійного та змінного струму. Закони Ома та Кірхгофа справедливі і для електричних кіл змінного струму. Однак при цьому використовується символічний метод з записом величин, що входять в рівняння, в комплексній формі. Повний опір ділянки кола в комплексній формі

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C), \quad (1.72)$$

де  $R$  – активний опір;  $X_L$  – індуктивний опір;  $X_C$  – ємнісний опір.

Індуктивний опір пропорційний індуктивності  $L$  та частоті змінного струму  $f$ :  $X_L = 2\pi fL$ . Ємнісний опір обернено пропорційний ємності  $C$  та частоті змінного струму  $f$ :  $X_C = 1/(2\pi fC)$ .

Багато елементів СУА базуються на вимірюванні активного, індуктивного чи ємнісного опору. Так, для вимірювань температури використовується ефект збільшення активного опору металевого провідника з ростом температури і зменшення активного опору напівпровідникових матеріалів. В індуктивних давачах, магнітних підсилювачах та деяких інших елементах використовується залежність індуктивності від насичення магнітопроводу чи від взаємного переміщення елементів магнітопроводу, в ємнісних давачах – залежність ємності конденсатора від відстані між його пластинами чи від площі пластин.

У багатьох елементах СУА використовуються електромагнітні і електромеханічні явища, пов'язані з взаємними перетвореннями електричної, магнітної та механічної енергії. В основі цих явищ лежать такі фізичні закони:

Електричний струм, який тече вздовж провідника, створює в просторі, що оточує провідник, особливий фізичний стан, який називається магнітним полем і який характеризується тим, що здійснює сило-вий вплив на рухомі тіла, котрі мають електричний заряд, на провідники зі струмом і на намагнічені тіла (гобто на тіла, які мають магнітний момент, наприклад, постійні магніти). Величина цього діяння характеризується магнітною індукцією речовини  $B$  та прямо пропорційна інтенсивності зовнішнього магнітного поля, яка називається напруженістю  $H$ :

$$B = \mu_{\alpha} H. \quad (1.73)$$

Коефіцієнт пропорційності  $\mu_{\alpha}$  називають абсолютною магнітною проникністю, яка характеризує підсилення або ослаблення напруженості магнітного поля в даній речовині:

$$\mu_{\alpha} = \mu_0 \mu,$$

де  $\mu_0$  – магнітна стала, або магнітна проникність вакууму ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн / м}$ ), характеризує також і магнітні властивості повітря, для якого

$$\mu_{\text{пов}} = 4,0000124\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн / м} \approx \mu_0;$$

$\mu$  – відносна магнітна проникність (безрозмірна величина), яка показує в скільки разів магнітна проникність даного середовища більша або менша магнітної проникності вакууму (повітря).

Отже, джерелами магнітного поля є намагнічені тіла, провідники з струмом і електрично заряджені тіла, які рухаються.

Магнітне поле виникає також при зміні в часі електричного поля. В свою чергу, при зміні в часі магнітного поля виникає електричне поле. Магнітне поле характеризується в кожній точці простору не тільки величиною напруженості поля, а також його напрямком. Властивість струму збуджувати магнітне поле називається магніторушійною силою (м.р.с.). Залежність напруженості магнітного поля  $H$  від струму  $I$  визначається законом повного струму.

*Закон повного струму.* Розглянемо кільцеве осердя з однаковими по всій довжині  $l$  магнітними властивостями та незмінним поперечним перерізом  $s$ . По колу осердя рівномірно намотана обмотка з числом витків  $w$ , через яку тече струм  $I$ .

Намагнічувальна сила  $F$ , що діє на вздовж замкнутого контуру осердя, дорівнює

$$F = Iw, \quad (1.74)$$

де  $Iw$  – сума всіх струмів, що пронизують цей контур, тобто пронизують вікно осердя. Намагнічувальна сила (н.с.), яка припадає на одиницю довжини осердя, дорівнює напруженості магнітного поля  $H$ .

Тому, згідно з законом повного струму для визначеного прикладу середнє значення напруженості магнітного поля осердя дорівнює н.с., яка діє вздовж замкнутого контуру.

$$H = F / l = \frac{Iw}{l}, \quad (1.75)$$

де  $l$  - середня довжина осердя, або середня магнітна лінія.

Таким чином,  $H$  в однорідному осерді однозначно визначається струмами в його обмотках. Якщо відомі величина та характер зміни  $H$ , то за виразом (1.75) можна обчислити струм в його обмотці.

Якщо осердя має кілька обмоток  $w_1, w_2, \dots, w_n$ , через які відповідно протікають струми  $I_1, I_2, \dots, I_n$ , то напруженість поля дорівнює

$$H = \frac{1}{l} (I_1 w_1 + I_2 w_2 + \dots + I_n w_n). \quad (1.76)$$

**Закон електромагнітної індукції.** Якщо під дією напруженості  $H$  в осерді створений магнітний потік  $\Phi$ , то його значення можна визначити за формулою

$$\Phi = Bs, \quad (1.77)$$

де  $B$  - магнітна індукція в магнітному матеріалі осердя, яка відповідає визначеній струмом  $I$  напруженості магнітного поля  $H$ .

Відповідно до закону електромагнітної індукції при будь-якій зміні магнітного потоку  $\Phi$  осердя в його обмотках індукуються е.р.с.:

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = -w \frac{d\Phi}{dt} = -ws \frac{dB}{dt}. \quad (1.78)$$

Якщо кінці обмотки замкнуті, то в ній під дією е. р. с. потече струм в такому напрямку, при якому його власне магнітне поле буде протидіяти зміні основного магнітного потоку. Якщо магнітний потік в осерді змінюється за синусоїдальним законом

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t = s B_m \sin \omega t, \quad (1.79)$$

де  $\omega$  - кутова частота;  $\Phi_m$  та  $B_m$  - відповідно амплітудні значення магнітного потоку і магнітної індукції, то е.р.с., яка індукуються в обмотці, також буде змінюватися за синусоїдальним законом та досягне максимуму при найбільшій швидкості зміни магнітного потоку, тобто в момент переходу потоку через нуль. В момент максимального значення потоку швидкість його зміни дорівнює нулю і тому  $e=0$ . Характер зміни е.р.с. описується формулою

$$e = -E_m \cos \omega t, \quad (1.80)$$

де  $E_m = \omega w s B_m$ .

Практичне значення має випадок, коли до кінців обмотки прикладена синусоїдальна напруга джерела живлення

$$U = U_m \sin \omega t.$$

Для такого електричного кола буде справедливим рівняння

$$U = iR + U_L = iR - e, \quad (1.81)$$

де  $R$  - активний опір обмотки;

$U_L$  - миттєве значення частини напруги на індуктивній складовій кола .

В більшості випадків можна вважати , що  $iR \ll U_L$ , і тоді

$$U = U_L = -e; \quad e = -U_m \sin \omega t. \quad (1.82)$$

Таким чином, напруга, яка прикладена до обмотки, врівноважується лише індуктивним падінням напруги на обмотці, що власне є проти-е.р.с., яка наведена в обмотці змінним магнітним потоком.

Порівнюючи (1.78) і (1.82) запишемо

$$U_m \sin \omega t = w s \frac{dB}{dt}, \quad \text{звідки}$$

$$d\Phi = \frac{U_m}{w} \sin \omega t dt, \quad (1.83)$$

Проінтегрувавши (1.83) отримаємо

$$\Phi(t) = -\frac{U_m}{\omega w} \cos \omega t + \Phi_0, \quad (1.84)$$

де  $\Phi_m = \frac{U_m}{\omega w}$  – амплітуда змінної складової потоку, (1.85)

$\Phi_0$  – постійна складова потоку,  
або

$$\Phi(t) = \Phi_0 - \Phi_m \cos \omega t \quad (1.86)$$

Таким чином, якщо можна знехтувати падінням напруги на активному опорі  $iR$  в обмотці осердя, то можна вважати, що прикладена до обмотки синусоїдальна напруга обумовлює синусоїдальну зміну магнітного потоку, амплітудне значення  $\Phi_m$  якого не залежить від магнітних характеристик та геометричних розмірів осердя.

Іноді в осерді крім змінної складової потоку присутня також постійна складова  $\Phi_0$ , яка зумовлена, наприклад, присутністю постійного струму в обмотці осердя. Однак, якщо можна знехтувати падінням напруги на активному опорі, то присутність постійної складової потоку не впливає на закон зміни змінної складової потоку або на її амплітудне значення. Якщо в обмотці осердя постійний струм відсутній, то постійна складова потоку  $\Phi_0$  дорівнює нулю, і вираз (1.86) перетворюється в:

$$\Phi = -\Phi_m \cos \omega t. \quad (1.87)$$

Використовуючи (1.85) можна отримати

$$U_m = \omega w \Phi_m = \omega w s B_m. \quad (1.88)$$

А якщо взяти до уваги, що діюче значення напруги

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}, \quad (1.89)$$

то можна отримати

$$U = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} w s B_m = 4,44 f w s B_m, \quad (1.90)$$

де  $f = \frac{\omega}{2\pi}$  – частота змінної напруги.

*Перший закон Кірхгофа для магнітних кіл.* Закон базується на принципі неперервності – алгебраїчна сума магнітних потоків в будь-якому вузлі магнітних кіл дорівнює нулю:

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n = \sum_{i=0}^n \Phi_i = 0. \quad (1.91)$$

*Другий закон Кірхгофа для магнітного кола.* Припустимо, що є неоднорідне по довжині замкнене нерозгалужене осердя. Ця неоднорідність може бути обумовлена як зміною площі поперечного перерізу осердя по довжині, так і зміною магнітних властивостей. Таке осердя може бути поділене на кілька ділянок довжиною  $l_1, l_2, \dots$ , в межах кожної з яких  $\mu$  та  $s$  постійні. Для такого осердя сумарна намагнічувальна сила  $F$  дорівнює сумі падінь магнітних напруг на окремих ділянках замкнутого контуру магнітного кола:

$$F = F_1 + F_2 + \dots + F_n \quad (1.92)$$

В загальному випадку другий закон Кірхгофа для магнітного кола: алгебраїчна сума намагнічувальних сил в замкнутому контурі магнітного кола дорівнює алгебраїчній сумі падінь магнітних напруг в тому ж контурі.

*Закон Ома для магнітного кола.* Для будь-якої ділянки магнітного кола того ж осердя (в межах якої магнітна проникність є постійною) можна записати:

$$F_k = H_k l_k = \frac{B_k l_k}{\mu_k} = \frac{\Phi_k l_k}{\mu_k s_k}, \quad (1.93)$$

де  $k$  – порядковий номер ділянки.

Магнітний потік відрізняється властивістю неперервності (тобто не має ні початку, ні кінця) й має постійне значення на будь-якій ділянці замкненого нерозгалуженого осердя:

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_3 = \dots = \Phi_k = \Phi. \quad (1.94)$$

Тому, розв'язавши рівняння (1.92) відносно магнітного потоку з врахуванням (1.93) та (1.94), отримаємо

$$\Phi = \frac{iW}{\frac{l_1}{\mu_1 s_1} + \frac{l_2}{\mu_2 s_2} + \dots + \frac{l_k}{\mu_k s_k}} = \frac{F}{R_{\mu_1} + R_{\mu_2} + \dots + R_{\mu_k}}, \quad (1.95)$$

де  $R_{\mu}$  – магнітний опір осердя,

$$R_{\mu} = \frac{l}{\mu s} \quad (1.96)$$

Формула (1.95) має математичний вираз закону Ома для магнітного кола: магнітний потік дорівнює намагнічувальній силі, яка поділена на суму магнітних опорів шляхом магнітного потоку.

Якщо, наприклад, різко підвищити магнітний опір деякої ділянки на шляху магнітного потоку, що досягається зниженням її  $\mu$  або  $S$ , то можна суттєво вплинути на загальний потік чи направити потік із цієї ділянки в іншу, паралельну їй.

До розрахунку магнітних кіл можна застосовувати всі методи розрахунків електричних кіл, оскільки і магнітні, і електричні кола підкоряються одним і тим же законам.

Для спрощення аналізу електромагнітних пристроїв, як правило, застосовують і графічні, і аналітичні методи апроксимації кривої намагнічування або петлі гістерезису.

Один з аналітичних методів апроксимації і її кривої намагнічування є апроксимація за формулою гіперболічного синуса

$$H = \alpha sh \beta B,$$

де коефіцієнти  $\alpha$  і  $\beta$  знаходять, розв'язуючи чисельним методом систему двох рівнянь, які отримані підстановкою в апроксимуючий вираз значень  $H$  та  $B$  для двох найбільш характерних точок реальної кривої намагнічування.

В інших випадках буває зручніше апроксимувати криву намагнічування степеневим поліномом, наприклад

$$B = aH + bH^3 + cH^5,$$

або кусково-лінійними видами апроксимації.

*Закон Ампера.* На провідник довжиною  $l$  зі струмом  $I$ , розміщений в магнітному полі з індукцією  $B$ , діє електромагнітна сила:

$$F = BIl. \quad (1.97)$$

Якщо прямолінійний провідник утворює з напрямком магнітного поля кут  $\alpha$ , то в цю формулу вводиться співмножник  $\sin \alpha$ .

При переміщенні такого провідника довжиною  $l$  зі швидкістю  $v$  в полі з індукцією  $B$  значення е.р.с. може бути визначене на підставі закону електромагнітної індукції:

$$E = Blv. \quad (1.98)$$

Якщо провідник рухається під кутом  $\alpha$  до напрямку магнітного поля, то в формулу вводиться співмножник  $\sin \alpha$ .

Наведені фізичні закони є основними. Поряд з ними в окремих елементах СУА використовуються й інші фізичні закономірності та явища. В магнітних підсилювачах, наприклад це явище одночасного намагнічування осердя сталим та змінним магнітними полями. В термоелектричних давачах – ефект утворення термо е.р.с. в колі, що складається з різних металів (чи напівпровідників), при різній температурі місць з'єднання. В фотоелектричних давачах – залежність магнітних властивостей феромагнітів від механічних напруг, а в п'єзоелектричних – ефект появи е.р.с. на гранях деяких кристалів при їх стисненні і т.н.

## Питання для самоконтролю

1. Що таке елемент СУА?
2. Які основні операції виконують елементи?
3. За якими ознаками класифікують елементи?
4. Що таке характеристика управління елемента?
5. Як описують в загальному випадку процеси, що протікають в елементі (системі)?
6. Що таке поріг чутливості?
7. Що таке зона насичення?
8. Які елементи мають неперервну характеристику управління?

Параметри таких елементів.

9. Які елементи мають релейну характеристику управління?

Параметри таких елементів.

10. Динамічні властивості елементів.
11. Які відомі типові збурення для визначення динамічних властивостей елементів?
12. Які відомі часові динамічні характеристики елементів?
13. Відомі частотні характеристики елементів.
14. Що таке надійність елемента?
15. Які відомі показники надійності?
16. Які відомі закони, що описують роботу елементів в електричних колах?
17. Які фізичні закони характеризують взаємне перетворення електричної, магнітної та механічної енергії?
18. Які основні величини характеризують магнітне поле та стан речовини в полі? Джерела магнітного поля.
19. Які електричні та магнітні одиниці використовують в системі СІ?
20. Які методи застосовують для спрощення аналізу роботи елементів та пристроїв СУА?



## **Розділ 2. Вимірювальні-перетворювальні елементи та пристрої систем управління і автоматики**

### **2.1. Загальні відомості**

#### **2.1.1. Призначення та класифікація вимірювальних перетворювачів (ВП)**

Жодна система управління не може працювати без інформації про стан об'єкта управління і його реакції на вплив управління. Елементом систем, що забезпечує отримання такої інформації, є вимірювальний перетворювач. Спеціалісти з автоматики частіше використовують терміни “первинний перетворювач” або “давач”. В подальшому термін “вимірювальний перетворювач” буде використовуватися в разі опису принципу дії того або іншого вимірювального пристрою, а термін “давач” – для його конструктивного виконання.

Автоматизація виробничих процесів, наукових експериментів і дослідів потребує все більшого об'єму вимірювань різноманітних фізичних величин. Про їх кількість можна робити висновки, розглядаючи систему одиниць СІ, яка містить більше 120 фізичних одиниць.

Кількість типів вимірювальних перетворювачів значно перебільшує число вимірюваних величин, оскільки одну і ту ж фізичну величину можна вимірювати різними методами і давачами різних конструкцій.

Для більшості вимірювальних перетворювачів (ВП) характерно вимірювання електричними методами не тільки електричних і магнітних, але й інших фізичних величин. Ці вимірювання здійснюються попереднім перетворенням неелектричної величини в електричну. Такий підхід обумовлено перевагами електричних вимірювань, в першу чергу тим, що електричні сигнали можна легко і швидко передавати на великі відстані, перетворювати в цифровий код, окрім того вони дозволяють забезпечити високу точність і чутливість.

Необхідно відмітити, що не завжди вимірювальний перетворювач виконує безпосередньо функції вимірювання. В ряді випадків ВП можна використовувати в якості перетворювача однієї фізичної величини в іншу, найчастіше з неелектричної в електричну. Наприклад, при вимірюванні рівня рідини поплавка в ємкості може бути ричажно зв'язаний з реостатним перетворювачем, ввімкненим в електричне коло. В цьому випадку зміна рівня, яка вимірюється переміщенням поплавка, буде перетворюватись в зміну електричного сигналу (напруги, струму).

Разом з широким розвитком і поширенням електричних методів і засобів вимірювання та управління розробляються і створюються засоби автоматизації, які використовують інші джерела енергії, - пневматичні,

гідрравлічні. Застосування пневматичних засобів автоматизації доцільно в небезпечних умовах експлуатації (в хімічній, нафтопереробній, харчовій промисловості та ін.), при недостатньому рівні кваліфікації обслуговуючого персоналу (пневматика простіша в обслуговуванні, ніж електроніка), для досягнення малої вартості засобів автоматизації.

Для ефективного функціонування ВП повинні відповідати ряду вимог, основні з яких: висока статична і динамічна точність роботи, що забезпечує формування вихідного сигналу з мінімальними викривленнями; висока вибірність – давач повинен реагувати тільки на зміну тієї величини, для якої він призначений; стабільність характеристик у часі; відсутність впливу навантаження у вихідному колі на режим вхідного кола; висока надійність при роботі в несприятливих умовах зовнішнього середовища; повторюваність характеристик (взаємозамінність); простота і технологічність конструкції; зручність монтажу та обслуговування; низька вартість.

Бурхливий розвиток електронної промисловості призвів до прогресу і в області утворення давачів. На зміну електромеханічним і електровакуумним пристроям прийшли напівпровідникові в дискретному і інтегральному виконанні, оптоелектронні і інші пристрої. Вдосконалення напівпровідникової технології дозволяє розширити сфери використання давачів, збільшити їх точність, швидкодію, надійність, довговічність, зручність в поєднанні з електронними вимірювальними схемами. Масовий характер виробництва призводить до зниження їх ціни.

Загальні тенденції до мініатюризації і комп'ютеризації торкнулися і цієї області техніки. Разом з використанням інтегральної технології для виробництва самих давачів спостерігається тенденція об'єднання давачів з інтегральними перетворювачами аналогових сигналів цифровий код для більш ефективного поєднання з засобами обчислювальної техніки і навіть конструктивне об'єднання давачів з мікропроцесорними пристроями.

Бажаючи отримати більш глибокі знання в області конструкцій і використання вимірювальних перетворювачів можуть звернутися до довідкової літератури з вимірювань електричних і неелектричних величин промисловими методами.

## Класифікація вимірювальних перетворювачів

В наш час існує багато різноманітних за принципом дії та призначенням ВП. Безперервний розвиток науки і технології призводить до появи все нових перетворювачів. Розроблені класифікації допомагають розібратись в цьому різноманітті. Створити універсальну класифікацію, яка буде відповідати потребам всіх можливих користувачів конкретної предметної області, задача практично неможлива. Так, розробника систем управління, ймовірно, більш за все влаштовує класифікація давачів за

родом вимірюваної фізичної величини, коли в довіднику він може знайти необхідний пристрій і ознайомитись з його основними характеристиками. Для розробника ВП, що вивчає конструкції і технології виготовлення ВП, більш доцільна класифікація перетворювачів за принципом їх дії. Тому зазвичай будь-яка класифікація багатовимірна, тобто предмет класифікації розглядається за рядом ознак. При цьому чим більше ознак, тим більш глибоке уявлення можна отримати про предмет.

В якості *класифікаційних ознак* ВП можна прийняти більшість характеристик перетворювачів: вид функції перетворення, рід вхідної і вихідної величин, принцип дії, конструктивне виконання і т.д.

За *видом енергії*, що використовується, ВП можна поділити на електричні, механічні, пневматичні і гідравлічні.

За *співвідношенням між вхідною і вихідною величинами*: неелектричних величин в неелектричні – перетворювачі розміру тієї або іншої неелектричної величини (важелі, редуктори) або перетворювачі виду вхідної величини (мембрани, пружини і т.д.); неелектричних величин в електричні – найбільш багаточисельна і розповсюджена група перетворювачів, якій буде приділено найбільше уваги; електричних величин в електричні; електричних величин в неелектричні – в основному вимірювальні механізми електромеханічних приладів. Дві останні групи перетворювачів більш суттєво розглядаються при вивченні дисципліни “Метрологія і вимірювання”.

В *залежності від виду вихідного сигналу*: аналогові, дискретні, релейні, з природним і уніфікованим вихідним сигналом.

За *видом функції перетворення*: масштабні, такі, що змінюють у визначене число разів розмір вхідної величини без зміни її фізичної природи; функціональні, що виконують однозначне функціональне перетворення вхідної величини зі зміною її фізичної природи або без зміни; операційні, що виконують над вхідною величиною математичні операції вищого порядку – диференціювання або інтегрування за часовим параметром.

За *видом структурної схеми перетворювача*: прямого однократного перетворення; послідовного прямого перетворення; диференціальні; зі зворотним зв'язком (компенсаційна схема).

За *характером перетворення вхідної величини в вихідну*: параметричні, генераторні, частотні, фазові.

За *видом вимірюваної фізичної величини*: лінійних і кутових переміщень, тиску, температури, концентрації речовин і т.д.

За *фізичними явищами*, покладеними в основу принципу дії, в державній системі приладів та засобів автоматизації (ДСП) прийнята така класифікація: механічні – з пружним чутливим елементом, дросельні, ротаметричні, об'ємні, поплавкові, швидкісні; електромеханічні – тензорезистивні, термоелектричні, термомеханічні,

термокондуктометричні, манометричні; електрохімічні – кондуктометричні, потенціометричні, полярографічні; оптичні – фотоколометричні, рефрактометричні, оптико-акустичні, нефелометричні; електронні і іонізаційні – індукційні, хроматографічні, радіоізотопні, магнітні.

За динамічними характеристиками ВП розподіляються у відповідності з видом передаточної функції.

В залежності від виду статичної характеристики ВП поділяють на реверсивні (двотактні) і нереверсивні (однотактні).

Навіть настільки розгорнута класифікація за рядом ознак не є вичерпною, оскільки за кожним визначенням стоїть група перетворювачів з різними технічними та конструктивними характеристиками.

### 2.1.2. Фізичні явища, що використовуються в ВП

При створенні ВП можна використовувати будь-які фізичні явища. Задача полягає в розробці на їх основі принципів дії перетворювачів і доведення їх до конкретних методів і конструкцій, що забезпечують, в першу чергу, необхідні метрологічні характеристики в заданих умовах застосування. В наш час розробляються банки фізичних явищ і ефектів, на підставі яких можна утворювати нові і модернізувати вже існуючі засоби і методи вимірювань.

Принцип дії параметричних перетворювачів полягає в перетворенні неелектричних вхідних величин в параметри електричного кола: опір  $R$ , індуктивність  $L$ , ємність  $C$ , взаєміндукція  $M$ . Для живлення цих перетворювачів потрібні зовнішні джерела. До параметричних перетворювачів відносять резистивні, індуктивні, трансформаторні і ємнісні перетворювачі. Їх широко використовують для перетворення неелектричних величин (переміщення, зусилля, тиску, температури і інших) в величини, що відносяться до електричного кола (напругу, струм, частоту і інші).

Генераторні перетворювачі перетворюють вхідні величини в е.р.с. Вони не потребують енергії додаткових джерел живлення, оскільки перетворюють енергію вхідного сигналу в вихідний сигнал. Найбільше застосування в СУА отримали індукційні, термоелектричні, п'єзоелектричні, фотоелектричні перетворювачі.

Існує ряд перетворювачів, які можуть бути і параметричними, і генераторними. До них відносяться фазові і частотні перетворювачі. Фазові перетворювачі (фазообертачі) перетворюють вхідну величину в фазовий зсув вихідного змінної напруги. Фазовий зсув відраховується від опорної напруги, в якості якої найчастіше приймається напруга живлення. Використовуються фазові перетворювачі для вимірювання як електричних, так і неелектричних величин.

Частотні перетворювачі розподіляються на позиційні і коливальні. Позиційні частотні перетворювачі мають зазвичай укріплення на осі ротора об'єкта профільований диск, який при своєму обертанні модулює сигнал в колі параметричного перетворювача або генерує сигнал у вихідному колі. В коливальних частотних перетворювачах використовуються властивості коливальних систем різної фізичної природи.

### 2.1.3. Структурні схеми ВП

Не зважаючи на всю багатогранність ВП, їх структурні схеми можна привести до обмеженого числа (табл. 2.1.1).

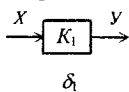
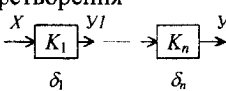
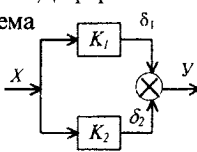
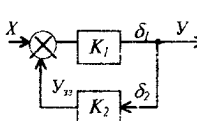
Структурна схема прямого одноразового перетворення реалізується в багатьох перетворювачах з природними вихідними сигналами, наприклад, в термопарах, давачах тиску і розрядження, в яких вимірювана величина перетворюється безпосередньо в електричний сигнал, переміщення або підсилення. Статична характеристика, похибка і інші властивості повною мірою визначаються параметрами найчутливішого елемента.

В тих випадках, коли первинне перетворення не дозволяє отримати зручний або потрібний для подальшого використання сигнал, використовують структурні схеми з декількома послідовними перетворювачами, наприклад, при необхідності отримати уніфікований вихідний сигнал, при перетворенні неелектричної величини в електричну, при необхідності корекції статичної або динамічної характеристики перетворювача. Сумарний коефіцієнт перетворення (загальна чутливість), який дорівнює добутку коефіцієнтів перетворення окремих ланок ВП, можна отримати досить високим, але при цьому збільшується загальна похибка перетворення, тому що вона дорівнює сумі похибок ланок, що складають ВП.

В давачах, які побудовані за диференціальною схемою, вимірювана величина подається одночасно на два ідентичних вимірювальних перетворювачі. Вихідний сигнал давача пропорційний різниці вихідних сигналів ВП кожного з каналів. Якщо вихідні сигнали мають однакові знаки, то засіб порівняння виконує операцію віднімання, якщо знаки різні, то додавання.

До переваг диференціальних схем побудови давачів слід віднести: значне зменшення адитивних (постійних) складових загальної похибки, які обумовлені впливом збурюючих факторів; збільшення чутливості вдвічі при подачі вхідного сигналу на обидва входи; отримання реверсної статичної характеристики; зниження нелінійності статичної характеристики і постійної складової вихідного сигналу в порівнянні з характеристиками окремих ВП, які входять в диференціальну схему.

Типові структурні схеми вимірювальних перетворювачів

Структурна характеристика	Статична характеристика	Похибка перетворення
<p>Схема прямого (одноразового) перетворення</p>  <p style="text-align: center;"><math>\delta_1</math></p>	$Y = K_1 X$	$\delta_{\Pi} = \delta_1$
<p>Схема послідовного прямого перетворення</p>  <p style="text-align: center;"><math>\delta_1</math>      <math>\delta_n</math></p>	$Y = \prod_{i=1}^n K_i X$	$\delta_n = \sum_{i=1}^n \delta_i$
<p>Диференціальна схема</p> 	$Y = (K_1 - K_2) X$	$\delta_n = \delta_1 \frac{K_1}{K_1 + K_2} + \delta_2 \frac{K_2}{K_1 + K_2}$
<p>Схема зі зворотним зв'язком (компенсаційна схема)</p> 	$Y = \frac{K_1}{1 + K_1 K_2} X$	$\delta_n = \delta_1 \frac{1}{1 + K_1 K_2} - \delta_2 \frac{1}{1 + 1/K_1 K_2}$

Примітка. В формулах прийнято такі позначення:

$X$  – вимірювана величина;  $Y$  – вихідна величина;

$\delta_i$  – похибка ланки перетворювача;  $\delta_{\Pi}$  – загальна похибка перетворювача;

$K$  – коефіцієнт перетворення ланки.

Найбільш досконала схема ВП – це схема зі зворотним зв'язком, або компенсаційна схема. В давачах, побудованих за цією схемою, забезпечується автоматична рівновага контрольованої величини, яка компенсується величиною того ж роду безпосередньо або після

попереднього перетворення. Головна перевага такої схеми полягає в її здатності компенсувати значну зміну параметрів вимірювального тракту. Крім того, основна частина енергії, яка потрібна для роботи давача, береться від додаткових джерел, а не від вимірювального елемента.

Перетворювачі з від'ємним зворотним зв'язком принципово точніші, ніж схема прямого послідовного перетворення. Від'ємний зворотний зв'язок суттєво зменшує вплив похибок ланок прямого кола на результат перетворення. Будь-які помилки і збурення ланки, що не охоплена зворотним зв'язком, повною мірою передаються на вихід перетворювача, тому при побудові ВП доцільно прагнути того, щоб охопити зворотним зв'язком якомога більше ланок. При величині  $K_1K_2 = 20 \div 30$  (що неважко забезпечити на практиці) загальна похибка перетворювача практично визначається тільки похибкою  $\delta_2$  зворотного зв'язку, внаслідок чого вимоги до похибки  $\delta_1$  прямого каналу можна значно знизити (див. таб. 2.1.1).

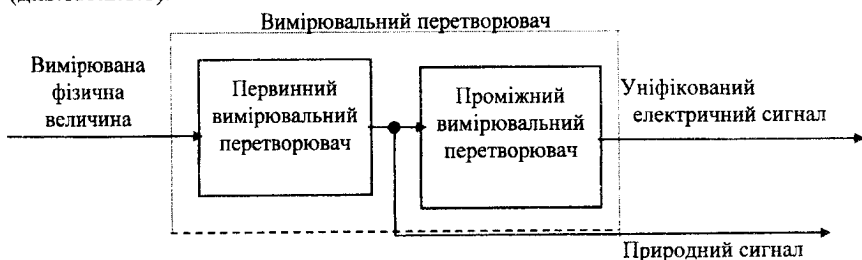


Рис. 2.1.1. Спрощена схема ВП з природним і уніфікованим виходами

Давачі зі зворотним зв'язком мають високу чутливість, дозволяють легко змінювати параметри настройки шляхом зміни коефіцієнтів перетворення зворотного кола.

Структурні схеми реальних ВП можуть являти собою будь-яку комбінацію з розглянутих вище типових структур. В колі послідовного перетворення вимірюваного сигналу прийнято розрізняти первинний вимірювальний перетворювач (чутливий елемент) і проміжні перетворювачі (рис. 2.1.1.). Вимірювана величина впливає безпосередньо на первинний перетворювач. Дуже часто метод первинного перетворення вхідної величини визначає найменування всього вимірювального перетворювача або пристрою. Проміжні перетворювачі можуть виконувати функції підсилення, лінеаризації, перетворення роду сигналу і ін. Зокрема, на рис. 2.1.1. представлена спрощена схема ВП з природним і уніфікованим виходами.

Для того щоб за допомогою існуючих засобів можна було складати складні інформаційні системи (керування, вимірювання), необхідно, в

першу чергу, забезпечити інформаційну сумісність технічних засобів. З цією метою спочатку були уніфіковані, а потім стандартизовані вихідні сигнали ВП.

За виглядом вихідних сигналів розрізняють вимірювальні перетворювачі з природним і уніфікованим вихідними сигналами. Перші являють собою пристрої, в яких здійснюється первинне (зазвичай одноразове) перетворення вимірюваної фізичної величини. Природне формування сигналу забезпечується методом перетворення та конструкцією ВП. Такі перетворювачі найчастіше використовують в пристроях прямого регулювання або при централізованому контролі відносно простих об'єктів.

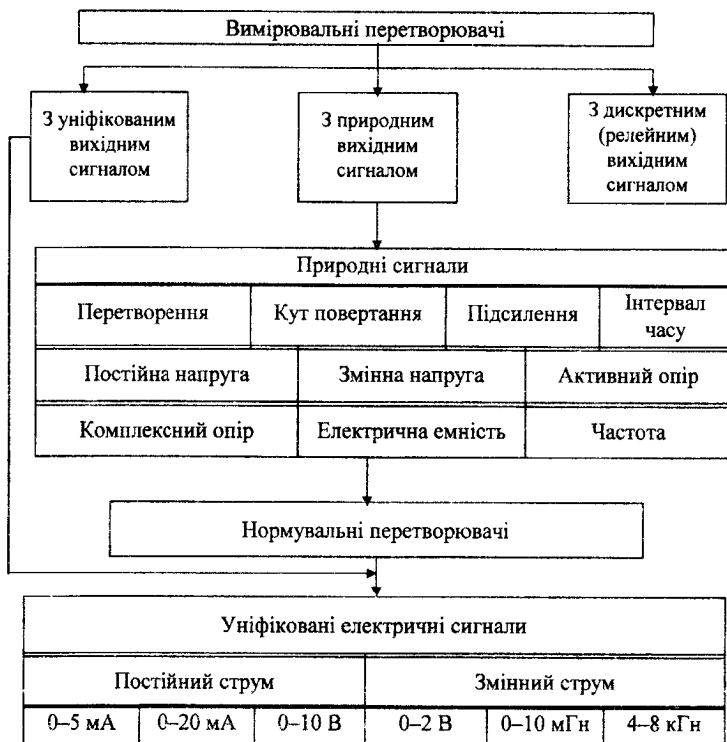


Рис. 2.1.2. Параметри вихідних сигналів нормувальних перетворювачів

Для створення відносно складних систем з використанням ЕОМ, при необхідності передачі сигналів на великі відстані використовують перетворювачі природних сигналів в уніфіковані. Для цієї мети розробляються спеціальні нормувальні перетворювачі, параметри вихідних сигналів яких приведені на рис. 2.1.2.



Окрему групу складають перетворювачі з дискретним релейним вихідним сигналом, які мають на виході контактну групу, що змінює своє положення при досягненні вимірюваною величиною заданого значення. Їх використовують для позиційного регулювання і сигналізації.

## 2.2. Резистивні вимірювальні перетворювачі

### 2.2.1. Потенціометричні ВП

*Потенціометричний ВП* являє собою змінний електричний опір, величина вихідної напруги якого залежить від положення струмознімного контакту.

Потенціометричні ВП призначені для перетворення лінійних та кутових переміщень в електричний сигнал, а також для відтворення найпростіших функціональних залежностей в автоматичних та обчислювальних пристроях неперервного типу.

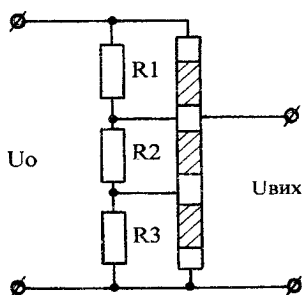


Рис.2.2.1. Ламельний потенціометричний ВП

За способом виконання потенціометричні ВП розподіляються на ламельні та неперервної обмотки.

У *ламельних* потенціометрах використовуються постійні опори, які припаюються до ламелі (рис.2.2.1.). При русі струмознімача по контактних ламелях опір змінюється. У таких потенціометрах зміна опорів може відбуватися в широких межах.

У потенціометрах *неперервної намотки* змінним опором є намотаний на каркас в один ряд тонкий провід, по зачищеній поверхні якого ковзає струмознімач. Таким чином, потенціометр неперервної намотки складається з каркасу обмотки і струмознімача (рис.2.2.2.).

Каркас виробляється із матеріалу з ізоляційними властивостями, і має форму кільця або зігнутого дугою стержня, пластинки. В якості ізоляційного матеріалу використовують гетинакс, текстоліт, кераміку або метал, вкритий непровідним шаром окису. Обмотку виготовляють з емальованого проводу, діаметр якого визначає точність потенціометра. ВП

високого класу точності намотуються проводом діаметром  $0,03 \pm 0,1$  мм, ВП низького класу –  $0,1 \pm 0,4$  мм. В якості обмоткового проводу використовують константан, манганін, фехрай і сплави на основі благородних металів. Обмотка вкладається на каркас рівномірно, оскільки це також впливає на точність роботи ВП. Струмознімач (щітка) виконується з матеріалу дещо м'якшого, ніж матеріал обмоткового проводу, для запобігання перетирання витків при довгій роботі. Ковзунок має форму вигнутої пружної пластини для утворення контактного тиску, який змінюється від 0,5г. до 15г.

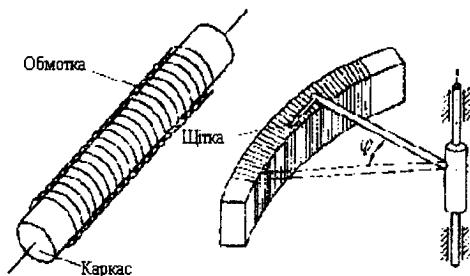


Рис.2.2.2. Потенціометричний ВП неперервної обмотки

В залежності від характеру руху ковзунка потенціометри розподіляють на ВП лінійного і кутового переміщення. Щітка ВП лінійних переміщень виконує прямолінійний поступальний рух, а щітка ВП кутового переміщення – рух по колу.

Принцип дії ВП з неперервною намоткою такий: до зажимів потенціометра прикладається напруга постійного або змінного струму незмінної величини. При переміщенні ковзунка потенціометра вихідна напруга  $U_{вих}$  змінюється пропорційно вхідній величині  $x$ . Тут виконується перетворення переміщення в електричну напругу.

Для режиму холостого ходу статична характеристика ВП лінійна, тому що вірне співвідношення

$$U_{вих0} = \frac{U}{R} r, \quad (2.2.1)$$

де  $U$  - напруга живлення потенціометра;  $R$  - опір обмотки;  $r$  - опір частини обмотки, що приходиться на довжину переміщення  $x$  двигунка потенціометра (рис. 2.2.3.).

Враховуючи, що  $\frac{r}{R} = \frac{x}{l}$ , де  $l$  - загальна довжина намотки, отримаємо

$$U_{вих0} = U \frac{x}{l} = \frac{U}{l} x = kx. \quad (2.2.2)$$

Тут  $k$  - коефіцієнт перетворення потенціометра.

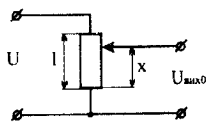


Рис.2.2.3. Електрична схема потенціометричного ВП

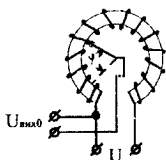


Рис.2.2.4. Схема потенціометра кутового переміщення

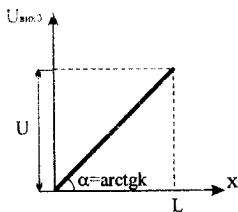


Рис. 2.2.5. Статична характеристика потенціометра

Для потенціометра кутового переміщення при відсутності навантаження вихідна напруга визначається як

$$U_{вих0} = k\varphi, \quad (2.2.3)$$

де  $\varphi$  - кут повороту ковзунка від нульового положення (рис. 2.2.4.).

Отримані вирази (2.2.2), (2.2.3) показують, що статична характеристика лінійних потенціометрів при відсутності навантаження являє прямою, що проходить через початок координат, з коефіцієнтом нахилу  $k$  (рис. 2.2.5).

Наведена статична характеристика показує, що потенціометричні ВП, які розглядаються, не реагують на знак вхідного сигналу, тобто вони відносяться до класу однотактних елементів. Однак на основі однотактних потенціометрів можна побудувати двотактні ВП, які реагують на знак вхідного сигналу. Існує декілька схем включення потенціометрів, що утворюють двотактний потенціометричний ВП (рис. 2.2.6.).

Розглянемо статичні характеристики цих ВП при відсутності навантаження.

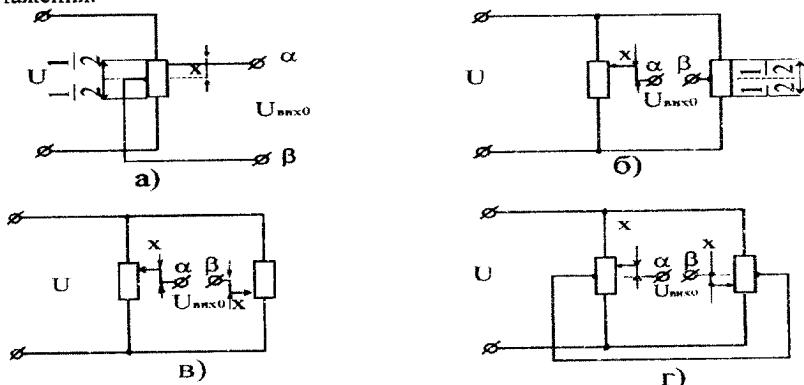


Рис. 2.2.6. Схеми двотактних потенціометричних ВП

Для схем а і б статична характеристика являє прямою I, а для схем в і г - прямою II (рис. 2.2.7.). Відмінність характеристик полягає в їх крутизні.

яка визначається тим, що при зміні вхідного сигналу останній відпрацьовується в схемах *в* і *г* двома ковзунками, які відхиляються від нейтрального положення в протилежні сторони на величину  $x$ . При цьому потенціал точки  $\alpha$  збільшується на величину  $U_\alpha$ , а потенціал точки  $\beta$  отримує приріст, рівний за абсолютною величиною приросту потенціалу точки  $\alpha$ , але протилежний за знаком. В підсумку різниця потенціалів  $U_\alpha - U_\beta$  збільшиться вдвічі порівняно зі схемами *а* і *б*, де потенціал однієї з точок весь час зберігає постійне значення. Отже маємо, що схеми з двома щітками мають при тих самих параметрах потенціометрів вдвічі більший коефіцієнт перетворення сигналу порівняно зі схемою з однією щіткою.

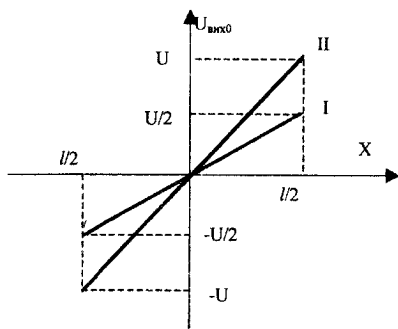


Рис. 2.2.7. Статичні характеристики двотактних потенціометричних ВП

Розглянуті ідеальні характеристики потенціометричних ВП можуть значно відрізнятися від реальних за рахунок наявності різного роду похибок, які необхідно враховувати при проектуванні систем автоматичного управління і контролю.

### 2.2.2. Динамічні властивості лінійних потенціометричних ВП

Для оцінки динамічних властивостей потенціометричних ВП визначимо їх передаточну функцію. Вхідною величиною давача є переміщення  $x$ . За вихідну величину можна прийняти напругу на навантаженні або струм через нього. Звичайно, зручніше в якості вихідної величини розглядати струм в навантаженні, який визначається на основі теореми про еквівалентний генератор (рис. 2.2.8.):

$$I_H = \frac{U \sin \alpha_0}{R_{\text{вн}} + Z_H}, \quad (2.2.4)$$

$Z_H$  – комплексний опір навантаження;  $R_{вн} = (R-r) + \frac{Rr}{R+r}$  – внутрішній опір еквівалентного генератора.

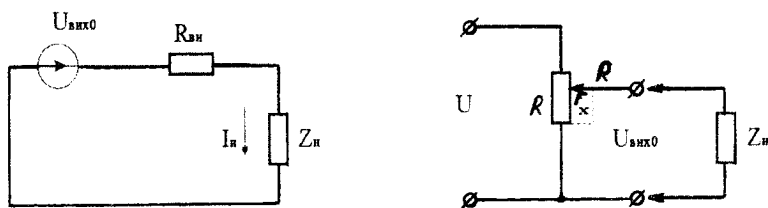


Рис. 2.2.8. Потенціометричний ВП з реактивним навантаженням та його еквівалентна схема

Розглянемо два випадки.

1. Навантаження чисто активне, тобто  $Z_H = R_H$ , тоді

$$I_H = \frac{U_{вих0}}{R_{вн} + R_H} = \frac{k_1 x}{R_{вн} + R_H}, \quad (2.2.5)$$

оскільки  $U_{вих0} = k_1 x$ .

Застосовуючи перетворення Лапласа, отримаємо передаточну функцію

$$W(p) = \frac{I_H(p)}{X(p)} = \frac{k_1}{R_{вн} + R_H} = k. \quad (2.2.6)$$

При чисто активному навантаженні потенціометричний ВП є безінерційною підсилювальною ланкою з передаточною функцією. Отже, всі частотні та часові динамічні характеристики підсилювальної ланки повною мірою описують динамічні властивості потенціометричних ВП з активним навантаженням.

2. Навантаження індуктивне з наявністю активної складової. Для еквівалентного кола (рис. 2.2.8.) можна записати

$$U_{вих} = R_{вн} I_H + L \frac{dI_H}{dt} + R_H I_H. \quad (2.2.7)$$

Використовуючи перетворення Лапласа, отримаємо

$$U_{вих}(p) = I_H(p) [R_{вн} + pL] + R_H I_H. \quad (2.2.8)$$

Звідки

$$I_H(p) = \frac{U_{вих}(p)}{R_H + R_{вн} + pL} = \frac{k_1 X(p)}{(R_H + R_{вн}) \left[ 1 + p \frac{L}{R_H + R_{вн}} \right]}$$

Позначимо  $\frac{L}{R_H + R_{вн}} = T$ , а  $\frac{k_1}{R_{вн} + R_H} = k$ , тоді

$$W(p) = \frac{I_H(p)}{X(p)} = \frac{k}{Tp + 1}. \quad (2.2.9)$$

Отже, при індуктивному характері навантаження потенціометр потрібно розглядати як інерційну ланку і поширювати на нього всі динамічні властивості цієї ланки.

Часто інерційність ВП, яку утворює навантаження, відносять не до самого ВП, а до вхідного кола елемента, підключеного на виході цього ВП. При такому підході потенціометричний ВП завжди розглядається як безінерційна ланка.

### 2.2.3. Функціональні потенціометричні ВП

В системах управління і автоматики, крім лінійних потенціометричних ВП, часто використовуються потенціометри, в яких зв'язок між вхідною і вихідною величинами описує деяка функціональна залежність вигляду

$$U = \{kx^2; k \ln x; k \sin x; k\sqrt{x}; \dots\}. \quad (2.2.10)$$

Побудову функціональних потенціометричних ВП можна виконувати таким чином: зміною діаметра проводу впродовж намотки; зміною кроку намотки; використанням каркасу визначеної конфігурації; шунтуванням ділянок лінійних потенціометрів опорами різної величини.

Перші два способи пов'язані з труднощами технологічного характеру, тому частіше використовують третій та четвертий способи виготовлення функціональних ВП.

Визначимо конфігурацію каркаса, за допомогою якого можна реалізувати деяку функціональну залежність загального вигляду

$$U_x = f(x). \quad (2.2.11)$$

Скористаємося для вирішення цієї задачі рис. 2.2.9., де  $x$  - величина переміщення щітки,  $U_x$  - напруга, яку знімають з потенціометра при положенні щітки в координаті  $x$ ,  $h_x$  - висота каркаса в цій координаті,  $l$  - довжина намотки потенціометра,  $b$  - товщина пластини каркаса,  $w$  - число витків,  $R$  - опір потенціометра,  $r_x$  - опір частини потенціометра, що відповідає довжині намотки  $x$ ,  $s$  - площа поперечного перерізу намоткового проводу.

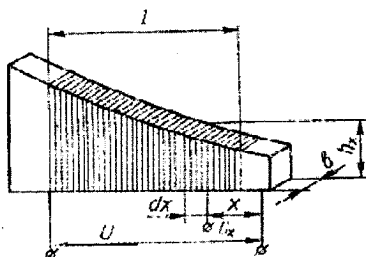


Рис. 2.2.9. Функціональний потенціометричний ВП

При переміщенні щітки з координати  $x$  на величину  $dx$  відбувається зміна опору на величину  $dr_x$ , що визначається виразом

$$dr_x = \frac{\rho 2(b+h_x) \frac{w}{l} dx}{s} = \frac{2\rho h_x w}{ls} dx. \quad (2.2.12)$$

Оскільки  $b \ll h_x$ , можна вважати, що  $(b+h_x) \cong h_x$ . Зі зміною опору на величину  $dr_x$  вихідна напруга змінюється на величину

$$dU_{вих} = \frac{U}{R} dr_x = \frac{2U\rho w}{Rls} h_x dx. \quad (2.2.13)$$

На основі (2.2.13) визначимо значення  $h_x$ , що описує конфігурацію потенціометричного ВП.

$$h_x = \frac{Rls}{2U\rho w} \frac{dU_{вих}}{dx} = k \frac{dU_{вих}}{dx}, \quad (2.2.14)$$

де коефіцієнт  $K = \frac{Rls}{2U\rho w}$ .

Вираз (2.2.14) дає можливість визначити закон зміни ширини каркаса  $h_x$  при заданому вигляді функціонального зв'язку (2.2.11). Так, при втіленні квадратичної залежності, функція (2.2.11) буде мати вигляд

$$U_{вих} = k_0 x^2. \quad (2.2.15)$$

Підставивши вираз (2.2.15) в (2.2.14), отримаємо

$$h_x = 2kk_0 x = Cx. \quad (2.2.16)$$

Таким чином, квадратичну залежність можна втілити за допомогою потенціометра, висота каркаса якого буде змінюватись за лінійним законом (2.2.16) (рис.2.2.10.).

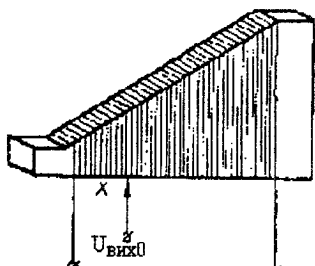


Рис. 2.2.10. Квадратичний потенціометричний ВП

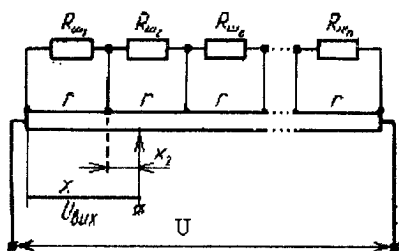


Рис. 2.2.11. Секціонований потенціометр

Другий метод утворення функціональних потенціометрів полягає в побудові секціонованих потенціометричних ВП, що отримуються шляхом шунтування окремих ділянок ВП опорами різної величини. Схема секціонованого потенціометра приведена на рис. 2.2.11. Визначимо аналітичний вираз, що описує статичну характеристику такого ВП

$$U_{вих} = f(x).$$

Струм, що проходить через секціонований потенціометр

$$I = \frac{U}{R_{заг}}, \quad (2.2.17)$$

де  $U$  - напруга живлення потенціометра;  $R_{заг}$  - загальний опір потенціометра.

Значення цього опору визначається як

$$R_{заг} = r \sum_{i=1}^n \frac{R_{шi}}{R_{шi} + r}. \quad (2.2.18)$$

Тут  $R_{шi}$  - опір шунта  $i$ -ї секції;  $r$  - опір однієї секції;  $n$  - число секцій потенціометра.

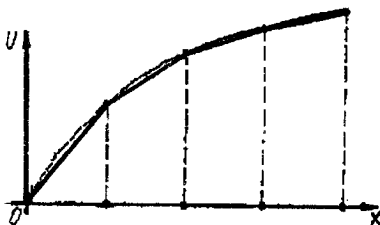


Рис. 2.2.12. Статична характеристика секціонованого потенціометра



Вихідна напруга ВП при положенні щітки на ділянці  $i$ -ї секції буде

$$U_{вих}^i = \sum_{k=1}^{i-1} U_k + I_i r_i^i, \quad (2.2.19)$$

де  $I_i$  - струм, що проходить через опір потенціометра  $r$   $i$ -ї секції;  $r_i^i$  - частина опору  $i$ -ї секції, що відповідає положенню щітки в координаті  $x_i$  даної секції;  $U_k$  - падіння напруги на  $k$ -й секції потенціометра.

Значення струму в (2.2.19) є різницею

$$I_i = I - I_{ш_i}. \quad (2.2.20)$$

Струм через шунтувальний опір  $i$ -ї секції можна знайти із виразу

$$I_{ш_i} = \frac{U_i}{R_{ш_i}} = I \frac{R_{ш_i} r}{R_{ш_i} + r} \frac{1}{R_{ш_i}} = I \frac{r}{R_{ш_i} + r}. \quad (2.2.21)$$

Підставляючи (2.2.21) в (2.2.20), виразимо струм  $I_i$  через параметри секції ВП і струм  $I$ , що визначається співвідношенням (2.2.17),

$$I_i = I \left( 1 - \frac{r}{R_{ш_i} + r} \right). \quad (2.2.22)$$

Тепер вихідну напругу ВП (2.2.19) можна представити у формі

$$U_{вих}^i = \sum_{k=1}^{i-1} U_k + I \left( 1 - \frac{r}{R_{ш_i} + r} \right) r_i^i. \quad (2.2.23)$$

Позначимо  $\left( 1 - \frac{r}{R_{ш_i} + r} \right)$  через  $k_i$ . Можна побачити, що коефіцієнт

нахилу  $k_i$  залежить від величини опору шунта  $i$ -ї секції, отже, змінюючи його величину, можна домогтися різного нахилу характеристики на окремих ділянках.

Статична характеристика функціонального потенціометра на основі (2.2.23) буде мати вигляд (рис. 2.2.12.)

$$U_{вих}^i = \sum_{k=1}^{i-1} U_k + k^i x_i, \quad (2.2.24)$$

де  $k^i = I k_i$ .

Потрібно відмітити, що інколи в першій секції шунтувальний опір може бути відсутнім, оскільки при апроксимації деякої функції може виявитись, що коефіцієнт нахилу на першій ділянці забезпечується тільки опором  $r$  першої секції потенціометра.

## 2.2.4. Переваги і недоліки потенціометричних вимірювальних перетворювачів.

### Шляхи подолання недоліків

До переваг розглянутих потенціометричних вимірювальних перетворювачів можна віднести:

простоту конструкції, малі габарити і масу; можливість отримання лінійних статичних характеристик з високою точністю; стабільність характеристик; можливість роботи на змінному і постійному струмах; малий перехідний опір; низький температурний коефіцієнт опору (ТКО).

Недоліками цих елементів потрібно вважати:

наявність контакту ковзання, який може стати причиною відмови внаслідок окислення контактної доріжки, перетирання витків або відхилення ковзунка; похибка в роботі за рахунок навантаження; порівняно невеликий коефіцієнт перетворення і високий поріг чутливості; наявність шумів; схильність до електроерозії під дією імпульсних розрядів; обмеженість швидкості лінійного переміщення або обертання (до 100...200 об/хв) струмознімача внаслідок його вібрації при переході з витка на виток і підвищення при цьому рівня динамічного шуму; обмежена можливість використання на змінному струмі підвищеної частоти (до 1 кГц), що обумовлено збільшенням індуктивності і ємності намотки; низька зносостійкість.

Прагнення подолати відмічені недоліки потенціометричних давачів, а також розширення кола задач, які розв'язуються з їх допомогою, призвели до створення непроволочних прецизійних потенціометрів з резисторними елементами на основі провідної пластмаси. Однорідна за структурою резистивна плівка забезпечує велику роздільну здатність, низький рівень динамічних шумів і можливість роботи при високих швидкостях переміщення струмознімача (до 1000 об/хв), а мала індуктивність та ємність створюють сприятливі умови при роботі непроволочних потенціометрів на високих частотах. Але ці елементи мають більш низьку точність і стабільність, а також мають великий ТКО і високий перехідний опір в точці контакту.

При підвищених вимогах до зносостійкості потенціометричного вимірювального перетворювача доцільно використати фотоелектричні потенціометричні давачі, або магніторезистивні потенціометри, в яких відсутній рухомий струмознімач. Фотопотенціометр за характером перетворення сигналу являє собою аналог електричного потенціометричного перетворювача. Відсутність рухомого контакту, який третяся, дозволяє досягти високої зносостійкості. Крім того, безконтактні потенціометри порівняно зі звичайними володіють більш низьким рівнем шумів, які виникають в процесі регулювання, високою надійністю і швидкістю регулювання вихідного сигналу. Останнім часом активно

використовуються рідинні потенціометри, про що розмова піде в останніх главах книги.

Але жоден з розглянутих видів потенціометрів не може повною мірою витіснити інший, оскільки кожен з них разом з перевагами має суттєві недоліки, а тому найбільш раціонально може бути використаний тільки в конкретних умовах.

### 2.2.5. Тензорезистивні ВП

Принцип дії тензорезисторів оснований на явищі тензоефекту - зміні величини активного опору провідникових і напівпровідникових матеріалів під дією прикладених до них механічних напруг.

Тензоефект різних матеріалів при деформації розтягнення або стискання характеризується коефіцієнтом тензочутливості

$$K_T = \frac{\delta R}{\delta l} = E \frac{\delta R}{\sigma},$$

$$\text{де} \quad \delta R = \frac{\Delta R}{R}; \quad \delta l = \frac{\Delta l}{l}$$

( $\Delta R$  - приріст опору при зміні довжини  $l$  на величину  $\Delta l$ );  $E$  - модуль пружності матеріалу;  $\sigma$  - механічна напруга.

Коефіцієнт *тензочутливості* показує, в скільки разів відносна зміна опору  $\delta R$  більше його відносної деформації  $\delta l$ .

Коефіцієнт тензочутливості пов'язаний з деформацією матеріалу і його питомим опором такими виразами :

$$K_T = 1 + 2\mu + \frac{\delta\rho}{\delta l};$$
$$\mu = \frac{\delta d}{\delta l}; \quad \delta d = \frac{\Delta d}{d},$$

де  $\mu$  - коефіцієнт Пуасона;  $\delta\rho$  - відносний приріст питомого опору  $\rho$  матеріалу при деформації;  $\Delta d$  - величина поперечної деформації,  $d$  - поперечний розмір матеріалу (круглого або квадратного перерізу).

Коефіцієнт тензочутливості для металів, які найбільш часто використовуються в тензорезисторах, наближений до двох. Так, наприклад, для константана 2, для ніхрома 2,2, для хромеля 2,5.

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

Тензорезистори, що виготовляються з металів, розподіляються на дрюгні та фольгові. Вони застосовуються для вимірювання деформації та

напруги в механічних конструкціях, а також в якості чутливих елементів в манометрах, динамометрах, витратомірах і т.п.

Дротяний тензорезистор (рис. 2.2.13, а) виконується з дроту діаметром  $0,002 \pm 0,05$  мм з високим питомим опором (константан, ніхром, елінвар, едванс та ін.), який укладається у вигляді частих петель на тонкому папері чи ізоляційній плівці і приклеюється до неї.

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

Тензорезистор наклеюється на поверхню дослідної деталі таким чином, щоб його поздовжня вісь була розташована в напрямку

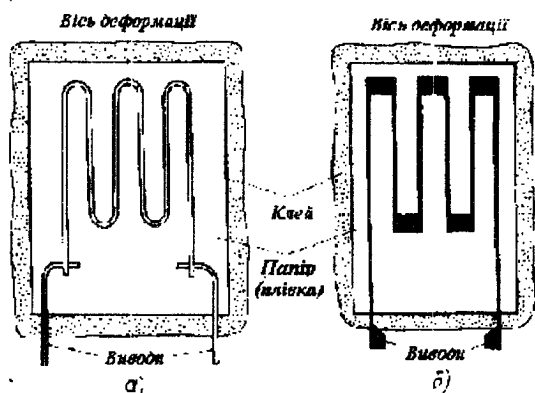


Рис. 2.2.13.

вимірюваної деформації деталі, тобто щоб можливі деформації деталей проходили вздовж петель резистора. Це дозволяє точніше вимірювати лінійні деформації.

Характеристика управління дротяних тензорезисторів в межах пружної деформації близька до лінійної і визначається виразом

$$\Delta R = RK_T \Delta l = \frac{\rho K_T}{s} \Delta l.$$

Її лінійність досягає 0,1%.

Чутливість дротяного тензорезистора

$$K_S = \frac{d(\Delta R)}{d(\Delta l)} = \frac{\rho K_T}{s}.$$

Для збільшення чутливості дротяних тензорезисторів необхідно обирати матеріали з високим коефіцієнтом тензочутливості  $K_T$ , великим питомим опором  $\rho$  і малою площею поперечного перерізу  $s$ .

Похибки дротяних тензорезисторів залежать від зміни температури, опору ізоляції, вологостійкості, якості наклеювання та наявності поперечної деформації (для наклеюваних перетворювачів). Зміни температури можуть нести особливо великі похибки. Це пов'язано як зі

зміною питомого опору тензорезистора, так і з появою додаткових механічних напруг через різницю температурних розширень матеріалів тензорезисторів та деталі, деформація якої вимірюється. Тому часто застосовують тензорезистори з дротом із константану, що володіє малим температурним коефіцієнтом опору.

Максимальний струм через дротяний тензорезистор обмежується допустимою потужністю, що визначається виразом  $P \leq \mu_{\theta} s_{ox} \Delta\theta$ , де  $\mu_{\theta}$  – коефіцієнт тепловіддачі, Вт/(см<sup>2</sup>·град);  $s_{ox}$  – площа поверхні охолодження обмотки, см<sup>2</sup>;  $\Delta\theta = \theta - \theta_{v \max}$  – дозволене перевищення температури обмотки при нагріві її струмом, град. В даному випадку поверхня охолодження

$$s_{ox} = pl,$$

де  $p$  і  $l$  – відповідно периметр і довжина дроту тензорезистора.

Зазвичай для дротяних тензорезисторів максимальний струм складає величину порядку декількох десятків міліампер.

Дротяні тензорезистори виконуються з опором  $10 \div 1000$  Ом і мають розміри основи  $2 \div 100$  мм. Найбільше подовження тензорезистора в процесі вимірювання не повинно перевищувати меж пружної деформації. Зазвичай відносне подовження складає близько 1%.

До переваг дротяних тензорезисторів слід віднести незначну вагу і розміри, малу інерцію, відсутність гістерезису, а до недоліків – відносно невисоку чутливість і можливість використання для випробувань тільки однієї деталі.

Фольговий тензорезистор (рис. 2.2.13, б), в принципі, аналогічний дротяному. Лише ґратка його виконана з константанової фольги товщиною порядку 10 мкм. Малюнок ґратки вибирають таким, щоб можна було знизити похибку через поперечну деформацію, котра в фольгових тензорезисторах практично дорівнює нулю. Фольгові тензорезистори можуть пропускати більший струм, ніж дротяні; це обумовлено великою площею поперечного перерізу провідника при тих самих розмірах резистора і великою тепловіддачею, оскільки ґратка примикає до досліджуваної деталі більшою поверхнею, що поліпшує умови теплообміну.

Напівпровідникові тензорезистори мають ряд суттєвих переваг: їх чутливість в 50-60 раз перевищує чутливість дротяних, розміри суттєво менші, рівень вихідного сигналу в ряді випадків достатній для використання без складних і дорогих підсилювачів. Основною їх відмінністю від дротяних є велика (до 50%) зміна опору тензоперетворювача при деформації.

До недоліків напівпровідникових тензорезисторів слід віднести малу механічну міцність і гнучкість. Велику тензочутливість цих тензорезисторів реалізувати виявляється дуже складно через нелінійність

характеристики, високу чутливість до впливів зовнішніх умов і істотного розкиду параметрів від зразка до зразка.

## 2.3. Електромагнітні вимірювальні перетворювачі

### 2.3.1. Індуктивні ВП

Індуктивні ВП призначені для вимірювання порівняно малих кутових або лінійних переміщень.

В основу роботи індуктивного ВП покладена властивість дроселя з повітряним зазором змінювати індуктивність при зміні величини повітряного зазору. Найпростіший індуктивний ВП складається із ярма 1, на якому розміщена обмотка 2, та якоря 3, що утримується пружинами (рис. 2.3.1.).

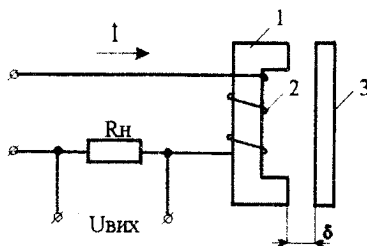


Рис. 2.3.1. Електрична схема індуктивного ВП

Ярмо та якір виробляються з шихтованого магнітом'якого матеріалу. Обмотка намотується мідним проводом з малим активним опором.

Принцип дії одноконтурного індуктивного ВП полягає в наступному.

На обмотку 2 через опір навантаження  $R_n$  подається напруга живлення змінного струму з частотою від 50 Гц до декількох кілогерц. Струм, що протікає в колі обмотки, визначається як

$$I = \frac{U_{\approx}}{\sqrt{(R_n + r_{\partial})^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.3.1)$$

де  $r_{\partial}$  - активний опір дроселя,  $\omega$  - частота напруги живлення,  $L$  - індуктивність ВП.

Оскільки активний опір

$$R = R_n + r_{\partial}$$

є постійна величина, то зміна струму  $I$  може відбуватися тільки за рахунок зміни індуктивної складової опору

$$x_L = \omega L,$$

яка в свою чергу залежить від величини повітряного зазору  $\delta$ .

Таким чином, кожному значенню зазора  $\delta$  відповідає визначене значення струму  $I$ , який утворює падіння напруги на опорі  $R_n$ :

$$U_{вих} = IR_n, \quad (2.3.2)$$

що є вихідним сигналом ВП.

Зв'язок між вхідним сигналом – механічним переміщенням і вихідним сигналом- електричною напругою  $U_{вих}$  можна характеризувати за допомогою статичної характеристики

$$U_{вих} = f(\delta). \quad (2.3.3)$$

Аналітичний вираз функції (2.3.3) можна отримати, використовуючи співвідношення (2.3.1) (2.3.2) встановлюючи при цьому зв'язок між індуктивністю  $L$  та величиною зазору  $\delta$ . Будемо вважати повітряний зазор достатньо малим. Тоді потоками розсіювання можна знехтувати і величина потокощеплення  $\psi$  визначається як

$$\psi = \Phi w, \quad (2.3.4)$$

де  $\Phi$  - магнітний потік, що утворюється обмоткою,  $w$ - кількість витків обмотки.

З іншого боку

$$\psi = LI. \quad (2.3.5)$$

Прирівнюючи (2.3.4) і (2.3.5.) отримаємо

$$L = \frac{\Phi w}{I}. \quad (2.3.6)$$

Магнітний потік  $\Phi$  прямо пропорційний намагнічувальній силі і обернено пропорційний магнітному опору

$$\Phi = \frac{F}{R_{м.з.} + R_{м.м.}}, \quad (2.3.7)$$

де  $R_{м.з.}$  – магнітний опір зазору;  $R_{м.м.}$  – магнітний опір магнітопроводу.

Отже, намагнічувальна сила

$$F = Iw \quad (2.3.8)$$

а магнітний опір зазору набагато більший ніж опір заліза, то вираз для індуктивності можна представити у вигляді

$$L = \frac{0,4\pi w^2}{2\delta} 10^{-8} \Gamma_n \mu_0^s \quad (2.3.9)$$

де  $\mu_0$  – магнітна проникність повітря,  $\left[ \frac{\Gamma_n}{см} \right]$ ;  $s$  – площа поперечного перерізу магнітопроводу  $[см^2]$ .

Враховуючи вираз (2.3.9) і послідовно підставляючи в (2.3.1.) і (2.3.2), отримаємо

$$U_{вих} = \frac{U_{\approx} R_H}{\sqrt{(R_H + r_{\partial})^2 + \left(\frac{0,4\pi\mu s w^2 \omega}{2\delta} 10^{-8}\right)^2}} \quad (2.3.10)$$

В реальних ВП активний опір обмотки  $r_{\partial}$ , а також опір навантаження набагато менші індуктивного опору, тому можна записати

$$U_{вих} \cong \frac{2U_{\approx} R_H 10^8}{0,4\pi\mu_0 s w^2 \omega} \delta = k\delta. \quad (2.3.11)$$

Тут  $k = \frac{2U_{\approx} R_H 10^8}{0,4\pi\mu_0 s w^2 \omega}$ , оскільки всі величини, що входять до виразу (2.3.11), крім  $\delta$ , є сталими.

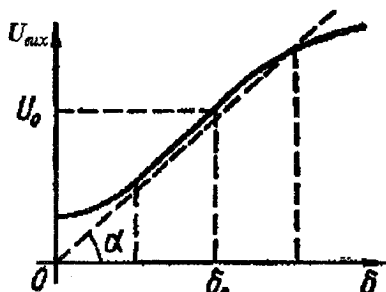


Рис.2.3.2. Статична характеристика однофазного індуктивного ВП

Таким чином, напруга на виході ВП при зміні зазору змінюється за лінійним законом, тобто статична характеристика є прямою, що проходить через початок координат з кутом нахилу  $\alpha = \arctg k$  до осі абсцис (рис. 2.3.1.). Це ідеальна статична характеристика.

Реальна характеристика наведена на рис. 2.3.1. суцільною лінією. Її відхилення від ідеальної при малих значеннях  $\delta$  пояснюється прийнятим припущенням  $R_{м.м.} \ll R_{м.з.}$

Якщо  $\delta$  достатньо мале, то магнітний опір заліза стає співвимірним з магнітним опором зазору, отже, припущення додає відповідну похибку.

Відхилення реальної характеристики від лінійної функції при великих значеннях  $\delta$  пов'язано з іншим припущенням, згідно з яким опір навантаження  $R_n$  вважається занадто малим в порівнянні з індуктивним опором. Але при великих значеннях  $\delta$  величина індуктивності  $L$  стає малою, тому індуктивна складова  $\omega L$  співвимірна з величиною  $(R_n + r_{\partial})$ , що і визначає викривлення характеристики.

Аналіз принципу дії і статичної характеристики однофазного індуктивного ВП дозволяє відмітити такі недоліки.



- Фаза вихідного сигналу не залежить від напрямку переміщення якоря.

- Для виміру переміщення в обох напрямках необхідний початковий зазор  $\delta_0$ , що призводить до наявності початкового значення напруги  $U_{вих0}$  (рис. 2.3.1.).

- На якір постійно діє електромагнітна сила, що прагне притягнути його до ярма. При великій потужності сигналу вихідного кола вона може приймати суттєві значення, що потребує введення компенсувальних сил за допомогою протидіючих пружин. Це значно ускладнює пристрій. Без компенсації цієї сили ВП може нормально працювати тільки при великій потужності вхідного сигналу, а це не завжди можливо.

Оскільки одноконтні індуктивні ВП мають вказані недоліки, то їх використовують тільки як допоміжні елементи систем. В основних колах систем управління використовують двоконтні індуктивні ВП.

**Двоконтні індуктивні ВП.** Існують дві основні схеми включення двоконтних індуктивних ВП: диференціальна та мостова. Розглянемо кожну з них.

**Диференціальна схема.** Така схем включення індуктивного ВП передбачає наявність трансформатора з середньою точкою (рис. 2.3.2). Обидві обмотки ВП мають однакову кількість витків  $w$ . Осердя обмоток ідентичні за своїми характеристиками. Опір навантаження включається між середньою точкою обмотки трансформатора і середньою точкою обмоток ВП. При такому включенні струм, що протікає через опір навантаження, рівний різниці струмів правої і лівої половини схеми

$$I_{вих} = I_1 - I_2, \quad (2.3.12)$$

а вихідна напруга визначається як

$$U_{вих} = R_H (I_1 - I_2). \quad (2.3.13)$$

В початковому положенні зазори між якорем і ярмом однакові

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_0. \quad (2.3.14)$$

Тоді індуктивності кожної половинки ВП, що визначаються величиною зазорів, рівні

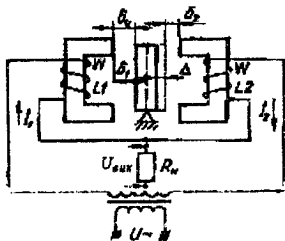


Рис. 2.3.3. Диференціальна схема двоконтного індуктивного ВП

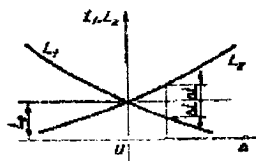


Рис. 2.3.4. Залежність індуктивності електричного плеча від величини зазору

$$L_1 = L_2 = L_0. \quad (2.3.15)$$

Отже, струми  $\dot{I}_1$  і  $\dot{I}_2$  рівні по модулю, але протилежні по фазі, а струм навантаження відповідно до (2.3.12) рівний нулю. Тобто і вихідна напруга ВП дорівнює нулю.

Таким чином, двотактний індуктивний ВП забезпечує рівність нулю вихідного сигналу ( $U_{вих} = 0$ ) при нульовому сигналі на вході ( $\Delta = 0$ ).

При переміщенні якоря на величину  $\Delta$  ширина зазорів змінюється: один збільшується, а другий зменшується на одну і ту ж величину

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \delta_0 + \Delta, \\ \delta_2 &= \delta_0 - \Delta. \end{aligned}$$

Це призводить до зміни індуктивностей, оскільки магнітний опір першого зазору зростає, а другого падає, що відповідає зменшенню індуктивності  $L_1$  і збільшенню  $L_2$ . При невеликих переміщеннях індуктивність змінюється майже за лінійним законом. На рис. 2.3.4. зображено графік залежності  $L = f(\Delta)$  для обох половинок індуктивного ВП. У відповідності з графіком можна записати

$$L_1 = L_0 - \Delta L, \quad L_2 = L_0 + \Delta L.$$

Зміна індуктивностей  $L_1$  і  $L_2$  призведе до порушення балансу струмів: струм  $\dot{I}_1$  – зросте, а  $\dot{I}_2$  – зменшиться. В навантаженні потече результувальний струм, що утворює вихідну напругу. При зміні напрямлення переміщення якоря фаза вихідної напруги зсувається на  $180^\circ$  відносно напруги живлення, що є опорною.

Продемонструємо це явище на часових діаграмах струмів ВП (рис. 2.3.5.).

Якщо  $\delta = 0$ , струм  $I_n = 0$ , оскільки  $|I_1| = |I_2|$ , а  $\arg I_1 = -\arg I_2$ .

Це відповідає графіку, зображеному на рис. 2.3.5, а. При переміщенні якоря вправо ( $\Delta > 0$ ), струм  $\dot{I}_1$  зростає, а  $\dot{I}_2$  – падає (рис. 2.3.5, б), різницю струмів характеризує струм навантаження  $\dot{I}_n$ . Фаза струму навантаження рівна нулю.

Якщо яркір переміщується вліво ( $\Delta < 0$ ), індуктивність  $L_1$  зростає, а  $L_2$  – спадає (рис. 2.3.4). Це викликає зменшення амплітуди струму  $I_1$  і збільшення амплітуди струму  $I_2$ . Результувальний струм навантаження має фазу  $180^\circ$  (рис. 2.3.5, в).

Таким чином, при зміні напрямку переміщення якоря фаза вихідного сигналу двотактного індуктивного ВП зсувається на  $180^\circ$ .

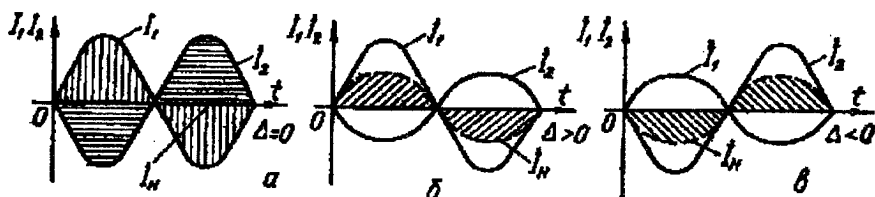


Рис.2.3.5. Часові діаграми струмів індуктивного ВП

*Мостова схема.* Ця схема включення індуктивних ВП має вигляд, що зображений на рис. 2.3.6 Якщо в диференціальній схемі розглядалась різниця струмів в навантаженні, то в мостовій схемі розглянемо різницю падіння напруг на плечах моста, яка визначає вихідну напругу двотактного індуктивного ВП.

$$\dot{U}_{вих} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2, \quad (2.3.16)$$

де  $\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \dot{Z}$ , а  $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \dot{Z}$ .

Принцип дії мостової схеми включення аналогічний принципу дії диференціальної схеми. Вихідна напруга мостової схеми в математичній формі запису зводиться до залежності, подібної до (2.3.12), що відповідає диференціальній схемі, тобто вираз (2.3.16) можна показати в формі

$$\dot{U}_{вих} = \dot{Z}(\dot{I}_1 - \dot{I}_2). \quad (2.3.17)$$

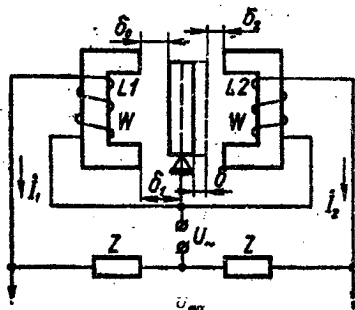


Рис. 2.3.6. Мостова схема індуктивного ВП

Використовуючи співвідношення (2.3.17), отримуємо аналітичний опис статичної характеристики двотактного індуктивного ВП

$$U_{вих} = f(\Delta), \quad (2.3.18)$$

який буде вірним як для мостової, так і для диференціальної схеми включення.

Розглянемо режим холостого ходу з припущенням, що опори в плечах моста активні:  $Z = r$ .

При  $\Delta = 0$  отримуємо  $|\dot{I}_1| = |\dot{I}_2|$ , отже  $U_{вих} = 0$ , оскільки  $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$ .

Переміщення якоря на величину  $\Delta$  вправо призводить до зміни зазорів

$$\delta_1 = \delta_0 - \Delta, \quad \delta_2 = \delta_0 + \Delta,$$

а це призводить до зміни індуктивності плечей електричного моста (рис. 2.3.4)

$$L_1 = L_0 - \Delta L; \quad L_2 = L_0 + \Delta L. \quad (2.3.19)$$

Для струмів  $\dot{I}_1$  і  $\dot{I}_2$  можна записати

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{r + j\omega L_1}; \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}}{r + j\omega L_2}, \quad (2.3.20)$$

оскільки активний опір дроселів  $r_d$  малий в порівнянні з їх індуктивним опором.

Різниця струмів на основі (2.3.20) буде

$$\dot{I}_1 - \dot{I}_2 = \frac{j\dot{U}\omega(L_2 - L_1)}{r^2 + jr\omega(L_1 + L_2) - \omega^2 L_1 L_2}. \quad (2.3.21)$$

Із виразу (2.3.19) витікає, що

$$L_2 - L_1 = 2\Delta L, \quad L_1 + L_2 = 2L_0, \quad L_1 L_2 = L_0^2 - \Delta L^2 \cong L_0^2. \quad (2.3.22)$$

Крім того, приріст  $\Delta L$  можна показати у вигляді лінійної залежності

$$\Delta L = \frac{L_0}{\delta_0} \Delta, \quad (2.3.23)$$

оскільки при малих змінах зазору  $\Delta$  функція  $L=f(\Delta)$  лінійна (рис. 2.3.4.).

Тоді (2.3.21) приводиться до вигляду

$$\dot{I}_1 - \dot{I}_2 = \frac{j2\dot{U}\omega L_0}{\delta_0(r + j\omega L_0)^2} \Delta. \quad (2.3.24)$$

Визначимо значення модуля різниці струмів, перед тим представимо співвідношення (2.3.24) у вигляді

$$I_1 - I_2 = \frac{4\dot{U}\omega^2 L_0^2}{\delta_0(r^2 + \omega^2 L_0^2)^2} \Delta + j \frac{2\dot{U}\omega L_0(r^2 - \omega_2^2 L_0^2)}{\delta_0(r^2 + \omega^2 L_0^2)^2} \Delta = A + jB. \quad (2.3.25)$$

Звідси

$$|I_1 - I_2| = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{2U\omega L_0}{\delta_0(r^2 + \omega^2 L_0^2)} \Delta, \quad (2.3.26)$$

а модуль вихідної напруги, у відповідності з (2.66), буде

$$|\dot{U}_{вих}| = r|I_1 - I_2| = \frac{2U\omega L_0 r}{\delta_0(r^2 + \omega^2 L_0^2)} \Delta. \quad (2.3.27)$$

Оскільки параметри, що входять в чисельник та знаменник виразу (2.3.27), є постійними величинами, представимо дріб у вигляді

$$k = \frac{2U\omega L_0 r}{\delta_0(r^2 + \omega^2 L_0^2)}, \quad (2.3.28)$$

де  $k$  – коефіцієнт перетворення ВП, який характеризує його чутливість.

Таким чином, статична характеристика двотактного індуктивного ВП являє собою функцію вигляду

$$|\dot{U}_{вих}| = k\Delta, \quad (2.3.29)$$

що відповідає прямій, яка проходить через початок координат під кутом  $\alpha = \arctg K$  до осі абсцис (рис. 2.3.7). Легко побачити, що при зміні знака приросту зазору  $\Delta$  фаза вихідного сигналу змінюється на протилежну.

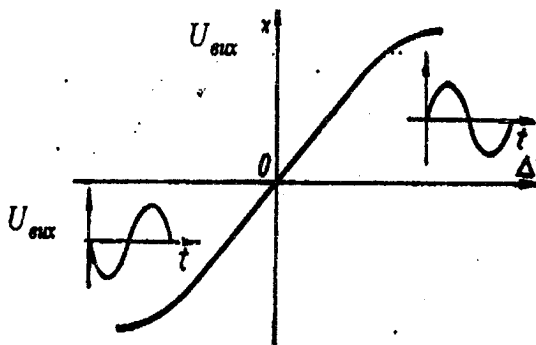


Рис. 2.3.7. Статична характеристика двотактного ВП

Чутливість ВП, у відповідності з (2.3.28), залежить від таких параметрів: напруги і частоти джерела живлення, опору навантаження, індуктивності дроселя та початкового зазору між ярмом і якорем.

З підвищенням напруги живлення чутливість ВП збільшується, але це призводить до збільшення габаритів і ваги ВП.

Зменшення початкового зазору  $\delta_0$  також призводить до збільшення чутливості ВП, однак з метою запобігання замикання якоря з ярмом обмежують мінімальну величину зазору  $\delta_0$ , згідно з яким останній повинен бути вдвічі більший за максимальний хід якоря:

$$\delta_0 \cong 2\Delta_{\text{макс.}}$$

При інших умовах максимальна чутливість двотактного індуктивного ВП має місце при рівності індуктивного опору дроселя і активного опору навантаження.

В цьому випадку (2.3.28) буде мати вигляд

$$k = \frac{U}{\delta_0} \quad (2.3.30)$$

Потрібно відмітити, що мостова схема в порівнянні з диференціальною має приблизно в 2,8 раз меншу відносну чутливість при узгодженому навантаженні.

Роздільна здатність деяких ВП при ретельному екрануванні та балансуванні схеми в нейтральному положенні якоря складає соті долі мікрона.

Вихідна потужність індуктивних ВП може сягати десятків ват. Однак із збільшенням вихідної потужності зростають габарити ВП.

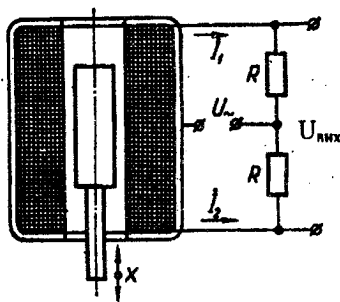


Рис. 2.3.8. Індуктивний ВП середніх переміщень

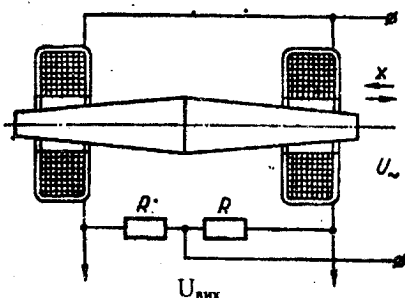


Рис. 2.3.9. Індуктивний ВП великих переміщень

Зниження габаритів ВП досягається збільшенням частоти, при цьому вхідне зусилля ВП зменшується. Але при великих значеннях частоти починають впливати міжвиткові ємності, що утруднює балансування ВП в нейтральному положенні.

Двотактні індуктивні ВП з плоскпаралельним повітряним зазором використовуються при вимірюванні малих переміщень від долей мікрона до 3÷5 мм.

Розширити діапазон вимірюваних переміщень можна шляхом використання ВП, які приведені на рис. 2.3.8 та 2.3.9.

Такі ВП допускають вимірювання переміщень до декількох десятків сантиметрів. Включення їх може виконуватись як по мостовій, так і по диференціальній схемах.

### 2.3.2. Трансформаторні індуктивні ВП

Трансформаторні індуктивні ВП призначаються для зміни регульованої координати положення, яка є механічним переміщенням, як в малих, так і в великих діапазонах її зміни.

Принцип дії трансформаторних індуктивних ВП оснований на використанні зміни взаємної індуктивності між обмотками при переміщенні якоря (рис. 2.3.10). Обмотки кола живлення  $w_1$  і  $w_2$  включаються назустріч і мають однакову кількість витків, тобто  $w_1 = w_2 = w$ . Отже, магнітні потоки  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$ , що утворюються струмом, який протікає в цих обмотках, будуть направлені в середньому осерді назустріч один одному, а вихідна напруга визначиться як

$$U_{вих} = 4,44 f w_0 (\Phi_1 - \Phi_2), \quad (2.80)$$

де  $f$  – частота навантаження живлення;  $w_0$  – число витків обмотки середнього стержня.

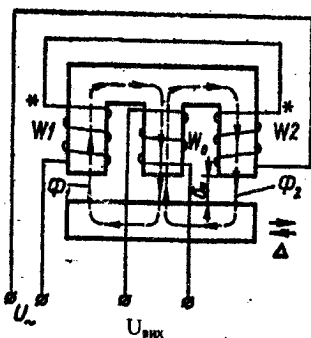


Рис. 2.3.10. Трансформаторний індуктивний ВП

Потоки  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$  пропорційні індуктивностям відповідних обмоток (2.3.6).

$$\Phi_1 = \frac{iL_1}{w}, \quad \Phi_2 = \frac{iL_2}{w}. \quad (2.3.32)$$

Оскільки зазор  $\delta_0$  постійний, то на величину індуктивності впливає тільки площа перекриття осердя  $S$  (2.3.9), яка змінюється при переміщенні якоря.

Таким чином, в нейтральному положенні ( $\Delta = 0$ ) площі перекриття  $S_1$  і  $S_2$  рівні, що призводить до рівності потоків  $\Phi_1$  і  $\Phi_2$ , а значить  $U_{вих} = 0$ .

При переміщенні якоря на величину  $\Delta$  здійснюється зміна площ перекриття крайніх осердь на  $\Delta S$ . Тоді:

$$\Phi_1 = \frac{0,4\pi\mu_0 w I 10^{-8}}{\delta_0} (s_0 + \Delta s);$$

$$\Phi_2 = \frac{0,4\pi\mu_0 w I 10^{-8}}{\delta_0} (s_0 - \Delta s),$$

а вхідна напруга ВП у відповідності з (2.3.31) буде

$$U_{вих} = k_1 \Delta s.$$

Враховуючи, що приріст площі  $\Delta S$  пропорційний переміщенню якоря  $\Delta$ , можна записати

$$U_{вих} = k \Delta. \quad (2.3.33)$$

Таким чином, статична характеристика трансформаторного індуктивного ВП є лінійною функцією (рис. 2.3.7).

**Динамічні властивості індуктивних ВП** визначаються, виходячи з умов їх роботи. Зазвичай механічні переміщення, які є вхідним сигналом ВП, мають більш низьку частоту в порівнянні з частотою напруги живлення. Тому зміна амплітуди вихідної напруги з достатньою точністю визначається рівнянням усталеного режиму (2.3.33).

Отже, ВП можна вважати безінерційною ланкою з передаточною функцією

$$W(p) = \frac{U(p)}{\Delta(p)} = k$$

і використати для його опису всі динамічні характеристики ланки підсилення, враховуючи при цьому реально існуючий робочий діапазон частот ВП.

**Шуми індуктивних ВП.** Основні перешкоди індуктивних ВП пов'язані з встановленням нульового рівня та наводками. В реальних умовах експлуатації та виробництва цих ВП завжди існують відхилення плеч ВП при нейтральному положенні якоря від умов їх ідентичності. Це призводить до появи залишкової напруги, яка є перешкодою, і в загальному випадку відрізняється по фазі від вихідної напруги, яка виникає при переміщенні якоря. Таку перешкоду можна розкласти на дві складові: синфазну складову, яка збігається по фазі з основним сигналом, і квадратурною – яка зсунена по фазі відносно основного сигналу на  $90^\circ$ .



При наявності тільки першої складової нуль встановлюється деяким зміщенням якоря, тобто дійсний нуль лежить поблизу геометричного. Якщо існують обидві складові, дійсний нуль встановити не можна, оскільки при будь-якому положенні якоря діє залишкова напруга перешкоди. Однак, інші елементи системи можна підібрати такими, які не будуть реагувати на квадратурну складову (ФЧО, асинхронні виконавчі двигуни).

При експлуатації ВП в умовах дії магнітного поля з'являється перешкода від наводок. Для її усунення ВП екранується металевим екраном.

**Переваги та недоліки індуктивних ВП.** До числа переваг індуктивних ВП потрібно віднести: відсутність ковзних контактів; високу чутливість (сотні В/мм); високу роздільну здатність (соті долі мкм); надійність конструкції; малу вагу та габарити при живленні напругою високої частоти.

Недоліками індуктивних ВП є: важкість регулювання, тобто важкість отримання нулевого значення вихідної напруги при нейтральному положенні якоря; можливість роботи тільки на змінному струмі; обмеженість діапазону лінійності статичної характеристики; залежність коефіцієнта перетворення від частоти та напруги живлення; необхідність екранування обмоток дроселя.

### 2.3.3. Магнітопружні ВП

Принцип дії магнітопружних перетворювачів оснований на зміні магнітної проникності  $\mu$  (або індукції  $B$ ) феромагнітних тіл в залежності від механічних напруг  $\sigma$ , що обумовлені впливом на феромагнітні тіла механічних сил  $P$  (розтягувальні, стискувальні, вигинання, скручування). Існує і зворотнє явище – магніострикція, коли зовнішнє магнітне поле викликає механічні деформації феромагнітного тіла. Під чисельним значенням магніострикції розуміють відносну зміну  $\Delta l/l = \epsilon_r$  довжина  $l$  стержня, що обумовлено впливом зовнішнього магнітного поля.

В загальному випадку магнітопружний ефект має нелінійний характер, що залежить від значення напруженості прикладеного поля  $H$ . Але, вибираючи відповідні режими роботи, можна отримати лінійні ділянки залежності  $\mu=f(\sigma)$  або  $\mu=f(P)$ . Одночасну зміну магнітної проникності і лінійних розмірів осердь, що відбувається під дією механічного навантаження, можна використовувати для вимірювання тиску, зусиль, моментів деформації. Відносну чутливість магнітопружного матеріалу можна характеризувати (подібно тензорезисторам) коефіцієнтом тензочутливості

$$K_T = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l} = \frac{\varepsilon_\mu}{\varepsilon_l}$$

На рис. 2.3.11, а наведено приблизний графік зміни відносної магнітної проникності  $\varepsilon_\mu$  в функції зміни механічної напруги  $\sigma$  і відповідної йому відносної лінійної деформації  $\Delta l/l = \varepsilon_l$ . На початковій ділянці ( $\sigma < 50 \text{ Н/мм}^2$ ) коефіцієнт тензочутливості сягає значення  $K_T = 300$ , а в середньому для всієї кривої  $K_T = 220$ .

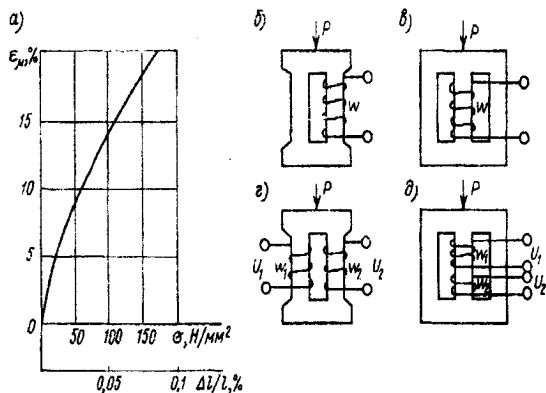


Рис. 2.3.11. Графік зміни відносної магнітної проникності  $\varepsilon_\mu$  – а; Перетворювачі дросельового типу – б, в; трансформаторного типу – з, д

Відносною магнітопружною чутливістю матеріалу називають відношення відносної зміни магнітної проникності до механічної напруги  $K_{S\mu} = (\Delta\mu/\mu)/\sigma$ . Для кривої на рис. 2.3.11, а ця величина складає 0,11 % на 1 Н/мм<sup>2</sup>. Максимальне значення відносної чутливості для пермалою складає 0,94 % на 1 Н/мм<sup>2</sup> (при напруженості магнітного поля  $H=0,2 \text{ А/мм}$ , для трансформаторної сталі – 0,8% на 1 Н/мм<sup>2</sup> (при  $H=0,2 \text{ А/мм}$ ). При цьому значення напруженості приблизно відповідає максимуму магнітної проникності. В дійсності значення  $K_S$  значно менше, оскільки  $H$  вибирають, виходячи з лінійності статичної характеристики перетворювача.

При всій різноманітності конструктивних рішень магнітопружних перетворювачів за принципом дії їх можна розбити на дві групи: перетворювачі дросельового (рис. 2.3.11, б,в) і трансформаторного (рис. 2.3.11 з,д) типів.

В перетворювачах першого типу зміна магнітної проникності осердя призводить до зміни повного електричного опору  $Z$  дроселя. Для цього випадку чутливість перетворювача можна виразити у вигляді

$$K_S = (\Delta Z / Z) / \sigma.$$

Живлення перетворювача при вимірюванні статичних або таких, що повільно змінюються, навантажень здійснюється зазвичай від мережі змінного струму з частотою 50 Гц. Іноді, щоб підвищити чутливість, перетворювачі живлять струмом підвищеної частоти (до 10 ГГц).

В магнітопружних перетворювачах трансформаторного типу в якості змінної величини, що є функцією прикладеної сили, використовується взаємна індуктивність, тому перетворювачі трансформаторного типу є по суті трансформаторами зі змінним коефіцієнтом трансформації. Чутливість трансформаторного перетворювача, якщо прийняти, що відносна зміна е.р.с. вторинної обмотки дорівнює відносній зміні проникності, можна виразити відношенням

$$K_S = (\Delta U / U) / \sigma.$$

Чутливість давачів подібного типу сягає декількох мілівольт на ньютон (мВ/Н).

Первинна обмотка перетворювачів живиться від джерела змінного струму, частоту якого вибирають із умов використання перетворювача: при вимірюванні статичних і повільно змінних процесів використовують виробничу частоту, при вимірюванні динамічних процесів частота струму живлення повинна бути в 5-10 раз вища частоти вимірюваного процесу.

Похибки магнітопружних перетворювачів виникають за рахунок конструктивних похибок, коливання напруги, температурної нестабільності, що досягає 2% на  $10^0$  С. Похибка виникає за рахунок гістерезису і, як показали дослідження, досягає 4 % при статичних і 1 % при динамічних навантаженнях. Для того, щоб зменшити цю похибку, необхідно вибрати матеріал для виготовлення осердя з вузькою петлею гістерезису і високою межею пружності.

В процесі старіння матеріалу змінюється магнітна проникність і внутрішня напруга в ньому, що призводить до нестабільності чутливості. Штучне старіння (термообробка і багаторазове навантаження) дозволяють знизити цю нестабільність до 0,5 % для перетворювачів з суцільного матеріалу і до 2 % з листового. Для зменшення похибки використовуються диференціальні схеми включення одноконтурних давачів або диференціальні конструкції давачів.

**Переваги магнітопружних давачів** – проста конструкція, низька вартість, можливість вимірювання великих зусиль. До недоліків можна віднести необхідність стабілізації напруги живлення, високу температурну нестабільність, живлення від джерела змінного струму.

### 2.3.4. Індукційні ВП

Індукційні ВП відносяться до генераторних перетворювачів. Для перетворення механічного переміщення в електричний сигнал в таких перетворювачах використовують явища електромагнітної індукції – наведення е.р.с. в електричному контурі, що пов'язано зі зміною магнітного потоку. Наведення е.р.с. відбувається незалежно від причин зміни магнітного потоку: чи переміщується обмотка в постійному магнітному полі, чи змінюється магнітне поле при нерухомій обмотці.

В котушці індуктується е.р.с., яка дорівнює

$$e = -w \left( \frac{d\Phi}{dt} \right), \quad (2.3.35)$$

де  $e$  – миттєве значення е.р.с.;  $w$  – число витків котушки.

Індукційні перетворювачі можна розділити на дві групи. В перетворювачах першої групи магнітний опір на шляху постійного магніту залишається незмінним, а індукційна е.р.с. наводиться завдяки лінійним (рис. 2.3.12, а) або кутовим (рис. 2.3.12, б) переміщенням котушки в зазорі. В перетворювачах другої групи постійний магніт і котушка нерухомі, а е.р.с. наводиться магнітним потоком за рахунок зміни розміру повітряного зазору.

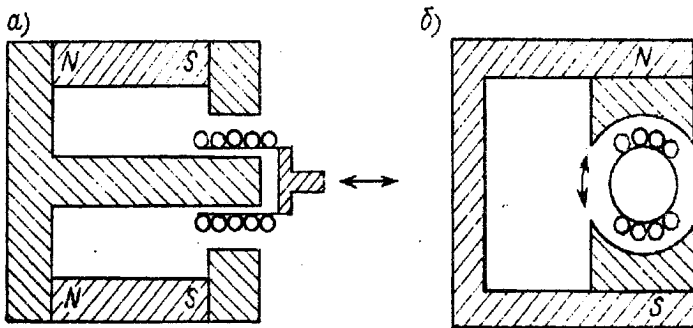


Рис.2.3.12. Індукційні ВП. а – лінійне; б – кутове переміщення котушки

Як випливає з виразу (2.3.35), щоб збільшити чутливість перетворювача, необхідно збільшити число витків котушки, але при цьому необхідно врахувати, що при постійному зазорі збільшення витків котушки призводить до росту її опору. Збільшення зазору викликає падіння значення індукції  $B$ . Тому при конструюванні давачів вибирають оптимальні параметри перетворювачів з врахуванням опору навантаження.

Лінійна залежність е.р.с. від переміщення котушки в зазорі зберігається до тої пори, поки вона переміщується в межах рівномірного магнітного потоку.

Індукційні перетворювачі, що являють собою невеликі генератори постійного струму, використовують в пристроях для вимірювання швидкості обертання валів, лінійних і кутових вібрацій. Оскільки вихідна напруга індукційних перетворювачів пропорційна швидкості вібрацій рухомої частини, то для отримання напруження, пропорційного амплітуді вібрацій або прискоренню, вихідну напругу необхідно піддати інтегруванню або диференціюванню.

## 2.4. Давачі Холла і магнітоопір

### 2.4.1. Фізичні основи ефекту Холла і ефекту магнітоопору

*Ефект Холла* – це фізичне явище, яке полягає в наступному. Розглянемо пластинку (рис 2.4.1) з провідникового матеріалу, вздовж якої проходить струм  $I$ . Якщо перпендикулярно площині пластини і напрямку струму діє магнітне поле напруженістю  $H$ , то в пластині виникає е.р.с., пропорційна і струму, і напруженості магнітного поля:

$$E = k_H I H, \quad (2.4.1)$$

де  $k = k_x/d$  – коефіцієнт, який залежить від матеріалу і товщини пластини  $d$ ;  $k_x$  – постійна Холла

Напрямок цієї е.р.с., яка називається е.р.с. Холла, перпендикулярний струму і полю, тобто її можна виміряти між бічними повздовжними гранями пластини (рис. 2.4.1) за допомогою електровимірювального приладу. Причина появи е.р.с. Холла в тому, що на рухомі заряди в

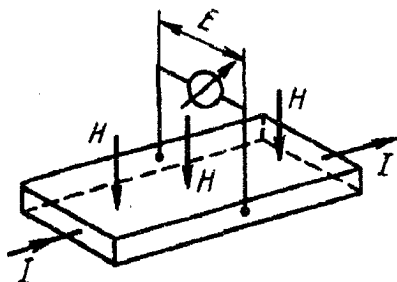


Рис.2.4.1. Давач Холла

магнітному полі діє сила Лоренца. Струм в пластині – це і є упорядкований рух зарядів (в металі – електронів). Під дією магнітного поля вони зміщуються перпендикулярно напрямку свого руху і поблизу однієї повздовжньої грані виникає надлишок зарядів, а поблизу іншої – нестача. В звичайних провідникових матеріалах е.р.с. Холла дуже мала,

що пояснюється малою швидкістю (точніше – рухомістю) носіїв струму через їх велику концентрацію. Хоча *ефект Холла* відомий вже більше ста років, практичне використання його почалося в результаті розвитку технології виготовлення напівпровідників. Саме в чистих напівпровідниках забезпечується висока рухомість носіїв струму, тому постійна Холла для чистих напівпровідників набагато більша, ніж для металів.

*Ефект магнітоопору* – це інше фізичне явище, що полягає в зміні опору тіл, які проводять струм, в магнітному полі. Пояснюється це тим, що в присутності магнітного поля на носії струму діє сила Лоренца, яка змінює траєкторію їх руху. Якби не було магнітного поля, то під дією прикладеної до провідника напруги носії струму переміщувались би по найкоротшому напрямку. Зміна траєкторії під дією магнітного поля завжди подовжує шлях носіїв струму, що проявляється як збільшення опору. В сильних поперечних магнітних полях деякі речовини можуть мати відносне збільшення опору  $\alpha = \Delta R/R$  в десятки раз. Найчастіше величина  $\alpha$  пов'язана з напруженістю магнітного поля  $H$  квадратичною залежністю

$$\alpha = k_R H^2, \quad (2.4.2.)$$

де  $k_R$  – коефіцієнт, що залежить від матеріалу і розмірів.

Ефекти Холла і магнітоопору використовують в давачах, за допомогою яких вимірюються різні електричні і магнітні величини. Крім того, вони можуть використовуватись для математичної обробки електричних сигналів: складання, множення, ділення, піднесення до квадрату і знаходження кореня; для різних перетворень електричних сигналів.

## 2.4.2. Матеріали для давачів Холла і давачів магнітоопору

Використання давачів Холла для цілей автоматичного вимірювання буде раціональним лише в тому випадку, якщо вони мають достатньо високу чутливість і мало підпадають під вплив температури. Чутливість давача залежить від вихідної е.р.с., тобто від постійної Холла, яка, в свою чергу, визначається рухомістю носіїв струму. В провідниках носіями струму є електрони. При звичайних температурах електрони знаходяться в хаотичному тепловому русі з самими різними швидкостями. Але якщо вздовж тіла створити електричне поле  $E$ , приклавши напругу  $U$ , то всі електрони почнуть рухатись в напрямку поля з деякою середньою швидкістю  $v$  (при цьому окремі електрони можуть мати як більшу, так і меншу швидкості). Рухомість носіїв струму ( $\mu$ ) визначається як відношення швидкості  $v$  до напруженості електричного поля  $E$ :

$$\mu = \frac{v}{E}. \quad (2.4.3)$$

Рухомість залежить від того, як часто електрон при своєму русі стикається з ґраткою твердого тіла. Потрібно окремо відмітити, що велике значення е.р.с. Холла ще не означає, що в цій речовині великий ефект Холла і її можна використовувати в техніці. Велике значення е.р.с. може бути отримано за рахунок великої напруги  $U$ , тобто великих витрат електричної енергії. В той же час в іншому матеріалі така ж ЕРС Холла і ті ж швидкості носіїв струму можуть бути отримані при меншій напрузі тільки за рахунок більшої рухомості. Такий матеріал вигідніший для використання в давачі Холла.

Отже, основною вимогою до матеріалу давача є поєднання великої рухомості носіїв струму з мінімальними температурними залежностями.

В залежності від технології виготовлення розрізняють кристалічні (в формі пластинки) і плівкові давачі.

В якості матеріалу кристалічних давачів використовують різні з'єднання індія: миш'яковистий індій  $InAs$ , фосфід індія  $InP$ , сурмянистий індій  $InSb$ , а також германій  $Ge$  і кремній  $Si$ .

Найбільше значення постійної Холла у матеріала  $InSb$ , але воно дуже залежить від температури. На рис. 2.4.2. показані залежності постійної Холла від температури для різних матеріалів (1 –  $InSb$ , 2 –  $InAs$ , 3 – твердий розчин  $InAs$  і  $InP$ ). Для германія постійна Холла в десятки раз менша, але він володіє значно більшим питомим опором. Із германія

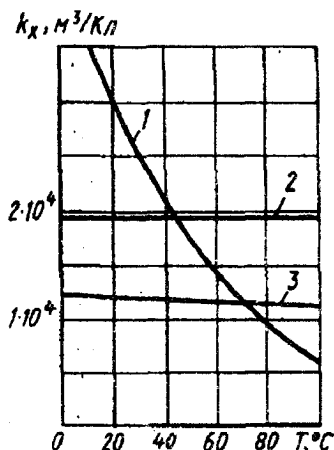


Рис. 2.4.2. Залежності постійної Холла від температури

можна робити давачі з опором в декілька кілоом. Ще більшим питомим опором володіє кремній, але його важче очистити від домішок. Високий

ступень очистки напівпровідникових матеріалів отримують при плавленні в космічних лабораторіях.

Для розміщення в вузьких зазорах дуже зручні плівкові давачі Холла. Для їх виготовлення використовують метод випаровування в вакуумі початкової речовини з наступним опадом на підложку зі слюди. Товщина плівкових давачів складає 10 – 30 мкм, що в сотні раз менше, ніж у кристалічних давачів. Як матеріал для плівкових давачів використовують з'єднання ртуті: селенід ртуті  $HgSe$  і телурид ртуті  $HgTe$ . Чим тонша плівка, тим менша постійна Холла. За своїми можливостями використання в системах автоматики плівкові давачі приблизно рівноцінні з германієвими і навіть кращі за температурною стабільністю. Але вони дуже дорогі. На сьогодні проводяться дослідження нових матеріалів, що можуть бути використані в давачах Холла і магнітоопорі.

### 2.4.3. Використання давачів Холла і давачів магнітоопору

В основному давачі Холла і давачі магнітоопору використовуються для вимірювання магнітних полів. Вони використовуються в дуже широкому діапазоні напруженості магнітного поля: від 1 до  $10^9$  А/м. З їх допомогою можна визначати криві намагнічування магнітних матеріалів, розподілення магнітних полів в електричних машинах і електромагнітних пристроях. При вимірюваннях в сильних магнітних полях ( $H > 10^7$  А/м) е.р.с. Холла складає десятки долі вольт і може бути виміряна вольтметром з великим внутрішнім опором або за допомогою компенсаційної схеми. Регулювання чутливості досягається зміною напруги, що живить давач. Для збільшення вихідного сигналу використовують послідовні з'єднання декількох давачів Холла. При вимірюваннях в середніх магнітних полях ( $10^5$  А/м  $< H < 10^7$  А/м) потрібно підсилення вихідної напруги давача. При вимірюваннях в слабких магнітних полях ( $H < 10^5$  А/м) використовують так звані концентратори магнітного поля. В якості таких концентраторів використовують круглі довгі стержні з вузьким проміжком між ними, куди і поміщається давач. Стержні виготовляють з матеріалів з високою магнітною проникністю, найчастіше з пермалою. При довжині стержня в 1 метр, діаметрі 5 мм і зазору в 0,3 мм можна отримати коефіцієнт підсилення магнітного поля в 1500 раз. Давачі Холла з концентраторами магнітного поля здатні відчувати напруженість магнітного поля в 0,1 А/м. З їх допомогою можна досліджувати навіть дуже слабе магнітне поле Землі. Але потрібно відмітити, що вимірювання середніх і слабких магнітних полів за допомогою давачів Холла поки що доцільно лише в лабораторіях, а не в промислових умовах.

В середніх і слабких магнітних полях давачі Холла дуже чутливі до коливань температури і потребують стабільних джерел живлення і



складних вимірювальних схем. Наприклад, термо-е.р.с. між матеріалом давача і його виводами співвимірна з вихідним сигналом. Та й при вимірюваннях в сильних магнітних полях використовують схеми термокомпенсації похибок за допомогою терморезисторів, а деколи навіть і термостатування, тобто вимірювання проводять в камері, де автоматично підтримується постійна температура.

По суті, давач Холла є елементарним множувальним пристроєм, оскільки його вихідний сигнал пропорційний добутку напруженості на струм. На цьому, по суті, і основані всі можливі використання давачів Холла. При постійному струмі через давач вихідний сигнал пропорційний напруженості магнітного поля. А якщо помістити давач в постійне магнітне поле, можна вимірювати струм, який проходить через нього, за значенням е.р.с. Холла. Це єдиний спосіб визначення розподілення струму в електромагнітних ваннах.

Давачі магнітоопору також спочатку використовувались для вимірювання магнітних полів, але потім були витиснуті більш сучасними давачами Холла на нових напівпровідникових матеріалах. Але давачі магнітоопору за структурою простіші ніж давачі Холла. Найкращою формою для давача магнітоопору є диск з одним виводом в центрі і іншим – на околі. Залежності відносної зміни опору давачів магнітоопору різної форми від магнітної індукції показані на рис. 2.4.3.

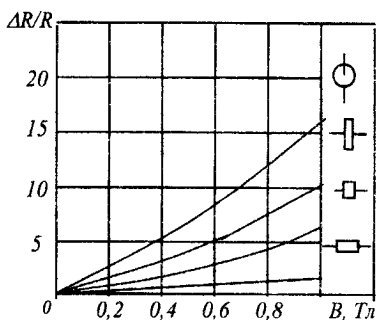


Рис. 2.4.3. Характеристики давачів

Основною перевагою давача магнітоопору є можливість безконтактної зміни активного опору.

Одним з можливих застосувань давачів магнітоопору є створення безконтактних клавішних вимикачів. При натисненні на кнопку такого вимикача переміщується магніт і змінюється магнітний потік, що впливає на давач магнітоопору.

Відомі також використання давачів Холла і магнітоопору в системах автоматики в якості вимірювачів струму в струмоведучих шинах, безконтактних потенціометрів для перетворення механічного переміщення (лінійного або кутового) в пропорційний електричний сигнал. Зручно

використовувати давачі Холла в автоматичних пристроях, що контролюють стан сталених канатів.

Поки що давачі Холла і давачі магнітоопору порівняно мало використовуються в системах промислової автоматики. Але швидкий розвиток напівпровідникової технології призводить до розширення їх використання.

Потрібно відмітити, що в останній час до таких давачів додалися ще і близькі за принципом дії магнітодюдні і гальваноманітно-рекомбінаційні перетворювачі.

## **2.5. Ємнісні вимірювальні перетворювачі**

### **2.5.1. Призначення і класифікація**

Ємнісний ВП використовують для вимірювання регульованої координати, яка являє собою механічні переміщення, рівень рідини, концентрацію, зусилля чи вологість.

Ємнісний вимірювальний перетворювач являє собою конденсатор, в якому зміна проміжку між пластинами, площі перекриття пластин або діелектричної проникності діелектрика, який помістили між пластинами, перетворюється в змінення ємності.

Ємнісні вимірювальні перетворювачі можна розділити на такі групи в залежності від вибраної класифікаційної ознаки:

1) за призначенням ємнісного давача: давачі лінійного і кутового переміщення; давачі рівня і лінійних розмірів; давачі концентрації і вологості; давачі температури; давачі зусиль;

2) за конструктивним виконанням на давачі: з плоскопаралельними пластинами конденсатора; з циліндричною формою конденсатора; з наявністю діелектрика між пластинами; без діелектрика;

3) за видом змінюваного параметра конденсатора на давачі: зі змінюваною площею перекриття пластин; зі змінюваним зазором між обкладками конденсатора; зі змінюваною діелектричною проникністю.

### **2.5.2. Принцип дії і характеристики ємнісних вимірювальних перетворювачів**

Ємнісні вимірювальні перетворювачі працюють на змінному струмі. Принцип їх дії заснований на зміні ємності конденсатора, що визначається співвідношенням

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 s}{\delta}, \quad (2.5.1)$$

де  $\varepsilon$  - відносна діелектрична проникність діелектрика;  $s$  - площа пластини;  $\delta$  товщина діелектрика або відстань між пластинами;  $\varepsilon_0 = \frac{1}{6\pi \cdot 10^9}$ , 1/м, під

впливом контрольованої координати керованого об'єкта. Як видно з (2.5.1) на ємність конденсатора можна впливати змінням зазору  $\delta$  між пластинами (рис. 2.5.1,а), площі перекриття  $s$  пластини (рис. 2.5.1, б), діелектричної проникності  $\varepsilon$  речовини, що знаходиться в зазорі між обкладинками конденсатора (рис. 2.5.1, в).

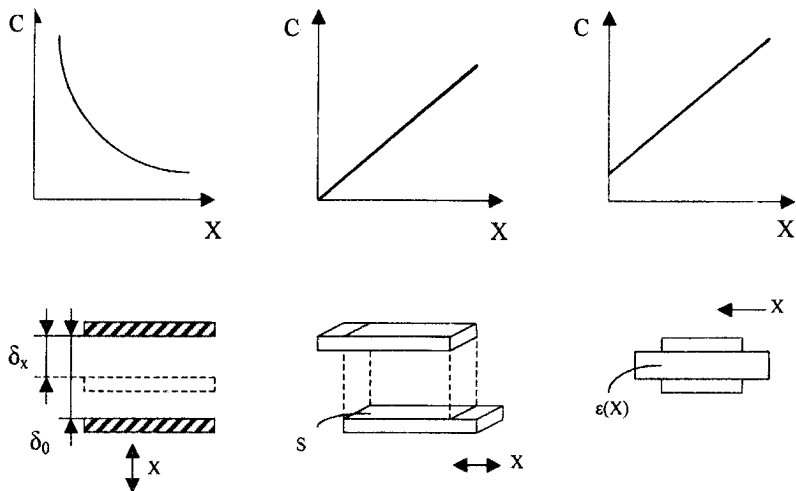


Рис. 2.5.1. Графіки зміни ємності при зміні різних параметрів ємнісного вимірювального перетворювача

Вибір того або іншого параметра конденсатора в якості змінюваного залежить від характеру вимірюваної величини. Так, при вимірюванні кутових механічних переміщень найбільш зручно використовувати в якості змінюваного параметра площу перекриття пластин (рис. 2.5.2). В цьому випадку ємність вимірювального перетворювача буде

$$C(\varphi) = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 (r_2^2 - r_1^2)}{2\delta_0} (\varphi - \varphi_0) \quad (2.5.2)$$

або, враховуючи, що всі величини в (2.5.2) постійні, окрім вимірюваної змінної  $\varphi$ :

$$C = k\varphi.$$

Відповідно, статична характеристика такого ємнісного давача буде лінійною.

При вимірюванні лінійного переміщення в якості змінюваного параметра конденсатора можна вибрати величину  $\delta$  (див. рис. 2.5.1, а), тоді

$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{\delta_x}$ , а статична характеристика вимірювального перетворювача буде

нелінійною. В зв'язку з цим такі датчі потрібно використовувати в тих випадках, коли діапазон змінення контролюваної величини відповідає порівняно невеликій ділянці характеристики, на якій її можна вважати лінійною. Як правило, величина переміщення не повинна перевищувати 1 мм. При вимірюванні порівняно великих лінійних переміщень доцільно використовувати в якості змінюваного параметра конденсатора площу перекриття пластин.

Потрібно відмітити, що розглянуті ємнісні датчі не володіють властивістю реверсивності. Подолання цього недоліку здійснюється шляхом використання мостових схем включення двотактних ємнісних вимірювальних перетворювачів (рис. 2.5.2, а).

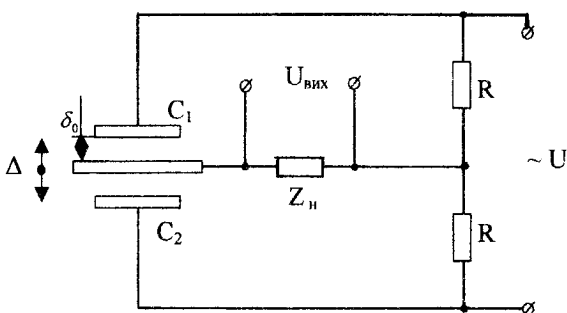


Рис. 2.5.2. Електрична схема ємнісного ВП

Ємність кожного плеча такого ємнісного датча у відповідності з (2.5.1):

$$C_1 = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{\delta_1}; \quad C_2 = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{\delta_2},$$

де  $\delta_1$  і  $\delta_2$  - величина зазору для нижньої і верхньої частин схеми відповідно.

При переміщенні  $\Delta=0$  ємності  $C_1$  і  $C_2$  рівні  $C_1=C_2=C_0$ . Якщо значення  $\Delta \neq 0$ , то відбувається зміна ємностей  $C_1 = \frac{C_0}{1 + \frac{\Delta}{\delta_0}}$ ;  $C_2 = \frac{C_0}{1 - \frac{\Delta}{\delta_0}}$ .

Вихідна напруга мостової схеми:

$$U_{вих} = \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} \frac{U}{2} = \frac{U}{2\delta_0} \Delta = k\Delta. \quad (2.5.3)$$

Отже, статична характеристика двотактного ємнісного давача являє собою лінійну функцію (рис. 2.5.3). При зміні напрямку переміщення середньої пластини фаза вихідного сигналу зміщується на  $180^\circ$  по відношенню до фази напруги живлення давача, що є опорною напругою.

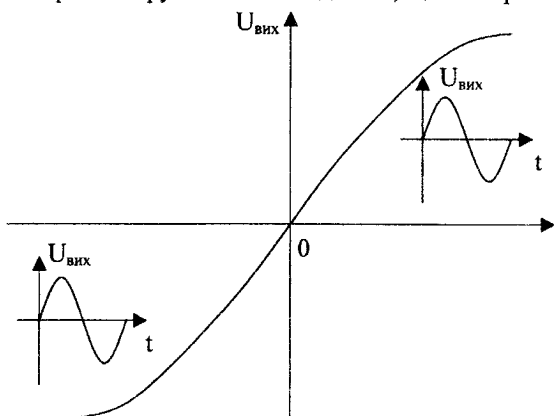


Рис. 2.5.3. Статична характеристика ємнісного ВП

Слід зауважити, що підключення навантаження призводить до викривлення лінійності, однак при малих значеннях  $\Delta$  характеристику з достатнім ступенем точності можна вважати лінійною.

Застосування ємнісних вимірювальних перетворювачів для вимірювання таких фізичних параметрів, як лінійні розміри, концентрація речовини, вологість, температура, зусилля оснований на використанні властивостей зміни діелектричної проникності в залежності від зміни вимірюваного параметра. Так, наприклад, при зміні вологості проникність повітряного зазору між обкладками змінюється. Подібне явище має місце і в випадку зміни концентрації, тобто складу речовини непровідного середовища (газ, непровідна рідина) в зазорі. Діелектрична проникність більшості діелектриків не залишається сталою і при зміні температури, при цьому температурний коефіцієнт їх можна вважати достатньо високим. Проникність при температурі  $\Theta_x$   $\epsilon_x = \epsilon(1 + \alpha \Delta\Theta)$ , де  $\epsilon$  - діелектрична проникність при температурі  $\Theta$ ;  $\alpha$  - температурний коефіцієнт;  $\Delta\Theta = \Theta_x - \Theta$ . Дуже зручним для використання в якості діелектричної прокладки конденсатора, яка є сприймаючим органом, при зміні температури в діапазоні  $\pm 100^\circ$  вважається група діелектриків з титанових з'єднань, у яких  $\epsilon = 15 \dots 90$ , а  $\alpha = -(15 \dots 10) \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ . Для ряду матеріалів існує залежність відносної зміни діелектричної проникності від величини механічних напруг. Ця властивість використовується як основна при побудові ємнісних вимірювальних перетворювачів, що реагують на

величину зусиль. При цьому діелектрична проникність в залежності від величини тиску  $\Delta P$  визначається як  $\varepsilon_x = \varepsilon(1 + S\Delta P)$ , де  $S$  – чутливість матеріалу до відносної зміни діелектричної проникності  $S = \frac{\Delta\varepsilon/\varepsilon}{\Delta P}$ .

Під'єднання ємнісних давачів зі змінною діелектричною проникністю здійснюється за мостовою або диференціальною схемами. Для збільшення чутливості давача використовується паралельне під'єднання обкладинок конденсаторів, для яких створюють однакові умови, наприклад, у випадку вимірювання зусиль на стовп з ряду давачів діє одна і та ж сила  $P$ , при вимірюванні концентрації давачі розміщуються в одне і теж середовище і т.п.

### 2.5.3. Переваги і недоліки ємнісних вимірювальних перетворювачів

Перевагами ємнісних вимірювальних перетворювачів є: висока чутливість; велика роздільна здатність при малих значеннях вхідного сигналу; простота конструкції, малі габарити і маса; незначна величина сили притягання між пластинами конденсатора, яку необхідно подолати при переміщенні рухомих пластин, що визначається співвідношенням

$$P_e = \frac{U^2}{2} \frac{dC}{dx},$$

де  $x$  - вимірюваний параметр давача; відсутність рухомих струмознімальних контактів; висока швидкодія, тому що ємнісні вимірювальні перетворювачі є практично безінерційними елементами з передаточною функцією  $W(p) = k$ , оскільки частота напруги живлення давача на два порядки перевищує частоту вхідного вимірюваного сигналу.

До недоліків ємнісних вимірювальних перетворювачів потрібно віднести порівняно низький рівень потужності вихідного сигналу; нестабільність характеристик при зміні параметрів зовнішнього середовища; вплив шкідливих ємностей.

Для зменшення втрат потужності вихідного сигналу використовують узгодження навантаження з внутрішнім опором схеми. Реактивний опір навантаження вибирають рівним за величиною і зворотним за знаком внутрішньому опорі давача, тобто налаштовують схему в резонанс.

Для уникнення похибок, що викликаються зміною параметрів зовнішнього середовища (температури, вологості), елементи ємнісного давача виготовляють зі сплавів з малим температурним коефіцієнтом розширення і застосовують герметизацію давача, що, в свою чергу, знищує вплив шкідливих ємностей, якщо герметичний корпус виконується у вигляді скрану.

## 2.6. П'єзоелектричні перетворювачі

Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів заснований на використанні прямого або зворотного п'єзоелектричних ефектів. Прямий п'єзоэффект являє собою здатність деяких матеріалів утворювати електричні заряди на поверхні при прикладенні механічної напруги, зворотний – в зміні механічної напруги або геометричних розмірів зразка матеріалу під впливом електричного поля.

В якості п'єзоелектричних матеріалів використовують зазвичай природний матеріал – кварц, турмалін, а також штучно поляризовану кераміку на основі титанату барію ( $\text{BaTiO}_3$ ), титанату свинцю ( $\text{PbTiO}_3$ ) і цирконату свинцю ( $\text{PbZrO}_3$ ). Можна використовувати і інші матеріали.

Кількісно п'єзоэффект оцінюється п'єзомодулем  $K_d$ , що встановлює залежність між виникаючим зарядом  $Q$  і прикладеною силою  $F$ ,

$$Q = K_d F. \quad (2.6.1)$$

Із п'єзоматеріалів найбільш розповсюджені кварц, що пояснюється його задовільними п'єзовластивостями, дуже високим опором, стійкістю до впливу температури і вологи, високою механічною міцністю. Кварц має незначний коефіцієнт лінійного розширення, його п'єзомодуль, що дорівнює  $2,3 \cdot 10^{-12}$  Кл/Н, практично не залежить від температури до  $200^\circ \text{C}$ , в діапазоні від  $200$ – $500^\circ \text{C}$  змінюється незначно, при  $573^\circ \text{C}$  стає рівним 0; питомий електричний опір – порядку  $10^{16}$  Ом/м, модуль пружності  $E = 7,7 \cdot 10^{10}$  Па.

П'єзокераміка являє собою продукт відпалу спресованої суміші, яка містить мілко роздроблені сегнетоелектричні кристали. Характерною відмінністю сегнетоелектриків є їх доменна структура з хаотично зорієнтованими полярними напрямками доменів. П'єзоелектричних властивостей сегнетоелектрична п'єзокераміка набуває після поляризації в електричному полі.

Механічна міцність п'єзокераміки дуже висока, але залежить від технології і якості обробки площин, що торкаються. П'єзомодуль, діелектрична проникність та їх стабільність залежать від вибору напрямку поляризації, напрямку дії сили  $F$  і зняття заряду  $Q$ .

П'єзокераміка на основі ніобату свинцю (НБС) і цирконату-титанату свинцю (ЦТС) більш стабільна, ніж на основі титанату барію, однак поступається їм в чутливості. Так, п'єзокераміка на основі титанату барію має точку Кюрі  $120^\circ \text{C}$  при п'єзомодулі порядку  $100 \cdot 10^{12}$  Кл/Н, а п'єзокераміка ЦТС-19 точку Кюрі  $290^\circ \text{C}$  і в два рази більш високе значення п'єзомодуля.

Всі природні п'єзоматеріали мають кристалічну структуру, яка визначає властивості п'єзоперетворювачів. Так, кварц має кристалічну структуру, в якій можна виділити шестигранну дрिзму. По відношенні до неї в кристалі виділяють три типи осей: повздовжню, або оптичну вісь  $Z$ ,

що проходить через центр призми; електричні осі X і Z, що проходять через ребра призми кристалу нормально до оптичної осі (три) і механічні, або, нейтральні, осі Y, нормальні до граней кристалу (їх також три). П'єзочутливий елемент зазвичай вирізають з кристалу кварцу у вигляді пластини (паралелепіпеда), сторони якої паралельні осям кристалу (рис. 2.6.1, а).

В ненапруженому стані в пластині всі заряди скомпенсовані і вона є електрично нейтральною. Якщо до пластини кварцу прикладена сила F вздовж осі X, то на її гранях, що перпендикулярні до осі X, виникають різнополярні електричні заряди Q. Значення цих зарядів в межах пружних деформацій знаходяться в лінійній залежності від прикладеної сили у відповідності з виразом (2.6.1.). Такий п'єзоэффект називається повздовжнім. Значення заряду не залежить від геометричних розмірів пластини, а визначається лише силою F.

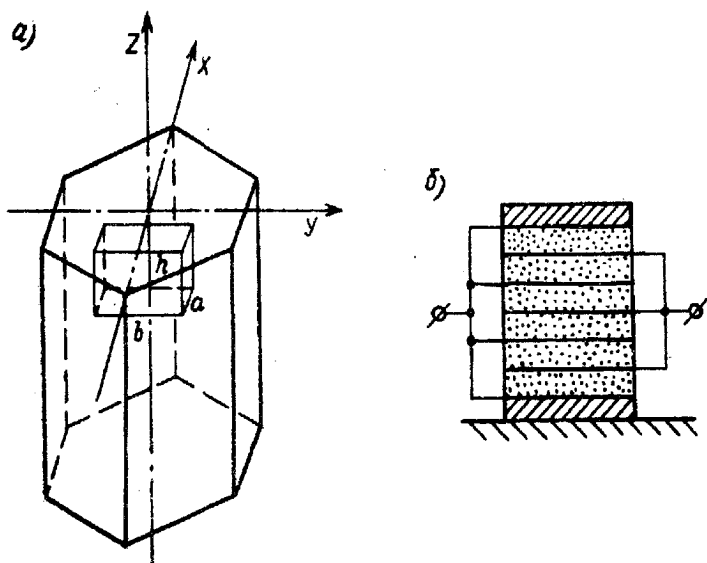


Рис.2.6.1. П'єзочутливий елемент

Якщо пластину піддати стисненню по осі Y, то на тих самих гранях знову з'являться заряди, але тепер вже протилежного знаку (поперечний п'єзоэффект). Значення заряду при поперечному п'єзоэффекті виявляється рівним

$$Q = -K_d \left( \frac{b}{a} \right) F,$$

де а і b – розміри п'єзоелемента в напрямку осей X і Y. В залежності від направлення дії сили F (стискання або розтягнення) знаки зарядів на гранях пластини будуть змінюватись.



При прикладанні сили  $F$  вздовж осі  $Z$  п'єзоэффект не спостерігається. Пластина кварцу залишається такою ж електрично нейтральною при рівномірному впливі на неї зі всіх боків (наприклад, при гідростатичному стисканні).

Турмалін (на відміну від кварцу) має не дві, а одну п'єзочутливу площину – перпендикулярну до оптичної осі  $Z$ . Завдяки цій особливості турмалін можна використовувати для вимірювання всебічного тиску, що робить його незамінним при вимірюванні тиску в рідинах.

Конструктивно п'єзоелектричний перетворювач тиску являє собою пластину з п'єзоматеріалу. На дві її грані нанесені електроди, з яких знімається заряд або напруга. Напруга на обкладинках при відсутності навантаження

$$U_0 = \frac{Q}{C_{II}}, \quad (2.6.2)$$

де смінь п'єзоелектричного елемента перетворювача  $C_{II} = \epsilon S_X / a$ . Тут  $\epsilon$  – діелектрична стала матеріалу пластини;  $S_X = hb$  – площа грані, перпендикулярної до осі  $X$ ;  $a$  – товщина пластини.

Для збільшення сигналу, який надходить з перетворювача часто пластини-шайби з п'єзокераміки компонують в стовпчик (рис. 2.6.1, б).

Разом з перетворювачами, в яких п'єзоелемент працює на стискання-розтягнення, використовуються конструкції, в яких елемент працює на вигин і зсув (рис. 2.6.2, а-б). Перетворювач, який працює на вигин, являє собою дві однакові пластини, склеєні між собою. Між ними розміщується металева фольга. При вигинанні такого елемента одна пластина видовжується, а інша скорочується. В залежності від схеми під'єднання обкладинок можна отримати або суму напруг (рис. 2.6.2, а), або суму зарядів (рис. 2.6.2, б). Перетворювачі, які працюють на вигин, більш чутливі в порівнянні з перетворювачами, що працюють на стискання. В

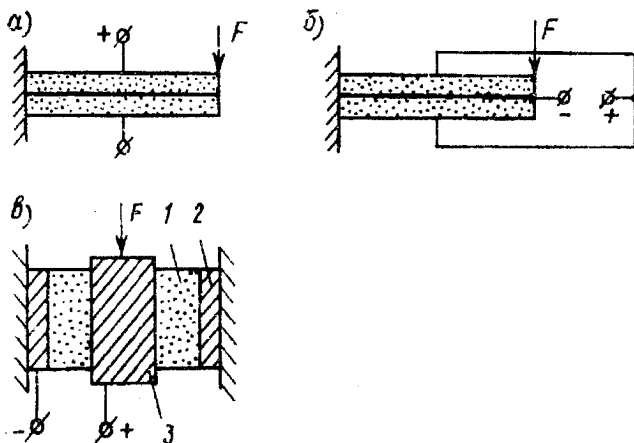


Рис.2.6.2. П'єзочутливі перетворювачі

той же час вони поступаються останнім за міцністю та діапазоном частот.

Перетворювач, який працює на зсув, являє собою кільце з кераміки 1 (рис. 2.6.2, в), в яке вклеєний внутрішній електрод 3 і яке само вклеєне в зовнішній електрод 2. Під дією сили  $F$  відбувається деформація зсуву площин, які паралельні напрямку поляризації. Переваги такого перетворювача, який працює на зсув, полягають у відсутності зарядів в електродах при бокових впливах на давач.

Навантаження, яке підключається до виходу перетворювача, характеризується опором  $R_H$  і ємністю  $C_H$ , яка залежить від ємності з'єднувальних проводів, вхідної ємності підсилювача і т.п.

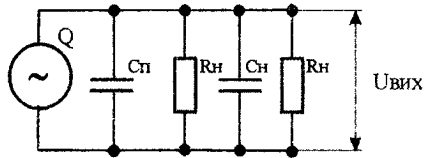


Рис.2.6.3. Еквівалентна схема перетворення з навантаженням

У випадку використання кварцевих перетворювачів  $C_{\Pi} \ll C_H$ , а при використанні п'єзокераміки ємність п'єзоелемента часто близька до ємності навантаження і навіть перевищує її. Еквівалентна схема перетворювача з навантаженням представлена на рис. 2.6.3. Для неї можна записати вираз для вихідної напруги

$$U_{вих} = U_0 \frac{pR_e C_{\Pi}}{1 + pR_e(C_{\Pi} + C_H)}, \quad (2.6.3)$$

де  $R_e = R_H R_{\Pi} / (R_H + R_{\Pi})$ ;  $R_{\Pi}$ ,  $C_{\Pi}$  – опір і ємність п'єзоелектричного елемента перетворювача.

З урахуванням виразів (2.6.1) і (2.6.2)

$$U_{вих} = K_d F \frac{pR_e}{1 + pR_e(C_H + C_{\Pi})}$$

При  $t = 0$  (або  $p = \infty$ ) напруга на навантаженні

$$U_{вих} = \frac{K_d F}{(C_H + C_{\Pi})}$$

Якщо сила  $F$  постійна, то вихідна напруга падає за експоненційним законом до нуля (при  $t = \infty$ ), тобто при  $p = 0$

$$U_{вих} = U_{вих0} e^{-t/R_e C_e}, \quad (2.6.4)$$

де  $U_{вих0}$  – напруга на початку розряду;  $C_e$  – еквівалентна ємність перетворювача.

Чим більша постійна часу  $R_e C_e$ , тим повільніше знижується напруга, що особливо важливо при вимірюванні процесів, що повільно змінюються.

Чутливість п'єзоелектричного перетворювача

$$K_S = \frac{dU_{\text{вих}}}{dF} = \frac{K_d}{(C_H + C_{\Pi})}. \quad (2.6.5)$$

Для підвищення чутливості перетворювач виконують з  $n$  пластин, розташовуючи їх стовпчиками і з'єднуючи паралельно (рис. 2.6.1, б). В цьому випадку будемо мати

$$U_{\text{вих}} = \frac{nQ}{(nC_{\Pi} + C_H)} = \frac{K_d F}{(C_{\Pi} + C_H/n)}$$

або

$$U_{\text{вих}} = K'_S F, \text{ де } K'_S = \frac{K_d}{(C_{\Pi} + C_H/n)} > K_S.$$

Напруга на виході перетворювача порівняно мала, тому зазвичай потрібно її підсилити.

Похибки п'єзоелектричних перетворювачів складаються перш за все з похибок від зміни параметрів вимірювального кола (ємності  $C_{\Pi}$ ), температурної похибки, що викликається зміною п'єзоелектричного модуля, похибки внаслідок неправильного розташування пластин, похибки через чутливість до сил, які діють перпендикулярно до вимірюючої осі перетворювача, і частотні похибки. В діапазоні низьких частот частотну похибку визначають за формулою

$$\gamma = 1 - \omega \frac{R_e(C_{\Pi} + C_H)}{\sqrt{1 + \omega^2 R_e^2 (C_{\Pi} + C_H)^2}} \approx \frac{1}{2\omega^2 R_e^2 (C_{\Pi} + C_H)^2}.$$

Верхня межа допустимого частотного діапазону визначається, в основному, механічними параметрами перетворювача. П'єзоелектричні перетворювачі можуть бути виконані з частотою власних коливань  $f_0 = 100$  кГц, що дозволяє вимірювати механічні величини, які змінюються з частотою до 7–10 кГц, при цьому вони є безінерційною ланкою.

До переваг п'єзоелектричних перетворювачів потрібно віднести простоту конструкції, малі розміри і вартість, високу надійність, можливість вимірювання швидкозмінних величин. Недоліки – невисока чутливість, нездатність до вимірювання статичних величин, високий вхідний опір вимірювального кола, відносно невисокий рівень вихідного сигналу, що потребує проміжних підсилювачів.

## 2.7. Теплові перетворювачі

Тепловими називаються перетворювачі, принцип дії яких оснований на використанні теплових процесів (нагрівання, охолодження, теплообміну) і вхідною величиною яких є температура. Теплові перетворювачі широко використовуються як перетворювачі не тільки температури, але і таких величин, як тепловий потік, швидкість потоку

газу або рідини, витрачання, хімічний склад і тиск газів, вологість, рівень рідини і т.п. При побудові теплових перетворювачів найчастіше використовуються такі явища, як виникнення термо-е.р.с., залежність опору речовини від температури.

### 2.7.1. Терморезистивні перетворювачі

Принцип дії терморезистивних перетворювачів оснований на властивості провідників і напівпровідників змінювати свій електричний опір при зміні температури.

Для терморезистивних перетворювачів використовують матеріали, що характеризуються високою стабільністю ТКО, високим відтворенням електричного опору при даній температурі, значним питомим електричним опором, високим ТКО, стабільністю хімічних і фізичних властивостей при нагріванні, інертністю до досліджуваного середовища. До таких матеріалів в першу чергу відносяться платина, мідь, нікель, вольфрам і ін. Але найбільш широко використовуються платинові і мідні терморезистори.

Опір платинових терморезисторів в діапазоні температур від 0 до 650<sup>0</sup> С описується рівнянням

$$R_{\theta} = R_0 (1 + A\theta + B\theta^2),$$

де  $R_{\theta}$ ,  $R_0$  – опір перетворювача

при робочій і нульовій температурі;  $A$  і  $B$  – постійні коефіцієнти.

Для платинової проволочки, що використовується в промислових терморезисторах,  $A = 3,96847 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ ;  $B = -5,847 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-2}$ . В інтервалі температур від 0 до -200<sup>0</sup> С залежність опору платини від температури має вигляд

$$R_{\theta} = R_0 [1 + A\theta + B\theta^2 + C(\theta - 100)^3],$$

де  $C = -4,356 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-3}$ .

До недоліків платинових перетворювачів температури відноситься досить висока забрудненість платини парами металів (особливо заліза) при високих температурах, порівняно невелика хімічна стійкість у відновлювальному середовищі, внаслідок чого матеріал стає крихким, втрачає стабільність характеристик.

Мідні терморезистивні перетворювачі широко використовуються в діапазоні температур від 50 до 180<sup>0</sup> С завдяки низькій вартості, досить високій стійкості до корозії. Залежність опору від температури описується лінійним рівнянням

$$R_{\theta} = R_0(1 + \alpha\theta),$$

де  $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ .

До недоліків мідних перетворювачів температури відноситься висока окисність міді при нагріванні, внаслідок чого їх використовують у

визначеному порівняно невеликому діапазоні температур в середовищах з низькою вологістю і при відсутності агресивних газів.

Нікель, хімічно стійкий матеріал навіть при високих температурах, має складну залежність опору від температури і невисоку її відтворюваність. Тугоплавкі метали – вольфрам, молібден, тантал, ніобій – використовують мало через вплив температури на структуру металу, що робить його крихким. Сплави, які характеризуються більш високим питомим опором, ніж чисті метали, в якості металів для перетворювачів не використовують через порівняно невисокий ТКО, значення якого в значній мірі залежить від кількісного і якісного складу домішок.

Терморезистори зазвичай використовують для вимірювання температур. При цьому струм навантаження, що проходить через перетворювач, повинен бути малим. Якщо через терморезистори пропускати великий фіксований струм, то перегрів терморезистора по відношенню до навколишнього середовища може стати значним. Усталене значення перегріву і, відповідно, опору при цьому буде визначатись умовами тепловіддачі поверхні терморезистора. Якщо нагрітий терморезистор помістити в середовище зі змінними теплофізичними характеристиками, то з'являється можливість вимірювання ряду фізичних величин, наприклад, швидкості потоку рідин і газів, щільності газів і т.п.

Чутливість мідних терморезисторів

$$K_{SM} = \frac{dR_{\Theta}}{d\Theta} = \alpha R_0,$$

платинових –

$$K_{SN} = R_0 (A + 2B\Theta).$$

Чутливість мідних терморезисторів постійна, а чутливість платинових змінюється зі зміною температури. При однакових значеннях  $R_0$  чутливість мідних терморезисторів вище.

Основним джерелом похибок терморезистивних перетворювачів температури є неточність підгонки опору  $R_0$  при температурі  $0^{\circ}\text{C}$  і відхилення відношення  $W_{100}$  опору  $R_{100}$  при  $100^{\circ}\text{C}$  до опору  $R_0$ , нестабільність цих параметрів в часі, додатковий нагрів від проходження робочого струму, нестабільність опору знімальних дротів, що підходять від вимірювальної схеми до перетворювача та інші.

Відносні похибки  $\delta_{\text{підг}}$  і  $\delta_{\text{від}}$  (у відсотках), зумовлені неточністю підгонки  $R_0$  і відхилення  $W_{100}$  від номінального значення, визначають за виразом (для платинових терморезисторів):

$$\delta_{\text{підг}} = \delta_{R_0} \frac{1 + A\Theta + B\Theta^2}{(A + 2B\Theta)\Theta} \cdot 100;$$

$$\delta_{\text{від}} = \frac{\Delta A}{A + 2e\Theta} \cdot 100 = \frac{\Delta W_{100}}{A + 2B\Theta},$$

де  $\delta_{R_0}$  – відносне відхилення  $R_0$  від номінального значення;  $\Delta A$  – відхилення коефіцієнта  $A$  від номінального значення.

Нестабільність терморезистивних перетворювачів пояснюється зміною значень  $R_0$  і  $W_{100}$ , внаслідок забруднення чутливого елемента конструкційними матеріалами. Похибки, що виникають за рахунок зміни  $R_0$  і  $W_{100}$ , мають різні знаки, тому частково компенсуються.

За динамічними властивостями терморезистивні перетворювачі ідентичні термоелектричним перетворювачам.

Термоперетворювачі температури, які випускаються виробництвом, з платиновими (ТОП) і мідними (ТОМ) чутливими елементами призначені для вимірювання температур в діапазоні від  $-200$  до  $+1100^{\circ}\text{C}$  (табл. 2.7.1).

Таблиця 2.7.1.

### Основні характеристики терморезистивних платинових і мідних перетворювачів

Тип перетворювача	Номінальний опір при $0^{\circ}\text{C}$ , Ом	Умовні позначення	Діапазон робочих температур, $^{\circ}\text{C}$
ТОП	1	1П	$-50\dots+1100$
	5	5 П	$-100\dots+1100$
	10	10 П	$-200\dots+1100$
	(46)	(гр. 21)	$-260\dots+1000$
	50	50 П	$-260\dots+1000$
	100	100 П	$-260\dots+1000$
	500	500 П	$-260\dots+300$
ТОМ	10	10 М	$-50\dots+200$
	50	50 М	$-50\dots+200$
	(53)	(гр.23)	$-50\dots+180$
	100	100 М	$-200\dots+200$

Промислові термоперетворювачі випускають в вигляді чутливих елементів в захисних корпусах. Чутливі елементи сучасного платинового терморезистора мають вигляд спіралі, яку розміщують в каналі дво- або чотири каналного керамічного каркасу і ущільненого порошкоподібним оксидом алюмінію. Оксид алюмінію є якісним електричним ізолятором, що характеризується великою теплостійкістю і високою теплопровідністю. Чутливий елемент мідних терморезистивних перетворювачів опору являє собою безкаркасну обмотку з мідного ізольованого проводу, покритого фторопластовою плівкою і поміщеного в металевий захисний корпус.

Терморезистори з напівпровідникових матеріалів, які називаються термісторами, знаходять широке використання в системах автоматичного контролю і управління.

В якості матеріалу для термісторів використовують окиси металів - марганцю, міді, заліза, нікелю, кобальту і інших, які спікають при високій температурі. Оксиди, карбіди, сульфідні металів, що утворюються, характеризуються негативними температурними коефіцієнтами опору, що характерно для напівпровідників.

Опір термістора зменшується з підвищенням температури за експоненціальним законом:

$$R_T = R_0 e^{-\alpha\theta} = R_0 \left( 1 - \alpha\theta + \frac{\alpha^2\theta^2}{2} - \dots \right),$$

де  $R_0$  - опір термістора при початковій температурі;  $\alpha$  - температурний коефіцієнт опору термістора; зазвичай  $\alpha = (0,03 \div 0,06)$  град $^{-1}$ ;  $\theta$  - перегрів термістора відносно початкової температури.

Характеристики термістора мають яскраво виражену нелінійність (рис. 2.7.1). Основними з них є залежність опору термістора від температури, тобто температурна характеристика (рис. 2.7.1, а) і вольт-амперні характеристики (рис. 2.7.1, б), які встановлюють залежність між напругою на термісторі  $U_T$  і струмом  $I_T$ , що протікає через нього при заданій температурі  $\theta_0$ . Вольт-амперна характеристика має максимум, оскільки з ростом струму термістор нагрівається і його опір падає. На рис. 2.7.1, б наведені вольт-амперні характеристики термістора при різних значеннях температури зовнішнього середовища  $\theta_{03} > \theta_{02} > \theta_{01}$ . Внаслідок зменшення опору термістора з підвищенням температури вольт-амперна характеристика при більш високій температурі зовнішнього середовища  $\theta_{03}$  буде розташована нижче характеристик при  $\theta_{02}$  і  $\theta_{01}$ .

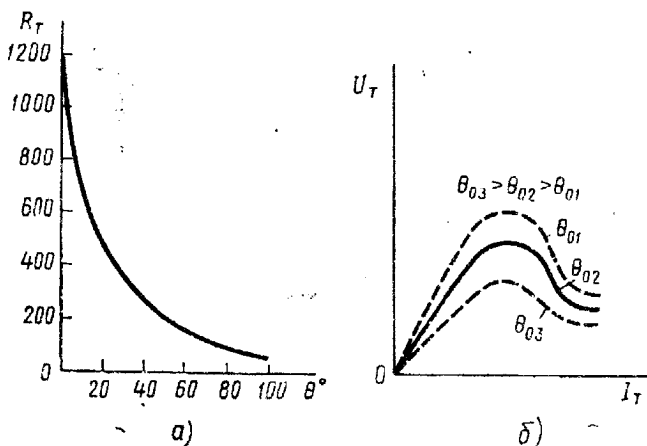


Рис. 2.7.1. Характеристики термістора: а - температурна; б - вольт-амперна

Конструктивно термістори являють собою тіло дискової, кульової чи інших форм з металевими виводами. Для захисту від вологи робоче тіло

покривають шаром лаку або скла, а іноді поміщують його в герметичний скляний балон або металевий корпус. Але це значно збільшує теплову інерцію термістора.

При певній зміні температури опір термісторів може змінюватись в декілька разів (див. рис. 2.7.1, *a*), що дозволяє створювати пристрої для вимірювання температури з високою чутливістю. Чутливість термісторів в 5-30 разів більша, ніж чутливість терморезисторів.

Зміна опору термісторів в значних межах обумовлена високим температурним коефіцієнтом опору напівпровідників, що сягає 3% і вище на 1°C при кімнатній температурі (а для металевих провідників 0,35÷0,65% на 1°C). Крім того, перевагою термісторів є можливість виготовлення їх з великим опором і малими габаритами. Недоліки термісторів - нелінійність і значний розкид характеристик.

Нелінійність характеристик обумовлює використання термісторів при вимірюванні температури в вузьких межах або при спільній роботі з пристроями лінеаризації.

Відмінність характеристик термісторів від зразка до зразка, наприклад, розкид по опорі  $\pm 20\%$  від номінального значення, робить важкою їх взаємну заміність.

Вітчизняною промисловістю випускаються різні конструкції термісторів: мідно-марганцеві (тип ММТ), кобальто-марганцеві (тип КМТ) з захисним корпусом і без нього, непрямого підігріву (ТНП) і інші. Вони виконуються на номінальні опори від десятків Ом до сотень тисяч Ом. Робочий діапазон вимірюваних температур складає  $-100 \div +180^\circ\text{C}$ . В якості термісторів використовуються також германієві діоди і тріоди, зворотний опір яких змінюється в залежності від температури. Так, наприклад, чутливість перетворювача на діодах складає декілька Ом на градус.

Термістори знаходять використання не тільки для контролю і заміру температур, але і для обмеження пускового струму електродвигунів, баретерів, потужних ламп накаливання, для температурної компенсації, а також в якості керованого струмом змінного резистора з зовнішнім підігрівом без ковзного контакту.

## 2.7.2. Термоелектричні перетворювачі (термопари)

Термоелектричним перетворювачем (термопарою) називається чутливий елемент, якій складається з двох електрично з'єднаних різнорідних металевих провідників (або напівпровідників) і перетворює значення контрольованої температури в е.р.с.

Принцип дії термоелектричних перетворювачів генераторного типу оснований на використанні термоелектрорушійної сили (термо-е.р.с.), яка виникає в контурі з двох різнорідних провідників, місця з'єднань (спаї) яких розігріті до різних температур. Знак і величина термо-е.р.с. в спаї



двох різнорідних металів залежать від природи матеріалів і температур в місцях спаїв.

Для двох різнорідних провідників  $A$  і  $B$  (рис. 2.7.2, а), які складають замкнене коло і мають в місцях з'єднання кінців температури  $\Theta_1$  і  $\Theta_2$ , підсумкова термо-е.р.с. при постійності температури одного зі з'єднань

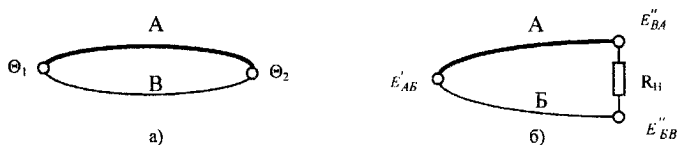


Рис. 2.7.2. Термопари: а – до принципу дії; б – під'єднання навантаження до вільних кінців

(наприклад,  $\Theta_2 = const$ )

$$E_{AB}(\Theta_1, \Theta_2) = f(\Theta_1) - C = \varphi(\Theta_1),$$

де  $C = f(\Theta_2)$  - постійна величина.

Зазвичай термо-е.р.с. не розраховують, а визначають за експериментальними градуйованими кривими  $E_\theta = f(\Theta_1)$  при  $\Theta_2 = \theta$ , на основі яких складають таблиці для практичного користування.

В якості матеріалу для термопар використовують різні дорогі метали (платину, ірідій, родій, золото і їх сплави) а також неблагородні метали і їх сплави (сталь, мідь, нікель, ніхром, константант, хромель, алюмель, копель). Порівняно рідко використовують напівпровідники: селен, кремній, телур і ін. Термопари з напівпровідників забезпечують велику термо-е.р.с., але мають великий внутрішній опір і малу механічну міць.

В термопарах металеві провідники представляють собою дві різнорідні проволочки або пластини, які називаються термоелектродами, одні кінці яких спаяні або зварені, а інші (вільні) під'єднані в зовнішнє коло.

Спаї з однорідних металів не генерують термо-е.р.с. Термо-е.р.с. виникає лише в спаях двох різнорідних металів, при цьому знак і величина термо-е.р.с. для даної термопари залежать лише від природи матеріалів.

Якщо відомі термо-е.р.с., які розвиваються різними термоелектродами  $B$ ,  $V$ ,  $\Gamma$  з якимось термоелектродом  $A$ , метал який прийняли за еталонний, то можна знайти термо-е.р.с. будь-якої комбінації цих термоелектродів :

$$\left. \begin{aligned} \dot{r}_{ze}(\Theta_1, \Theta_2) &= \dot{r}_{zA}(\Theta_1, \Theta_2) - \dot{r}_{eA}(\Theta_1, \Theta_2), \\ \dot{r}_{z\delta}(\Theta_1, \Theta_2) &= \dot{r}_{zA}(\Theta_1, \Theta_2) - \dot{r}_{\delta A}(\Theta_1, \Theta_2). \end{aligned} \right\} \quad (2.7.1)$$

За еталонний метал прийнята хімічно чиста платина. Значення термо-е.р.с. деяких металів по відношенню до платини наведені в табл.2.7.2.

Таблиця 2.7.2

**Значення термо-е.р.с. деяких металів по відношенню до платини**

Метал	термо-е.р.с., мкВ/°С	Метал	термо-е.р.с., мкВ/°С
Алюмель	-10,2	Мідь	7,6
Вольфрам	7,9	Молібден	1,3
Золото	8,0	Платина	0,00
Константан	-35	Платино-іридій	13
Копель	-40	Платино-родій	6,46
Манганін	8	Хромель	31,3

В якості приклада визначимо за даними табл. 2.7.2 термо-е.р.с. термопари хромель-алюмель ( $E_{XA}$ ). З таблиці знаходимо, що відносно платини термо-е.р.с. хромеля складає  $E_{XP} = +31,3 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$ , а термо-е.р.с. алюмеля  $E_{AP} = -10,2 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$ . На основі (2.7.1) знаходимо:

$$E_{XA} = E_{XP} - E_{AP} = 31,3 + 10,2 = +41,5 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$$

При використанні в якості вимірюваного елемента термопари, складеної з двох різнорідних металів, необхідно, щоб спаї термопари мали різну температуру. Спай, який помістили в середовище з вимірюваною температурою, зазвичай називають гарячим або робочим спаєм, а спай, який знаходиться поза робочим середовищем, - неробочим або холодним спаєм. При наявності декількох холодних спаїв залежність буває однозначною тільки в тому випадку, якщо всі холодні спаї мають одну і ту ж температуру. В цьому випадку вихідна напруга термопари не залежить від матеріалу навантажувального опору. Пояснимо це на принциповій схемі термопари, яка наведена на рис. 2.7.2, б. Нехай, навантажувальний опір  $R_H$  виконаний з матеріалу  $B$  і спай  $AB$  знаходиться при температурі  $\Theta_1$ , спай  $BV$  - при температурі  $\Theta_2$ , спай  $VA$  - при температурі  $\Theta_3$ . Згідно з законом Ома напруга на виході термопари

$$U_{RH} = \frac{E'_{AB} + E''_{BV} + E''_{VA}}{R_H + R_i} R_H,$$

де  $R_i$  - власний опір термопари.

Зазвичай  $R_i \ll R_H$ . Тоді

$$U_{RH} \approx E'_{AB} + E''_{BV} + E''_{VA}.$$

Якщо температура спаю  $BV$  дорівнює температурі спаю  $VA$ , то на підставі (2.7.1) маємо

$$U_{RH} = E'_{AB} - E''_{AB}. \quad (2.7.2)$$

З (2.7.2) видно, що для стабільних показань термопарі необхідно, щоб температура холодних спаїв була постійною. Якщо ці умови не виконуються, то необхідно вводити поправки на температуру холодних спаїв.

Якщо температура робочого спаю дорівнює  $\Theta_1$ , а температура холодних спаїв  $\Theta_2$  при знятті експериментальної (градуированої) кривої  $E_\Theta = f(\Theta)$  дорівнювала  $0^\circ\text{C}$  і в процесі вимірювання збільшилась до  $\Theta_2 \neq 0$ , то вимірювана термо-е.р.с.

$$E_{\Theta_x} = E_{\Theta_1} - E_{\Theta_2} = f(\Theta_1) - f(\Theta_2). \quad (2.7.3)$$

На рис. 2.7.3. наведена крива  $E_\Theta = f(\Theta)$  і показано графічне визначення  $E_{\Theta_x}$  при  $\Theta_2 \neq 0$ . Відкладаючи по осі ординат  $E_{\Theta_3} = E_{\Theta_x}$ , отримаємо замість температури  $\Theta_1$  температуру  $\Theta_x$ . Значення  $\Theta_1 - \Theta_x = \Delta\Theta$  складає похибку в показаннях термопарі. Таким чином, для визначення вимірюваної температури необхідно, знаючи  $\Theta_2$ , визначити  $E_{\Theta_2}$ , після чого знайти  $E_{\Theta_1}$  за формулою (2.7.3) і по кривій  $E_\Theta = f(\Theta)$  отримати величину  $\Theta_1$ .

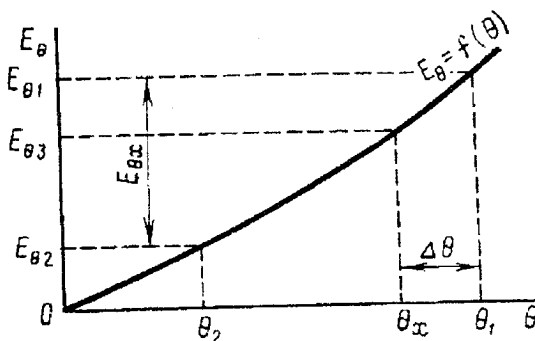


Рис. 2.7.3. Залежність термо-е.р.с. від температури

Щоб поправка за час вимірювання була постійною і не перевищувала визначеного значення, використовують термостатування холодних спаїв. При цьому холодні спаї зазвичай розміщують в термостаті, який автоматично підтримує постійну температуру. Використовують також автоматичну корекцію температурних похибок.

На рис. 2.7.4. наведена одна з схем корекції похибки через зміни температури холодного спаю, яка складається з дрютяних резисторів  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  і  $R_\Theta$ , включених між термопарою і вихідним колом. Резистор  $R_\Theta$  виконаний з матеріалу з великим температурним коефіцієнтом опору (наприклад, нікеля), а резистори  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  - з матеріалу з малим температурним коефіцієнтом опору. Міст збалансований таким чином, що

при температурі  $\Theta_2 = \theta^\circ\text{C}$  (температура градування терморпарі) напруга  $U_{BG}$  в діагоналі  $B\Gamma$  дорівнює нулю.

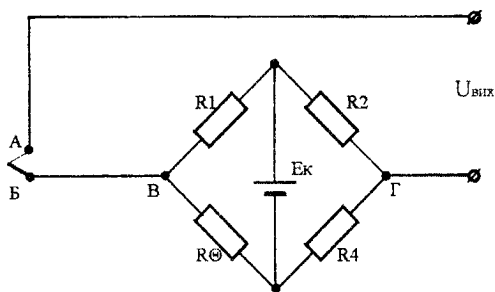


Рис. 2.7.4. Схема корекції температурної похибки

При зміні температури зовнішнього середовища, а відповідно, температури холодних спаїв і резистора  $R_\Theta$ , відбувається розбалансування моста. На діагоналі  $B\Gamma$  моста з'являється різниця потенціалів  $U_{BG}$ , яка і компенсує зміну термо-е.р.с. при зміні температури холодних спаїв. Вихідна напруга схеми

$$U_{вих} = E'_{AB} - E''_{AB} + U_{BG},$$

де  $E'_{AB}$  і  $E''_{AB}$  - термо-е.р.с. гарячого і холодного спаїв терморпарі.

Компенсація досягається в тому разі, якщо  $E'_{AB} = U_{BG}$ . Ця рівність в межах можливих змін температури зовнішнього середовища забезпечується підбором параметрів моста. Крім цього, необхідно, щоб холодний спай і резистор  $R_\Theta$  знаходились в однакових температурних умовах.

Для ізоляції в термопарах використовують гуму (до  $60 \div 80^\circ\text{C}$ ), шовк і емаль (до  $100 \div 120^\circ\text{C}$ ), скло і азбест (до  $500 \div 700^\circ\text{C}$ ), фарфор, шамот, стеатит (до  $1000 \div 1800^\circ\text{C}$ ). Ззовні термопару захищають кожухом, який виконується з міді або латуні (до  $400^\circ\text{C}$ ), сталі (до  $800^\circ\text{C}$ ), сталі з нікельованим покриттям (до  $1000^\circ\text{C}$ ).

В якості термопар з благородних металів найчастіше використовується термопара платинородій-платина ( $S = 12 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ ), яка виконується еталонною і технічною (для вимірювання температур від  $300$  до  $1600^\circ\text{C}$ ). В якості термопар з неблагородних металів найбільше поширення отримали термопарі: хромель-копель ( $S = 65 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ , гранична вимірювана температура  $\Theta_{np} = 800^\circ\text{C}$ ), хромель-алюмель ( $S = 41,5 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ ,  $\Theta_{np} = 1300^\circ\text{C}$ ). Це стандартні термопарі, які серійно випускаються вітчизняними заводами.

На рис. 2.7.5. показаний зовнішній вигляд термопар, в якій термоелектроди поміщені в сталеву або керамічну захисну трубку 1, яка підтримується штуцером 2. Робочий кінець термопар розташований в закритій частині кожуха. Вільні кінці термоелектродів з'єднані з двома затискачами, які закріплені в голівці 3.

Характеристики управління термопар, які представляють залежність термо-е.р.с. від вимірюваної температури, в загальному випадку нелінійні.

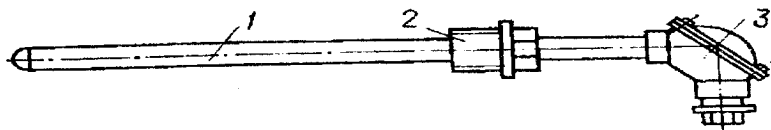


Рис. 2.7.5. Зовнішній вигляд термопар

Похибки від нелінійності характеристик термопар досягають 5%. Крім того, джерелами похибок термопар є нестабільність температур холодних спаїв, зміна опору навантаження, якщо вона співрозмірна з опором термопар, відхилення параметрів подовжувальних проводів від розрахункових.

Термопар звичайного використання характеризуються великою інерційністю. Інерційність значно менша в термопарах спеціальних конструкцій, наприклад, у хромель-копелевих і хромель-алюмелевих, які поміщені в гільзу зі сталі, що не ржавіє, з малоінерційним наконечником. Інерційність також зменшується, якщо гарячий спай безпосередньо дотикається до робочого середовища, для чого в кожусі (гільзі) відрізають днище. В залежності від конструкції постійна часу термопар складає від декількох секунд до декількох хвилин.

Термопарі знайшли широке використання в техніці. Їх переваги - можливість вимірювання температур у великих діапазонах (включаючи високі температури); простота пристрою і надійність в експлуатації. Недоліки термопар - невелика чутливість, яка в ряді випадків призводить до ускладнення вимірювальних схем, а також необхідність підтримки постійної температури холодних спаїв.

### 2.7.3. Пірометри

Розглянуті раніше перетворювачі для вимірювання температури передбачають безпосередній контакт між чутливими елементами і вимірюваним об'єктом або середовищем. Верхня межа використання таких методів обмежується термічною стійкістю використовуваних чутливих елементів і лежить в межах до  $2500^{\circ}\text{C}$ . Але іноді необхідно

виміряти більш високі температури чи неможливий безпосередній контакт давача з середовищем. В цих випадках використовують безконтактні засоби вимірювання – пірометри, які вимірюють температуру за тепловим випромінюванням. Пірометри, що випускаються серійно, забезпечують вимірювання температур в діапазоні від 20 до 6000<sup>0</sup> С.

В основі безконтактних методів вимірювання температур лежить температурна залежність випромінювання абсолютно чорного тіла (АЧТ), тобто тіла, яке здатне повністю поглинати випромінювання, що падає на нього, будь-якої довжини хвилі. Але реальні тіла повною мірою не поглинають падаюче випромінювання і характеризуються коефіцієнтом поглинання  $\alpha_\lambda$ , що визначає спроможність поглинати випромінювання досліджуванним тілом в порівнянні з АЧТ.

За формулою Планка світність абсолютно чорного тіла  $R_\lambda^*$  однозначно визначається його абсолютною температурою  $\theta$

$$R_\lambda^* = C_1 \lambda^{-5} \left( \frac{1}{e^{C_2/(\lambda\theta)} - 1} \right),$$

де  $C_1 = 2\pi^5 h^2 c^2$ ;  $C_2 = hc/K$ ;  $h$  – постійна Планка;  $K$  – постійна Больцмана;  $\lambda$  – довжина хвилі.

Світність будь-якого тіла  $R_\lambda$ , через світність  $R_\lambda^*$  абсолютно чорного тіла, можна виразити у вигляді

$$R_\lambda = \alpha_\lambda R_\lambda^*,$$

де  $\alpha_\lambda$  – коефіцієнт поглинання досліджуваного тіла.

На рис. 2.7.6. наведені криві спектральної світності абсолютно чорного тіла. При даній температурі  $\theta$  максимальне значення спектральної світності АЧТ складає  $R_{\lambda_{\max}}^* = 1,301 \cdot 10^{-5} \theta^5$  і припадає на довжину хвилі  $\lambda_{\max} = 2886/\theta$  мкм, а його інтегральна світність, згідно з законом Стефана–Больцмана,  $R^* = 5,67 \cdot 10^{-8} \theta^4$ . Ці фундаментальні закони дозволяють використовувати оптичні безконтактні методи для вимірювання температури реальних тіл.

Пірометри діляться на *радіаційні, яркісні і кольорові*. Радіаційні пірометри використовують для вимірювання температур від 20 до 2500<sup>0</sup> С. Температура, що вимірюється радіаційним пірометром  $\theta_p$ , завжди менша істинної температури тіла  $\theta$ . Залежність між ними визначається виразом  $\theta_p = \theta \sqrt[4]{\epsilon}$ , де  $\epsilon$  – коефіцієнт неповноти (чорноти) випромінювання, що має різні значення для різних матеріалів. В зв'язку з цим радіаційні пірометри потребують градування конкретно для тих тіл, температуру яких вони вимірюють.

Схема радіаційного пірометра представлена на рис. 2.7.7. Він являє собою телескоп, в середині якого розташовані об'єктив 1, термобатарей з послідовно ввімкнених термопар 2, світлофільтр 3, окуляр 4. Робочі кінці термопар розташовані на платиновій пелюстці, покритій платиновою чорню. При вимірюванні телескоп наводиться на об'єкт 5 так, щоб

пелюстка повною мірою перекривалась зображенням об'єкта і вся енергія сприймалась термобатареею. Для захисту ока при наведенні телескопа використовується світлофільтр. Термо-е.р.с. термобатарей є функцією потужності випромінювання і тому вимірювальний пристрій можна відградувати в мградусах Цельсія.

Яркисні пірометри засновані на порівнянні в вузькій ділянці спектра яркості досліджуваного об'єкта з яркістю зразкового випромінювача. За спектральною щільністю випромінювань можна визначити потрібну нам температуру. Яркісні пірометри також мають похибку від неповноти

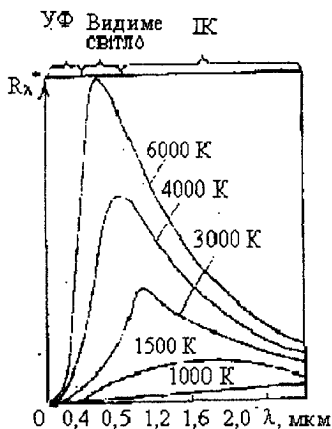


Рис. 2.7.6. Криві спектрального світіння абсолютно чорного тіла.

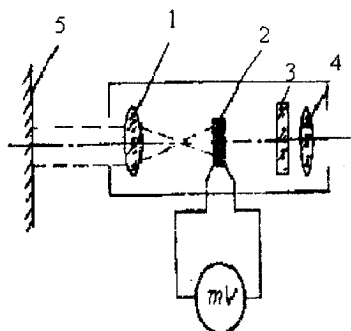


Рис. 2.7.7. Схема радіаційного пірометра.

випромінювання — вимірювана ними температура відрізняється від істинної. Але ця похибка залишається приблизно постійною в широких межах зміни коефіцієнта  $\epsilon$  і може бути врахована градуванням пристрою в робочих умовах.

В яркісному пірометрі (рис. 2.7.8.) порівнюється яркість досліджуваного тіла і фотометричної лампи з плоскою вольфрамовою ниткою. Крім фотометричної лампи 4 в телескопі розташовані об'єктив 1, нейтральний світлофільтр 2 для змінення вдвічі границь вимірювання, оптичний клин 3 для отримання лінійної залежності між кутом повороту клина і яркістю (яркість нитки пропорційна п'ятому степеню струму розжарювання), окуляр 6 і світлофільтр 5, що забезпечує порівняння інтенсивності випромінювання в вузькому діапазоні спектра. Яркості порівнюють, спостерігаючи нитку зразкового випромінювача на фоні досліджуваного тіла. Якщо яркість тіла більше яркості нитки, то нитку видно у вигляді чорної лінії на якому фоні, в протилежному випадку помітно світіння нитки на більш блідому фоні. При рівності яркостей

нитку не видно, тому такі пірометри називаються пірометрами зі зникаючою ниткою. Суттєвою перевагою яркісних пірометрів є незалежність їх показань від відстані до випромінюючої поверхні і її розмірів.

Кольорові пірометри основані на вимірюванні відношення

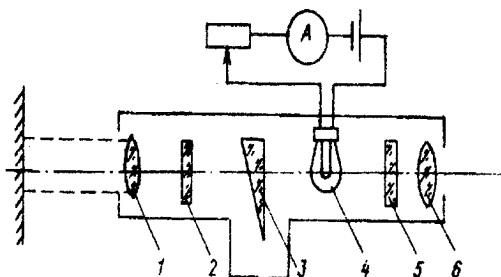


Рис. 2.7.8. Яркісний пірометр

інтенсивностей випромінювання на двох довжинах хвиль, що вибираються зазвичай в червоній і синій областях спектра. Якщо коефіцієнти неповноти випромінювання для обох обраних довжин хвиль однакові, то температура, яка вимірюється кольоровими пірометрами, дорівнює істинній температурі тіла. Це одна з вирішальних переваг кольорових пірометрів. Крім того, показання кольорових пірометрів принципово не залежать від відстані до об'єкта вимірювання і від поглинання радіації в середовищі, що заповнює цю відстань, якщо коефіцієнти поглинання однакові для обох довжин хвиль.

## 2.8. Ультразвукові давачі

### 2.8.1. Принцип дії і призначення

Робота ультразвукових давачів основана на взаємодії ультразвукових коливань з вимірюваним середовищем. До ультразвукових відносять механічні коливання, які відбуваються з частотою більше 20 000 Гц, тобто вище верхньої межі звукових коливань, що сприймаються вухом людини. Поширення ультразвукових коливань в твердих, рідинних і газоподібних середовищах залежить від властивостей середовища. Наприклад, швидкість розповсюдження цих коливань для різних газів знаходиться в межах від 200 до 1300 м/с, для рідин – від 1100 до 2000 м/с, для твердих матеріалів – від 1500 до 8000 м/с. Дуже сильно виражена залежність швидкості коливань в газах від тиску.

На межі поділу різних середовищ мають місце різні коефіцієнти відбиття ультразвукових хвиль, відповідно різна і звукопоглинальна



здатність. Тому в ультразвукових давачах інформація про різні неелектричні величини отримується завдяки вимірюванню параметрів ультразвукових коливань: часу їх розповсюдження, згасання амплітуди цих коливань, фазового зсуву цих коливань.

Ультразвукові методи вимірювання відносяться до електричних методів, оскільки збудження ультразвукових коливань і приймання цих коливань виконуються електричним способом. Зазвичай для цього використовують п'єзоелементи і магнітострикційні перетворювачі. П'єзоелектричні давачі перетворюють тиск в електричний сигнал. Це прямий п'єзоэффект. Він використовується в приймачах ультразвукового випромінювання. Зворотний п'єзоелектричний ефект полягає в стисканні і розтягненні п'єзокристала, до якого прикладена змінна напруга. Для збудження ультразвукових коливань і використовується цей ефект. Таким чином, п'єзоелемент може використовуватись позмінно то випромінювачем, то приймачем ультразвукових коливань.

Магнітострикційні випромінювачі ультразвуку використовують явище деформації феромагнітів в змінному магнітному полі.

Пояснимо роботу ультразвукового давача на прикладі ехолота – приладу для вимірювання глибини моря (рис. 2.8.1). При подачі змінної напруги на п'єзоелемент 1 збуджуються ультразвукові коливання, що направлені вертикально вниз. Відбитий ультразвуковий імпульс сприймається п'єзоелементом 2. Електричний прилад 3 вимірює час  $t$  між імпульсами, що посиляється, і отриманим. Глибина моря пропорційна цьому часу і швидкості розповсюдження звуку  $v$  у воді:

$$h = \frac{vt}{2} \quad (2.8.1)$$

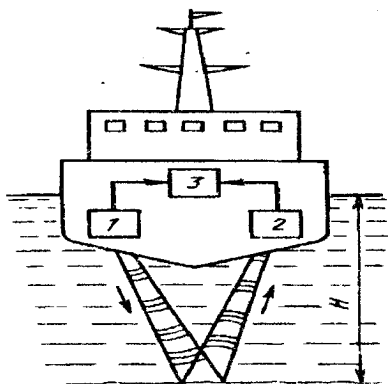


Рис. 2.8.1. Ехолот з ультразвуковим лавачем

Шкала приладу градується безпосередньо в метрах. Аналогічно діє ультразвуковий локатор, що визначає відстань до перепони на шляху

корабля в горизонтальному напрямку. Деякі тварини (наприклад, летючі миші і дельфіни) мають органи орієнтації, які діють саме за принципом ультразвукового локатора.

Ультразвукові коливання мають енергію значно більшу, ніж звукові, оскільки енергія пропорційна квадрату частоти. Крім того, порівняно просто здійснюється направлене випромінювання ультразвуку.

За допомогою ультразвукових давачів знаходять дефекти в металевих деталях: тріщини в виробках; порожнини в відливках і т.п. Ультразвукові давачі відіграють важливу роль в дефектоскопії в неруйнівних методах контролю. Крім того, ультразвукові давачі використовуються в приладах для вимірювання витрачання, рівня, тиску.

## 2.8.2. Випромінювачі ультразвукових коливань

В ультразвукових електричних давачах найбільше розповсюдження отримали магнітострикційні і п'єзоелектричні випромінювачі, що збуджуються за допомогою напівпровідникових і електронних генераторів, які виробляють змінну напругу з частотою більше 10 кГц. Часто використовується і імпульсне збудження ультразвукових випромінювачів.

Магнітострикційні випромінювачі стержневого типу (рис. 2.8.2, а) представляють собою набір тонких листів з феромагнітного матеріалу, на який намотана обмотка збудження. Найчастіше в магнітострикційних випромінювачах використовується нікель і його сплави (інвар і монель) а також ферити. Форма пластини показана на рис. 2.8.2, б.

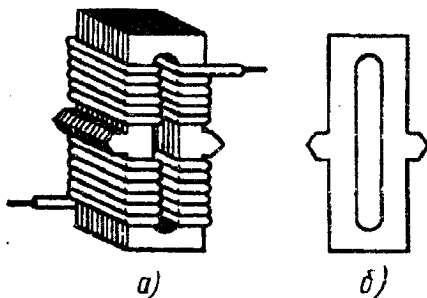


Рис. 2.8.2. Магнітострикційний випромінювач

Якщо стержень з феромагнітного матеріалу знаходиться в змінному магнітному полі, то він буде позмінно стискатись і розтискатись, тобто деформуватись. Залежність відносної зміни довжини  $\Delta l/l$  стержня з нікелю

від напруженості магнітного поля  $H$  показана на рис. 2.8.3. Оскільки знак деформації не залежить від напрямку поля, то частота коливань деформації буде в два рази більша частоти змінного збуджувального поля. Для отримання великих механічних деформацій використовують постійне підмагнічування стержня, щоб працювати на найбільш крутій ділянці кривої (рис. 2.8.3).

Магнітострикційні випромінювачі працюють в умовах резонансу, коли частота збуджувального поля збігається (налаштована в резонанс) з частотою власних пружних коливань стержня, яка визначається за формулою

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (2.8.2)$$

де  $l$  – довжина стержня;  $E$  – модуль пружності;  $\rho$  – щільність матеріалу.

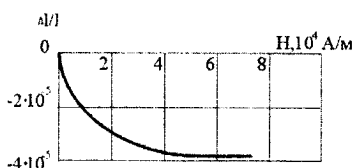


Рис. 2.8.3. Залежність відносної зміни довжини від напруженості магнітного поля

Для нікелевого стержня довжиною  $l = 100$  мм частота власних коливань складає 24,3 кГц, амплітуда досягає приблизно 1 мкм. Найвища частота, на якій ще вдається збудити досить інтенсивні коливання, складас 60 кГц, що відповідає довжині 40 мм. Окрім основної частоти в стержні можна збудити і коливання на вищих гармоніках (при відповідному кріпленні стержня), але з меншою амплітудою.

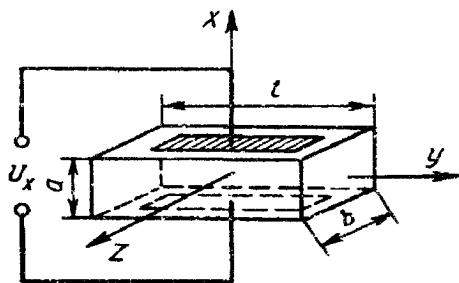


Рис. 2.8.4. П'єзоелектричний випромінювач ультразвукових коливань

В п'єзоелектричному випромінювачі ультразвукових коливань використовується пластина кварцу (рис. 2.8.4.), до якої прикладена змінна

напруга  $U_x$ , що створює електричне поле в напрямку електричної осі  $X$ . Повздовжній зворотний п'єзоэффект полягає в деформації пластини по осі  $X$ . При цьому відносна зміна товщини пластини

$$\frac{\Delta a}{a} = \frac{kU_x}{a} \quad (2.8.3)$$

Поперечний зворотний п'єзоэффект полягає в деформації пластини в напрямку механічної осі  $Y$ . При цьому відносна зміна довжини пластини

$$\frac{\Delta l}{l} = -\frac{kU_x}{a} \quad (2.8.4)$$

Як видно з (2.8.3), повздовжня деформація не залежить від розмірів пластини, а поперечна деформація, як випливає з (2.8.4), збільшується з ростом відношення  $l/a$ . При напругах до 2,5 кВ зберігається пряма пропорційність між величиною деформації і напругою. При великих напругах деформація збільшується не так швидко і при  $U_x=25$  кВ виявляється на 30 % меншою, ніж та, що розрахована за (2.8.3) і (2.8.4). Амплітуда коливань досягає максимуму при рівності частоти прикладеної напруги і частоти власних коливань пластини.

Частота власних повздовжніх коливань визначається за формулою, яка аналогічна (2.8.4), де модуль пружності береться в напрямку осі  $X$ :

$$f_a = \frac{l}{2a} \sqrt{\frac{E_x}{\rho}} \quad (2.8.5)$$

Частота власних поперечних коливань залежить від модуля пружності в напрямку осі  $Y$ :

$$f_l = \frac{l}{2l} \sqrt{\frac{E_y}{\rho}} \quad (2.8.6)$$

Для кварцових пластин  $f_a=285/a$  [Гц] і  $f_l=272.6/l$  [кГц], де розміри пластини виражені в сантиметрах.

В порівнянні з магнітострикційними п'єзоелектричними випромінювачі забезпечують значно більшу (на 1–2 порядки) частоту ультразвукових коливань.

### 2.8.3. Використання ультразвукових давачів

В ультразвукових ривнемірах і дефектоскопах використовують властивість ультразвуку відбиватись від границі двох середовищ. Відношення між енергіями відбитих і падаючих коливань називається *коефіцієнтом відбиття*. Цей коефіцієнт досить великий для середовищ, що суттєво відрізняються за щільністю і швидкістю розповсюдження звуку. Наприклад, коефіцієнт відбиття на межі вода – сталь складає 88, а на межі вода – трансформаторне масло він дорівнює 0,6. Але навіть і при малих коефіцієнтах відбиття отриманий відбитий сигнал цілком достатній

для вимірювання положення рівня розділу двох середовищ. Мірою рівня є час розповсюдження коливань від джерела випромінювання до межі розділу і назад до приймача. Ці величини рівня і часу пов'язані між собою співвідношенням (2.8.1). Дякуючи властивості ультразвукових коливань розповсюджуватись в будь-яких пружних середовищах, між випромінювачем і вимірюваним середовищем може знаходитись металева стінка, що дозволяє проводити вимірювання без контакту вимірювальних елементів з контрольованим середовищем і без електричних вводів в резервуар.

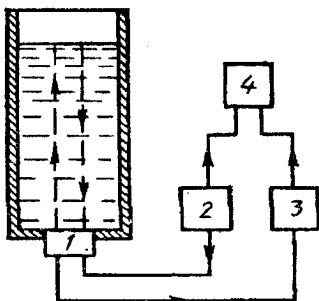


Рис. 2.8.5. Ультразвуковий давач рівня

В ультразвукових рівнемірах використовують в основному імпульсний режим передачі коливань в середовище. При цьому п'єзoeлемент може позмінно працювати то випромінювачем, то приймачем ультразвуку. Схема ультразвукового рівнеміра показана на рис. 2.8.5. Електричні височастотні імпульси від генератора 2 подаються кабелем до п'єзoeлемента давача 1, який випромінює ультразвукові коливання в вимірюване середовище. Ці коливання відбиваються від межі розділу середовищ і повертаються до п'єзoeлемента, який перетворює їх в електричний сигнал. Сигнал підсилюється підсилювачем 3 і подається на вимірювальний пристрій 4, що визначає час між посиланням імпульсу генератором 2 і поверненням імпульсу в підсилювач 3. В результаті багаторазового відбивання імпульсу, що посиляється, можуть повернутись три-чотири сигнали, що спадають за амплітудою і запізнюються один відносно іншого на однаковий час. Частота імпульсів, що посиляються, повинна бути не дуже великою, щоб усі відбиті сигнали встигли повернутись до посилання наступного імпульсу. Ультразвукові рівнеміри забезпечують точність в 1% при вимірюваннях рівня в 5–10 м в умовах високої температури, високого тиску, великої хімічної активності контрольованого середовища. В повітрі ультразвукові коливання згасають набагато швидше, ніж в рідинних (і загалом в більш щільних)

середовищах. Тому переважно треба розташовувати випромінювач і приймач під резервуаром, а не зверху (рис. 2.8.5).

В ультразвуковому витратомірі використовують ефект складання швидкості розповсюдження ультразвуку в пружному середовищі з швидкістю руху цього середовища. Схема ультразвукового витратоміра показана на рис. 2.8.6.

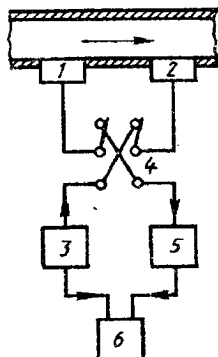


Рис. 2.8.6. Ультразвуковий давач

П'єзоелементи 1 і 2 розташовуються вздовж трубопроводу і збуджуються від генератора 3 на частоті в декілька сотень кілогерц. Кожен з п'єзоелементів позмінно, за допомогою перемикача 4, працює то випромінювачем, то приймачем. Таким чином, ультразвукові коливання посилаються то за потоком середовища, то назустріч йому. В першому випадку швидкості коливань і потоків складаються, в другому випадку – віднімаються. Після проходження середовищем сигнали, що прийняті п'єзоелементами, підсилюються підсилювачем 5 і надходять позмінно на вимірювальний пристрій 6. Різниця фаз прийнятих коливань буде пропорційна швидкості середовища. Градування пристрою виконується для певного середовища. При використанні пристрою для вимірювань витрат середовища з іншим значенням швидкості розповсюдження ультразвуку змінюється і градування.

Треба відмітити, що вимірювальні схеми для ультразвукових давачів дуже складні.

## 2.9. Оптиелектронні перетворювачі

### 2.9.1. Фізичні основи застосування елементів в оптичному діапазоні

Оснoву сучасних систем управління і автоматики складають електронні прилади. Проте вони мають серйозні недоліки: низьку завадозахищеність, необхідність надійного екранування апаратури і ліній зв'язку, високу вартість і велику масу кабелів управління і передачі сигналів, труднощі з забезпеченням електричної ізоляції, складність мікромініатюризації таких традиційних елементів, як трансформатори, реле, контакти, перемінні резистори.

Для ефективного використання обчислювальної техніки в процесі управління сьогодні необхідно забезпечити швидкість передачі інформації по лініях зв'язку  $10^8$ —  $10^{10}$  біт/с, у ЕОМ —  $10^{10}$ — $10^{12}$  біт/с і обсяг пам'яті, що перевищує ємність мозку людини (приблизно  $10^{13}$  біт), а сучасна електроніка близька до теоретичної межі по швидкості передачі інформації й обсягу пам'яті запам'ятовувальних пристроїв ЕОМ.

Більша частина зазначених недоліків обумовлена тим, що для передачі інформації в електронних приладах використовуються негативно заряджені частинки - електрони. Тому для успішного вирішення проблем подальшого розвитку інформаційної техніки необхідно застосовувати пристрої, робота яких основана на інших фізичних явищах. Як показують дослідження, широкі можливості розкриває спільне використання електронних та оптичних методів і засобів, тобто перехід від електроніки до оптиелектроніки.

Оптиелектроніка— це розділ науки і техніки, що вивчає як оптичні, так і електронні явища в речовинах, їхні взаємні зв'язки і перетворення, а також прилади, схеми і системи, створені на основі цих явищ.

В оптиелектронних пристроях передача інформації здійснюється електрично нейтральними фотонами, це надає принципові переваги:

1) високу інформаційну ємність оптичного каналу, обумовлену тим, що частота світлових коливань ( $10^{13}$ -  $10^{15}$  Гц) у  $10^3$ - $10^5$  разів вища, ніж в опанованому радіотехнічному діапазоні;

2) велику щільність запису інформації (до  $10^6$  біт/мм<sup>2</sup>), тому що мале значення довжини хвилі світлових коливань забезпечує можливість фокусування променя лазера на площі в 1 мкм<sup>2</sup>;

3) можливість паралельної обробки інформації та безпосереднього оперування образами, що сприймаються за допомогою зору, тому що мінімальна елементарна площадка в площині, що перпендикулярна до напрямку поширення і може бути виділена для незалежної модуляції частини променя, близька до  $10^{-6}$  мм<sup>2</sup>;

4) високу заводозахищеність каналів зв'язку і відсутність взаємних наводок, тому що оптичне випромінювання не сприйнятливий до впливу електромагнітних полів;

5) практично ідеальну гальванічну розв'язку кіл та, відповідно, і можливість створення сильно розгалужених комунікацій, що включають неузгоджені різномірні споживачі енергії;

6) однонаправленість передачі сигналу і відсутність зворотного впливу приймача на джерело інформації, що істотно спрощує аналіз і проектування оптоелектронних систем;

7) можливість подальшої мікромініатюризації компонентів і перехід до середовищ із розподіленими параметрами, що відкриває реальні перспективи створення пристроїв функціональної мікроелектроніки й інтегральної оптики.

Елементну базу оптоелектроніки складають *оптоелектронні прилади*, які використовують для своєї роботи електромагнітне випромінювання оптичного діапазону.

*Оптичний діапазон* спектра складають електромагнітні хвилі довжиною  $\lambda$  від 1 мм до 1 нм. В середині оптичного діапазону виділяють інфрачервоне ІЧ ( $\lambda = 0,78 \text{ мкм} \div 1 \text{ мм}$ ), видиме ( $\lambda = 0,38 \div 0,78 \text{ мкм}$ ) і ультрафіолетове УФ ( $\lambda = 1 \text{ нм} \div 0,38 \text{ мкм}$ ) випромінювання (рис. 2.9.1.). У ряді випадків в техніці оптичне випромінювання характеризується не довжиною хвилі, а частотою світлових коливань  $\nu$  або енергією фотонів  $W_\phi$ , при цьому справедливі співвідношення:  $\nu = 3 \cdot 10^{14} / \lambda$  і  $W_\phi = 1,23 / \lambda$ , де  $W_\phi$  [eV],  $\nu$  [Гц] і  $\lambda$  [мкм].

Плоскопаралельний *монохроматичний* промінь світла, тобто промінь, електромагнітні коливання в якому відбуваються з однією строго постійною частотою, може бути описаний рівнянням

$$E = eE_0 \cos[2\pi\nu t - (2\pi\nu/c)x], \quad (2.9.1)$$

де  $E$  - вектор напруженості електричного поля хвилі;  $e$  - одиничний вектор, що характеризує напрямок поляризації;  $E_0$  — амплітуда;  $t$  - час;  $n$  - показник заломлення середовища;  $c$  - швидкість світла у вакуумі;  $x$  - координата напрямку поширення променя.

Відповідно до (2.9.1) для часової модуляції оптичного випромінювання можуть бути використані такі параметри електромагнітної хвилі, як напрямок поляризації, амплітуда, частота і фаза  $[\phi = 2\pi\nu t - (2\pi\nu/c)x]$ .

*Напрямок поляризації* визначає площина, в якій відбувається коливання вектора  $E$ , і якщо при поширенні променя світла вона залишається незмінною, то таке випромінювання називається плоско- (або лінійно-) поляризованим. Відзначимо, що будь-яке випромінювання може бути подане як накладення двох променів, поляризованих у взаємно перпендикулярних площинах.



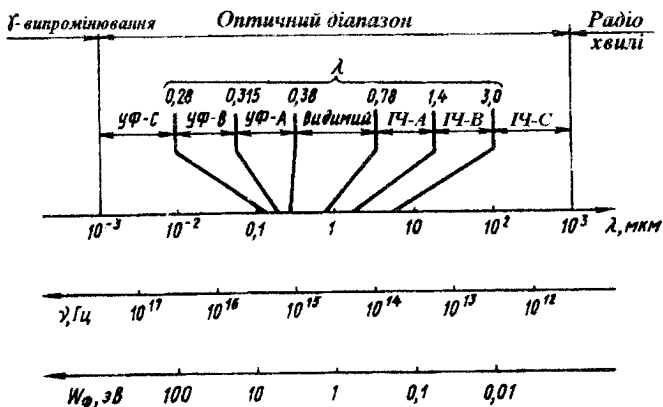


Рис. 2.9.1. Оптичний діапазон електромагнітних хвиль

Рівняння (2.9.1) описує ідеальне монохроматичне випромінювання, яке на практиці недосяжне. Випромінювання реальних джерел займає визначений інтервал оптичного діапазону, що характеризується шириною спектра випромінювання.

Якщо генерація електромагнітних коливань відбувається в атомах речовини незалежно одна від одної, то параметри  $\epsilon$ ,  $E_0$ ,  $\nu$  і  $\phi$  у рівнянні хвилі різні для всіх осциляторів. Таке випромінювання називається природним або некогерентним. У тих випадках, коли спостерігається узгодженість між фазами коливань у різних точках простору в один і той же момент часу або в одній і тій же точці простору в різні моменти часу, відповідно говорять про *просторову* або *часову когерентність*.

Абсолютно когерентним є лише монохроматичне точкове джерело випромінювання, проте за допомогою лазерів вдається одержати випромінювання з високим ступенем когерентності. Саме ця властивість випромінювання визначає найбільш вражаючі перспективи оптоелектроніки і виділяє два напрямки її розвитку: *когерентну оптоелектроніку*, що базується на використанні лазерів, і *некогерентну оптоелектроніку*, в пристроях якої використовуються джерела природного випромінювання.

Елементна база сучасної оптоелектроніки містить в собі такі групи приладів: 1) джерела випромінювання (лазери, світлодіоди); 2) фотоприймачі випромінювання (фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристри, фоточутливі прилади з зарядовим зв'язком (ПЗЗ)); 3) оптрони і оптоелектронні мікросхеми; 4) прилади для відображення інформації; 5) оптичні канали зв'язку.

## 2.9.2. Джерела випромінювання

Для генерації оптичного випромінювання використовуються два механізми: теплове випромінювання нагрітих до високої температури (більш 2000 К) тіл, або один з різновидів люмінесценції. Під *люмінесценцією* звичайно розуміють нетеплове електромагнітне випромінювання, що зберігається протягом деякого часу після закінчення збудження.

Прилади, основані на перетворенні теплової енергії в енергію випромінювання (наприклад, мініатюрні лампочки розжарювання), мають дуже широкий спектр, повну відсутність спрямованості випромінювання, низький ККД, високу інерційність, низьку стійкість до механічних впливів і невеличкий термін служби. Крім того, вони не сумісні з інтегральною технологією, тому застосовуються в оптоелектроніці обмежено.

Фізичні процеси, що лежать в основі люмінесценції, визначають дві важливі особливості: вузький спектр випромінювання і можливість використання великого числа способів збудження. Найбільше застосування в оптоелектроніці знайшли *електролюмінесценція*, а також *фото-* і *катодолюмінесценція*. Спрощено механізм генерації електромагнітних хвиль може бути поданий таким чином. У люмінісцерувальній речовині за рахунок енергії зовнішнього впливу частина електронів із нижніх рівноважних рівнів  $W_1$  переходить на рівні з більшою енергією  $W_3$ , а потім, у результаті швидких переходів без випромінювання опиняється на метастабільному рівні збудження  $W_2$ . При поверненні цих електронів із рівня  $W_2$  на рівень  $W_1$  відбувається випромінювання фотонів із довжиною хвилі, яка визначається співвідношенням

$$\lambda = 1,23(W_2 - W_1). \quad (2.9.2)$$

Якщо перехід електронів із збудженого рівня на рівноважний відбувається спонтанно, тобто довільно для кожного атома, то джерело генерує природне випромінювання. Але, коли вплив на збуджені атоми світлової хвилі має частоту, що відповідає резонансній частоті переходу  $\Delta W = W_2 - W_1$ , може виникнути такий процес, при якому всі збуджені атоми практично одночасно випромінюють фотони. У цьому випадку випромінювання всіх осциляторів узгоджено по частоті, фазі і напрямку поляризації. Подібне джерело називають когерентним, а його випромінювання - вимушеним або індукційованим.

Поширеними джерелами випромінювання в оптоелектроніці є *напівпровідникові світлодіоди*. Переваги цих приладів - великий ККД, відносно вузький спектр випромінювання і хороша діаграма спрямованості, висока швидкодія і невелика напруга живлення, це забезпечує зручність узгодження з інтегральними мікросхемами, високу надійність, довговічність і технологічність.

Як елементи оптоелектроніки світлодіоди описуються двома групами параметрів: оптичними й електричними.

До *оптичних* відносяться: характеристика випромінювання - залежність відносного значення потоку випромінювання від прямого току  $\Phi/\Phi_{\text{ном}} = f(I)$ ; спектральна характеристика, що показує зміну відносного значення потоку з довжиною хвилі  $\Phi/\Phi_{\text{max}} = f(\lambda)$ ; діаграма спрямованості випромінювання (залежність відносного значення потоку або сили світла від напрямку поширення  $\Phi/\Phi_{\text{max}} = f(\varphi)$  або  $I_v/I_{v\text{max}} = f(\varphi)$ ); довжина хвилі випромінювання  $\lambda_{\text{max}}$  (тобто довжина хвилі, на якій значення потоку максимальне); потужність випромінювання  $P_{\text{вип}}$  (для світлодіодів ІЧ - діапазону); сила світла  $I_v$  або яскравість (для приладів видимого діапазону).

До *електричних* параметрів світлодіодів відносять вольт-амперну характеристику  $I = f(U)$ ; час вмикання і вимикання або граничну частоту; максимально припустимі пряму й зворотну напруги; максимально припустимий прямий струм.

Основні параметри сучасних світлодіодів наведені в табл. 2.9.1.

Таблиця 2.9.1

### Основні параметри світловодів

Тип приладу	$\lambda_{\text{max}}$ , мкм	$P_{\text{випр.}}$ , мВт	Сила світла, Мкд	Іпр, мА	Упр, В	$t_{\text{вм}}$ , мкс
АЛ107А	0,9-1,2	6	-	100	2	-
АЛ115А	0,95	10	-	50	2	0,3
ЗЛ119Б	0,93-0,96	40	-	300	3	0,35
АЛ102Г	0,7	-	0,2	10	2,8	-
АЛ301Б	0,7	-	0,1	10	2,8	-
АЛ307Г	0,56	-	1,5	20	2,8	-

Як зазначалося, для одержання когерентного випромінювання в оптоелектроніці застосовують *лазери*. Залежно від типу середовища, в якому відбувається генерація оптичних коливань, лазери підрозділяються на газові, твердотільні і напівпровідникові.

У *газових* лазерах для збудження атомів використовується розряд у газі, що пов'язано з великими габаритами, високовольним живленням, низькими ККД і стійкістю до механічної дії. Проте ці прилади забезпечують найкращу когерентність і спрямованість випромінювання, що дуже важливо в оптичних запам'ятовувальних пристроях.

Найбільш поширеним типом газового лазера є гелій-неоновий, у якому вдалося забезпечити хороші оптичні параметри при відносно невеликих габаритах. Розряд у газі викликає збудження атомів гелію, які при співударі передають енергію атомам неону, що забезпечують

генерацію випромінювання з  $\lambda = 0,633$  мкм. У ряді випадків знаходять застосування іонні газові лазери з аргоним ( $\lambda = 0,488$  мкм і  $\lambda = 0,515$  мкм), криптоновим ( $\lambda = 0,568$  мкм),  $\text{CO}_2$  ( $\lambda = 10,6$  мкм) і  $\text{CO}$  ( $\lambda = 5,06$  мкм) наповненням.

У *твердотільних* лазерах активною речовиною служить кристалічний або аморфний діелектрик, що містить центри люмінесценції. В оптоелектроніці найбільш поширені прилади на іттрієво-алюмінієвому гранаті ( $\text{Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12}$ ), скорочено ІАГ: Nd-лазер.

Основу ІАГ: Nd-лазера складає стержень активної речовини зі старанно відполірованими дзеркальними торцями, для збудження якого використовується система оптичного накачування (ксенонові лампи, відбивачі, фільтри, волоконно-оптичні світловоди, світлодіоди) (рис. 2.9.2).

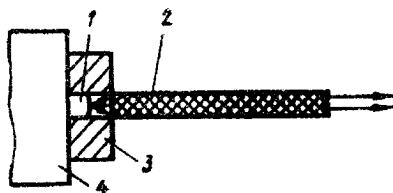


Рис. 2.9.2. Пристрій твердотільного лазера з оптичним накачуванням:  
1 - світлодіод; ІАГ: 2 - Nd-стержень; 3 - фіксірна оправа; 4 - тепловідвід.

Незаперечними перевагами твердотільних лазерів є велика потужність, температурна і радіаційна стійкість, механічна міцність, більш високий, ніж у газових лазерів, ККД; довжина хвилі випромінювання ( $\lambda = 1,06$  мкм) вдало поєднується зі смугою прозорості волоконно-оптичних ліній зв'язку. Ширина спектра ІАГ: Nd-лазерів відносно невелика, що поряд із незначною розбіжністю променя забезпечує можливість їх застосування в голографічних запам'ятовувальних пристроях.

Генерація когерентного оптичного випромінювання може бути досягнута й у *напівпровідникових структурах* за умови, що електрони, які інjektуються (збуджуються), одержать достатні порції енергії, що визначаються співвідношенням:

$$U_{PN} > \Delta W / q, \quad (2.9.3)$$

де  $U_{PN}$  - прикладена до PN - переходу пряма напруга;  $q$  - заряд електрона.

До основних переваг напівпровідникових лазерів, особливо лазерів з гетероструктурою, можна віднести високий ККД (до 50%); швидкодію (до  $10^{-11}$  с); зручність збудження; можливість генерації випромінювання з необхідною довжиною хвилі за рахунок підбору напівпровідника з заданою  $\Delta W$  (від 0,2 до 20 мкм); малі габарити (до 10 мкм); технологічну сумісність з елементами оптичних інтегральних схем.

Але такі суттєві недоліки, як невисокий ступінь когерентності випромінювання по довжині хвилі і кутовій розбіжності променя а також низька довговічність у значній мірі обмежують застосування напівпровідникових лазерів, особливо в оптичних запам'ятовувальних пристроях.

Типові характеристики малогабаритних лазерів наведені в табл. 2.9.2.

Таблиця 2.9.2

**Типові характеристики малогабаритних лазерів**

Тип лазера	Габаритні розміри, см	$P_{\text{випр.}}$ , мВт	ККД, %	$\lambda_{\text{max}}$ , мкм	$\phi_{\text{випр.}}$ , град	$U_{\text{жив.}}$ В	Вид збудження
Газовий He-Ne-лазер	10	0,1-10	$10^{-1}$ - $10^{-2}$	0,63	0,03- 0,15	$10^3$ - $10^4$	Газовий розряд
Твердотільний ІАГ: Nd-лазер	1	$10$ - $10^4$	1-2	1,06	1	$10^2$ - $10^3$	Освітлення
Напівпровідниковий GaAlAs-лазер	0,1	10-100	10-20	0,8- 0,9	>10	1,5- 3	Інжекція PN-переходом

**2.9.3. Приймачі випромінювання**

*Фотоелектричний приймач* (скорочено фотоприймач) - це *оптоелектронний прилад для перетворення енергії оптичного випромінювання в електричну енергію*. Під дією оптичного випромінювання відбувається зміна електрофізичних параметрів фотоприймача, обумовлена утворенням додаткових вільних носіїв заряду в напівпровіднику. Цей процес називається *внутрішнім фотоелектричним ефектом* або *фотоелектром*.

Для того, щоб поглинутий напівпровідником фотон випромінювання створював носії електричного заряду або *фотоносії*, його енергія  $W_{\phi}$  повинна бути достатньою для переходу електрона з валентної зони в зону провідності, тобто необхідне виконання співвідношення

$$W_{\text{тм}} = h\nu > \Delta W, \tag{2.9.4}$$

де  $h$ - постійна Планка.

З виразу (2.9.4) випливає, що фотоелектром виникає у напівпровіднику тільки завдяки впливу на нього випромінювання з довжиною хвилі, більшою за деяке граничне значення

$$\lambda_{\text{г.р}} = 1,23 \Delta W. \tag{2.9.5}$$

Для поширених напівпровідникових матеріалів, таких як кремій, германій, арсенід галію, сірчистий і селенистий кадмій, значення  $\lambda_{гр}$  складає 1,1; 1,8; 0,9; 0,7 і 0,8 мкм.

Робота існуючих приймачів випромінювання основана на двох формах внутрішнього фотоefекту: фотогальванічному та ефекті фотопровідності.

*Фотогальванічний ефект* виникає в напівпровідниках із внутрішнім потенційним бар'єром (таких як PN-перехід, перехід метал-напівпровідник, гетероперехід). У зазначених структурах внутрішнє електричне поле переходу розділяє виниклі під дією оптичного випромінювання фотоносії, що створюють фото-е.р.с.. Це явище лежить в основі роботи основної маси фотоприймачів: фотодіодів, фототранзисторів, фототиристорів та інших напівпровідникових структур.

Явище *фотопровідності* відрізняється від фотогальванічного ефекту тим, що поділу фотоносіїв не відбувається, а зміна їхньої концентрації впливає на провідність напівпровідника. На цьому ефекті працюють фоторезистори.

Чутливим елементом *фоторезистора*, устрій якого показано на рис. 2.9.3, а, є тонкий прошарок напівпровідникового матеріалу, розташований на діелектричній підкладинці. При вмиканні фоторезистора в електричне коло (рис. 2.9.3, б) при відсутності світла по колу тече темновий струм

$$I_{\sim} = by_0 U, \quad (2.9.6)$$

де  $b$  - постійний коефіцієнт;  $y_0$  - темнова провідність напівпровідника, тотожна  $1/R_0$ .

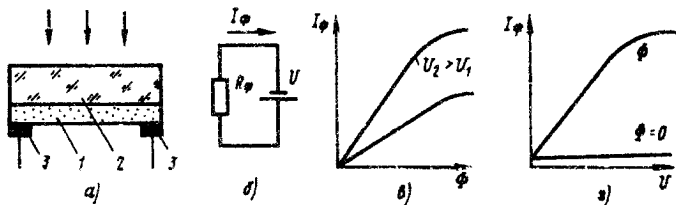


Рис. 2.9.3. Пристрій (а), схема вмикання (б), енергетична (в) і вольт-амперна (г) характеристики фоторезистора:

1 - напівпровідниковий прошарок; 2 - скляна підкладинка; 3 - електроди

Під впливом оптичного випромінювання провідність світлочутливого прошарку зростає, і струм через прилад збільшується до значення

$$I_{\phi} = b(y_0 + y_{\phi}) U, \quad (2.9.7)$$

де  $y_{\phi}$  — фотопровідність напівпровідника.

Залежності струму від світлового потоку  $I_{\phi} = f(\Phi)$  і прикладеної напруги  $I_{\phi} = f(U)$  при різних значеннях, наведені на рис. 2.9.3, в, г, являють собою енергетичну і вольт-амперну характеристики фоторезистора.

Незважаючи на великий коефіцієнт перетворення оптичного сигналу в електричний струм, простоту, малі габаритні розміри і масу, фоторезистори знаходять обмежене застосування внаслідок низької швидкодії і значної температурної нестабільності параметрів.

Основою більшості фотоприймачів, які використовуються у сучасних оптоелектронних приладах, є діодні структури. Вони прості, технологічні, мають високі показники чутливості і швидкодії, лінійність характеристик, малі значення паразитних параметрів (струмів витоку, ємності), високі зворотні напруги, високу температурну стабільність. Крім того, саме діодна структура є елементарною ланкою більшості складних приймачів: фототранзисторів, багатоелементних матриць і т.ін.

Найпростіший *фотодіод* являє собою звичайний напівпровідниковий діод, у якому забезпечується можливість впливу оптичного випромінювання на PN-перехід. У стані рівноваги, коли потік випромінювання цілком відсутній ( $\Phi=0$ ), концентрація носіїв, розподіл потенціалу й енергетична зонна діаграма фотодіода цілком відповідають звичайній PN-структурі.

Під впливом випромінювання в напрямку, перпендикулярному до площини PN-переходу, у результаті поглинання фотонів з енергією більшою, ніж ширина забороненої зони, в N-області виникають електронно-діркові пари. Під час дифузії фотоносіїв вглиб N-області основна частка електронів і дірок не встигає рекомбінувати і досягає межі PN-переходу. Тут фотоносії розділяються електричним полем PN-переходу, при чому, дірки переходять у P-область, а електрони не можуть перебороти поле переходу і накопичуються на межі PN-переходу в N-області. Таким чином, струм фотоносіїв через PN-перехід обумовлений дрейфом неосновних носіїв - дірок. Дрейфовий струм фотоносіїв називається фотострумом  $I_{\phi}$ . Фотоносії-дірки заряджають P-область позитивно стосовно N-області, а фотоносії-електрони - N-область негативно стосовно P-області. Така різниця потенціалів називається фото-е.р.с.  $E_{\phi}$ .

Для забезпечення високої чутливості до випромінювання необхідно, щоб у фотодіоді дифузійна складова струму була мінімальною. Тому фотодіод працює або зовсім без зовнішньої напруги (фотогальванічний режим), або завдяки зворотній зовнішній напрузі (фотодіодний режим).

При використанні фотодіода у *фотогальванічному режимі* (рис. 2.9.4, а) джерело зовнішньої напруги відсутнє і діод працює як генератор фото-е.р.с.

Вольт-амперні характеристики фотодіода у фотогальванічному режимі наведені на рис. 2.9.4, б.

У фотодіодному режимі роботи послідовно з фотодіодом під'єднується джерело зворотної напруги (рис. 2.9.5, а). При збільшенні світлового потоку збільшується струм, що протікає по колу, відповідно до виразу

$$I = I_{\phi}(\Phi) + I_0(e^{\frac{qU}{kT}} - 1). \quad (2.9.8)$$

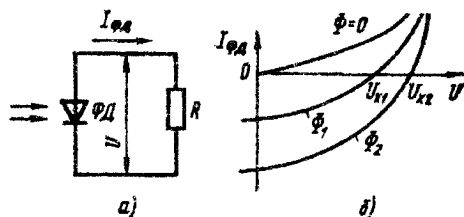


Рис. 2.9.4. Схема вмикання (а) і вольт-амперні характеристики (б) фотодіода у фотогальванічному режимі

Робочою областю фотодіода на сімействі вольт-амперних характеристик (рис. 2.9.5, б) є ділянки, що лежать у III квадранті. Як випливає з рис. 2.9.5, б, у фотодіодному режимі при заданому потоці випромінювання, фотодіод є джерелом струму, величина якого практично не залежить від параметрів зовнішнього кола ( $E_{zb}$ , R).

Спектральна характеристика фотодіодів аналогічна спектральній характеристиці світлодіодів. Швидкодія фотодіодів визначається, в основному, ємністю PN-переходу й менше процесами поділу фотоносіїв.

Одним із шляхів створення швидкодіючих фотоприймачів з високою чутливістю є використання лавинного пробою. У лавинних фотодіодах поле в активній зоні велике, і енергія, яка одержується фотоносіями, перевищує енергію утворення електронно-діркових пар, що призводить до лавиноподібного процесу розмноження носіїв.

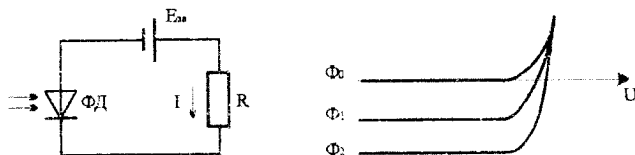


Рис. 2.9.5. Схема вмикання (а) і вольт-амперні характеристики (б) фотодіода в фотодіодному режимі

До основних фотодіодних конструкцій, перспективних для використання в оптоелектронних приладах, варто віднести кремнієву PIN-структуру, контакт метал-напівпровідник (бар'єр Шоткі) і гетеропереходи.



У кремнієвих *PIN-фотодіодах* (рис. 2.9.6) більша частина (до 90%) потужності, поглиненої в кремнієвому кристалі, припадає на частку І-області. Сильне електричне поле, що виникає в І-області навіть при невеликих зворотних зсувах, сприяє швидкому розсмоктуванню електронів і дірок, що генеруються світлом, забезпечує малі рекомбінаційні втрати, високу фоточутливість і малу ( $10^{-9}$ - $10^{-10}$  с) інерційність.

Ці переваги обумовлюють застосування PIN-фотодіодів у швидкодіючих пристроях.

В той же час PIN-фотодіоди характеризуються малим значенням фото-е.р.с. (до 0,45 В), великими струмами витоку, низькою стійкістю до радіаційних впливів і технологічною несумісністю з інтегральними мікросхемами.

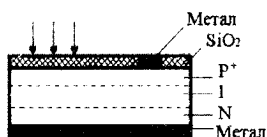


Рис. 2.9.6. Пристрій кремнієвого PIN – фотодіода з фронтальним освітленням

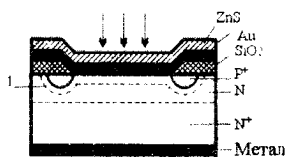


Рис. 2.9.7. Пристрій фотодіода з бар'єром Шоткі

У фотодіодах на основі бар'єра Шоткі (рис. 2.9.7) у приконтатній частині напівпровідника утворюється область об'ємного заряду, збіднена рухливими носіями заряду. Зовнішня зворотна напруга, що практично повністю належить до цієї області, створює досить значну напруженість електричного поля, яка швидко «витягає» електрони і дірки. Охоронне кільце усуває паразитні крайові ефекти, що сприяє різкому зниженню струму витоку й підвищенню пробивної напруги. Для зменшення втрат на відбиття випромінювання на поверхню напівпрозорої золотой плівки наноситься просвітлювальне покриття із сірчистого цинку.

Фотодіоди з бар'єром Шоткі мають ряд переваг: високу чутливість (до 0,5 А/Вт), малу інерційність (до  $10^{-10}$  с), широкий вибір використовуваних матеріалів, простоту виготовлення і технологічну сумісність з інтегральними схемами.

Будова і принцип дії *гетерофотодіодів* можна показати на прикладі GaAs-GaAlAs-структури, наведеної на рис. 2.9.8. У такому фотоприймачі оптичне випромінювання, проходячи через перший прошарок P<sup>+</sup>GaAlAs, поглинається в середньому прошарку N<sup>-</sup>GaAs. Високий ступінь чистоти середнього прошарку забезпечує малі втрати на рекомбінацію електронів і дірок, що генеруються світлом, а велика напруженість електричного поля - швидке їхнє розсмоктування.

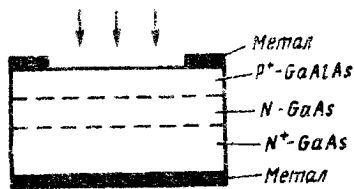


Рис. 2.9.8. Пристрій гетерофотодіода на основі GaAs-GaAlAs -структури

Гетерофотодіоди характеризуються високою фоточутливістю, малою інерційністю, можливістю роботи при малих зворотних напругах, великим значенням фото-е.р.с. (до 0,8-1,1 В). Вони технологічно сумісні з елементами інтегральних оптичних схем, але складні у виготовленні.

Основний недолік діодних структур - низька чутливість - усувається у фотоприймачах із внутрішнім підсиленням: фототранзисторах, фототиристорах, інтегральних фотоприймачах.

*Фототранзистори* виготовляються за стандартною планарною технологією кремнієвих інтегральних схем і відрізняються від звичайних транзисторів наявністю фотоприймального вікна, через яке світло, пройшовши тонкий емітерний прошарок, потрапляє на базу (рис. 2.9.9, а). При вмиканні фототранзистора за схемою з загальним емітером базовий фотострум підсилюється в  $\beta$  разів ( $\beta = 50 \div 200$ ), цим самим забезпечує високу фоточутливість приладу.

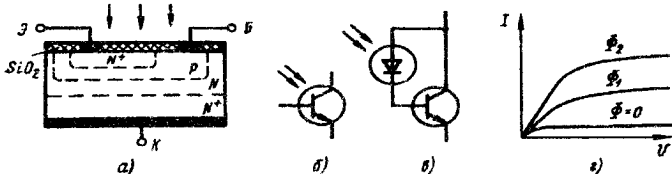


Рис. 2.9.9. Пристрій (а), умовне позначення (б), еквівалентна схема (в) і вольтамперні характеристики фототранзистора (г)

Фототранзистори відрізняються схемотехнічною зручністю і гнучкістю, цілком електричною і технологічною сумісністю з інтегральними схемами, проте характеризуються великою інерційністю ( $10^{-5} \div 10^{-6}$  с) і меншою стабільністю параметрів.

Для безконтактних пристроїв управління випрямлячами і перетворювачами, у системах контролю високовольтних ліній електропередач, у схемах управління виконавчими механізмами в автоматиці й інших пристроях потужної оптоелектроніки широко застосовуються *фототиристори* (рис. 2.9.10.).

Основна перевага фототиристорів полягає в здатності переключати великі струми і напруги. При засвічуванні базової області

випромінюванням, потужність якого перевищує поріг відмикання, за рахунок генерації носіїв зарядів чотиришарова структура переходить із замкнутого стану у відкритий (рис. 2.9.10, г). Крім того, фототристри мають вмонтовану пам'ять, тому що після припинення світлового впливу прилад залишається ввімкненим.

Значно підвищити основні показники фотоприймачів дозволяє використання досягнень мікроелектроніки. В *інтегральних фотоприймачах* у єдиному технологічному процесі на одній підкладинці виготовляються фотодіод і транзистор (складений фототранзистор) або фотодіод і інтегральний підсилювач. У таких приладах забезпечується не тільки висока чутливість і швидкодія, але й підвищується температурна стабільність і лінійність характеристик.

В якості фотоприймачів застосовують також *польові транзистори* з PN- або МОН - затвором, одноперехідні транзистори, структури метал-діелектрик-напівпровідник-діелектрик-метал (МДНДМ - структури), фотоварікапи, але широкого поширення вони не знайшли.

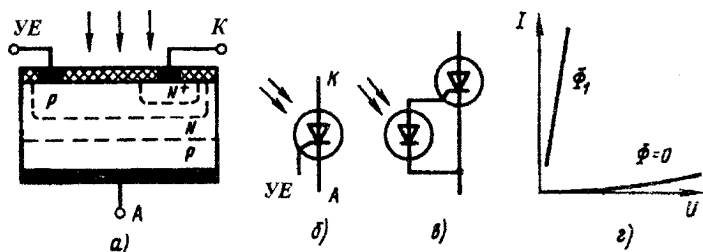


Рис. 2.9.10. Пристрій (а), умвне позначення (б), еквівалентна схема (в) і вольтамперні характеристики (г) фототристора

Порівняти існуючі фотоприймачі можна за табл. 2.9.3, де наведені порівняльні характеристики цих приладів.

До числа оптоелектронних елементів інформаційних систем, що найбільш швидко розвиваються, *відносяться багатоелементні фотоприймачі*. Ці прилади реагують не тільки на яскісно-часові характеристики, але і здатні сприймати просторові параметри об'єктів, тобто оперувати з зображеннями, що важливо в системах передачі, прийому й обробки інформації.

Існуючі багатоелементні фотоприймачі роблять аналіз досліджуваного об'єкта шляхом поелементного послідовного перегляду, тому поряд із великою кількістю елементарних фоточутливих комірок прилади повинні містити й пристрої для зчитування інформації.

## Основні параметри фотоприймачів

Типи приладів	Внутрішнє підсилення	Швидкодія $t_{пер}, c$	Робоча напруга		Частка падаючої потужності, яка використовується	Стабільність параметрів
			$U_{min}, B$	$U_{max}, B$		
PN-фотодіод	1	$10^{-8}-10^{-10}$	0	500	Дуже висока	Висока
Фотодіод Шоткі	1	$10^{-9}-10^{-11}$	0	100	Невисока	"
Гетерофотодіод	1	$10^{-8}-10^{-10}$	0	100	Висока	"
PN-фотодіод	1	$10^{-6}-10^{-9}$	3	100	Невисока	"
Лавинний фотодіод	$10-10^4$	$10^{-8}-10^{-9}$	30	100	"	Низька
Фототранзистор	$10^2$	$10^{-5}-10^{-6}$	1	50	Низька	Невисока
Складений фототранзистор	$10^3-10^4$	$10^{-4}$	1	100	"	"
Інтегральний фотоприймач	$10^2-10^5$	$10^{-6}-10^{-8}$	5	30	"	Висока
Фототиристор	-	$10^{-4}-10^{-5}$	1,5	$10^3$	"	Невисока
Фоторезистор	$10^3-10^5$	$1-10^{-2}$	3	300	Дуже висока	Дуже низька

Принцип дії сканувальних багатоелементних фотоприймачів полягає в наступному. Оптичне випромінювання від об'єкта фокусується на фоточутливу поверхню, де світлова енергія переходить в електричну. Реакція кожного елемента (зміна струму, заряду, напруги) пропорційна його освітленості, тому яркісна картина яскравості перетворюється в електричний рельєф. При скануванні проводиться послідовне опитування кожного елемента і зчитування інформації, що знаходиться в ній. Таким чином, на виході пристрою утворюється послідовність електричних сигналів, в якій закодований образ, що сприймається.

Головні успіхи в розвитку багатоелементних фотоприймачів пов'язані з створенням приладів із зарядовим зв'язком (ПЗЗ). ФотоПЗЗ являє собою матрицю (лінійну або двомірну) структур метал-діелектрик-

напівпровідник (МДН-структур), розташованих на кристали так близько один до одного, що між сусідніми елементами виникає зв'язок.

Багатоелементні ПЗЗ-фотоприймачі відрізняються високою чутливістю (до  $10^{-4}$  лк·с), роздільною здатністю (до 40 ліній/мм), малою споживаною потужністю, високою частотою сканування (до  $10^9$  Гц). Вони прості у виготовленні, технологічні, здатні працювати в різноманітних спектральних діапазонах.

Вищезгадані переваги роблять фотоприймачі на основі ПЗЗ-структур незамінними для систем автоматичного управління і контролю в різних галузях промисловості (контроль розмірів, положення предметів, наявності дефектів, якість обробки), в пристроях введення інформації в ЕОМ, для автоматизації засобів зв'язку й у системах оптичної обробки інформації.

#### **2.9.4. Оптрони та оптоелектронні мікросхеми**

*Оптоелектронні пристрої, в яких є джерело та приймач випромінювання з тим або іншим видом оптичного та електричного зв'язку між ними, конструктивно пов'язані один з одним, називаються оптронами.*

Принцип дії оптронів оснований на подвійному перетворенні енергії. У випромінювачі енергія електричного сигналу перетворюється в світлову, а в фотоприймачі оптичний сигнал викликає зміну струму, напруги або опору.

Наявність оптичного зв'язку між джерелом та приймачем випромінювання забезпечує ряд принципових переваг оптронів: дуже високу електричну ізоляцію входу та виходу; односпрямованість передачі інформації; відсутність зворотної реакції фотоприймача на випромінювач та взаємних дій; широку полосу пропускання; несприйняття оптичного каналу до впливу електромагнітних полів. Крім того, ці прилади дозволяють реалізувати безконтактне управління електронними об'єктами, розробити функціональні мікроелектронні пристрої з фотоприймачами, характеристики яких під дією оптичного випромінювання змінюються за якзавгодно складним заданим законом, створити різноманітні давачі та пристрої для передачі інформації шляхом впливу на матеріал оптичного каналу.

В той же час існування подвійного перетворення сигналу є причиною низького ККД; значної споживаної потужності; сильної залежності параметрів від температури; високого рівня власних шумів; конструктивно-технологічної недосконалості, пов'язаної з використанням гібридної технології.

Призначення окремих елементів оптрона і види перетворення енергії показані на узагальненій структурній схемі оптрона (рис. 2.9.11). Вхідний

пристрій забезпечує узгодження джерела випромінювання з попередніми електронними елементами за струмом та напругою та оптимізацію його робочого режиму.

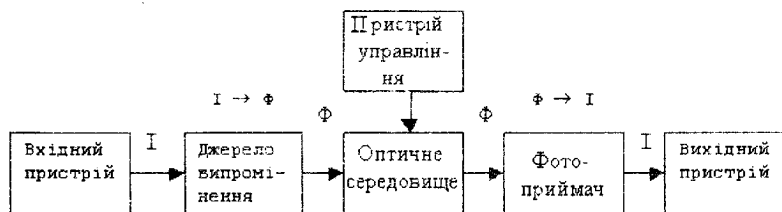


Рис. 2.9.11. Узагальнена структурна схема оптрона

Як вже зазначалось, джерело випромінювання перетворює електричний сигнал у світловий, тому до нього застосовуються високі вимоги за ККД, швидкодією, спрямованістю випромінювання та постійністю електричних і оптичних параметрів.

Зв'язок між випромінювачем та фотоприймачем здійснюється через оптичне середовище, яке в багатьох випадках забезпечує й механічну цілісність конструкції. Для максимально повної передачі енергії оптичний канал повинен мати високе пропускання без спотворення форми сигналу і мінімальне розсіювання випромінювання в сторони, а також захищати елементи оптрона від зовнішніх світлових впливів.

Значно розширити функціональні можливості оптронів дозволяє використання *керованого оптичного каналу*. Під дією пристрою управління (див. рис. 2.9.11) змінюються параметри оптичного середовища або чутливість фотоприймача, що змінює коефіцієнт передачі оптрона.

Так, оптрони з відкритим оптичним каналом, в яких зв'язок між джерелом та приймачем випромінювання здійснюється через повітряний зазор, застосовуються для зчитування інформації з перфносіїв, що пересуваються в цьому зазорі. Використовуючи в якості оптичного середовища електрооптичні або магнітооптичні матеріали, можна управляти параметрами оптронів за допомогою електричного чи магнітного поля. Якщо ж властивості оптичного каналу змінюються при зовнішніх механічних впливах, то такі прилади можуть успішно застосовуватись в якості різноманітних давачів положення, пересування, вібрації, прискорення, рівня і виду рідини.

В фотоприймачі оптичне випромінювання перетворюється в електричний сигнал і для зменшення втрат його інформативності необхідно підвищувати чутливість, швидкодію і стабільність параметрів приймачів.

Потужність і амплітуда сигналу з фотоприймача часто буває недостатня для управління наступними електронними схемами, тому в

склад оптронів включаються вихідні пристрої. Вони забезпечують підсилення сигналу і перетворення його в стандартну, зручну для передачі форму.

Для ефективної роботи оптрона всі його елементи повинні бути узгоджені за спектральними, електричними та експлуатаційними характеристиками.

За ступенем складності й типом оптичного каналу виділяють три групи приладів: оптопари, оптоелектронні інтегральні мікросхеми і спеціальні оптрони, класифікація яких наведена на рис. 2.9.12.

*Оптопара* (або елементарний оптрон) являє собою оптоелектронний напівпровідниковий прилад, що складається з випромінювального та фотоприймального елементів, між якими є оптичний зв'язок, що забезпечує електричну ізоляцію між входом та виходом. В залежності від типу фотоприймача, що використовується, вони поділяються на діодні, транзисторні, тиристорні та резисторні оптопари.

*Оптоелектронна інтегральна мікросхема (ОІМС)* складається з однієї або кількох оптопар та електрично з'єднаних з ними одного або кількох узгоджувальних або підсилювальних пристроїв. В залежності від області застосування ОІМС поділяють на цифрові, призначені для високошвидкісної передачі цифрової інформації по електрично ізольованих колах, і аналогові, які використовуються для обробки неперервних сигналів.

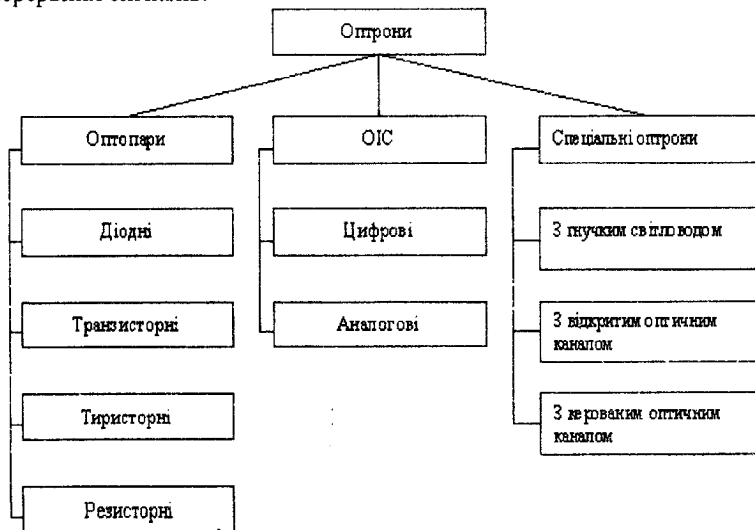


Рис. 2.9.12. Класифікація оптронів

*Спеціальні оптрони* відрізняються від інших приладів побудовою оптичного каналу. В оптронах з гнучким світловодом випромінювання

передається оптичним кабелем, в результаті чого джерело та фотоприймач стають віддаленими один від одного на значну відстань. Оптрони з відкритим і керованим оптичним каналом використовуються як основа для побудови різноманітних давачів і схем, що перемикаються, наприклад, оптоелектронних безконтактних кнопок.

В теперішній час промисловістю освоєний випуск різних оптопар: резисторних, діодних, транзисторних, тиристорних, із складеним фототранзистором, діодно-транзисторних (рис. 2.9.13).

Як елемент електричного кола елементарний оптрон описується чотирма групами параметрів: входними (номінальний струм  $I_{\text{вх ном}}$ , напруга  $U_{\text{вх}}$ , ємність  $C_{\text{вх}}$ ); вихідними (максимально припустима пряма  $U_{\text{вих max}}$ , і зворотна  $U_{\text{вих зв max}}$  напруги, струм  $I_{\text{вих max}}$ , залишкова напруга  $U_{\text{зал}}$ , ємність  $C_{\text{вих}}$ ); передаточними (коефіцієнт передачі за струмом  $K_I = I_{\text{вих}}/I_{\text{вх}}$ , час зростання вихідного струму  $t_{\text{зр}}$ , затримки  $t_{\text{зат}}$ , вмикання  $t_{\text{вм}} = t_{\text{зр}} + t_{\text{зат}}$ , вимикання  $t_{\text{вим}}$  і швидкодія оптрона в режимі перемикавання  $t_{\text{пер}} = t_{\text{вм}} + t_{\text{вим}}$ ) і параметрами, що характеризують ізоляцію (максимально припустима напруга між входом та виходом  $U_{\text{із}}$ , опір ізоляції  $R_{\text{із}}$ , і прохідна ємність  $C_{\text{пр}}$ ).

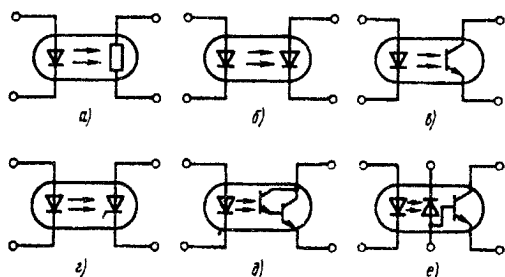


Рис. 2.9.13. Схема резисторної (а), діодної (б), транзисторної (в), тиристорної (г), із складеним транзистором (д) і діодно-транзисторної (е) оптопар

Аналіз параметрів основних типів вітчизняних оптопар, наведений в табл. 2.9.4, показує: найбільш швидкодіючими є діодні оптрони; діодно-транзисторні дозволяють забезпечити найбільшу напругу і опір ізоляції; оптопари із складеним транзистором характеризуються максимальним коефіцієнтом передачі за струмом, але значно поступаються діодним за швидкодією; транзисторні займають проміжне положення між діодно-транзисторними та із складеним транзистором; тиристорні незамінні при комутації сильнострумних силових кіл; резисторні є дуже інерційними, тому застосовуються лише для комутації слабострумних кіл в пристроях з низькою швидкодією.

Оптоелектронна інтегральна мікросхема (ОІМС) – це один з найбільш перспективних типів елементів інформаційних систем. Їх



переваги визначаються повною електричною і конструктивною сумісністю з традиційними мікросхемами і більш широкими функціональними можливостями. Перші успіхи в розвитку ОІМС були пов'язані зі створенням перемикаючих схем, які забезпечують гальванічну розв'язку електричних кіл. В типовій мікросхемі цього класу в одному корпусі об'єднані діодна оптопара і стандартна ключова електронна схема, в якій замість вхідного багатоміторного транзистора в базове коло транзистора  $T_1$  під'єднаний фотодіод.

Таблиця 2.9.4

### Основні параметри оптопар

Оптопари		кІ	$t_{\text{пр}}$ , мкс	$t_{\text{пер}}$ , мкс	$I_{\text{вх}}$ , А	$U_{\text{вх}}$ , В	$I_{\text{вих}}$ , МА	$U_{\text{вих}}$ , В	$U_{\text{ост}}$ , В	$U_{\text{із}}$ , В	$R_{\text{із}}$ , Ом	$C_{\text{пр}}$ , пФ
Типи	Позначення											
Діодна	АОД101	0.01	0.1	-	10	1.5	-	-	-	200	$10^9$	2
	АОД202А	0.015	0.1	-	10	1.7	-	-	-	200	$10^{10}$	1
Транзисторна Зі складеним транзистором	АОТ123А	0.5	-	8.0	20	2.0	10	-	0.3	100	$10^9$	-
	АОТ110А	8	-	150	25	2.0	200	-	1.5	100	$10^9$	-
Діодно- транзисторна	КОА201А	0.1	-	2.0	10	1.5	5.0	-	-	$10^3$	$10^{10}$	-
Тиристорна	АОУ103	-	-	45	50	2.0	3	100	200	1.8	$5 \cdot 10^8$	3
	ТО 2-320	-	-	280	20			320*	1300	1.85	$10^3$	-
Резисторна	ОЭПЗ	-	-	1.5*	15	3.8	3.5	250	-	-	-	-
				$10^5$								

Вихідна напруга такої схеми відповідає типовим для цифрових приладів значенням, що забезпечує повну сумісність ОІМС з іншими мікроелектронними приладами.

Оптоелектронні мікросхеми можуть бути використані і для комутації аналогових сигналів. В ОІМС серії К249КН1, схема якої наведена на рис. 2.9.14, оптопари  $ОД_1$  і  $ОД_2$  працюють в фотовентильному режимі і виконують функції імпульсного трансформатора. Дві оптопари, під'єднані послідовно, при подачі вхідного сигналу генерують е.р.с., достатню для відмикання вихідних транзисторів  $T_1$ ,  $T_2$ .

На основі оптронів легко реалізуються основні логічні операції: кон'юнкція, диз'юнкція, штрих Шеффера, стрілка Пірса і ін.

В оптоелектронній схемі, що виконує функцію логічного множення (рис.2.9.15, а), одиничний вихідний сигнал встановлюється в тому випадку, якщо на обидві оптопари надходять одиничні вхідні сигнали, які викликають насичення обох фототранзисторів.

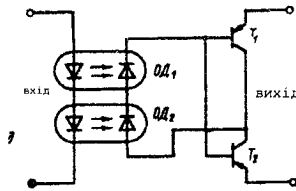


Рис. 2.9.14. Оптиелектронний комутатор аналогових сигналів серії К249КН1

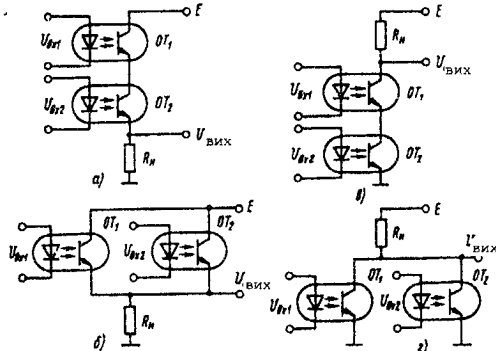


Рис. 2.9.15. Оптиелектронні елементи, що реалізують логічні функції кон'юнкції (а) і диз'юнкції (б), штрих Шеффера (в) і стрілку Пірса (г)

Для реалізації логічного додавання дві оптопари під'єднуються паралельно (рис. 2.9.15, б). В цій схемі вихідна напруга, близька до живлячої (що відповідає лог. 1), встановлюється при засвіченні хоча б одного з фототранзисторів.

Оптиелектронна схема, наведена на рис. 2.9.15, в, реалізує операцію І-НЕ (штрих Шеффера). З аналізу її роботи очевидно, що близька до нуля напруга на виході, тобто лог. 0, можлива лише при одночасному насиченні фототранзисторів  $OT_1$  і  $OT_2$ .

Логічну функцію АБО-НЕ (стрілка Пірса) виконує оптиелектронна схема (рис. 2.9.15, г), що містить дві паралельно під'єднані оптопари і опір навантаження  $R_n$ . За наявності хоча б одного *одиночного* вхідного сигналу насичений фототранзистор ( $OT_1$  або  $OT_2$ ) знизить напругу на виході до значення, відповідного лог. 0.

Використання оптронів дозволяє здійснювати *оптичне управління роботою імпульсних пристроїв*, таких як блокінг-генератор, очікувальні мультивібратори, тригери.

Введення оптичних зв'язків дозволяє вирішити проблеми *електричного стикування* різнотипних електронних приладів і пристроїв. Так, для узгодження цифрових елементів на основі транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ) з інтегральними мікросхемами на базі МДП-

транзисторів можна використати транзисторну оптипару. Як видно зі схеми (рис. 2.9.16), оптрон забезпечує надійне передавання сигналу, хоча напруга живлення каскадів відрізняється як за значенням, так і за знаком ( $E_1=E_2=+5\text{В}$ ,  $E_3=-15\text{В}$ ).

Враховання переваг і недоліків оптронів і оптоелектронних мікросхем дозволяє визначити такі основні області застосування цих елементів: передавання інформації між пристроями, що не мають електричних зв'язків; отримання і відображення інформації; зберігання, перетворення і передавання інформації; контроль технологічних процесів; заміну електромеханічних виробів (трансформаторів, потенціометрів, реле); створення гальванічно розв'язаних кіл живлення.

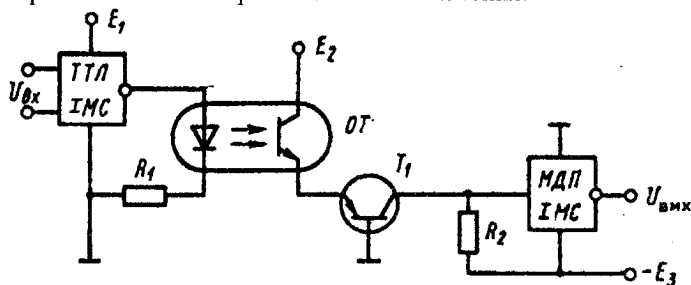


Рис. 2.9.16. Схема узгодження TTL-елемента з інтегральною МДП-мікросхемою

## 2.9.5. Індикатори для приладів відображення інформації

В залежності від розмірів і призначення системи відображення зорової інформації поділяються на *колективні* (табло стадіону, рухливий світловий рядок), *групові* (екран телевізору, дисплей) і *індивідуальні* (циферблат електронного годинника, індикатор мікрокалькулятора). Принципи побудови і фізичні процеси, що лежать в основі роботи таких приладів, різноманітні і докладно викладаються в спеціальній літературі. В даній главі розглянуті лише малогабаритні і мініатюрні індикатори для індивідуального і почасти групового користування, погоджені за своїми параметрами з іншими оптоелектронними елементами.

Основу сучасних малогабаритних приладів для відображення зорової інформації складають три групи приладів: напівпровідникові, рідиннокристалічні і газорозрядні індикатори.

*Напівпровідникові індикатори* являють собою набір світловипромінювальних діодних структур спеціальної конфігурації. Вони перекривають весь видимий діапазон спектру (найбільшу складність викликає отримання синього кольору), дають яскраве і чисте світло, зручні в управлінні, економічні, довговічні, технологічно сумісні з іншими оптоелектронними елементами. Для розширення кольорової гами

застосовується перетворення випромінювання в більш довгохвильове за допомогою фотолюмінофорів.

Висвічування літерно-цифрової інформації здійснюється трьома способами: а) набором одиничних світлодіодів; б) з використанням сегментів спеціальної конфігурації; в) матричним з певним числом точкових елементів, які світяться. Останні два засоби отримали найбільше розповсюдження.

В сегментному цифровому індикаторі (рис. 2.9.17, а) сім прямокутних світловипромінювальних майданчиків дозволяють відтворювати всі десять цифр і декілька літер. Схема управління забезпечує ввімкнення необхідних сегментів, що світяться, в залежності від кодованого сигналу.

Найпростіший універсальний матричний індикатор (рис. 2.9.17, б) містить 36 крапок ( $7 \cdot 5 + 1$ ). Цього достатньо для відтворення всіх цифр, літер і знаків стандартного коду для обміну інформацією.

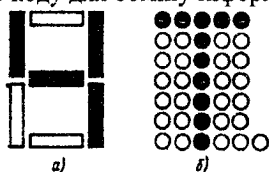


Рис. 2.9.17. Семисегментний цифровий (а) і матричний універсальний (б) напівпровідникові індикатори

В невеликих за розміром індикаторах використовується монолітна конструкція, тобто всі елементи, що світяться, виробляються в одному кристалі. При збільшенні габаритних розмірів приладів застосовують гібридну технологію, набір пристрою з окремих кристалів.

Для зручності застосування в одному корпусі виробляють не один, а потрібне число розрядів (три, чотири, шість, дев'ять і т. д.) спільно зі схемою управління, що містить дешифратор і формувач сигналів.

В останній час зростає цікавість до *рідиннокристалічних індикаторів*. Їх робота основана на використанні матеріалів, що характеризуються одночасним поєднанням властивостей рідини (рухливість) і кристалу (оптична анізотропія). В якості рідинних кристалів (РК) можуть застосовуватися різноманітні органічні сполуки і їх суміші.

РК-індикатори характеризуються найменшим енергоспоживанням (до 0.001 Вт/знак), високою контрастністю, низькою напругою управління (до 3 В), великим терміном служби (до 30 000 г). Ці прилади є пасивними, оскільки самі не генерують оптичне випромінювання, тому дієздатні тільки в освітленому приміщенні (в темряві вимагається спеціальне підсвітлення).

Серйозним недоліком РК-індикаторів є мала швидкодія (до  $10^{-1}$  с), що обмежує область їхнього застосування.

В основі роботи *газорозрядних індикаторів* лежить світіння газу при протіканні струму між електродами. При подачі високої напруги (порядку 80-400 В) в газовому об'ємі починається розряд (струм розряду приблизно 1 мА). За рахунок заповнення проміжку між електродами різноманітними інертними газами досягається заданий колір індикатора (неон дає оранжеве світіння, аргон – фіолетове, гелій – жовте). Для розширення кольорової гама використовується розряд в ксеноні (УФ-випромінювання) з наступним перетворенням довжини хвилі випромінювання за допомогою фотолюмінофорів.

Газорозрядні індикатори використовуються на постійному і змінному струмах. В першому випадку електроди взаємодіють з газом, що призводить до інтенсивного катодного розпилення металу, тому обов'язково застосовують баластний резистор для обмеження струму і елемент гасіння розряду. Для роботи на змінному струмі характерна відсутність безпосереднього контакту електродів з газом і самообмеження розряду.

В залежності від способу подання інформації газорозрядні індикатори поділяються на знакові, шкальні і універсальні (плазменні панелі). В *знакових* індикаторах для висвічування символів напруга управління подається на необхідні катодні сегменти (аналогічно сегментним напівпровідниковим індикаторам). У *шкальних* – вивід інформації здійснюється шляхом зміни світлової частини шкали, що зручно для приладів з аналоговим характером сигналу.

Найбільш перспективним є *універсальний* індикатор, що являє собою двокоординатну матрицю, яка містить велике (порядку  $10^5$ ) число елементарних газорозрядних комірок. Для появи розряду на відповідні координатні шини подаються короткі прямокутні імпульси. Світловий стан комірок підтримується за рахунок прикладання опорної синусоїдальної напруги з частотою в декілька кілогерц, що надходить від генератора змінного струму.

Недолік газорозрядних індикаторів – складні високовольтні кола управління. Однак сучасна технологія біполярних і МОН-транзисторів дозволяє виробляти необхідні схеми безпосередньо на задній стороні плазменної панелі, забезпечуючи завдяки цьому плоскість всієї конструкції.

В газорозрядних індикаторах схеми управління дозволяють змінювати яскравість відтворених символів, забезпечуючи передачу декількох десятків напівтонів. Для отримання кольорового зображення використовується багатошарова структура, в якій окремі елементи генерують випромінювання певної довжини хвилі.

Незважаючи на ряд переваг (висока яскравість, контрастність, гарне сприймання як на світлі, так і в темряві, багатокольоровість), застосування газорозрядних індикаторів стримується необхідністю використання

високовольтного живлення і меншим у порівнянні з напівпровідниковими приладами терміном служби.

### 2.9.6. Волоконно-оптичні лінії зв'язку

Одним з шляхів різкого збільшення пропускної спроможності інформаційних каналів і підвищення їх завадостійкості є перехід до оптичного діапазону електромагнітних хвиль.

З появою лазерів почалися інтенсивні розробки систем оптичного зв'язку. Однак відкриті лінії, в яких закодована в промені світла інформація передавалася через повітряний простір, виявилися недостатньо надійними. Лише з появою волоконних світловодів, що стали аналогами електричних кабелів, оптичні канали зв'язку стали реальністю.

В загальному вигляді *волоконно-оптична лінія зв'язку* (ВОЛЗ) містить вхідний кодувальний пристрій *КП*, передавач, оптичний кабель, ретранслятор *Р*, приймач і декодувальний пристрій *ДКП* (рис. 2.9.18). Закодована в *КП* інформація надходить на передавач, що складається з джерела випромінювання *ДВ* і модулятора *М*. В якості *ДВ* в системах оптичного зв'язку використовуються твердотілі (ІАГ: Nd) і напівпровідникові лазери а також світлодіоди. Модулятор управляє інтенсивністю випромінювання, що надходить від *ДВ*. Таким чином, оптичним кабелем розповсюджується змінний оптичний сигнал, що несе закодовану інформацію. При великій довжині ВОЛЗ спостерігається сильне ослаблення світлового променя, тому для відновлення його інтенсивності використовується ретранслятор. В приймачі оптичне випромінювання знову перетворюється в електричний сигнал і посилюється за потужністю з допомогою підсилювача *П*. Декодувальний пристрій дозволяє розшифрувати передану інформацію.

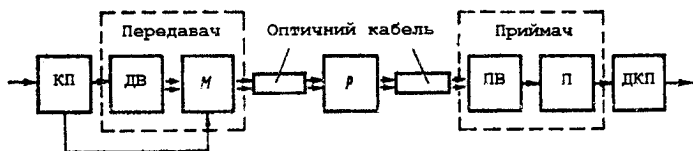


Рис. 2.9.18. Структурна схема волоконно-оптичної лінії зв'язку

Реальна схема ВОЛЗ інколи містить не всі названі елементи. При невеликій довжині ліній відпадає необхідність в застосуванні ретранслятора. При використанні в якості *ДВ* напівпровідникових лазерів і світлодіодів управління інтенсивністю випромінювання здійснюється в самих приладах, тому додатковий зовнішній модулятор не потрібний.

Основні переваги ВОЛЗ: широкий діапазон робочих частот (до 1 ГГц), що дозволяє одним оптичним кабелем одночасно передавати до  $10^{10}$  телефонних розмов або  $10^6$  телепрограм; висока завадостійкість від

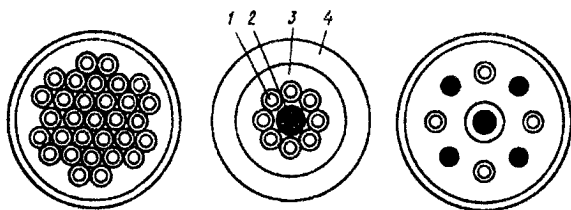


Рис. 2.9.19. Будова оптичних кабелів різноманітного призначення:  
1-волокно, 2-зміцнювальний елемент, 3-внутрішня оболонка; 4-зовнішня оболонка

*Внутрішньоміські* лінії забезпечують зв'язок високопродуктивних центральних ЕОМ з віддаленими приладами збору і первинної обробки даних і терміналами, передачу інформації між різноманітними обчислювальними центрами, телефонний зв'язок між абонентами і кабельні системи телебачення і радіомовлення. Ці ВОЛЗ характеризуються середньою довжиною (1-10 км), меншою швидкістю передачі інформації (до  $10^7$  біт/с), більшим допустимим згасанням (до 20 дБ/км). В якості оптичних ліній використовуються кварцеві двошарові волокна, джерел випромінювання – напівпровідникові лазери, фотоприймачів – PIN-фотодіоди.

*Внутрішньооб'єктні* ВОЛЗ служать для організації зв'язку між окремими процесорами обчислювальних комплексів, зовнішніми приладами і ЕОМ, окремими блоками електронної апаратури і т. д. Подібні лінії потрібні для монтажу контрольно-вимірювальних приладів, систем промислового телебачення, місцевого телефонного і радіозв'язку, приладів автоматичного управління різноманітними об'єктами і технологічними процесами. Невелика довжина (до сотень метрів) дозволяє використати прості скляні волокна з більшим згасанням (50-100 дБ/км), GaAlAs- світловоди, PIN-фотодіоди і інші напівпровідникові оптоелектронні елементи.

Перевага світловодних ліній зв'язку і останні досягнення в області технології оптичних матеріалів і оптоелектронних пристроїв дозволяють прогнозувати широке застосування ВОЛЗ в системах управління, переробки і передачі інформації.

## Питання для самоконтролю

1. Визначте призначення вимірювальних перетворювачів.
2. Як класифікуються ВП?
3. Які фізичні явища використовуються в ВП?
4. Наведіть структурні схеми ВП.
5. Які ВП відносяться до класу резистивних?
6. Принцип дії потенціометричних ВП?
7. Наведіть динамічні властивості потенціометричних ВП.
8. Переваги та недоліки потенціометричних ВП, шляхи їх подолання.
9. Принцип дії тензометричних ВП. Види ТМ ВП.
10. Принцип дії електромагнітних ВП. Види ЕМ ВП. Статичні і динамічні характеристики.
11. Переваги та недоліки індуктивних ВП.
12. Принцип дії магнітопружних ВП.
13. Принцип дії індукційних ВП.
14. Призначення ємнісних ВП.
15. Наведіть статичну характеристику ЄВП.
16. Переваги та недоліки ЄВП
17. В чому полягає п'єзоелектричний ефект? Які відомі п'єзоматеріали?
18. Приведіть еквівалентну схему п'єзоелектричних ВП.
19. Принцип дії і призначення ультразвукових перетворювачів, їх застосування.
20. Які фізичні підгрунття мають ефект Холла та ефект магнітоопору?
21. Наведіть приклади застосування давачів Холла та магнітоопору.
22. Назвіть типи терморезисторів.
23. Наведіть залежність опору від температури різних терморезисторів.
24. Що таке власний нагрів термісторів? Як досягається релейна характеристика?
25. Наведіть приклади застосування.
26. В чому полягає сутність термоелектричних давачів? Які матеріали застосовуються для їх виготовлення?
27. Принцип дії оптоелектронних перетворювачів.
28. Які основні параметри фотоприймачів?
29. Наведіть приклади схем фотоелектричних перетворювачів.
30. Наведіть класифікацію оптронів?
31. Наведіть приклади оптопар.
32. Перспективи розвитку волоконно-оптичних ліній зв'язку.



## ВИСНОВКИ

Системи управління і автоматики – це передній край науково-технічного прогресу. В цій галузі зміни відбуваються дуже швидко. Елементи СУА безупинно удосконалюються прискореними темпами. У книзі, що Ви прочитали, розглянуті поняття про елемент систем управління і автоматики, класифікація елементів, характеристики управління, основні параметри і методи дослідження властивостей елементів; фізичні основи роботи, технічні характеристики та питання надійності; окремо розглянуті сучасні вимірювально-перетворювальні елементи, тенденції і перспективи розвитку таких елементів. Звичайно, існують елементи, які працюють на інших принципах, мають іншу побудову (наприклад, гідравлічні виконавчі пристрої, пневматичні датчики і перетворювачі і т.п.). Важливо вміти правильно вибрати тип елемента для конкретного застосування. Немає чітких постійних правил і установок – коли варто застосовувати елементи одного типу, а коли – іншого, оскільки постійно з'являються нові елементи. Можна сказати, що елементи різних типів конкурують між собою.

Людина постійно освоює для технічного використання нові сфери діяльності: із дуже низькими і дуже високими температурами; з високими тисками і космічним вакуумом; з надвисокими швидкостями і т.д. Традиційні засоби вимірювання і давачі тут не завжди придатні. Крім того, використовуються нові фізичні явища, що раніше на практиці не використовувалися, застосовуються новітні матеріали і технології.

Відповідно будуть з'являтися нові давачі, перетворювачі, елементи та пристрої СУА, що дозволяють автоматично отримувати необхідну інформацію, передавати її на відстань, обробляти, видавати інформацію для прийняття рішення.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Автоматизированные системы управления предприятиями и объединениями / Под ред. М.А. Соломатина М.: Экономика, 1985. – 248 с.
2. *Агейкин Д.И. и др.* Датчики систем автоматического контроля и регулирования. – М.: Машиностроение, 1965.
3. *Аш Ж. И др.* Датчики измерительных систем: В 2-х т. Пер. с франц. – М.: Мир, 1992. – 480 с.
4. *Бабиков М.А., Косинский А.В.* Элементы и устройства автоматики. – М.: Высшая школа, 1975. – 464 с.
5. *Баранов В.Я., Безновская Т.Х. и др.* Промышленные приборы и средства автоматизации. Л.: Машиностроение, 1987. – 847 с.
6. *Бесекерский В.А.* Цифровые автоматические системы. – М.: Наука, 1976 – 576 с.
7. *Боднер В.А.* Приборы первичной информации. – М.: Машиностроение, 1991. – 344 с.
8. *Боярченко М.А., Черкашина А.Г.* Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Высшая школа, 1976. – 383 с.
9. *Буловский П.И., Зайденберг М.Г.* Надежность приборов систем управления. – Л.: Машиностроение, 1975. – 328 с.
10. *Васюра А.С.* Физические основы построения первичных измерительных преобразователей // Приборы и системы управления. – 1983. – №8.
11. *Васюра А.С., Бурій В.В.* Аналіз рефрактометричного способу вимірювання густини цукрового розчину // Вісник ВПІ. – 1998. – №4.
12. *Васюра А.С., Бурій В.В.* Сенсор для вимірювання густини цукрових розчинів // Вісник ВПІ. – 1999. – №2.
13. *Васюра А.С., Довгалець С.М.* Рефрактометричні вимірювання з використанням багатозарових оптичних хвильоводів // Контроль і управління в технічних системах. – 1997. – 1 т.
14. *Васюра А.С., Довгалець С.М., Скалдуцький В.В.* Моделирование амплитудных волоконно-оптических датчиков на основе теории нечетких множеств // Приборостроение – 98. – 1998.
15. *Васюра А.С., Кривоzubченко С.Г., Кулик А.Я., Компанець М.М.* Элементы локальных систем автоматики / Навчальний посібник. – Вінниця: ІЗМН – ВДТУ, 1998. – 103 с.
16. *Васюра А.С., Кривоzubченко С.Г., Кулик А.Я., Компанець М.М., Худолій О.І.* Техніка передавання аналогової інформації / Навчальний посібник. – Вінниця: ІЗМН – ВДТУ, 1998. – 100 с.
17. *Васюра А.С., Кривоzubченко С.Г., Кулик А.Я., Компанець М.М., Худолій О.І.* Техніка передавання дискретної інформації / Навчальний посібник. – Вінниця: ІЗМН – ВДТУ, 1998. – 101 с.

18. *Васюра А.С., Кривогубченко А.Я., Компанець М.М., Возняк О.М.* Мікропроцесорні засоби передавання інформації / Навчальний посібник. – Вінниця: ІЗМН–ВДТУ, 1998. – 136 с.
19. *Васюра А.С., Папінов В.М.* Спосіб автоматизованого проектування високочастотних смісних вологомірів // Контроль і управління в технічних системах. – 1997. – 2 т.
20. *Васюра А.С., Селезньова Р.В.* Керування багатостадійним технологічним процесом в умовах точних вимірювань // Вісник ВПІ. – 1994. – №213.
21. *Васюра А.С., Селезньова Р.В.* Парадигми комп'ютерних новацій. – Вінниця: Універсум – Вінниця, 1998. – 135 с.
22. *Виглеб Г.* Датчики: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 196 с.
23. *Глушков В.М.* Введение в АСУ. – К.: Техніка, 1974. – 320 с.
24. *Головка Д.Б., Рего К.Г., Скрипник Ю.О.* Автоматика і автоматизація технологічних процесів. – К.: Либідь, 1997. – 232 с.
25. *Головка Д.Б., Скрипник Ю.О., Глазков Л.А. та ін.* Засоби вимірювання автоматичного зрівноваження. К.: Либідь, 1994. – 288 с.
26. *Дубровский И.М., Егоров Б.В., Рябошанка К.П.* Справочник по физике. – Киев: Наукова думка, 1986. – 557 с.
27. *Емельянов А.И., Капник О.В.* Проектирование систем автоматизации технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
28. *Етифанов А.Д.* Надежность систем управления. – М.: Машиностроение, 1975. – 180 с.
29. *Залманзон Л.А.* Беседы об автоматике и кибернетике. М.: Наука, 1985. – 416 с.
30. *Иващенко Н.Н.* Автоматическое регулирование. – М.: Машиностроение, 1978. – 735 с.
31. *Измерения в промышленности: Справ. изд. в 3-х т. Пер. с нем. / Под ред. П. Профоса.* – М.: Металлургия, 1990.
32. *Измерение электрических и неэлектрических величин / Под ред. Н.Н. Евтихеева.* – М.: Энергоатомиздат, 1990.
33. *Келим Ю.М.* Электромеханические и магнитные элементы систем автоматизации. – М.: Высшая школа, 1991. – 304 с.
34. *Коновалов Л.И., Петелин Д.П.* Элементы и системы электроавтоматики. – М.: Высшая школа, 1985. – 216 с.
35. *Краскевич В.Е., Зелинский К.Х., Гречко В.И.* Численные методы в инженерных исследованиях. – Киев: Вища школа, 1986. – 263 с.
36. *Кулаков М.В.* Технологические измерения и приборы. М.: Машиностроение, 1983. – 424 с.
37. *Куликовский К.Л., Купер В.Я.* Методы и средства измерений. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.
38. *Лаврова А.Т.* Элементы автоматических приборных устройств. – М.: Машиностроение, 1975. – 456 с.

39. Лисогор В.М., Шабатура Ю.В., Бугайов Ю.В. Оптические методы рефрактометрии в контроле продуктов цукрового виробництва // Вісник ВПІ. – 1998. – №3.
40. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. – М.: Машиностроение, 1977. – 464 с.
41. Маликов В.Т., Бадинтер Е.Я., Васюра А.С. Особенности применения литого микропровода для первичных преобразователей газоанализаторов // Информационные измерительные системы. – 1975.
42. Маликов В.Т., Мошк И.Б., Васюра А.С. Перспективы измерения влажности на базе пленочных и нитевидных элементов // Первичные измерительные преобразователи. – 1977.
43. Маликов В.Т., Мокін Б.И., Васюра А.С. Устройство отбора и преобразования информации для автоматизации шнековых процессов // Коммутационно-модуляционные методы и системы для получения измерительной информации о технологических процессах. – 1973.
44. Мартюшов К.И., Тихонов А.И., Зайцев Ю.В. Прецизионные непровольочные резисторы. – М.: Энергия, 1979. – 192 с.
45. Масленников И.М., Содиева Ю.Н. и др. Практикум по автоматике и системам управления производственными процессами. М.: Химия, 1986. – 336 с.
46. Миловзоров В.П. Элементы информационных систем. – М.: Высшая школа, 1989.
47. Миловзоров В.П. Электромагнитные устройства автоматики. – 4-е изд. – М.: Высшая школа, 1983.
48. Михайлов В.С. АСУ та САПР /Введення в спеціальність. – Вінниця: МНВП ІТІ, 1994. – 149 с.
49. Мокін Б.І., Мокін В.Б. Математичні методи ідентифікації електромеханічних процесів. – Вінниця: Універсум – Вінниця, 1998. – 153 с.
50. Наладка автоматических систем и устройств управления технологическими процессами /Под ред. А.С. Клюева. М.: Энергия, 1977. – 400 с.
51. Нетушил А.В., Пастернак Е.Б., Балтрушевич А.В. и др. Теория автоматического управления. -- М.: Высшая школа, 1972. – 430 с.
52. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника. – М.: Радио и связь, 1989. – 360 с.
53. Носов Ю.Р., Сидоров А.С. Оптроны и их применение. – М.: Радио и связь, 1981.
54. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. – Киев: Вища школа, 1980. – 560 с.
55. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – Киев: Вища школа. -- 1983. – 465 с.
56. Подлесный Н.И., Рубанов В.Г. Элементы систем автоматического управления и контроля. – К.: Вища школа, 1982.
57. Подлипенский В.С., Сабинин Ю.А., Юрчук Л.Ю. Элементы и устройства автоматики. – Санкт-Петербург: Политехника, 1995. – 472 с.

58. Расчет измерительных и усилительных элементов автоматических систем / Под ред. Н.М. Чумакова. – Киев: Техника, 1971. – 356 с.
59. Расчет исполнительных, корректирующих и преобразовательных элементов автоматических систем / Под ред. Н.М. Чумакова. – Киев: Техника, 1971. – 308 с.
60. *Розенблат М.А.* Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Наука, 1974. – 768 с.
61. *Ротач В.Я.* Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. – М.: Энергия, 1973. – 440 с.
62. *Скрипник Ю.О., Бондар В.М., Бевз В.І. та ін.* Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології / Посібник-довідник. – К. – ІЗМН, 1996. – 608 с.
63. *Скрипник Ю.А., Бондарь В.М., Рего К.Г.* Микропроцессорные средства для управления технологическими объектами. К.: УМК ВО, 1989. – 108 с.
64. *Скрипник Ю.А., Дубровский В.А., Танюк В.А.* Контроль параметров технологических процессов в легкой промышленности. К.: Техника, 1980. – 240 с.
65. *Сигорский В.П.* Математический аппарат инженера. – Киев: Техніка, 1975. – 766 с.
66. *Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В.* Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. – М.: Машиностроение, 1985.
67. *Сотсков Б.С.* Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. М.–Л.: Энергия, 1965. – 567 с.
68. Справочник по средствам автоматики / Под ред. В.Э. Низз и И.В. Антика. – М.: Энергоатомиздат, 1983.
69. *Ступель Ф.А.* Электромеханические датчики и преобразователи электрических величин. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 116 с.
70. Схемотехника ЭВМ / Под ред. Г.Н. Соловьева. – М.: Высшая школа, 1985. – 391 с.
71. *Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровский В.О.* Високоточні засоби вимірювання фізичних величин із самоналагодженням і автокорекцією похибок / Навчальний посібник. – К.: ІЗМН, 1996. – 672 с.
72. *Танатар А.И.* Элементы промышленной автоматики и их динамические свойства. – Киев: Техника, 1975. – 232 с.
73. Технические средства автоматики / В.В. Кишнев, В.А. Иванов и др. – М.: Металлургия, 1981. – 240 с.
74. Техническая кибернетика. Кн. 1. Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства. – М.: Машиностроение, 1973. – 671 с.
75. Техническая кибернетика. Кн. 2. Усилительные устройства, корректирующие элементы и устройства. – М.: Машиностроение, 1975. – 687 с.

76. *Тищенко Н.М.* Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. – М.: Энергия, 1979. – 471 с.
77. *Удалов Н.П.* Электронные устройства автоматики. – М.: Машиностроение, 1982. – 288 с.
78. *Цапенко М.П.* Измерительные информационные системы. – М.: Энергия, 1974. – 318 с.
79. *Цыпкин Я.З.* Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560 с.
80. *Четвертков И.И., Коросько Н.М.* Потенциометры. – М.: Сов. радио, 1978. – 64 с.
81. *Шкатов Б.Ф.* Технические измерения и КИП на предприятиях химической промышленности. М.: Химия, 1986. – 320 с.
82. Элементы и устройства на цилиндрических магнитных доменах. Справочник / Под ред. Н.Н. Евтихиева, Б.Н. Наумова. – М.: Радио и связь, 1987. – 488 с.
83. А.с. №813232 СССР. Тепловой преобразователь состава газов / Васюра А.С. / 1981.
84. Патент №22338 А Україна. Фотоелектричний рефрактометр / Бурій В.В., Васюра А.С., Дмитрієв Ю.О. / 1998.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ УКРАЇНИ  
Вінницький державний технічний університет

Навчальне видання  
Анатолій Степанович Васюра

# ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ І АВТОМАТИКИ

Навчальний посібник

Редактор В.О. Дружиніна

Тир. 60 прим. Зам. №

---

ВДТУ, 286021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 95