

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЕЛЕМЕНТИ І ПРИСТРОЇ АВТОМАТИКИ ТА СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра,
за освітньою програмою «Комп'ютерно-інтегровані системи та технології
в приладобудуванні»
спеціальності 151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

Укладачі: О.М. Безвесільна, Т.О. Толочко

Електронне мережне навчальне видання

Київ

КПІ ім. Ігоря Сікорського
2023

Рецензенти: Квасніков В.П. докт. техн. наук, професор, завідувач кафедри комп'ютеризованих електротехнічних систем та технологій-Національного авіаційного університету
Маслов В.П. д.т.н., проф., завідувач відділом фізико-технологічних основ сенсорного матеріалознавства інституту фізики напівпровідників ім. В.Є Лашкарьова НАН України
Відповідальний редактор: Киричук Ю.В., д.т.н., проф., завідувач кафедри автоматизації та систем неруйнівного контролю КПП ім. Ігоря Сікорського

*Гриф надано Методичною радою КПП ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 6 від 30.03.2023 р.)
за поданням Вченої ради Приладобудівного факультету
(протокол № 2/23 від 27.02.2023 р.)*

В основу навчального посібника покладено матеріали курсу лекцій «Елементи і пристрої автоматики та систем управління». Навчальний посібник складено для студентів усіх форм навчання освітнього рівня «бакалавр» за спеціальністю 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології з метою допомоги під час підготовки до занять та складання заліку з дисципліни «Елементи і пристрої автоматики та систем управління». У навчальному посібнику викладено основні фундаментальні теоретичні положення з питань елементів і пристроїв автоматики та систем управління (ЕПАСУ), наведено методику та приклади розрахунків ЕПАСУ, а також відомості про практичне застосування ЕПАСУ і нові напрямки у галузі розробки та удосконалення ЕПАСУ. Акцент зроблено на сучасні найбільш досконалі різновиди ЕПАСУ, такі як пристрої інформаційно-вимірювальної техніки та автоматизації, які практично не описані у технічній літературі. Наприкінці кожного розділу навчального посібника запропоновано задля закріплення та перевірки набутих знань та навичок питання для самоконтроля.

Призначено для бакалаврів, аспірантів, докторантів з автоматизації, приладобудівних спеціальностей вищих навчальних закладів, а також для фахівців науково-дослідних і проектно-конструкторських організацій з автоматизації, приладобудування та машинобудування.

Реєстр. № НП22/23-554.Обсяг 19,0 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Перемоги, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів
і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© КПП ім. Ігоря Сікорського, 2023

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК ТЕРМІНІВ, ЇХ ВИЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	8
ПЕРЕДМОВА	9
ВСТУП	10
Розділ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН В МЕХАНІЧНІ	19
1.1. Магнітоелектричні перетворювачі (МЕ).....	19
1.1.1. Магнітоелектричний гальванометр.....	20
1.1.2. Магнітоелектричні логометри	24
1.1.3. Магнітоелектричні силові елементи	30
1.2. Електромагнітні перетворювачі (ЕП)	33
1.3. Електро- та феродинамічні перетворювачі	36
1.4. Індукційні перетворювачі (ІП)	46
1.5. Контрольні питання до розділу 1	52
Розділ 2. МІКРОМАШИНИ	53
2.1. Класифікація мікромашин	53
2.2. Загальні питання теорії та конструювання	54
2.3. Класифікація мікродвигунів	57
2.4. Основні характеристики і параметри мікродвигунів.....	57
2.4.1. Механічна характеристика.....	57
2.4.2. Номінальна кутова швидкість, кутова швидкість холостого ходу.....	59
2.4.3. Номінальний і пусковий моменти двигуна	59
2.4.4. Регулювальні характеристики	59
2.4.5. Потужність, коефіцієнт корисної дії.....	59
2.4.6. Напруга рушання	60
2.5. Асинхронні мікромашини.....	60
2.5.1. Загальна характеристика	60
2.5.2. Асинхронні мікромашини як двигуни	61
2.5.3. Рівняння руху двофазного асинхронного двигуна	68
2.6. Асинхронні тахогенератори	70

2.7. Обертові трансформатори.....	74
2.8. Сельсини	79
2.9. Синхронні мікромашини.....	88
2.10. Мікромашини постійного струму	104
2.11. Контрольні питання до розділу 2	112
Розділ 3. ЕЛЕКТРОМАГНІТНЕ РЕЛЕ	113
3.1. Принцип дії, механічна і тягова характеристики нейтрального електромагніту постійного струму	113
3.2. Тягове зусилля електромагніту	115
3.3. Розрахунок електромагніту постійного струму.....	121
3.4. Перехідні процеси і швидкодія електромагніту постійного струму ...	126
3.5. Контактні перетворювачі.....	131
3.6. Поляризоване реле та віброперетворювачі	136
3.7. Магнітокеровані контакти	139
3.8. Електромагніти змінного струму	141
3.9. Контрольні питання до розділу 3	145
Розділ 4. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ.....	146
4.1. Загальні відомості.....	146
4.2. Стабільність постійних магнітів	148
4.3. Намагнічування та розмагнічування магнітів	150
4.4. Розрахунок систем методом відношень	152
4.5. Розрахунок методом послідовного підсумовування.....	160
4.6. Контрольні питання до розділу 4	162
Розділ 5. ГІДРАВЛІЧНІ ТА ПНЕВМАТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....	163
5.1. Загальна характеристика.....	163
5.2. Принцип дії ГП	164
5.3. Вимірювальні схеми ГП	168
5.4. Вибір параметрів вимірювальних схем за даними метрологічними характеристиками	175

5.5. Особливості вибору параметрів вимірювальних схем з кількома вимірювальними соплами	180
5.6. Сильфонні диференціальні ГП та їх розрахунок	183
5.7. Розрахунок мембранних перетворювачів	187
5.8. Компенсаційні перетворювачі та їх розрахунок	193
5.9. Широкодіапазонні вимірювальні схеми з ежекторними соплами	197
5.10. Похибки, притаманні безконтактним вимірювальним пристроям....	203
5.10.1. Вплив кривини поверхні контрольованої деталі	203
5.10.2 Вплив зміщення контрольованої деталі	205
5.10.3. Вплив шорсткості поверхні контрольованої деталі	206
5.11. Динамічні характеристики.....	207
5.12. Контрольні питання до розділу 5	211
Розділ 6. ЧАСТОТНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....	212
6.1. Контрольні питання до розділу 6	217
Розділ 7. ОПТИКО-ЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ	218
7.1. Основні властивості оптичних випромінювань	218
7.1.1. Принцип дії ОП	218
7.1.2. Конструкція ОП.....	218
7.1.3. Закони поширення оптичних випромінювань	219
7.2. Джерела оптичних випромінювань.....	222
7.2.1. Коротка характеристика основних джерел оптичних випромінювань	222
7.2.2. Лампи розжарювання	222
7.2.3. Газорозрядні джерела світла.....	222
7.2.4. Електролюмінесцентний конденсатор.....	223
7.2.5. Інжекційні світлодіоди	224
7.2.6. Оптичні квантові генератори (лазери).....	225
7.3. Приймачі оптичних випромінювань.....	226
7.3.1. Коротка характеристика приймачів оптичних випромінювань (теплових і фотоелектричних)	226
7.3.2. Теплові приймачі. Основні різновиди. Принцип дії	227

7.3.3. Фотоелектричні приймачі (ФП). Основні характеристики ФП ..	228
7.3.4. Основні різновиди ФП.....	230
7.4. Оптрони. Конструкція. Використання. Принцип дії. Переваги та недоліки. Режим роботи оптрона	245
7.5. Вимірювальні кола оптичних перетворювачів	249
7.5.1. Одноканальне вимірювальне коло	249
7.5.2. Двоканальне або диференціальне вимірювальне коло	249
7.5.3. Основні елементи розрахунку оптичних перетворювачів.....	252
7.6. Приклади практичного застосування оптичних перетворювачів.....	253
7.6.1. Оптикоелектричні прилади для вимірювання лінійних розмірів ...	254
7.6.2. Оптикоелектричні прилади для вимірювання кутових розмірів	255
7.6.2.1. Оптикоелектричний датчик кута із заслінкою.....	255
7.6.2.2. Оптикоелектричний датчик кута з дзеркалом	255
7.6.2.3. Оптикоперетворювачі "кут (переміщення) – код"	256
7.6.2.4. Оптиковимірювач кутових переміщень і кутових швидкостей на основі цифрової відеокамери.....	261
7.6.3. Оптикоелектричні растрові перетворювачі.....	265
7.7. Контрольні питання до розділу 7	273
Розділ 8. ТЕПЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....	274
8.1. Загальні положення	274
8.1.1. Терміни та визначення.....	274
8.1.2. Рівняння теплового балансу.....	277
8.1.3. Характер перехідного процесу теплопередачі.....	279
8.2. Термоелектричні перетворювачі (термопари).....	281
8.2.1. Принцип дії термопар	281
8.2.2. Принципові схеми термопар	283
8.2.3. Матеріали для термопар	285
8.2.4. Подовжувальні термоелектроди.....	288
8.2.5. Похибки термопар.....	289
8.2.6. Конструкція термопар	292
8.3. Терморезистори.....	295

8.3.1. Термометри опору.....	295
8.3.2. Конструкція термометрів опору	297
8.3.3. Термістори	298
8.3.4. Конструкція та матеріали термісторів	299
8.3.5. Коректуючі ланки термісторів.....	301
8.3.6. Вимірювальні ланки терморезисторів	302
8.4. Інші типи термочутливих елементів та їх застосування	304
8.4.1. Вимірювання швидкості потоку	306
8.4.2. Термoeлементи у газоаналізаторах	309
8.4.3. Вимірювання механічних переміщень.....	312
8.5. Контрольні питання до розділу 8	313
Розділ 9. МАГНІТОПРУЖНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ.....	314
9.1. Контрольні питання до розділу 9	325
Алфавітний покажчик термінів	326
Список рекомендованої і використаної літератури.....	327

ПЕРЕЛІК ТЕРМІНІВ, ЇХ ВИЗНАЧЕНЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ЕПАСУ - елементи і пристрої автоматики та систем управління

САУ - системах автоматичного управління

АД - асинхронний двигун

ОТ - обертовий трансформатор

СКОТ – синусно-косинусний обертовий трансформатор

ЛОТ – лінійний обертовий трансформатор

ГД – гістерезисний двигун

РД – реактивний двигун

ГП – гідро- пневмоперетворювачі

МЕ – магнітоелектричний елемент

Комп'ютерна модель — це алгоритми і рівняння, що використовуються для захоплення поведінки модельованої системи та для отримання нових знань про об'єкт чи для наближеної оцінки поведінки систем, занадто складних для аналітичного дослідження.

Комп'ютерне моделювання є фактичним ходом програми, яка містить рівняння або алгоритми, якими описується поведінка комп'ютерної моделі.

Моделювання є процесом запуску моделі, яка спершу побудована, а потім або «запущена» або, що еквівалентно «запущене моделювання».

Текстовий (конструкторський) документ – конструкторський документ, що містить переважно суцільний текст.

Розрахунок – текстовий документ, що містить алгоритм і (або) результати обчислювання параметрів і величин.

ПЕРЕДМОВА

В автоматизації, у системах автоматичного управління (САУ) та у сучасних інформаційних комп'ютерних системах, у приладобудуванні та машинобудуванні широко використовуються елементи і пристрої автоматики та систем управління (ЕПАСУ), які, в залежності від галузі використання, також називають “вимірювальні перетворювачі”.

Без ЕПАСУ не відбувається жоден вимірювальний або автоматизований технологічний процеси.

При підготовці спеціалістів у галузі автоматизованого управління технологічними процесами, приладобудування, машинобудування, механіки, радіотехніки питанням ЕПАСУ приділяється велика увага.

В основу навчального посібника покладено цикл лекцій з однойменної дисципліни, яка викладається для студентів приладобудівного факультету Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”.

Укладачі навчального посібника висловлюють щирі подяку рецензентам за поради та зауваження, які посприяли підвищенню якості навчального посібника.

ВСТУП

Сфера застосування ЕПАСУ. Актуальність розробки та використання ЕПАСУ

Один із напрямків науково-технічного прогресу – вдосконалення існуючих і створення нових засобів вимірювань, зокрема ЕПАСУ, які призначені для перетворення електричних величин у зручні для вимірювань або подальших перетворень вихідні сигнали і які все ширше застосовуються як у вимірювальній техніці, так і в автоматизованих системах керування технологічними процесами.

На теперішній час велика увага приділяється подальшому розвитку інформаційно-вимірювальної техніки (і зокрема ЕПАСУ), призначеної для автоматизованих систем керування. Тому актуальним є розширення виробництва ЕПАСУ для наукових досліджень, контролю за станом навколишнього середовища, а також сучасних медичних приладів і апаратури. Тисячі фізичних величин (в тому числі струм, напруга та ін.) доводиться вимірювати за різноманітних, іноді несприятливих умов, що неможливо без досконалих ЕПАСУ.

Подальший розвиток космічних досліджень, проникнення вимірювань в області надвисоких і наднизьких температур і тисків, частот і енергій, вивчення таємниць живого організму, боротьба з хворобами, охорона навколишнього середовища та праці людини, коли умови вимірювань стають все складнішими, дають поштовх до створення принципово нових засобів вимірювань і насамперед ЕПАСУ.

Мета даного навчального посібника (НП) – викласти принцип дії, основи теорії та розрахунку основних типів елементів і пристроїв автоматики та систем управління.

Завдання навчального посібника:

- навести основні відомості, необхідні для теоретичного вивчення пристроїв, які виконують функціональне перетворення за контрольованим або

керованим параметром у процесі передачі інформації по вимірювальному колу різноманітних видів вимірювання (струму, напруги та ін.);

- надати основні положення для набуття вмінь та навичок щодо розрахунку та проектування типових ЕПАСУ;

- розкрити професійну, методичну направленість дисципліни, її зв'язок з іншими дисциплінами спеціальності.

У навчальному посібнику передбачено:

- викладення основних відомостей про нові досягнення вчених у галузі створення ЕПАСУ, удосконалення техніки наукового експерименту, що потребує, у свою чергу, створення великого класу високоточних та надійних перетворювачів,

- висвітлення основних перспективних напрямів в області ЕПАСУ;

- викладення в систематизованому вигляді методів розрахунків найбільш поширених і перспективних перетворювачів.

Основні задачі, що стоять перед студентом при вивченні навчальної дисципліни, користуючись даним навчальним посібником:

набути компетентності:

- здатність здійснення безпечної діяльності;
- здатність обґрунтовувати вибір ЕПАСУ на основі розуміння принципів їх роботи аналізу їх властивостей, призначення і технічних характеристик з урахуванням вимог до системи автоматизації і експлуатаційних умов; налагоджувати ЕПАСУ;
- здатність проектувати, виробляти, випробувати, встановлювати та експлуатувати інформаційне обладнання, ЕПАСУ, комп'ютерно-інтегрованих систем обліку енергоносіїв, газу, води, теплової енергії в нафтогазовій галузі, промисловості, ЖКГ та на рухомих об'єктах;
- здатність проектувати, виготовляти, встановлювати, налагоджувати та експлуатувати комп'ютерно-інтегровані ЕПАСУ засобів вимірювання ваги, сили, тиску, швидкості, прискорення та інших фізичних величин;
- здатність проектувати ЕПАСУ комп'ютерно-інтегрованих систем та апаратів сучасного автоматичного, оптико-електронного та радіолокаційного військового та цивільного обладнання;

- проводити наукові дослідження у галузі ЕПАСУ;
- використовувати методи проведення наукових досліджень по ЕПАСУ, методики обрання відповідних ЕПАСУ і математичної обробки отриманих даних на ЕОМ;
- використовувати математичні методи рішення задач зі спеціальності, прийоми самостійної роботи для освоєння матеріалу лекцій і вивчення технічної літератури в галузі ЕПАСУ.

набути знання:

- знати суть процесів, що відбуваються в об'єктах автоматизації (за галузями діяльності) та вміти проводити аналіз об'єктів автоматизації і обґрунтовувати вибір структури, алгоритмів та схем керування ними на основі результатів дослідження їх властивостей;
- знати принципи роботи технічних засобів автоматизації та вміти обґрунтувати їх вибір на основі аналізу їх властивостей, призначення і технічних характеристик з урахуванням вимог до системи автоматизації та експлуатаційних умов; мати навички налагодження технічних засобів автоматизації та систем керування;
- знати основні положення і вимоги основних Державних стандартів України (ДСТУ), що стосуються галузі знань;
- знати основні положення метрологічного забезпечення виробництва виробів в галузі автоматизації та приладобудування;
- світоглядних проблем дисципліни ЕПАСУ автоматизованих приладів та систем;
- основних напрямків і перспектив розвитку приладобудування, контрольно-вимірювальної техніки, ЕПАСУ;
- математичних методів рішення задач зі спеціальності, прийомів самостійної роботи для освоєння матеріалів лекцій і вивчення технічної літератури;
- методів проведення наукових досліджень по ЕПАСУ, методики обрання відповідних ЕПАСУ і математичної обробки отриманих даних на ЕОМ;
- предмета дисципліни ЕПАСУ його ролі у кваліфікації спеціаліста.

набути умінь:

- вміти застосовувати знання про основні принципи та методи вимірювання фізичних величин і основних технологічних параметрів для обґрунтування вибору засобів вимірювань та оцінювання їх метрологічних характеристик;
- вміти проектувати багаторівневі системи керування і збору даних для формування бази параметрів процесу та їх візуалізації за допомогою засобів людино-машинного інтерфейсу, використовуючи новітні комп'ютерно-інтегровані технології;
- володіти раціональними прийомами пошуку і використання науково-технічної інформації у галузі ЕПАСУ;
- використовувати сучасну обчислювальну техніку при дослідженні і проектуванні ЕПАСУ приладів точної механіки;
- виконувати всі необхідні розрахунки при дослідженні і проектуванні ЕПАСУ приладів точної механіки;
- самостійно приймати рішення, обирати критерії і методи оптимізації і оптимізувати параметри ЕПАСУ приладів точної механіки;
- користуватися сучасним математичним апаратом та ЕОМ при рішенні інженерних задач у галузі ЕПАСУ за профілем спеціальності.

набути навички:

- володіти сучасним математичним апаратом та ЕОМ при рішенні складних інженерно-технічних задач у галузі перетворювачів механічних величин в електричні за профілем спеціальності,
- здійснювати необхідні розрахунки при дослідженні і проектуванні перетворювачів електричних величин у механічні,
- самостійно приймати рішення, обирати критерії і методи оптимізації і оптимізувати параметри перетворювачів електричних величин у механічні.

набути досвід:

- проводити наукові дослідження у галузі ЕПАСУ приладів та приладових систем,

- використовувати методи проведення наукових досліджень по ЕПАСУ, методики обрання відповідних ЕПАСУ і математичної обробки отриманих даних на ЕОМ,
- використовувати математичні методи рішення задач зі спеціальності, прийомів самостійної роботи для освоєння матеріалів лекцій і вивчення технічної літератури.

Фактори, що визначають особливу роль ЕПАСУ, як елементів засобів вимірювання

Особлива роль ЕПАСУ, як елементів засобів вимірювань, визначається такими факторами:

1. Точність багатьох засобів вимірювань, що містять первинні вимірювальні перетворювачі або ЕПАСУ, здебільшого визначається точністю саме ЕПАСУ, оскільки вторинні засоби вимірювань досить досконалі. Поліпшення характеристик первинних перетворювачів буде й надалі головною передумовою підвищення точності засобів вимірювань у цілому;

2. Все більшого значення набувають вимірювальні перетворювачі, принципи роботи яких ґрунтуються на нових фізичних явищах. Ці перетворювачі потребують детального вивчення й вдосконалення, зокрема уточнення їх фізичних принципів перетворення, щоб можна було отримати найбільш вірогідне рівняння перетворення і сконструювати ЕПАСУ з кращими метрологічними та технічними характеристиками.

Зв'язок ЕПАСУ і різних галузей науки та техніки

Розвиток вимірювальної техніки (і зокрема ЕПАСУ) у значній мірі визначається досягненнями у галузі фізики, хімії та інших наук. У свою чергу, досягнення згаданих наук залежать від досконалості технічних засобів проведення наукових експериментів, тобто від досконалості ЕПАСУ.

Розвитку ЕПАСУ сприяли такі досягнення в галузі фізики, як відкриття явищ термоелектрики, надпровідності, ефектів Гаусса і Холла, Джозефсона та Месебауера, ядерного магнітного резонансу, а також досягнення у галузі напівпровідникової електроніки, електрохімії та інших наук.

Найважливіші наукові результати, досягнуті в галузі ЕПАСУ

Енергетичне тлумачення принципу роботи вимірювальних перетворювачів (ЕПАСУ), що базується на двох фундаментальних законах (законі, збереження енергії та принципі оборотності), стало передумовою для створення академіком А.А. Харкевичем основ загальної теорії вимірювальних перетворювачів і представлення цих перетворювачів у вигляді пасивних чотирьохполюсників зі сторонами різної фізичної природи [1-7].

Така теорія дає змогу описувати основні властивості перетворювачів, не вдаючись (до певного моменту) до розгляду конкретних перетворювачів.

Розвиток загальної теорії вимірювальних перетворювачів відображено в працях Л.О. Островського. Фундаментальним дослідженням з питань систематизації перетворювачів фізичних величин, що випускаються промисловістю, є праця Д.І. Агейкіна та співавторів.

Проблему машинного синтезу систем корекції вимірювальних перетворювачів вирішено в працях П.М. Таланчука. Узагальнюючими в галузі побудови гальваномagnetних перетворювачів є праці О.К. Хомерики, зокрема.

Усе більшого значення набувають питання аналізу і синтезу вимірювальних перетворювачів, розвинуті в працях М.Т. Заріпова, Ю.І. Петрової, а також проблеми розвитку нових фізичних принципів і засобів ЕПАСУ тощо.

Нові завдання в галузі ЕПАСУ

Сучасний розвиток і вдосконалення ЕПАСУ, системний підхід до проектування цих засобів вимірювань ставлять перед розробниками ЕПАСУ нові завдання. Для їх виконання необхідно:

1. Уніфікувати й стандартизувати конструкції ЕПАСУ, узгоджувати основні параметри окремих перетворювачів складних вимірювальних пристроїв і систем, вдосконалюючи методи корекції їх характеристик;
2. Застосовувати комплексний підхід до проектування і використання ЕПАСУ з урахуванням конкретних умов їх експлуатації, спираючись на конструктивні, технологічні та структурні методи поліпшення їх характеристик;

3. Встановлювати залежності між метрологічними характеристиками та конструктивними параметрами ЕПАСУ для визначення оптимальних значень останніх.

Місце ЕПАСУ (вимірювального перетворювача) у складі сучасних засобів вимірювання

Сучасна вимірювальна техніка дає змогу отримувати, передавати, перетворювати, зберігати контрольну інформацію, порівнювати контрольну та програмну інформацію, а також формувати командну інформацію для впливу на процес, яким керують.

Засіб вимірювань, призначений для вироблення сигналу вимірювальної інформації в формі, доступній для безпосереднього сприймання спостерігачем, називають приладом.

Прилади є поєднанням найпростіших функціональних комірок – елементів і пристроїв, що виконують одну або декілька операцій з сигналами, які проходять через вимірювальну частину.

Елемент засобу вимірювань, в якому відбувається одне з ряду перетворень величини, називають перетворюючим елементом засобу вимірювань. Перетворюючий елемент не завжди конструктивно виділений, тобто один елемент конструкції засобу вимірювань може містити два і більше перетворюючі елементи, які утворюють ЕПАСУ.

Перетворюючі елементи, які виконують однакові функції, тобто однакові операції з сигналами, можуть мати найрізноманітніші принципи дії. Цим зумовлюється пошук найкращих розв'язків кожної конкретної задачі зі створення новітніх засобів вимірювань.

Види перетворень, що виконуються в приладах

Вимірювальну інформацію подають в формі сигналів. Під сигналом вимірювальної інформації розуміють сигнал, функціонально пов'язаний з фізичною величиною, що вимірюється, тобто мають на увазі умовну зміну дійсного (довжина, форма, колір тощо) або енергетичного (струм, напруга, тиск) параметра, однозначно пов'язану з інформацією, що сприймається або передається. В автоматичних пристроях в якості сигналів здебільшого вико-

ристовуюють енергетичні параметри, оскільки їх легко генерувати, формувати, передавати та перетворювати.

Сигнали вимірювальної інформації

Як сигнали застосовуються такі параметри:

- 1) у разі використання електричної енергії – сила струму, напруга, амплітуда, тривалість імпульсу, частота і т. ін.;
- 2) у разі використання енергії стисненого газу – величина тиску, потоку газу;
- 3) у разі використання енергії рідини під тиском – величина тиску, потоку рідини;
- 4) у разі використання механічної енергії – величина сили (моменту), переміщення (лінійного або кутового), швидкості (лінійної або кутової) тощо.

Види операцій, що виконуються з сигналами вимірювальної інформації

У процесі роботи вимірювального кола приладу або автоматичного пристрою з сигналами вимірювальної інформації в загальному випадку потрібно виконати такі операції:

- 1) отримати сигнал, однозначно пов'язаний з інформацією про параметр, що контролюється;
- 2) перетворити сигнал за родом енергії (наприклад, механічний сигнал в електричний);
- 3) перетворити сигнал за видом (наприклад, безперервний сигнал в імпульсний тощо);
- 4) перетворити сигнал за величиною (підсилити);
- 5) перетворити сигнал за функціональною залежністю між вхідними та вихідними сигналами;
- 6) порівняти сигнали;
- 7) розподілити сигнали за різними шляхами;
- 8) забезпечити зберігання сигналів та їх використання для впливу на процес, яким керують.

Основні питання аналізу та синтезу приладів

Проблема вдосконалення приладів, тобто поліпшення їх точнісних характеристик, підвищення надійності тощо, тісно пов'язана з розв'язанням питань аналізу та синтезу приладів. Під аналізом розуміють комплексні всебічні дослідження приладу, в результаті яких визначаються його основні характеристики за даних умов експлуатації. Синтез – це створення нових приладів, що мають наперед задані характеристики.

Основні етапи синтезу:

- 1) вибір методу вимірювання;
- 2) розробка структурної схеми;
- 3) знаходження характеристик ланок (ЕПАСУ) і порівняння їх з потрібними характеристиками для визначення похибок;
- 4) визначення характеристик і похибок приладу в цілому на основі перетворення структурної схеми.

Отже, один з головних етапів під час розробки приладу – це розрахунок характеристик ЕПАСУ і обґрунтування їх вибору.

Розділ 1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВЕЛИЧИН В МЕХАНІЧНІ

Одними із основних в дисципліні «Елементи і пристрої автоматики та систем управління» є перетворювачі електричних величин в механічні.

До числа перетворювачів електричних величин в механічні (їх іноді називають зворотними) належать [8-11]: магнітоелектричні, електромагнітні, електродинамічні, індукційні перетворювальні пристрої. Розглянемо ці перетворювачі докладніше.

1.1. Магнітоелектричні перетворювачі (МЕ)

Принцип дії МЕ ґрунтується на виникненні зусилля або моменту при взаємодії електричного струму з постійним магнітним полем. Залежно від схеми вмикання вхідною фізичною величиною МЕ може бути струм або напруга, вихідною величиною – зусилля або момент сил, які спричиняють переміщення рухомої частини.

Залежно від того, яку конфігурацію має магніт, розрізняють МЕ із зовнішнім та внутрішньорамковим магнітом [7, 11], а залежно від того, яка частина чутливого елемента рухома, розрізняють чутливі елементи з рухомою рамкою або з рухомим внутрішньорамковим магнітом.

Переваги МЕ: висока точність, великий момент обертання, який забезпечує високу чутливість, мале власне споживання потужності; лінійність характеристики. До недоліків МЕ можна віднести їх придатність для вимірювання лише постійного струму, а також відносну складність конструкції. Прагнення використати високі якості магнітоелектричного перетворювача дало поштовх до створення системи з перетворювачами змінного струму в постійний струм.

Магнітоелектричні перетворювачі широко застосовуються в електровимірювальній техніці та елементах автоматичних пристроїв. Так, їх використовують в гальванометрах різних типів, логометрах, моментних датчиках, підсумовуючих реле тощо.

Як приклад практичного застосування розглянемо роботу МЕ деяких найпоширеніших авіаційних приладів.

1.1.1. Магнітоелектричний гальванометр

На рис. 1.1 показано схему гальванометра, в МЕ якого застосовано зовнішній нерухомий магніт. Обертаючий момент, що діє на рухому систему – рамку, дорівнює, Г·см (рис. 1.2):

$$M = \frac{BlbIw}{9810} = \frac{BISw}{9810} \approx 10^{-4} BISw, \quad (1.1)$$

де B – магнітна індукція, Гс [Тл]; l – довжина активної сторони рамки, см [м]; b – ширина рамки, см [м]; I – сила струму, А; w – число витків рамки; S – активна площа рамки, см² [м²].

В одиницях СІ обертаючий момент дорівнює, Н·м:

$$M = BISw.$$

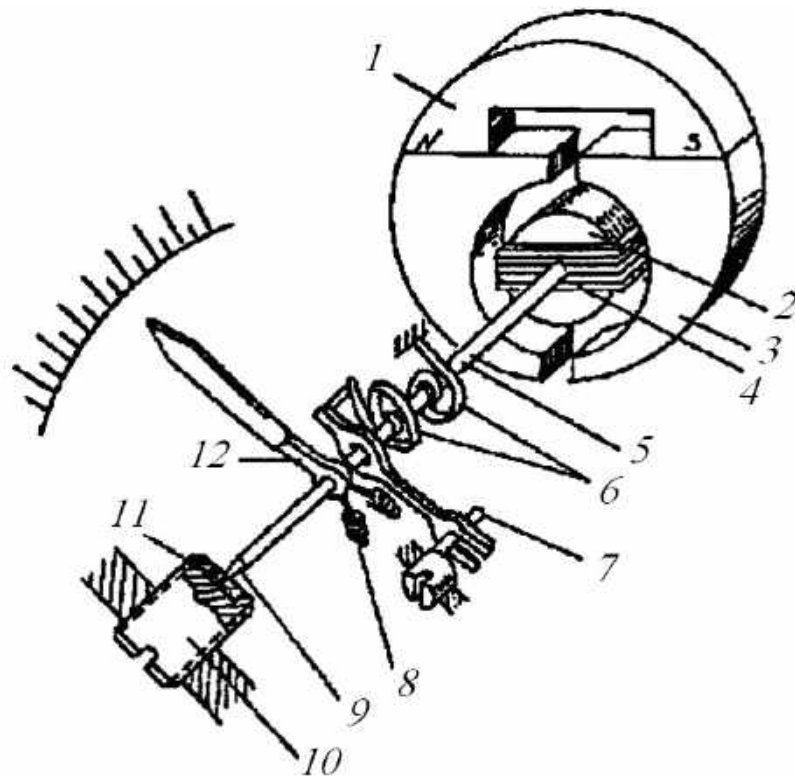


Рис. 1.1. Схема магнітоелектричного перетворювача електровимірювального приладу із зовнішнім нерухомим магнітом

Протидіючий момент створюється двома спіральними пружинками (волосинками) 6, які одночасно є струмовідводами рамки 4 (див. рис. 1.1). Протидіючий момент волосинок

$$M_{\text{пр}} = k\alpha,$$

де k – сумарна жорсткість пружин, Г·см/рад [Н·м/рад]; α – кут повороту рухомої системи, який визначається з умови рівності обертаючого і протидіючого моментів $M=M_{\text{пр}}$, рад:

$$\alpha = \frac{M}{k} \approx 10^{-4} \frac{BISw}{k}. \quad (1.2)$$

В одиницях СІ, рад,

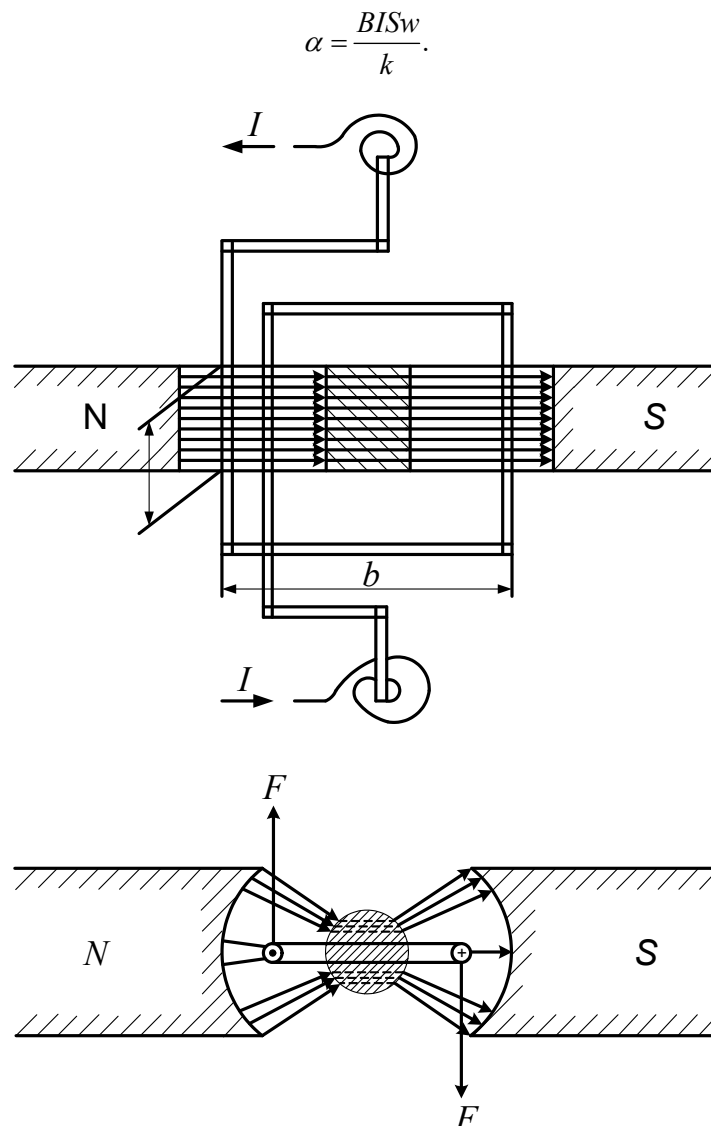


Рис. 1.2. Рухома рамка в радіальному магнітному полі

На рис. 1.3 показано схему МЕ, що застосовується в одній з конструкцій вольтамперметра. Магніт 2 циліндричної форми має поздовжній виріз по всій довжині циліндра, закріпленого алюмінієвою обоймою 3 на залізному магнітопроводі 1 Г-подібної форми. До магніту з боку осердя 6 приклеєно залізну пластинку – полюсний наконечник 4, профілюючи який, змінюють активну довжину рамки таким чином, щоб забезпечити рівномірний характер шкали. Рамку 5 встановлено з одного боку від осі обертання 8. Сторона рамки, розміщена поблизу осі, не бере участі в створенні обертаючого моменту. Нижня сторона рамки обертається в повітряному зазорі і, взаємодіючи з полем постійного магніту, створює обертаючий момент. Інші сторони рамки працюють на потоках розсіювання.

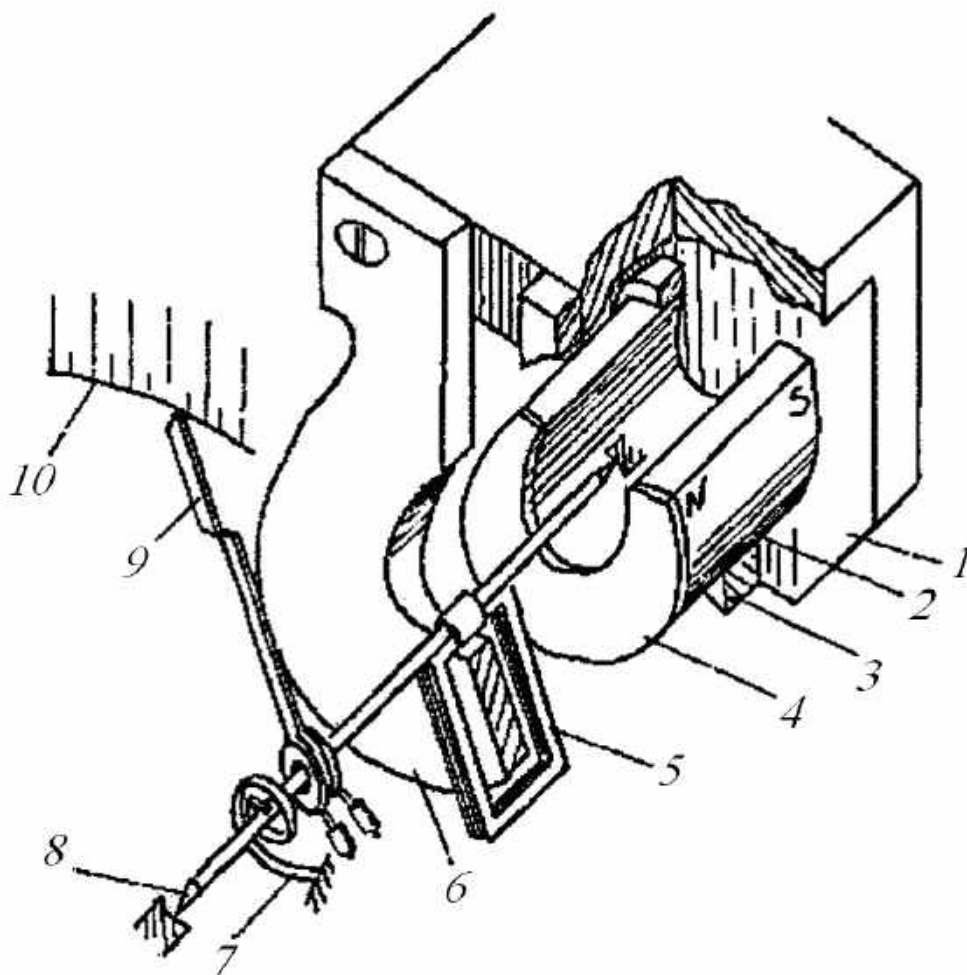


Рис. 1.3. Схема магнітоелектричного перетворювача з розміщенням рухомої рамки з одного боку

За наявності верхньої накладки спеціальної форми (рис. 1.4) в повітряному зазорі переміщуються три сторони рамки, що дає змогу дістати дещо більший обертаючий момент. Розмах шкали в такому приладі досягає 240° , що підвищує точність відліку. В тому разі, коли активними є одна вертикальна сторона рамки, віддалена на відстань R від осі обертання, та дві горизонтальні сторони, то в (1.1) замість величини $b \cdot l$ має бути $lR + 2l(R - l/2)$.

Другий доданок враховує обертаючий момент, який розвиває горизонтальна сторона рамки, коли l – її активна довжина.

Повний обертаючий момент, що діє по всій активній довжині рамки, дорівнює, Н·м:

$$M = BIw \left[lR + 2e \left(R - \frac{e}{2} \right) \right]. \quad (1.3)$$

Щоб дістати потрібний закон розподілу індукції в зазорі, застосовують полюсні наконечники (див. рис. 1.1), профільовані кільця, в які вставлено магніт циліндричної форми, тощо.

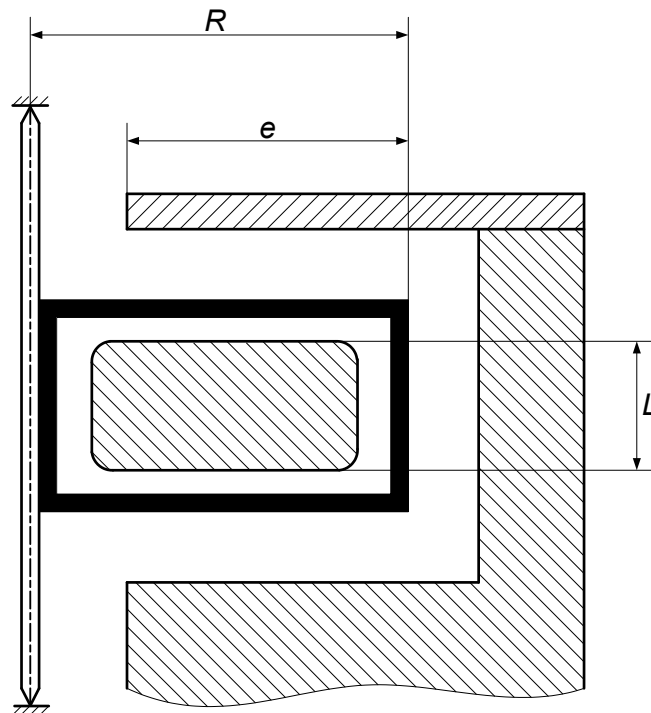


Рис. 1.4. Схема магнітоелектричного перетворювача з розміщенням трьох боків рамки в повітряному зазорі

1.1.2. Магнітоелектричні логометри

Логометрами називають прилади, які вимірюють відношення струмів або фізичних величин, функціонально пов'язаних з вимірюваним відношенням струмів. Основна перевага логометрів порівняно з гальванометрами – незалежність їх показів від коливань напруги живлення в певних межах, практично до 10% номінального значення. В логометрах всіх систем протидіючий момент створюється електричною пружиною.

В авіаційних приладах найбільшого поширення набули логометри з магнітоелектричними чутливими елементами двох типів: з рухомими рамками і нерухомим зовнішнім або внутрішньорамковим магнітом; з рухомим внутрішньорамковим магнітом. За числом рамок (катушок), що беруть участь в створенні моментів, розрізняють логометри дво- та трикутківкові і відповідно дво- та тримоментні.

Логометри з рухомими рамками. Роль протидіючої пружини в них виконує одна з рамок рухомої системи. Момент однієї з рамок направлений протилежно моменту, що створюється другою рамкою, і залежить від кута повороту рухомої системи. Ця залежність звичайно досягається розміщенням рамки в полі з індукцією в повітряному зазорі, що змінюється за кутом повороту активної довжини рамки. Положення рівноваги (величини кута відхилення рухомої системи) визначають рівністю обертаючого та протидіючого моментів (рис. 1.5). При цьому обертаючим умовно називають момент, який спричиняє переміщення рухомої системи в напрямку руху годинникової стрілки. Ці моменти дорівнюють, Н·м:

$$M_1 = B_1 S_1 I_1 w_1; \quad M_2 = B_2 S_2 I_2 w_2,$$

де B_1, B_2 – індукції в зазорі, де розміщено витки рамок З, Тл; S_1, S_2 – активні площі, м²; I_1, I_2 – сила струму в рамках, А; w_1, w_2 – число витків рамок.

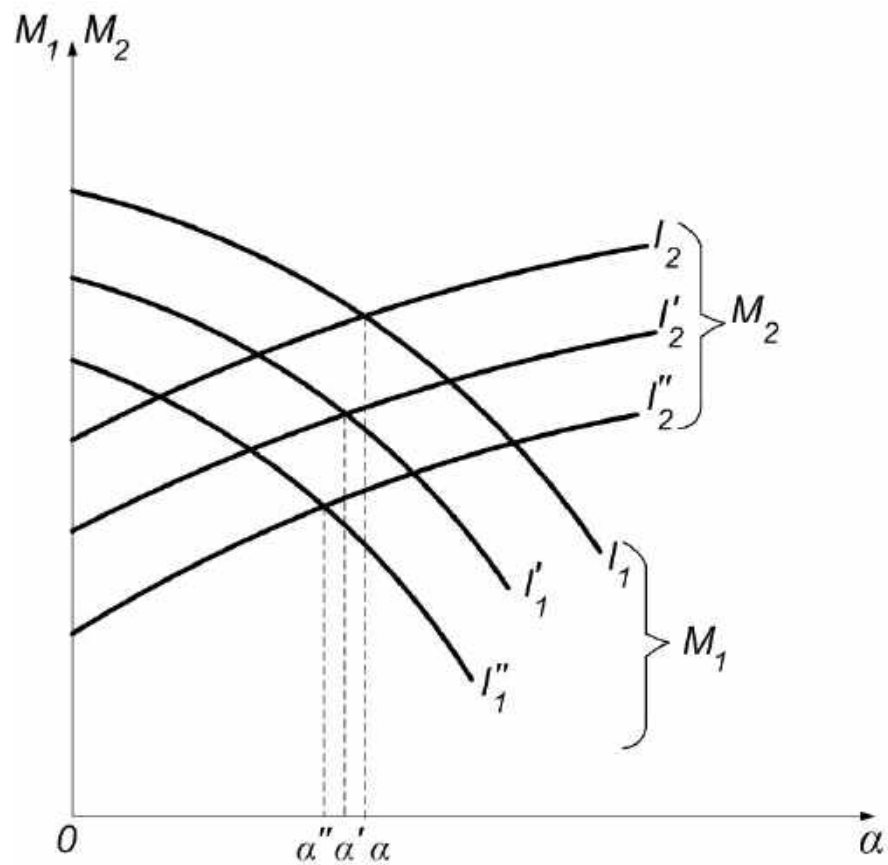


Рис. 1.5. Залежність обертаючого M_1 та протидіючого M_2 моментів від кута α повороту рухомої системи

При рівновазі рухомої системи (нехтуємо тертям в опорах)
 $M_1 = M_2$:

$$B_1 S_1 I_1 w_1 = B_2 S_2 I_2 w_2.$$

При $w_1 = w_2 = w$

$$B_1 S_1 I_1 = B_2 S_2 I_2$$

або

$$\frac{B_1 S_1}{B_2 S_2} = \frac{I_2}{I_1}.$$

Із останнього рівняння випливає, що при сталих значеннях S_1 і S_2 для роботи системи необхідно, щоб індукція в зазорі була змінною і залежала від повороту рухомої системи.

Якщо $S_1 = S_2 = S$, то

$$\frac{B_1(\alpha)}{B_2(\alpha)} = \frac{I_2}{I_1}.$$

За сталої індукції в зазорі змінюється відношення S_1/S_2 залежно від кута повороту рамок. Так, при $B_1=B_2=B$ має виконуватися умова

$$\frac{S_1(\alpha)}{S_2(\alpha)} = \frac{I_2}{I_1}.$$

Розв'язуючи здобуті рівняння відносно α , визначаємо кут відхилення рухомої системи, коли вона перебуває в рівновазі:

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right).$$

На рис. 1.6 показано магнітоелектричний логометр, в якому полюсним наконечникам надано спеціальної форми, а рамки 4 розміщені з одного боку від осі обертання рухомої системи. Конструкція забезпечує великий кут розмаху шкали (до 240° і більше). Величини моментів, що діють на рамки 4, залежать від їх розміщення відносно полюсних наконечників 2 і 3, висота яких змінюється за певним законом. При повороті рамки в рівномірному повітряному зазорі також змінюватиметься їх активна довжина. На рис. 1.6 також позначено: 1 – магніт, 5 – вузол стрілки.

На рис. 1.7, а зображено логометр з внутрішньорамковим магнітом 1 і рухомими рамками 3, розміщеними під кутому одна до одної. На рис. 1.7 позначено: 2 – магнітопровід, 4 – струмопідвідні пружини; 5 – профільоване кільце. Магніт 1 має циліндричну форму і намагнічений вздовж свого діаметра. Індукція в зазорі такої магнітної системи змінюється за синусоїдальним законом. Тоді в зоні зазору, яка збігається з нейтраллю магніту, індукція дорівнює нулю, а в зоні, розміщеній по довжині полюсів магніту, індукція досягає найбільшого свого значення B_m . Беручи за початок відліку лінію I–I нейтралі (рис. 1.7, б), запишемо для індукції B в довільному місці зазору

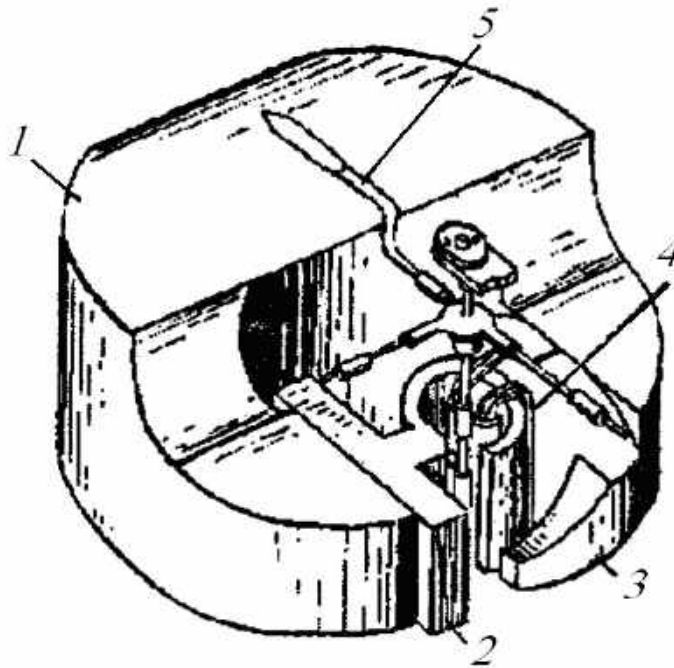


Рис. 1.6. Логометр з кутом шкали 240°

$$B = B_m \sin \alpha . \quad (1.4)$$

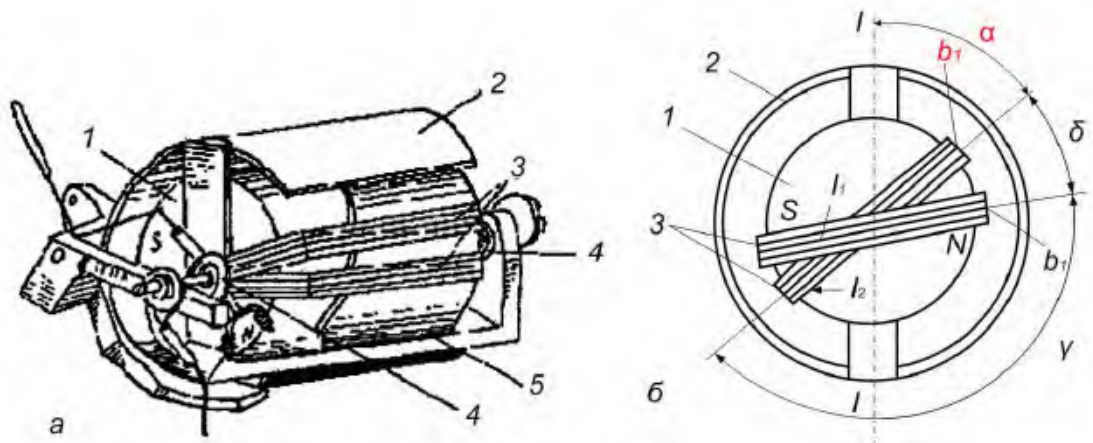


Рис. 1.7. Логометр з внутрішньорамковим магнітом (а) і рухомими рамками (б)

Кут повороту рухомої системи

$$\alpha = \arctg \frac{\sin \gamma}{\frac{I_1}{I_2} + \cos \gamma} . \quad (1.5)$$

За рівнянням (1.5) можна розрахувати шкалу логометра. Формула ця також означає, що його покази залежать від відношення струмів.

Відомі інші численні конструкції логометрів з рухомими рамками. Так, в логометрах, що застосовуються в авіаційних паливомірах, рамки рухомої системи розміщені одна під одною.

Логометр з рухомим магнітом (рис. 1.8). Логометр складається з двох пар нерухомих рамок 3 і 5, між якими проходить вісь 6 рухомої системи, яка складається з рухомого магніту 1 та стрілки 7. Рамки розміщені під певним кутом одна до одної, який дорівнює 90 або 120°. Вся система закріплена всередині пермалоевого кільцевого магнітопроводу 4, який також охороняє логометр від впливу зовнішніх магнітних полів.

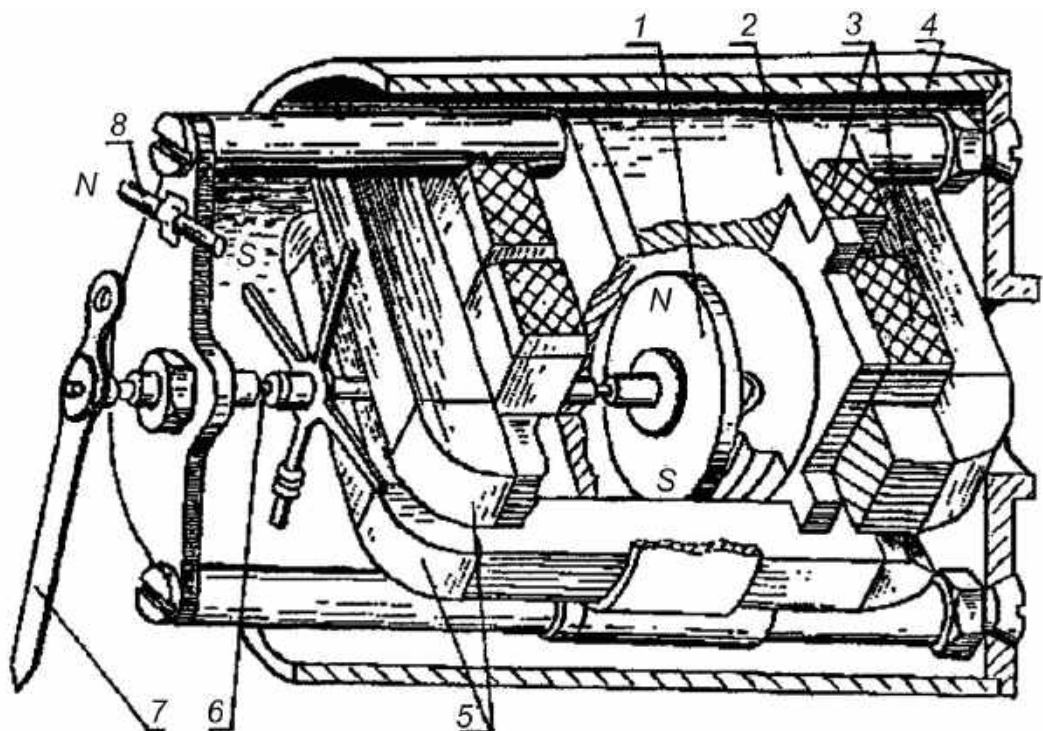


Рис. 1.8. Конструкція логометра з рухомим магнітом

Рухомий магніт 1 оточений нерухомих мідним стаканом 2, який відіграє роль заспокоювача. Невеликий нерухомий магніт 8 призначено для повернення стрілки 2 на нуль. Рухомий магніт за відсутності інших моментів (моменту тертя тощо) встановлюється за напрямком результуючого магнітного поля H обох рамок (рис. 1.9).

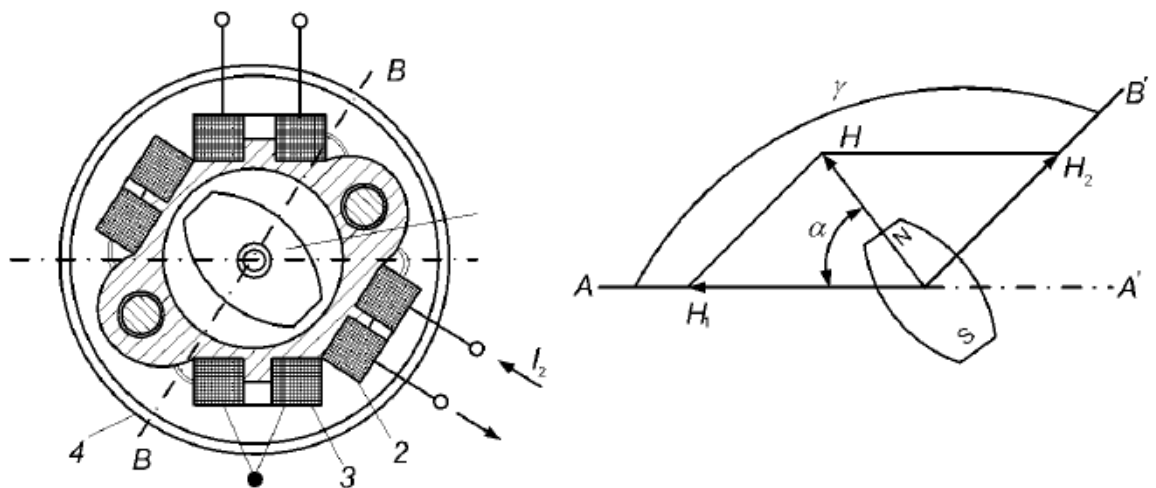


Рис. 1.9. Логометр з рухомих магнітом

На рис. 1.9 позначено: 1 – магніт; 2 і 3 – рамки; 4 – магнітопровід. Для спрощення розрахунку вважають, що магнітні поля H_1 та H_2 , що створюються кожною парою рамок, однорідні і направлені по осях AA' і BB' . Кут повороту рухомого магніту, закріпленого на одній осі з стрілкою логометра, наближено визначають за формулою

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\sin \gamma}{\frac{I_1}{I_2} + \cos \gamma}, \quad (1.6)$$

де α – кут, що відлічується від лінії AA' , на який розміщено нуль шкали; I_1, I_2 – струми, що протікають по рамках 3 і 5 логометра.

При виведенні формул (1.5) і (1.6) не враховано момент від постійного магніту, що повертає стрілку на нуль, і моменти тертя, наявність яких вносять невеликі похибки в роботу логометрів.

В деяких приладах застосовують трикутшкові логометри з рухомих магнітом. Схему таких логометрів показано на рис. 1.10. Частіше котушки розміщують під кутом 120° одна до одної. Котушки 4 розміщені на кільцевому осерді 3, набраному з пластинок магнітом'якого матеріалу. Круглий рухомий магніт 1 розміщено всередині демпфуючого алюмінієвого стакану 2. Зовні логометр екранують від зовнішніх магнітних полів стаканом 5 з м'якого заліза.

Перевага трикутшкових логометрів — це можливість повороту рухомого магніту залежно від співвідношення струмів в котушках на кут до 360° і

більше, що потрібно для роботи ряду дистанційних передач з логометричними приймачами.

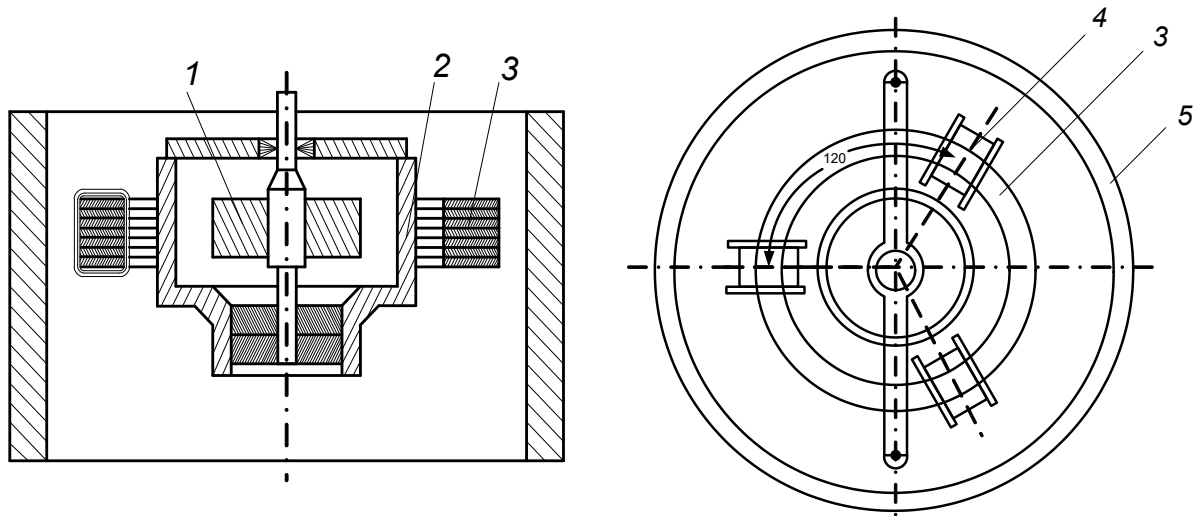


Рис. 1.10. Схема трикотушкового логометра

1.1.3. Магнітоелектричні силові елементи

Магнітоелектричні силові елементи призначені для створення зусилля або обертаючого моменту, пропорційного до сили струму. На рис. 1.11 зображено конструкцію елемента, в якому ротор виконаний у вигляді шестиполусного постійного магніту, а обмотка статора складається з шести котушок. Схему з'єднання котушок показано на рис. 1.12 (де 1 – ротор; 2 – котушки; 3 – корпус статора).

Обертаючий момент, що діє на рухомі котушки, дорівнює, Г·см:

$$M_{об} = \frac{BI \cdot 2\rho lwr}{9810}, \quad (1.7)$$

де B – індукція в повітряному зазорі, Гс [Тл]; I – сила струму, А; ρ – число пар полюсів магніту; l – довжина активної сторони рамки, см [м]; w – число витків рамки; r – відстань від осі обертання до активної сторони рамки, см [м].

В одиницях СІ обертаючий момент дорівнює, Н·м:

$$M_{об} = BI \cdot 4\rho lwr.$$

В тому разі, коли рухомою частиною є не котушки, а магніт, його роблять не масивним, а невеликої товщини, щоб зменшити момент інерції.

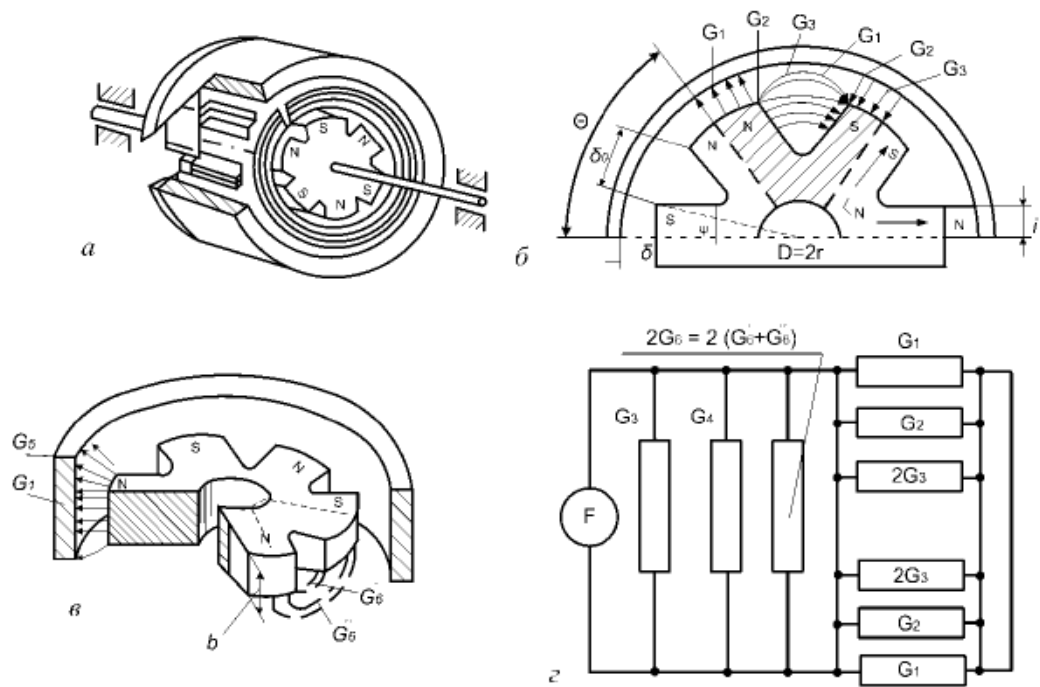


Рис. 1.11. Магнітоелектричний силовий перетворювач:
а – загальний вигляд елемента; б, в – схеми розподілу магнітних потоків; г – схема заміщення магнітного кола)

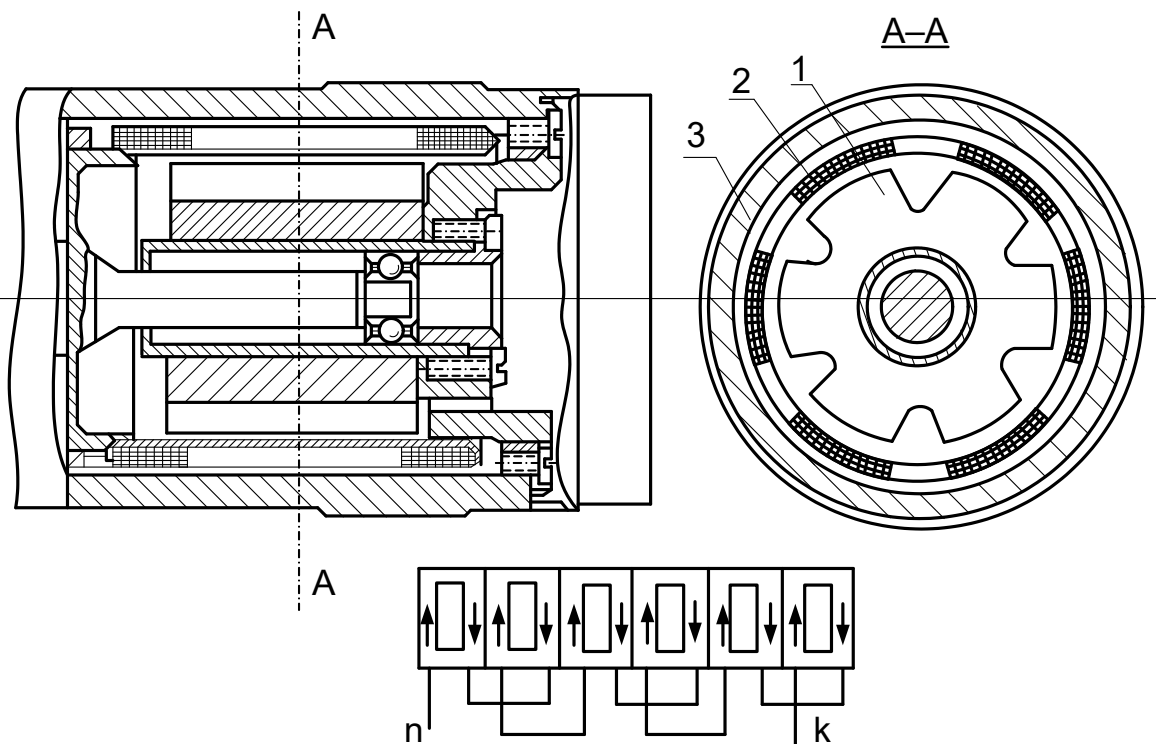


Рис. 1.12. Конструкція магнітоелектричного силового перетворювача та схема з'єднання його котушок

На рис. 1.13 зображено схему МЕ, що використовується для створення зусилля, пропорційного до струму, який підводиться до рухомої котушки. Магнітну систему 2 намагнічено так, що її поле замикається через робочий зазор, в якому вміщують котушку 1, закріплену на ковпачку 4. Останній має пружний підвіс, виконаний за допомогою двох тонких плоских мембран 3 з фігурними вирізами. Мембрани мають малу жорсткість в осьовому напрямі, вони допускають осьові переміщення котушки 1 і добре її центрують. В результаті взаємодії струму, підведеного до котушки з магнітним полем, створюється осьове зусилля P , яке втягує або виштовхує котушку.

Це зусилля використовується іншими частинами виробу, в який встановлюється даний магнітоелектричний елемент. Величину зусилля можна визначити за формулою

$$P = \frac{2\pi B I w}{9810},$$

де r – середній радіус котушки, см [м]; B – індукція в робочому зазорі, Гс [Тл]; I – сила струму в котушці, А; w – число витків котушки.

В одиницях СІ це зусилля дорівнює, Н:

$$P = 2\pi B I w \quad (1.8)$$

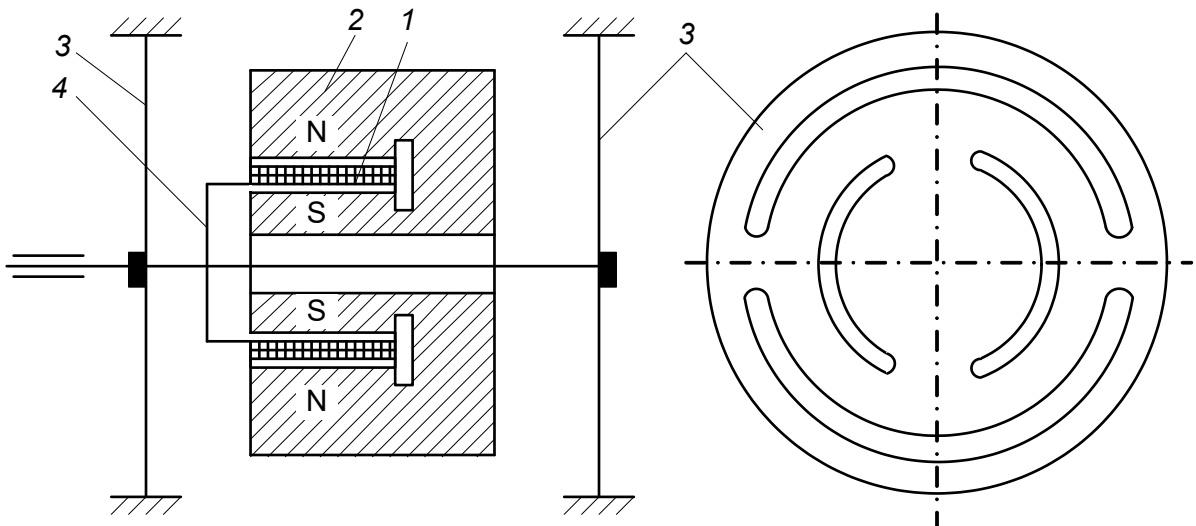


Рис. 1.13. Схема магнітоелектричного перетворювача з поступально рухомою котушкою

Деяке інше конструктивне оформлення подібної магнітоелектричної пружини зображено на рис. 1.14 (де 1 – магніт; 2 – котушка; 3 – важіль; 4 – вісь).

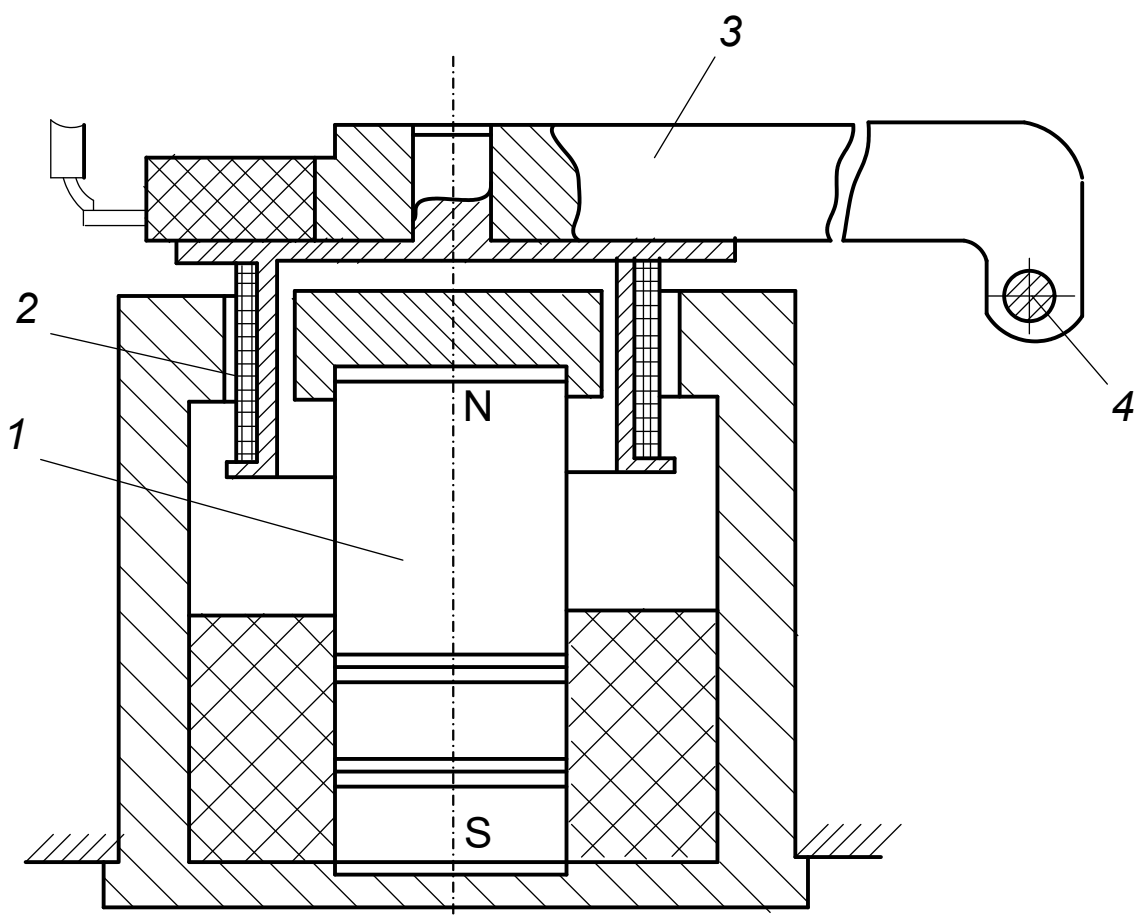


Рис. 1.14. Варіант конструкції магнітоелектричної пружини

Рухома котушка 2 пов'язана з важелем 3, який повертається на невеликі кути навколо осі 4. Замість постійного магніту можна застосувати котушку підмагнічування, щоб створити магнітне поле в зазорі. Застосування постійного магніту забезпечує стабільнішу індукцію в зазорі.

1.2. Електромагнітні перетворювачі (ЕП)

Для вимірювання та перетворення керуючого електричного сигналу (струму, напруги) в переміщення або в зусилля застосовують також електромагнітні перетворювачі. Вони звичайно складаються з двох котушок і осердя з феромагнітного матеріалу. Струми, що протікають по котушках, створюють магнітне поле, яке намагнічує осердя. Взаємодія магнітних полів осердя та котушок приводить до появи зусилля, яке переміщує осердя. Останнє намагається зайняти таке положення, щоб через нього проходило найбільше число силових ліній. Електромагнітний перетворювач може працювати як на постійному, так і на змінному струмі.

Якщо в одній котушці (котушці збудження) струм I_1 підтримувати незмінним, а постійний струм I_2 , що подається в іншу котушку (котушку керування), змінювати або за величиною, або за напрямом, то можна отримати три лінійні залежності між керуючим струмом I_2 , переміщенням x осердя ротора, моментом (зусиллям) M_p , що діє на осердя, та відновлюючим моментом M_v , який виникає при відхиленні осердя зовнішніми силами, тобто при $I_1 = \text{const}$ можна отримати такі залежності:

- якщо нерухоме осердя ($x=0$), то $M_p = k_1 I_2$;
- за відсутності моменту M_p ($M_p=0$) $x = k_2 I_2$;
- за відсутності сигналу I_2 ($I_2=0$) $M_v = k_3 x$.

Електромагнітний перетворювач, що застосовується в системі корекції гіроскопічних приладів для перетворення електричного сигналу в коригуючий момент, показано на рис. 1.15 (де 1 – ротор; 2 – залізо статора; 3, 4 – котушки; 5 – щітка потенціометра). Котушки 3 і 4 ввімкнені за диференційною схемою, як це показано на рис. 1.15, б. Коли в котушках 3, 4 протікають рівні за величиною струми $I_1 = I_2$, то на ротор 1, що займає нейтральне положення, моменти не діють ($M_p = 0$).

Коли система корекції відхиляє щітку 5 потенціометра від середнього положення, то рівність між струмами I_1 і I_2 порушується, і на ротор починає діяти результуючий момент, величина і знак якого визначаються величиною та напрямом відхилення щітки потенціометра. За такої схеми вмикання результуючий момент пропорційний до різниці квадратів струмів в котушках 3, 4.

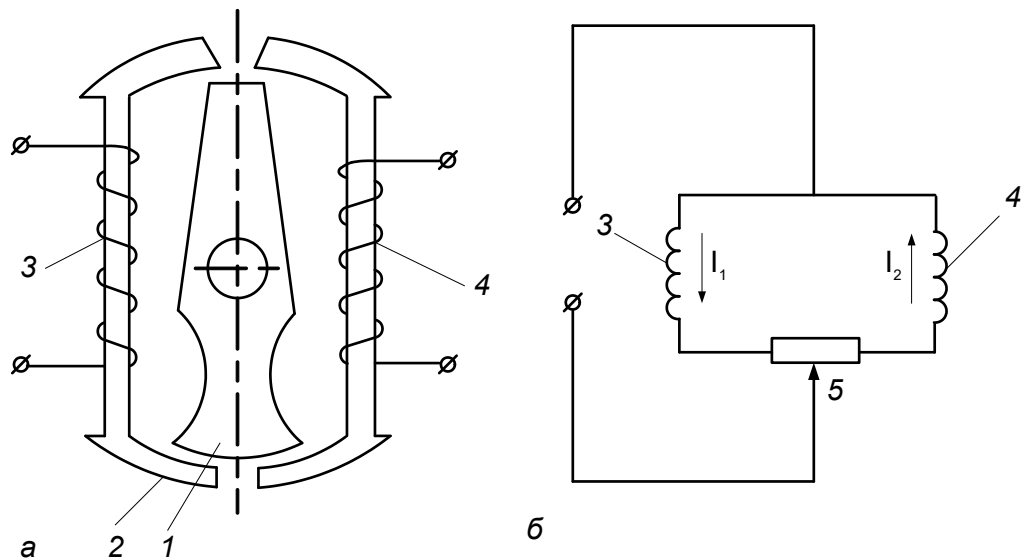


Рис. 1.15. Електромагнітний перетворювач: а — схема перетворювача; б — схема вмикання котушок перетворювача

На рис. 1.16 показано схему ЕП з нерухомими котушками та рухомим якорем, що застосовується в підсилювачах рульових машин. За знеструмленої керуючої котушки 2 ($I_2=0$) і наявності струму в котушці збудження 3 ($I_1 \neq 0$) якір 1 перебуватиме в стійкому середньому положенні. Потіки Φ_1 і Φ_2 в робочих зазорах при цьому рівні і протилежно направлені; потік в середньому магнітопроводі (роторі) відсутній; в разі відхилення ротора від середнього положення, на нього діятиме відновлюючий момент M_v , пропорційний куту відхилення від середнього положення. Величина відновлюючого моменту залежить від вибору зазорів Δ і δ , а також від числа ампер-витків котушки збудження 3.

Коли сигнал буде подано в котушку керування, по ротору потече магнітний потік Φ_y . Якщо потік Φ_y направлений, наприклад, вгору, як це показано на рис. 1.16, а, то в лівому повітряному зазорі він віднімається від потоку Φ_1 , а в правому – підсумовується з потоком Φ_2 . В результаті індукція в правому повітряному зазорі збільшиться, а в лівому зменшиться. Якір повернеться за напрямом годинникової стрілки. При цьому площа правого повітряного зазору збільшиться, а лівого – зменшиться. Коли індукція в обох повітряних зазорах стане однаковою, поворот якоря припиниться.

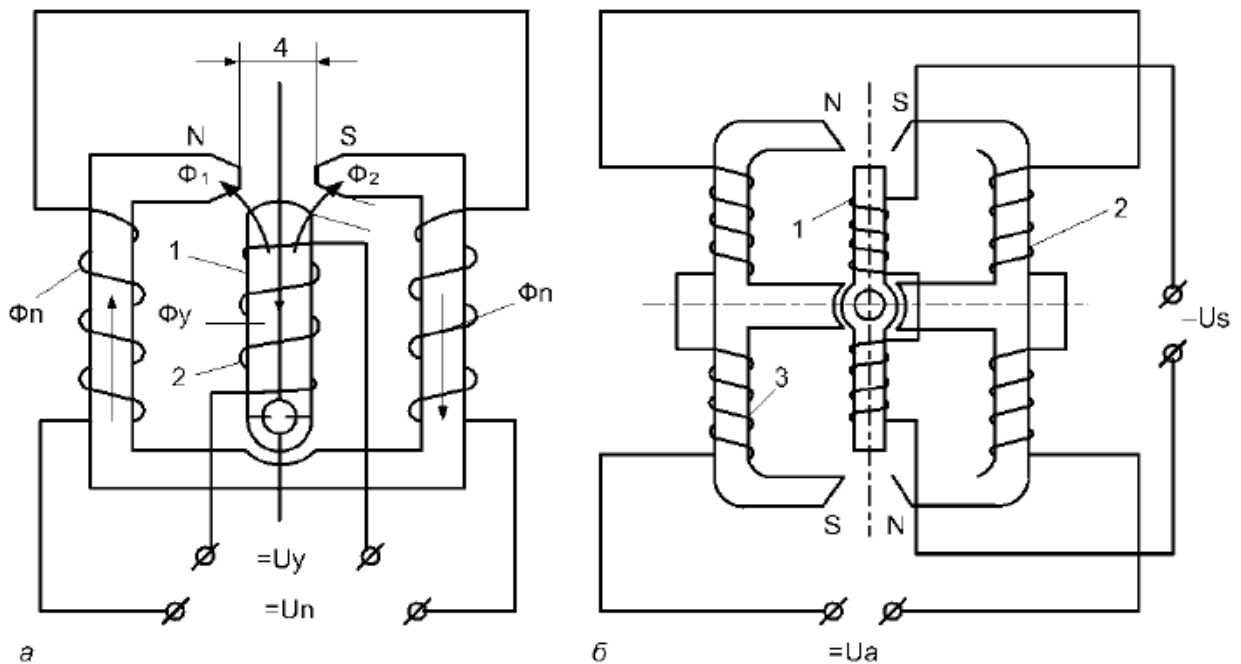


Рис. 1.16. Схема електромагнітного перетворювача:
несиметрична (а) та симетрична (б) конструкції

Надаючи полюсним наконечникам відповідної форми, можна отримати лінійну залежність тягового зусилля від кута повороту ротора. Діапазон відхилення ротора невеликий і становить $1...2^\circ$. Відомі конструкції ЕП з кутом повороту до 90° і більше.

На рис. 1.16, б показано варіант конструкції ЕП симетричної форми, який характеризується більшою чутливістю і має збалансовану рухому частину.

1.3. Електро- та феродинамічні перетворювачі

Перетворювачі, що основані на взаємодії струму, який протікає в котушці керування, з магнітним потоком, який створюється в повітряному зазорі котушкою підмагнічування, називають електродинамічними (ЕД). За таким самим принципом працюють і феродинамічні перетворювачі (ФД), в яких для зменшення магнітного опору і збільшення в зв'язку з цим сил взаємодії одну з котушок розміщують на осерді з феромагнітного матеріалу.

Робота електродинамічних і магнітоелектричних перетворювачів з рухомою рамкою є подібною: в обох системах обертаючий момент створюється взаємодією струму, що протікає в рухомій рамці, з магнітним потоком, що

створюється в магнітоелектричній системі постійним магнітом, а в електродинамічній системі – струмом, який протікає по нерухомій котушці. ЕД перетворювачі можуть працювати як на постійному, так і на змінному струмі. Їх широко застосовують в багатьох електровимірювальних приладах змінного струму, у вимірювальних пристроях, в яких потрібно перетворювати струм, напругу, потужність в зусилля або в обертаючий момент, що спричиняє переміщення рухомої рамки. За видом руху цієї рамки розрізняють електродинамічні перетворювачі з керуючою рамкою, яка переміщується поступально, та з поворотною рамкою. Схему ФД перетворювача, в якій рамка набуває поступального переміщення, зображено на рис. 1.17.

Перетворювач складається з осердя 3 і корпусу 2, магнітопроводу 4 з кільцевим повітряним зазором, котушки збудження 8, керуючої рамки 7, осі 6 і двох протидіючих пружин 1 і 5. Постійний струм, що протікає по котушці підмагнічування, створює в робочому повітряному зазорі 4 радіальний магнітний потік. Під час пропускання струму по керуючій рамці 7 в результаті взаємодії струму в рамці з магнітним потоком в кільцевому повітряному зазорі виникає електромагнітне зусилля, яке переміщує рухому рамку з вихідною віссю 6. В момент врівноважування цього зусилля зусиллям, яке розвивається протидіючими пружинами 1 і 5, рух рамки 7 припиняється. Зусилля, яке діє на рухому рамку, визначають за формулою, подібною (1.8). Значення індукції в робочому зазорі знаходять в результаті розрахунку магнітного кола. Після визначення потоку Φ_p в робочому зазорі за формулою

$$B_p = \frac{\Phi_p}{S_p}$$

обчислюють індукцію B_p .

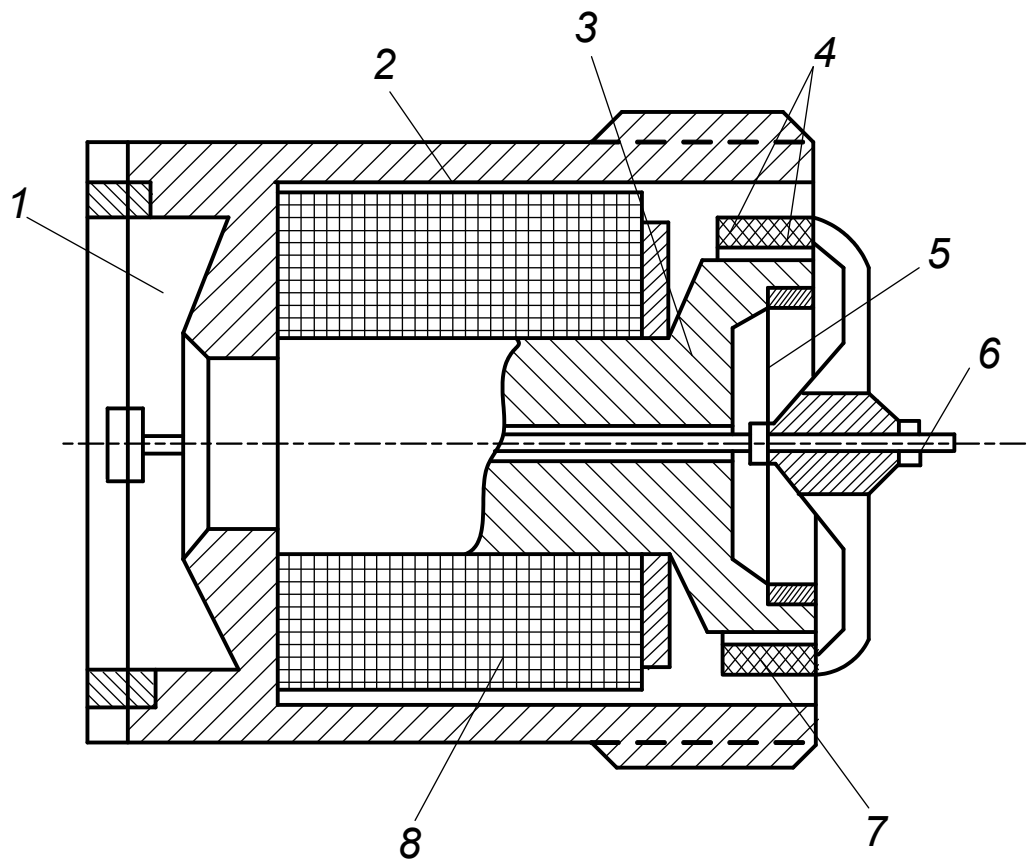


Рис. 1.17. Схема феродинамічного перетворювача з рамкою, що переміщується поступально

На рис. 1.18 показано схеми ФД з поворотною рамкою (де 1 – рамка; 2, 3 – магнітопроводи; 4 – котушка збудження). На рис. 1.18, а плоска рамка 1 розміщена в зазорі магнітопроводу 2, на якому розташовано дві котушки збудження 4. Постійний струм, що протікає по них, створює постійну за величиною індукцію в робочому зазорі магнітопроводу. Обертаючий момент, що діє на рамку під час пропускання по ній струму I , дорівнює, г·см:

$$M = \frac{B I l w r}{9810}, \quad (1.9)$$

де B – індукція в робочому зазорі, Гс [Тл]; I – сила струму, А; l – активна довжина рамки, см [м]; w – число витків рамки; r – радіус обертання рамки, см [м]. В одиницях СІ, Н·м:

$$M = B I l w r.$$

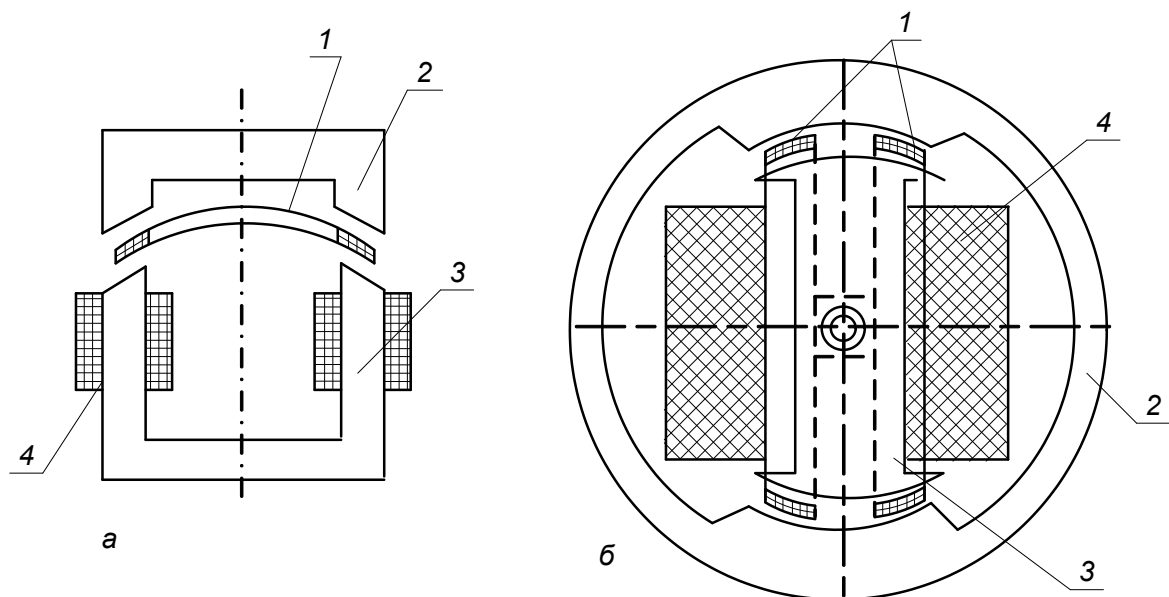


Рис. 1.18. Схема феродинамічного перетворювача з поворотною рамкою: несиметрична (а) та симетрична (б) конструкції

Під час розрахунку такого перетворювача беруть до уваги, що потрібний переріз магнітопроводу залежить від матеріалу, що застосовується. Для зменшення перерізу доцільно використовувати електротехнічну сталь, яка характеризується великою індукцією насичення. Коли потрібний малий гістerezис, магнітопроводи доводиться виготовляти з сплавів типу пермалой, хоча їх індукція насичення нижча, ніж у сталі.

Як випливає з формули (1.9), величина моменту M залежить від струму i , що протікає в рамці, і струму i_1 , що протікає в обмотці збудження і створює індукцію B в зазорі. Тому такий перетворювач можна використовувати для перемноження двох величин, які вводяться у вигляді струмів i та i_1 , оскільки величина моменту M пропорційна добутку $i \times i_1$.

Щоб усунути вплив сили ваги та прискорень на рухому рамку, застосовують симетричну конструкцію перетворювача (рис. 1.18, б).

Феродинамічний гальванометр. Схему однієї з конструкцій феродинамічного гальванометра показано на рис. 1.19 (де 1 – сектор заспокоювача; 2 – півосі; 3 – спіральні пружини (волосинки); 4 – стрілка; 5 – магнітопровід (ярмо); 6 – нерухома котушка; 7 – рухома рамка; 8 – циліндричне осердя; 9 – магніт заспокоювача).

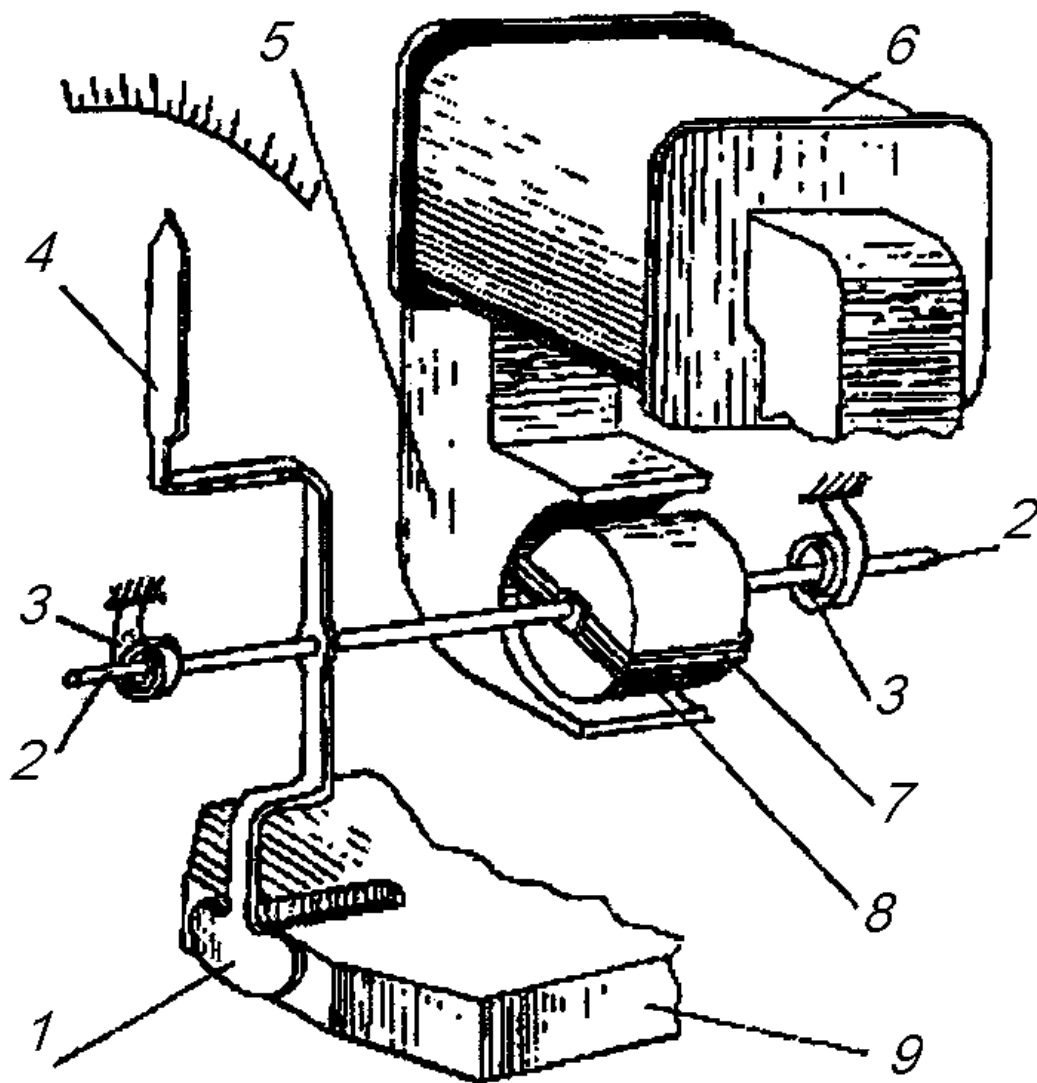


Рис. 1.19. Схема феродинамічного гальванометра

Нерухома котушка 6 служить для створення магнітного потоку в зазорі, де обертається рухома рамка (котушка) 7. Нерухома котушка надіта на магнітопровід 5, набраний з фігурних штампованих пластин електротехнічної сталі Э4А товщиною приблизно 0,2 мм. Така конструкція магнітопроводу зменшує витрати від вихрових струмів. Безкаркасна рухома рамка може вільно обертатися на двох півосях-кернях 2 з твердої кобальто-вольфрамової сталі навколо нерухомого осердя 8, зібраного з штампованих круглих пластин електротехнічної сталі Э4А товщиною 0,5 мм. Циліндрична форма осердя і радіальна форма полюсів магнітопроводу забезпечують рівномірне радіальне магнітне поле в зазорі, де обертається рамка. Струмopідводами до

рамки є спіральні пружини 3, які створюють одночасно протидіючий момент $M_{\text{пр}}$.

Введення в систему магнітопроводу з магнітом м'якого матеріалу дало змогу отримати великі обертаючі моменти при порівняно малих розмірах системи; водночас вплив зовнішніх магнітних полів на точність показань чутливого елемента значно зменшується.

Перетворювач стійко працює в умовах вібрації та тряски. Проте введення магнітопроводу приводить до появи інших похибок (від гістерезису, вихрових струмів), внаслідок чого точність феродинамічних перетворювачів нижча, ніж електродинамічних.

Обертаючий момент, що діє на рухому рамку, вміщену в однорідне магнітне поле

$$M = C_1 I_1 I_2, \quad (1.10)$$

де C_1 – коефіцієнт, що залежить від конструктивних параметрів (числа витків, геометричних розмірів тощо); I_1, I_2 – струми, що протікають в котушці та рамці.

З (1.10) бачимо, що обертаючий момент залежить від добутку струмів і що за одночасної зміни напрямку струмів I_1 і I_2 напрям обертаючого моменту не зміниться. Звідси випливає, що електродинамічні перетворювачі можуть працювати як на постійному, так і на змінному струмі.

З умови, рівноваги рухомої частини ($M=M_{\text{пр}}$) можна знайти кут її повороту:

$$\alpha = \frac{C_1}{k_{\text{пр}}} I_1 I_2 = C I_1 I_2. \quad (1.11)$$

Під час вимірювання цими приладами напруги, а також малих (до 0,5 А) струмів рухома і нерухома котушка вмикаються послідовно, тому

$$I_1 = I_2 = I, \quad (1.12)$$

$$\alpha = C I^2, \quad (1.13)$$

тобто шкала приладу квадратична.

Якщо струм змінний і струми в котушках не збігаються за фазою, то вираз для кута набере такого вигляду:

$$\alpha = CI^2 \cos \psi, \quad (1.14)$$

де I – діюче значення змінного струму; ψ – кут зсуву фаз між струмами двох обмоток.

Даний ФД перетворювач (див. рис. 1.19) може бути використаний як електрична пружина. В цьому разі рухому рамку підключають до невеликого опору (R_1, x_1). До котушок збудження 1 (рис. 1.20) підводиться напруга постійної амплітуди та частоти. Коли рамка 2 перебуває в нейтральному положенні (на лінії 0–0), в її витках не наводиться ЕРС і момент дорівнює нулю. В разі відхилення рамки від нейтрального положення індукована в ній ЕРС і момент залежать від величини кута α повороту рамки.

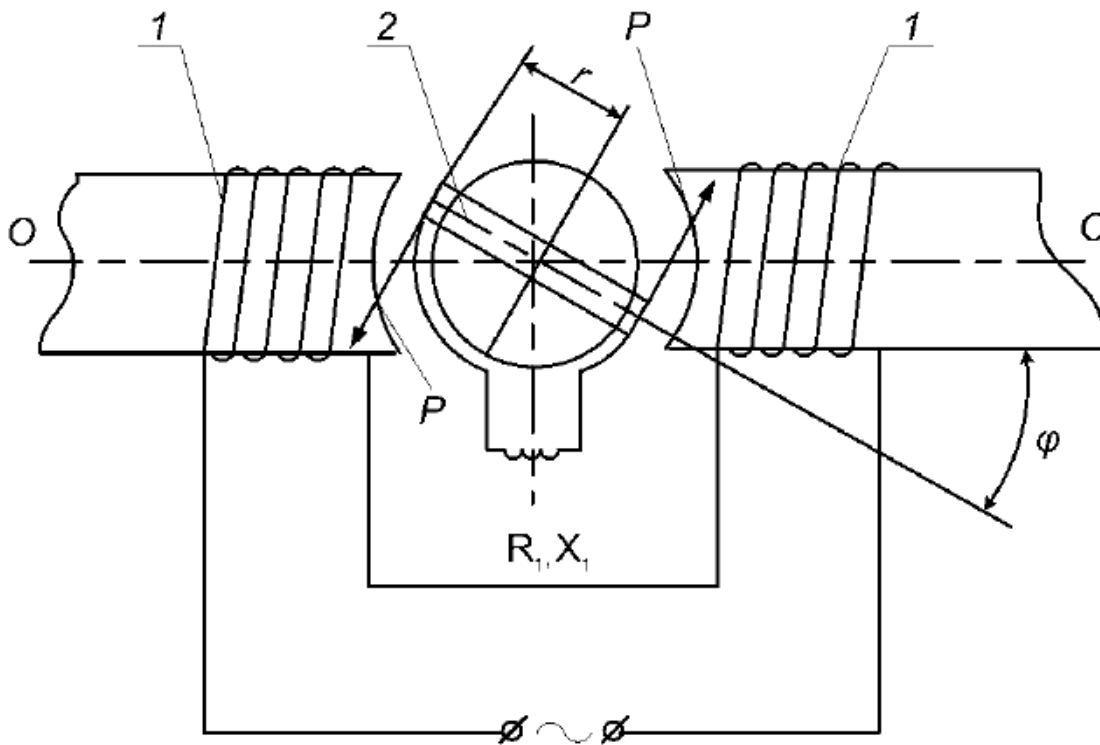


Рис. 1.20. Варіант схеми феродинамічної електричної пружини

Середнє значення моменту, що розвивається рамкою такої електричної пружини, дорівнює, Н·м:

$$M_{cp} = \frac{w_p^2 B_m^2 S_p^2 \omega_0 \sin \alpha}{z_p} \sin \varphi, \quad (1.15)$$

де w_p – число витків в рамці; B_m – амплітудне значення індукції в повітряному зазорі, Тл; S_p – площа рамки, м²; $\omega_0 = 2\pi f$, f – частота змінного струму,

що підводиться до котушки 1, Гц; $\alpha = \arctg(x_p/R_p)$ – кут зсуву фаз між індукованою в рамці ЕРС і струмом i_p ; x_p , R_p – опори кола рамки; φ – кут повороту рамки, рад.

Замінімо $\sin \alpha$ через x_p/z_p і зважимо на те, що для малих кутів $\sin \varphi = \varphi$. Тоді, підставляючи в (1.15) ефективне значення індукції B і враховуючи, що обидві сторони рамки активні, отримаємо

$$M_{cp} = \frac{2w_p B_m^2 S_p^2 \omega_0 x_p \varphi}{z_p^2} = k_{np} \varphi, \quad (1.16)$$

де k_{np} – коефіцієнт жорсткості електричної пружини.

Крутний момент змінюється із зміною співвідношення між R_p та x_p і набуває максимального значення при $R_p = x_p$. Тому іноді для збільшення моменту рамку замикають на індуктивність, добираючи її значення так, щоб виконувалася рівність $R_p = x_p$.

Приклад 1 розрахунку зворотного перетворювача електродинамічного типу

Визначити момент, що діє на рамку ЕД перетворювача, показаного на рис. 1.18, а, за такими даними: площа перерізу магнітопроводу по всій довжині стала, а саме $S = 9 \text{ мм}^2$ ($9 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$); магнітопровід виготовлено зі сталі Э41; площу перерізу S_n повітряного зазору взяти такою, що дорівнює площі перерізу магнітопроводу, загальна довжина середньої лінії магнітної індукції $l_m = 66 \text{ мм}$ ($66 \cdot 10^{-3} \text{ м}$); загальну активну довжину двох сторін рамки взяти $l = 6 \text{ мм}$ ($6 \cdot 10^{-3} \text{ м}$); довжина повітряного зазору $\delta = 2,2 \text{ мм}$ ($2,2 \cdot 10^{-3} \text{ м}$). Кожна котушка збудження містить 4400 витків і по них пропускається струм 0,05 А; рамка має 800 витків, струм в рамці 0,008 А; радіус r обертання рамки дорівнює 30 мм ($30 \cdot 10^{-3} \text{ м}$). Розрахунок виконати наближено, не враховуючи потоків розсіяння.

Розв'язання. 1. Визначимо магніторушійну силу:

$$F = Iw = 0,05 \cdot 2 \cdot 4400 = 440 \text{ А.}$$

2. Щоб знайти потік Φ при даному значенні магніторушійної сили, спершу побудуємо графік функції $\Phi = f(F)$ для різних значень потоків, якими будемо задаватися. Візьмемо, наприклад, $\Phi = 9 \cdot 10^{-7} \text{ Вб}$. Оскільки магнітопро-

від має сталий переріз, індукція в кожній його ділянці має одне і те ж саме значення:

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{9 \cdot 10^{-7}}{9 \cdot 10^{-6}} = 0,1 \text{ Тл.}$$

Такої самої величини буде індукція в зазорі, оскільки площа перерізу зазору дорівнює площі перерізу магнітопроводу. За кривими намагнічування, показаними на рис. 7.2, знаходимо, що в магнітопроводі при $B=0,1$ Тл напруженість $H_m=1$ А/м. Напруженість магнітного поля в зазорі

$$H_3 = \frac{B}{\mu_0} = \frac{0,1}{4 \cdot 10^{-7}} = 79550 \text{ А/м}$$

Магніторухливі сила

$$F = H_m l_m + H_3 \delta = 1 \cdot 66 \cdot 10^{-3} + 79550 \cdot 2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-3} = 350,086 \text{ А.}$$

Як бачимо, ця сила менша за обчислену в п. 1. Виконаємо розрахунки при великих потоках Φ і дані зведемо в табл. 1.1.

За отриманими даними будують графік $\Phi=f(F)$ (рис. 1.21) і за ним знаходимо робочу точку, яка при $F=440$ А відповідає магнітному потоку $\Phi=11,4 \cdot 10^{-7}$ Вб.

Таблиця 1.1

Дані для розрахунку МРС

Φ , Вб	H_m , А/м	H_3 , А/м	F , А
$9 \cdot 10^{-7}$	1	79550	350,07
$18 \cdot 10^{-7}$	1,1	159100	700,1
$14 \cdot 10^{-7}$	1	123300	542,59

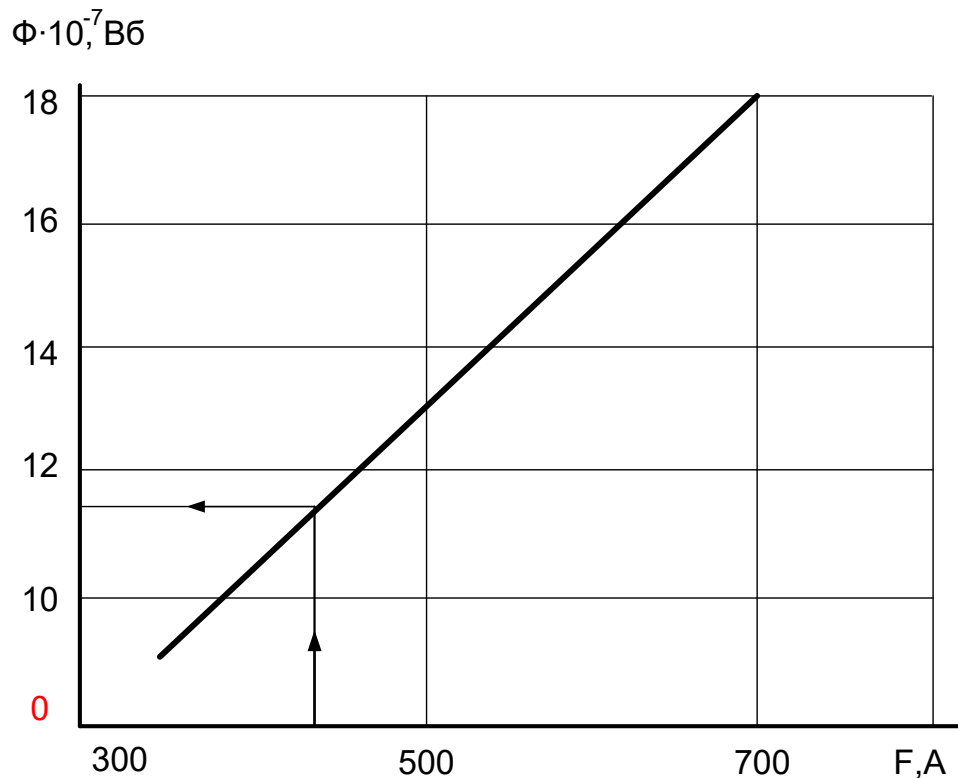


Рис. 1.21. Дані для розрахунку феродинамічного перетворювача

Визначимо індукцію в повітряному зазорі:

$$B_3 = \frac{\Phi}{S} = \frac{11,4 \cdot 10^{-7}}{9 \cdot 10^{-6}} = 0,127 \text{ Тл.}$$

4. За формулою (1.9) знайдемо момент, що діє на рамку:

$$M = B i l w r = 0,127 \cdot 0,008 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \cdot 800 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 1,46 \cdot 10^{-4} \text{ Н} \cdot \text{м} \text{ або } M = 1,49 \text{ г} \cdot \text{см.}$$

Приклад 2 розрахунку феродинамічного перетворювача.

Визначити, який струм має бути пропущений через котушки збудження 4 перетворювача (див. рис. 1.18, а) для створення моменту на рамку в 2 г·см ($1,96 \cdot 10^{-4}$ Н·м). Потрібні дані див. у прикладі 1.3.1.

Розв'язання. 1. З (1.9) визначимо величину індукції в зазорі:

$$B_3 = \frac{M}{l w r} = \frac{1,96 \cdot 10^{-4}}{0,008 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \cdot 800 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 0,17 \text{ Тл.}$$

2. Обчислимо напруженість магнітного поля в повітрі:

$$H_3 = \frac{B_3}{\mu_0} = \frac{0,17}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 135000 \text{ А/м.}$$

3. Оскільки згідно умов задачі індукції в зазорі та магнітопроводі однакові, то по графіку намагнічування [7] знаходимо, що індукції $B=0,17$ Тл відповідає напруженість магнітного поля $H_M=1$ Н/м.

4. Загальна магніторушійна сила

$$F = H_m I_m + H_3 2\delta = 1 \cdot 66 \cdot 10^{-3} + 135000 \cdot 2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-3} = 594,07 \text{ A.}$$

5. Струм в котушках збудження

$$I = \frac{F}{w} = \frac{594,07}{2 \cdot 4400} = 0,0655 \text{ A.}$$

1.4. Індукційні перетворювачі (ІП)

Індукційні перетворювачі з використанням вихрових струмів в провідних тілах складаються з двох основних частин:

1) нерухомих електромагнітів або обертових постійних магнітів для створення змінних обертових магнітних полів;

2) струмопровідного рухомого елемента, що має форму диска або циліндра і розміщений в зоні обертового магнітного поля, яке наводить в елементі вихрові струми.

Взаємодія цих струмів з обертовим магнітним полем спричиняє появу обертаючого моменту, який приводить в рух рухомий елемент. За відсутності протидіючого моменту струмопровідний елемент виконуватиме безперервне обертання. Саме за таким принципом і працюють двофазні індукційні двигуни (ДІД), що широко застосовуються в сучасних авіаційних приладах і автоматичних пристроях. За наявності протидіючого моменту, який, наприклад, розвиває спіральна пружина, рухомий елемент повернеться на кут, при якому обертаючий момент врівноважується протидіючим моментом. Для виготовлення струмопровідного елемента використовують матеріали з малим питомим електричним опором (мідь або алюмінієво-марганцевисті сплави). Останні мають ще і невеликий температурний коефіцієнт α електричного опору, що значно знижує температурні похибки.

На рис. 1.22 показано схеми індукційних перетворювачів, що застосовуються в авіаційних тахометрах для вимірювання частоти обертання вала, в заспокоювачах для гасіння коливань рухомої системи приладів, в деяких пристроях для передавання обертання з одного вала на другий без їх жорсткого механічного зв'язку. Магніти приводяться в обертання з швидкістю, що дорівнює або пропорційна до швидкості, яка має бути виміряна. Протидію-

чий момент в приладі створюється спіральною пружиною. Магнітний вузол (рис. 1.22, а, де 1 – струмопровідний елемент; 2 – постійні магніти; 3 – магнітопровід) складається з двох плат із запресованими в кожній з них шістьма постійними магнітами. Щоб отримати максимальний крутний момент, магніти в платах розміщують так, щоб їх протилежні полюси були один проти одного. Між торцями магнітів розміщено струмопровідний диск 1.

Обертаючий момент, що діє на диск, пропорційний частоті обертання магнітів і визначається за наближеною формулою:

$$M_{об} = \frac{2,54 B^2 d^3 r_0 \delta p}{\rho \sin \frac{\pi}{p}} \cdot 10^{-10} n,$$

де B – індукція в повітряному зазорі між магнітами. Гс; d – діаметр циліндричних магнітів, см; r_0 – відстань від осі обертання диска до центрів магніту, см; δ – товщина диска, см; p – число пар полюсів магніту (звичайно 6 або 4); ρ – питомий опір матеріалу диска, Ом·мм²/мм; n – швидкість обертання магнітів відносно диска, об/хв.

Індукційні перетворювачі, в яких змінний магнітний потік створюється нерухомими електромагнітами, дають змогу змінювати і перетворювати параметри змінних струмів (струм, напругу, частоту, фазу, енергію тощо) в кутове переміщення рухомого елемента.

Приклад застосування індукційного перетворювача в гальванометрі показано на рис. 1.23. Змінні струми i_1 та i_2 , які підводяться до відповідних котушок, зсунуті за фазою один відносно одного на кут ψ . Якщо знехтувати втратами на гістерезис в осерді електромагніту, набраного з тонких ізольованих одна від одної пластин електротехнічної сталі, та втратами на вихрові струми в осерді і рухомому елементі системи, то потоки Φ_1 та Φ_2 , що утворюються цими струмами, також будуть зсунуті за фазою на кут ψ . Ці потоки, як видно з рисунку, зсунуті один відносно другого. Для випадку системи з диском потоки Φ_1 і Φ_2 , накладаючись один на другий, створюють в металі диска між його ділянками I і II, розміщеними під полюсами, пульсуючий магнітний потік, максимум якого переміщується від ділянки I до ділянки II. При цьому вважають, що потік Φ_1 випереджає за фазою потік Φ_2 . Такий маг-

нітний потік, що пульсує в диску, називають біжучим. Накладення потоків в індукційному перетворювачі (рис. 1.23, б) створює обертове магнітне поле.

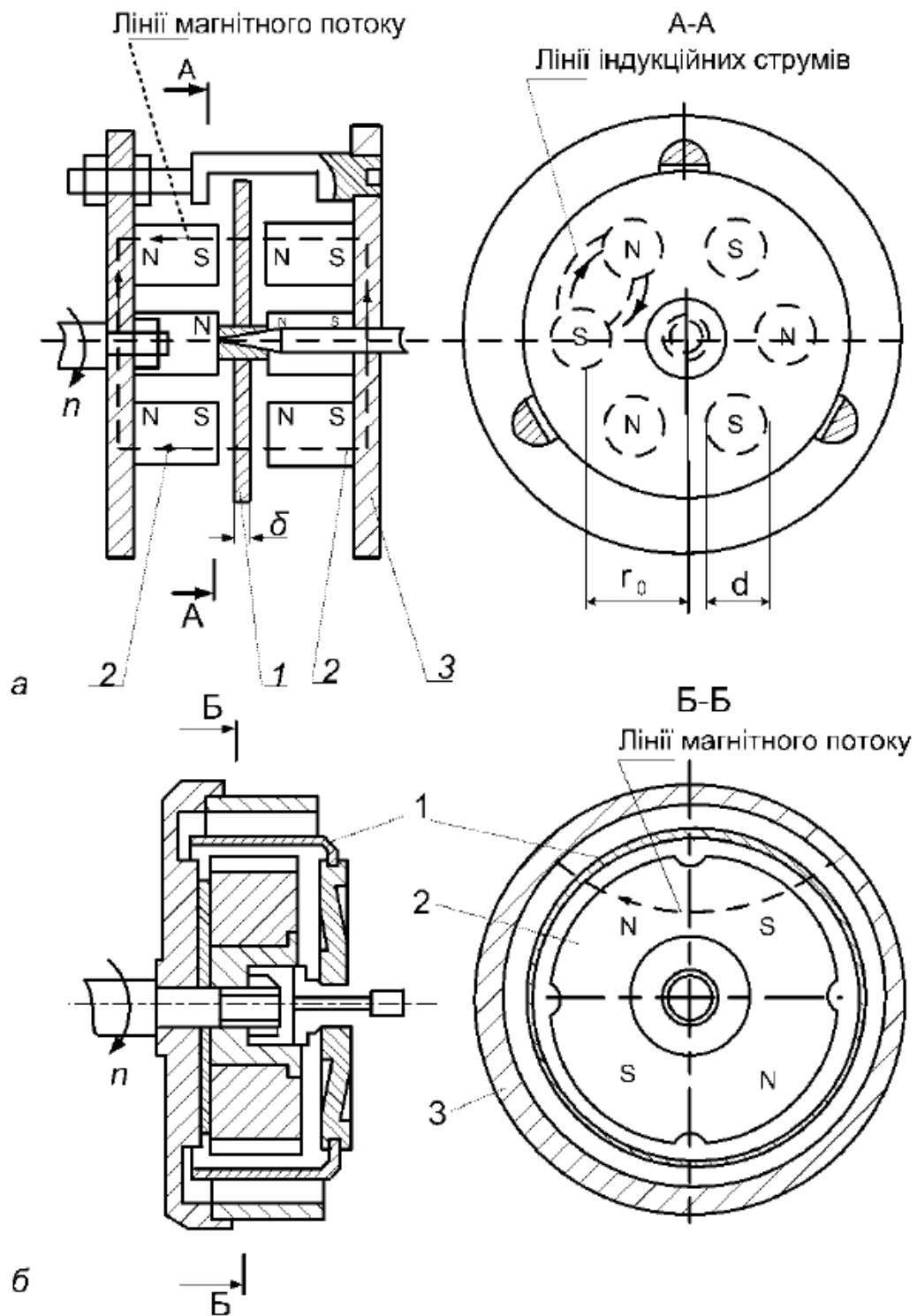


Рис. 1.22. Схеми індукційних перетворювачів:
а — дискового типу; б — циліндричного типу

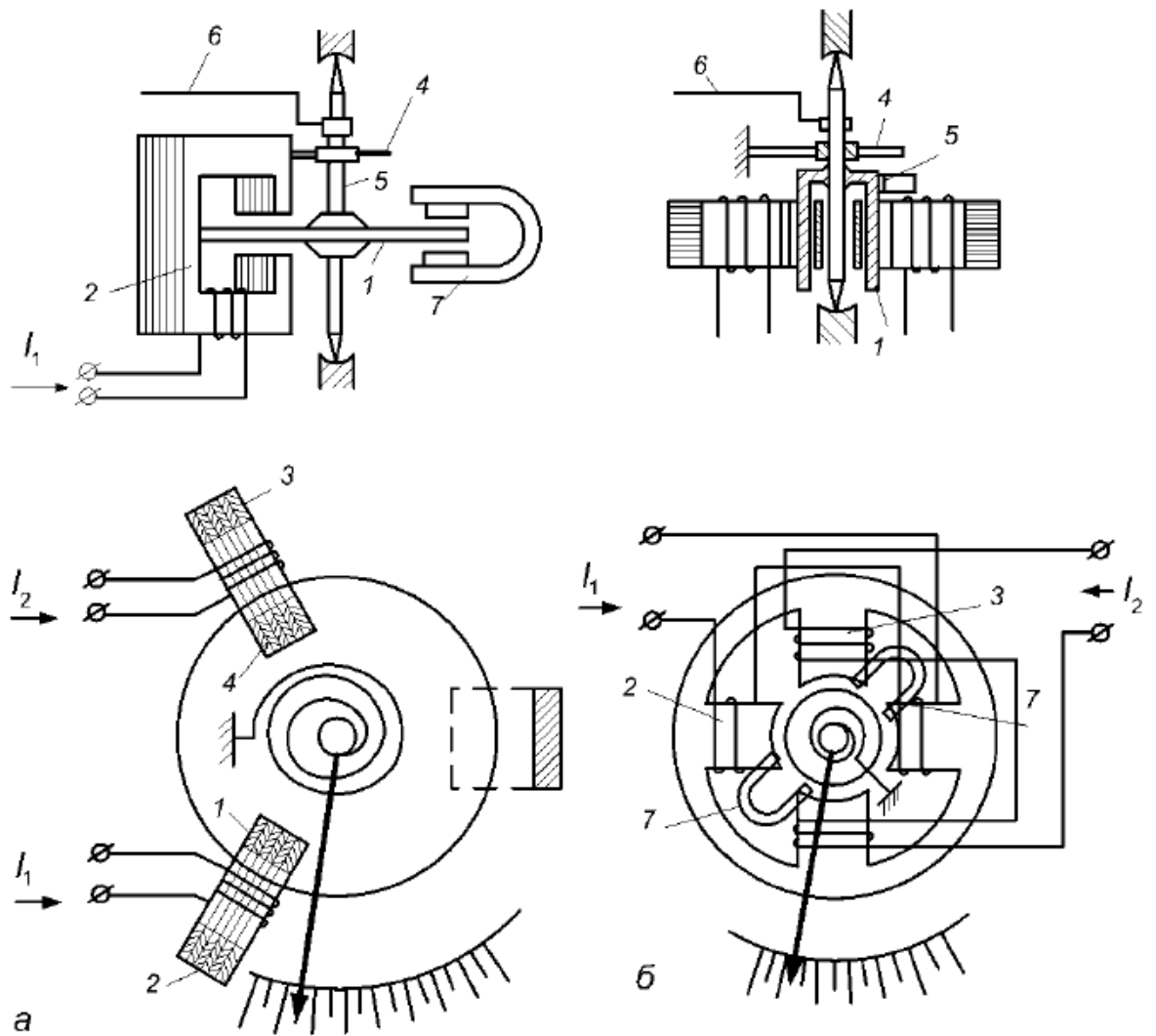


Рис. 1.23. Схеми індукційних гальванометрів:
а – з нерухомим диском; б – з рухомим циліндром

На рис. 1.23, б (де 1 – рухомий диск (циліндр); 2, 3 – електромагніти; 4 – пружинка, що створює протидіючий момент; 5 – вісь; 6 – стрілка; 7 – постійний магніт заспокоювача) зображено схему індукційного гальванометра з рухомим циліндром.

На рис. 1.24 зображено лінії струмів i'_1 , наведених в диску потоком Φ_1 , і частину диска, розміщену між полюсами електромагнітів. На рис. 1.24 введено такі позначення: 1 – сліди потоку Φ_1 ; 2 – сліди потоку Φ_2 ; 3 – частина диска. Кожен з потоків індукує в диску ЕРС, яка відстає за фазою від потоку на чверть періоду. Ці ЕРС створюють відповідно струми i'_1 і i'_2 , які збігаються за фазою з відповідною ЕРС, якщо диск має лише активний опір.

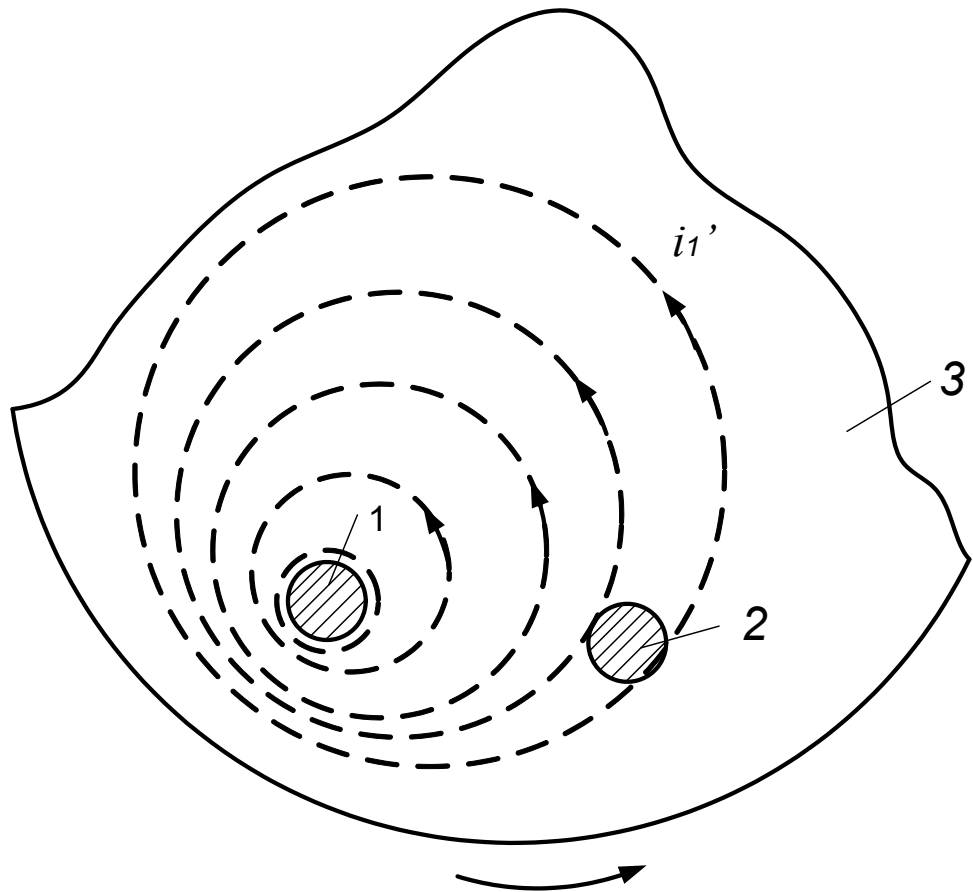


Рис. 1.24. Лінії струмів, наведених в диску потоком Φ_1

Струм i'_1 , потрапляючи в зону полюса II, взаємодіє з потоком Φ_2 і тим самим створює обертаючий момент для рухомої частини. Саме так поводить-ся і струм i'_2 (індукований в диску потоком Φ_2 з потоком Φ_1). Момент з'явля-ється лише в тому разі, коли між потоками Φ_1 і Φ_2 існує зсув фаз.

На рис. 1.25 показано **векторну діаграму індукційного перетворюва-ча**. На діаграмі відкладено діючі значення струмів, потоків і ЕРС. Момент спричиняє поворот рухомої частини в напрямку від випереджуючого за фа-зою потоку до відстаючого. Через відносно великий момент інерції рухомої частини вона не встигає за зміною миттєвих значень обертаючих моментів. Відхилення рухомої частини визначається середнім значенням обертаючого моменту за період змінного струму. Результуючий момент, який діє на рухо-му частину, дорівнює:

$$M = kfI_1I_2 \sin \psi, \quad (1.17)$$

де k – коефіцієнт, що залежить від конструктивних параметрів системи;
 f – частота змінного струму; I_1, I_2 – діючі значення змінного струму; ψ – кут зсуву фаз між струмами I_1 і I_2 . Кут повороту рухомої частини

$$\alpha = \frac{k}{k_{np}} f I_1 I_2 \sin \psi, \quad (1.18)$$

де k_{np} – стала протидіючої пружини.

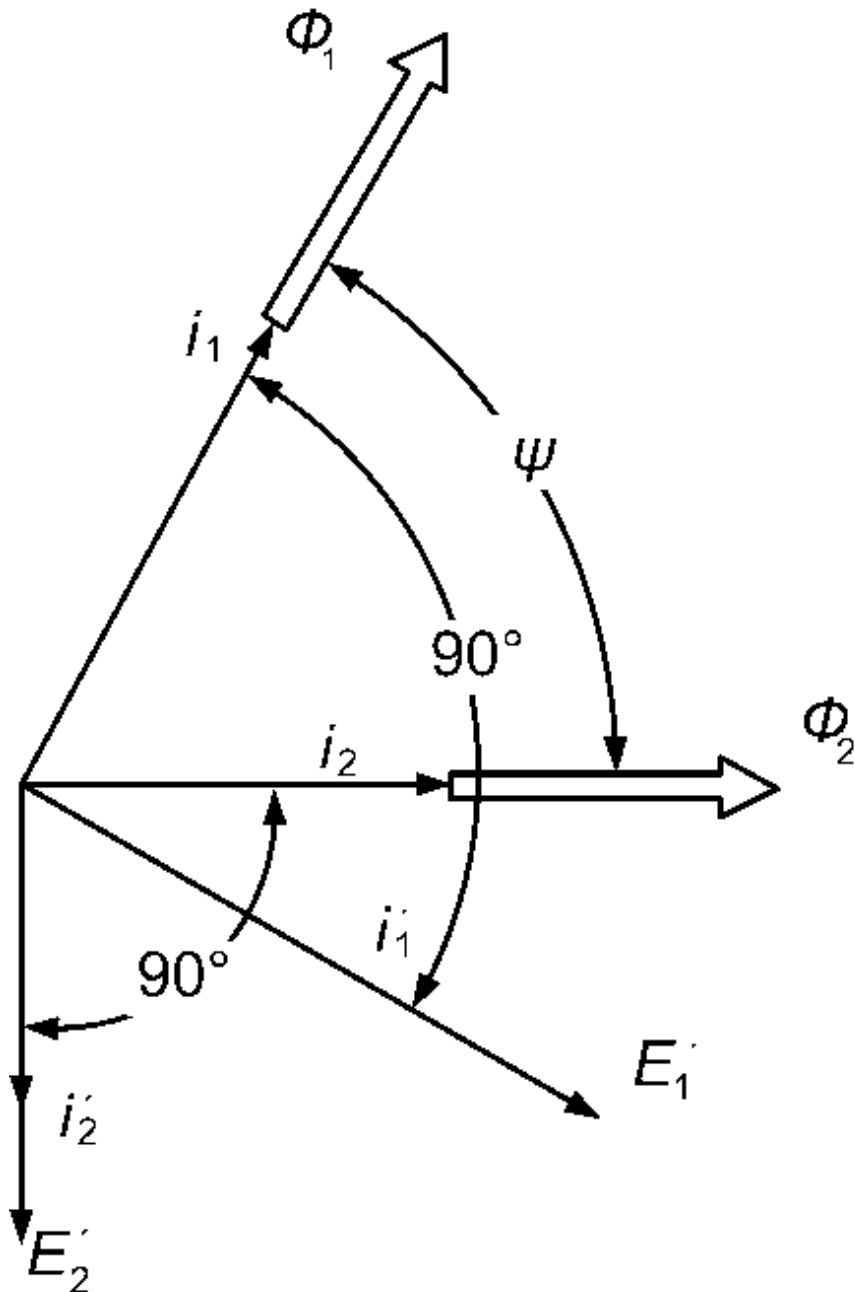


Рис. 1.25. Векторна діаграма індукційного перетворювача

Формула (1.18) показує, що обертаючий момент виникає лише за наявності мінімум двох струмів (і отже, двох потоків), які при цьому мають зсув

за фазою $\psi = 90^\circ$. Індукційний перетворювач можна розрахувати і застосовувати лише для якоїсь однієї частоти змінного струму. Це пояснюється тим, що момент залежить і від частоти f . До конструктивного коефіцієнта k входить і питома провідність матеріалу диска, яка змінюється із зміною температури, що викликає зміну обертаючого моменту. З підвищенням температури навколишнього середовища, а також внаслідок нагрівання диска вихровими струмами обертаючий момент зменшується. Зміна температури приводить також до зміни опору обмоток електромагнітів.

Через втрати на гістерезис і вихрові струми індукційним перетворювачам даного типу притаманні великі похибки, що викликані змінами частоти змінного струму, а також змінами температури. Маючи невисоку точність, індукційні перетворювачі як вимірювальні прилади майже не застосовуються. Переваги індукційних перетворювачів даного типу такі: великий обертаючий момент, малий вплив зовнішніх магнітних полів через наявність сильного магнітного поля самого перетворювача, стійкість до перевантаження та надійність в роботі.

1.5. Контрольні питання до розділу 1

1. Магнітоелектричні перетворювачі. Принцип дії. Переваги і недоліки. Схеми.
2. Електромагнітні перетворювачі, їх призначення. Схеми. Приклади використання. Переваги і недоліки.
3. Електродинамічні перетворювачі. Конструкції. Принцип дії. Переваги і недоліки.
4. Індукційні перетворювачі. Конструкції. Принцип дії. Застосування. Переваги і недоліки.

Розділ 2. МІКРОМАШИНИ

2.1. Класифікація мікромашин

Електричні машини класифікують за їх призначенням, потужністю, частотою обертання і родом струму.

За призначенням електричні машини поділяють на генератори, двигуни, електромашинні та електромеханічні перетворювачі; за потужністю – на мікромашини (менш як 0,5 кВт), машини малої (0,5...10кВт), середньої (10...100 кВт) і великої (понад 100 кВт) потужності; за частотою обертання – на тихохідні (до 300 об/хв), середньої швидкохідності (300...1500 об/хв), швидкохідні (1500...6000 об/хв) і надшвидкохідні (понад 6000 об/хв); за родом струму – на машини постійного і змінного струму. Останні залежно від властивостей електромагнітної системи, в свою чергу, підрозділяють на асинхронні, синхронні, колекторні машини, а також трансформатори.

В сучасних приладах точної механіки, пристроях автоматики, вимірювальної та обчислювальної техніки застосовують всі перелічені види машин із значним переважанням мікромашин і машин малої потужності.

Мікромашини використовують в приладах точної механіки, пристроях автоматики, вимірювальної та обчислювальної техніки як перетворювачі, органи порівняння і регулювання тощо, За функціональним призначенням виділяють такі основні групи мікромашин:

- а) виконавчі двигуни, які перетворюють електричну енергію входу в обертальний рух вала;
- б) тахогенератори, які перетворюють частоту обертання вала в пропорційну їй вихідну напругу;
- в) поворотні трансформатори, які перетворюють кут повороту вала (або його функцію) в пропорційну вихідну напругу;
- г) машини синхронного зв'язку, які виконують синхронний та синфазний поворот (обертання) двох механічно не пов'язаних між собою осей (електричний вал);

д) мікродвигуни загального призначення, які виконують функції привода різних малопотужних механізмів (зокрема, самопишучих приладів).

2.2. Загальні питання теорії та конструювання

Принцип дії будь-якої електричної машини ґрунтується на використанні двох законів електротехніки – закону електромагнітної індукції та закону взаємодії провідника з струмом і магнітного поля. Закон, що узагальнює обидва ці закони, встановив Ленц.

Механічне обертання витка провідника (якоря машини) в магнітному полі приводить до індукування в ньому змінної ЕРС, напрям якої визначається за правилом правої руки (рис. 2.1, а).

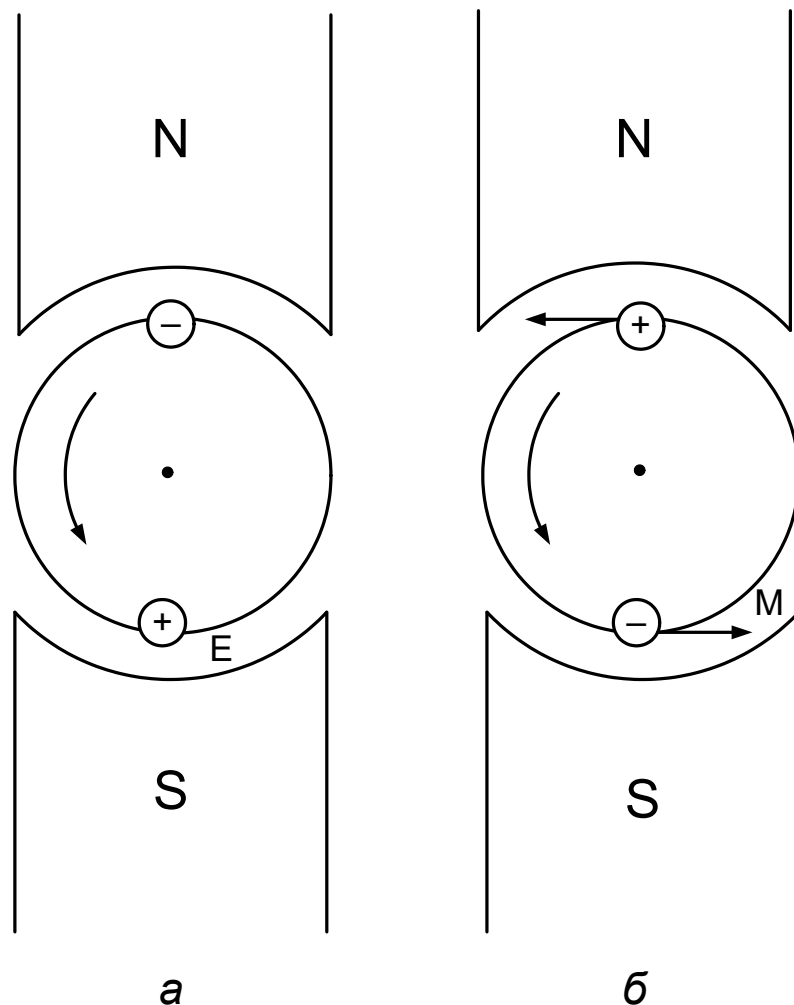


Рис. 2.1. Генераторний (а) і двигунний (б) режими електричної машини

Підключення до такого витка зовнішнього кола зумовлює появу в ньому струму. Інакше кажучи, механічна енергія обертання перетворюється в електричну енергію виходу (генераторний режим роботи машини).

В цьому разі механічна енергія $P_{\text{мех}}$, яка підводиться, має бути більшою за ту електричну енергію $P_{\text{е}}$, яка знімається з виходу, на величину втрат енергії $P_{\text{в}}$ в машині. Ці втрати визначаються механічним опором обертанню якоря, втратами в сталі та тепловими втратами. Отже,

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{е}} + P_{\text{в}}$$

Зворотна картина спостерігається у випадку підключення витка до зовнішнього джерела електричної енергії. Струм, протікаючи в витку, взаємодіє з полем, в результаті чого виникає обертаючий момент, напрям якого відповідає правилу лівої руки (рис. 2.1, б).

Електрична енергія перетворюється в механічну енергію обертання якоря (двигунний режим роботи машини). При цьому електрична потужність, що споживається з мережі, має в сумі дорівнювати потужності, що знімається з вала машини, і потужності втрат в цій машині:

$$P_{\text{е}} = P_{\text{мех}} + P_{\text{в}}.$$

Оборотність електричної машини, тобто здатність її працювати як у генераторному, так і в двигунному режимі, переходити з одного режиму в інший, впливає із закону Ленца.

В загальному випадку в машині діють напруга зовнішньої мережі U та ЕРС, індукована за рахунок обертання витка в магнітному полі E .

Для генераторного режиму $E > U$, для двигунного, навпаки, $E < U$.

Генераторний і двигунний режими роботи можна визначити і за напрямом зовнішнього моменту. В першому випадку напрям моменту збігається з напрямом обертання, в другому – протилежний йому.

В загальному випадку якір електричної машини – це певний набір з'єднаних відповідним чином окремих витків, а статор – електромагніт, що створює силове магнітне поле (поле збудження).

В деяких машинах на статорі замість електромагнітів використовують постійні магніти.

Характеристика електричної машини, її економічність (ККД) і вплив на зовнішнє коло ($\cos\varphi$) досить істотно залежать від величини магнітного потоку і кривої намагнічування машини (тобто залежності потоку від струму в обмотці).

Як правило, всі електричні машини багатополюсні, в зв'язку з чим їх магнітне коло досить складне, а витки якоря за один оберт перетинають магнітне поле 2ρ разів, де ρ – число пар полюсів.

Рід струму накладає певний відбиток на конструкцію машини і відповідно на її механічну і регульовальну характеристики.

В більшості машин змінного струму ротор і статор виконують шихтованими, тобто такими, що складаються з ізольованих одна від одної пластин, зібраних в загальний пакет. Пакети, як ротора, так і статора мають пропили (пази) по всій довжині, в які і укладають обмотки.

На відміну від машин змінного струму машини постійного струму мають подібну конструкцію ротора та статора з явно вираженими полюсами, на яких розміщують котушки, що створюють потік збудження.

Частина полюса, яка обернена до ротора, виконують розширеною (полюсні наконечники), що забезпечує закріплення котушки та кращий розподіл магнітного потоку в зазорі.

Машини постійного струму обов'язково мають колектор.

Деякі синхронні машини (машини з явно вираженими полюсами) мають таку конструкцію статора, як машина постійного струму.

В машинах постійного струму корпус машини є частиною магнітопроводу і обов'язково виконується з феромагнітного матеріалу, тоді як в машин змінного струму (в зв'язку з тим, що потік по корпусу не замикається) він може виконуватися і з легких алюмінієвих сплавів.

Підшипникові щити в мікромашинах малої потужності виготовляють, як правило, незалежно від роду струму з алюмінієвих сплавів.

2.3. Класифікація мікродвигунів

Залежно від ступеня зміни кутової швидкості при зміні моменту навантаження двигуни бувають синхронні з відносно стабільною кутовою швидкістю та асинхронні, кутова швидкість яких істотно змінюється.

Електродвигуни класифікують також за характером роботи:

- звичайні (з безперервним обертанням ротора);
- крокові (з дискретним поворотом на фіксований кут або крок);

За конструктивними особливостями та принципом дії електродвигуни класифікують так:

- колекторні (з ковзними контактами і безконтактні);
- із збудженням магнітного поля обмотками та постійними магнітами;
- з масивним ротором і порожнистим немагнітним ротором;
- гістерезисні (дія яких ґрунтується на виникненні моменту обертання внаслідок залишкового магнетизму ротора);
- реактивні (ті, що використовують ефект виникнення обертаючого моменту через магнітну асиметрію ротора);
- звичайні та тихохідні;
- вертикального і горизонтального виконання;
- із зовнішнім і внутрішнім охолодженням;
- реверсивні та неререверсивні та ін.

2.4. Основні характеристики і параметри мікродвигунів

2.4.1. Механічна характеристика

Механічна характеристика – це залежність кутової швидкості вала двигуна від моменту, що розвивається: $n=n(M)$.

Оскільки двигун в усталеному режимі розвиває момент M , що дорівнює моменту навантаження M_n на валу, механічна характеристика показує ступінь зміни кутової швидкості при зміні навантаження.

Механічну характеристику, здобуту при номінальному значенні напруги живлення та нормальній схемі вмикання, називають природною; характеристику, здобуту за умов, відмінних від номінальних, – штучною.

Якість механічної характеристики оцінюється її жорсткістю:
 $\alpha = -\Delta M / \Delta n$.

Залежно від жорсткості механічної характеристики всі двигуни поділяють на три групи:

- з абсолютно жорсткою характеристикою, для якої на робочій ділянці $\alpha = \infty$ (рис. 2.2, пряма 1); кутова швидкість таких двигунів не залежить від моменту навантаження M_n на валу;

- з жорсткою характеристикою (рис. 2.2, пряма 2): кутова швидкість таких двигунів при зміні M_n змінюється незначно;

- з м'якою характеристикою (рис. 2.2, пряма 3); такі двигуни мають велике падіння кутової швидкості із збільшенням моменту навантаження.

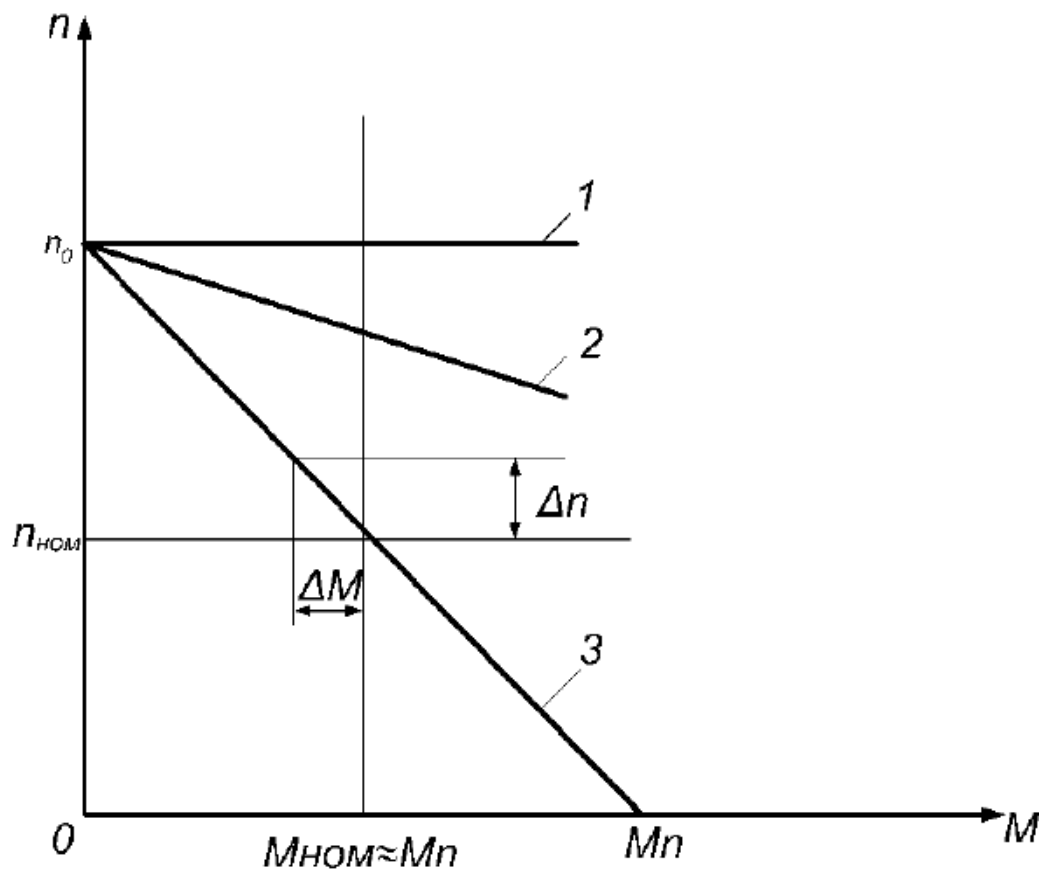


Рис. 2.2. Механічні характеристики двигунів

2.4.2. Номінальна кутова швидкість, кутова швидкість холостого ходу

Номінальну кутову швидкість $n_{\text{ном}}$ двигун розвиває, коли номінальним є момент навантаження $M_{\text{н.ном}}$.

Кутової швидкості холостого ходу n_0 двигун набуває за відсутності навантаження, тобто коли $M_{\text{н}}=0$.

В двигунів з абсолютно жорсткою механічною характеристикою на робочій ділянці кутова швидкість незмінна і, отже, $n_{\text{ном}}=n_0$.

2.4.3. Номінальний і пусковий моменти двигуна

Номінальний момент $M_{\text{ном}}$ двигун розвиває в усталеному режимі при номінальному моменті навантаження $M_{\text{н.ном}}$.

В момент вмикання двигуна, тобто коли $n = 0$, він розвиває пусковий момент $M_{\text{п}}$. Очевидно, для нормальної роботи двигуна необхідно, щоб виконувалась умова $M_{\text{п}} > M_{\text{н}}$.

Відношення максимального моменту двигуна $M_{\text{мах}}$ до номінального $M_{\text{ном}}$ характеризує його перевантажувальну здатність.

2.4.4. Регулювальні характеристики

Це залежності кутової швидкості n від значення (або фази) напруги керування U при сталих моменті напруги на валу і напрузі збудження: $n=n(U_{\text{к}})$ при $M_{\text{н}}=\text{const}$, $U_{\text{з}}=\text{const}$.

Регулювати кутову швидкість потрібно для виконавчих двигунів, що працюють в слідкуючих системах.

Досить бажаною є лінійність регулювальних характеристик, тобто пряма пропорційність кутової швидкості n напрузі керування $U_{\text{к}}$. Тому показник якості регулювальних характеристик – їх нелінійність.

2.4.5. Потужність, коефіцієнт корисної дії

Розрізняють потужність вхідну $P_{\text{вх}}=P_{\text{ж}}$, яку споживають обмотки двигуна з мережі живлення, і вихідну $P=P_{\text{мех}}$ – корисну механічну потужність на валу двигуна.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) електродвигунів визначається як відношення $\eta = P/P_{\text{вх}}$.

Номінальна потужність виконавчих двигунів – це потужність при номінальному значенні сигналу керування.

Номінальною потужністю нерегульованих двигунів називають потужність при номінальному значенні моменту навантаження (або при номінальному значенні кутової швидкості вала двигуна).

Потужністю керування регульованих двигунів називають потужність, яку споживає мережа керування.

2.4.6. Напруга рушання

Напруга рушання виконавчих двигунів – це напруга керування, при якій починається обертання вала двигуна.

2.5. Асинхронні мікромашини

2.5.1. Загальна характеристика

Асинхронні двигуни (АД) найпоширеніші в електроприводах завдяки їх дешевизні і простоті порівняно з двигунами інших типів.

Здебільшого АД виконують для живлення від мережі з частотою 50 Гц при кутових швидкостях від $n=314$ рад/с і менше.

До позначення типу асинхронних двигунів всіх серій загальнопромислового застосування входить буква А (асинхронний).

Останньою серією АД, яка розроблена і випускаються промисловістю, є серія двигунів 4А, що замінила серію А2.

Двигуни серії 4А при всіх частотах обертання мають стандартну шкалу потужностей, кВт: 0,06; 0,09; 0,12; 0,18; 0,25; 0,37; 0,55; 0,75; 1,1; 1,5; 2,2; 3,0; 4,0; 5,5; 7,5; 11,0; 15,0; 18,5; 22; 30; 37; 45; 55; 75; 90; 110; 132; 160; 200; 250; 315; 400.

Позначення типів двигунів серії 4А розшифровуються так:

4 – порядковий номер серії;

А – асинхронний;

Н – захищене виконання;

А – станина та щити з алюмінію;

Х – станина з алюмінію, щити чавунні;

50...355 – висота осі обертання;

А, В – довжина магнітопроводу відповідно перша та друга, коли на одному установчому розмірі по довжині корпусу передбачені дві потужності:

2, 4, 6, 8, 10, 12 – числа полюсів;

У – кліматичне виконання;

3 – категорія розміщення.

Наприклад: 4АН56АА2У3 — асинхронний двигун серії 4; захищене виконання; станина та підшипникові щити з алюмінію; висота осі обертання 56 мм; магнітопровід першої довжини; двополосний; для районів з помірним кліматом; категорія розміщення третя.

Двигуни потужністю 0,06...0,37 кВт виготовляються на напругу 220/380 В; потужністю 0,55...110,0 кВт – на напругу 220/380 і 380/660 В; потужністю 132...400 кВт – на напругу 380/660 В.

2.5.2. Асинхронні мікромашини як двигуни

Асинхронні мікромашини використовують в приладах точної механіки, в автоматичних і вимірювальних пристроях як одно- та двофазні двигуни, тахогенератори і сельсини.

Розглянемо особливості роботи однофазного асинхронного двигуна, що використовується найчастіше.

Обмотка збудження w_z статора підключена до джерела живлення змінного струму (рис. 2.3, а). Обмотка w_z створює пульсуюче магнітне поле, в якому розміщено ротор двигуна [3, 4, 7].

Нехай на роторі вкладено лише один виток; в поточний момент часу кут між віссю поля та витком дорівнює α . Струми, що виникають в цьому витку, взаємодіючи з полем, намагаються повертати виток доти, поки він не охопить максимум потоку.

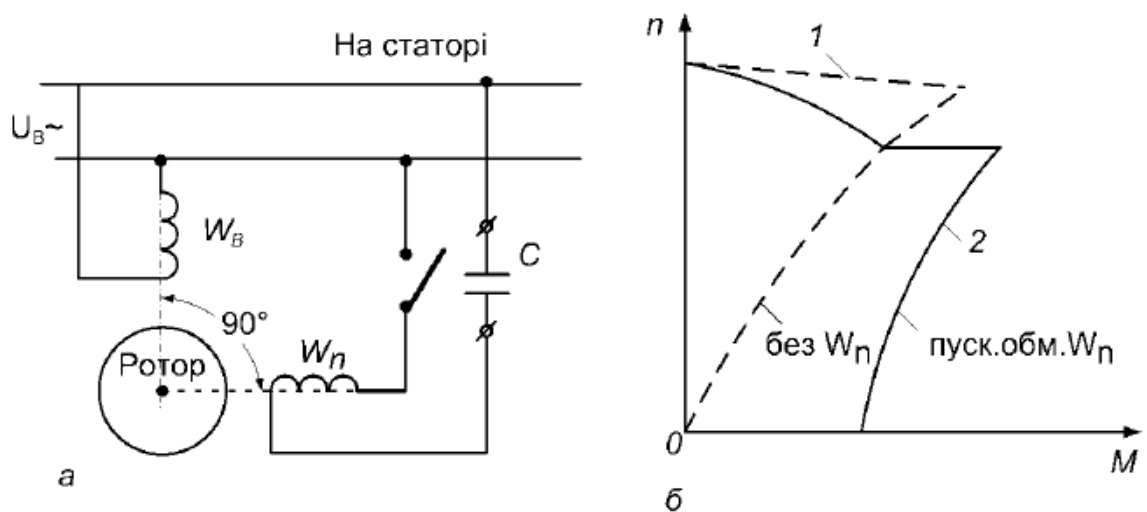


Рис. 2.3. Схема однофазного асинхронного двигуна (а) і механічна характеристика (б)

Так, для кожного витка реального ротора можна знайти інший виток, розміщений симетрично першому відносно поля. Результуюче зусилля такої пари витків дорівнюватиме нулю, оскільки витки будуть з однаковою силою намагатися обертатись в протилежні боки. Таким чином, пусковий момент однофазного асинхронного двигуна дорівнює нулю (рис. 2.3, б, пунктир).

На відміну від трифазного двигуна, обмотки статора якого створюють магнітне поле, що обертається з кутовою швидкістю $n=60f/p$ (f – частота джерела живлення; p – число пар полюсів), обмотка збудження статора однофазного двигуна створює пульсуюче поле, МРС якого в зазорі

$$F_x = F_{\max} \sin \omega t \cos \alpha, \quad (2.1)$$

де $\alpha = \pi x / \tau$ (x – відстань від осі обмотки; τ – полюсна поділка – довжина дуги, яка відповідає одному полюсу).

Вираз (2.1) легко перетворюється у вираз

$$F_x = \frac{1}{2} F_{\max} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} F_{\max} \sin(\omega t + \alpha), \quad (2.2)$$

який дає змогу розглядати пульсуюче поле як суму двох полів, що обертуються з однаковою кутовою швидкістю n , але в протилежні боки. Одне з них, напрямом обертання якого збігається з напрямком обертання ротора, називають прямим, протилежне йому – зворотним, або інверсним.

Ковзання ротора, який обертається з кутовою швидкістю n_p , відносно прямого поля

$$S_{\text{пр}} = (n - n_p) / n = 1 - n_p / n$$

і відносно зворотного поля

$$S_{\text{зв}} = (n + n_p) / n = 1 + n_p / n,$$

звідки

$$S_{\text{зв}} = 2 - S_{\text{пр}}.$$

Отже, однофазну асинхронну машину можна розглядати як жорстко з'єднані на одному валу дві трифазні, які намагаються обертатися в протилежні боки, а її момент M – як результат додавання моментів цих двигунів $M_{\text{пр}}$ і $M_{\text{зв}}$ (рис. 2.4, а).

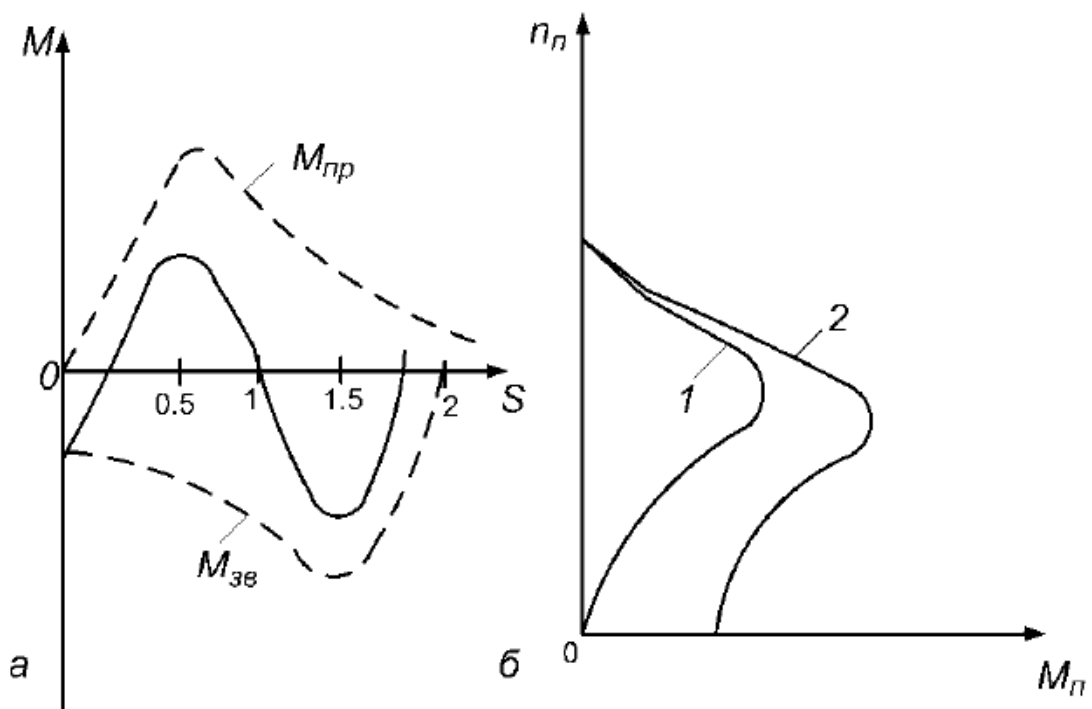


Рис. 2.4. Момент асинхронного двигуна (а) і його механічна характеристика (б)

Для порівняння на рис. 2.4, б зображені механічні характеристики $n_p = f(M)$ трифазного 2 та однофазного 1 двигунів.

Як випливає з рис. 2.4, б, однофазний двигун не має пускового моменту ($M=0$ при $n=0$) і обертатиметься в той бік, в який буде запущений зовнішнім моментом; його механічна характеристика 1 м'якша за характеристику 2 три-

фазного; швидкість, перевантажувальна здатність $M_{\max}$ і ККД менші. Всі ці недоліки – наслідок наявності зворотного поля.

Для забезпечення пускового моменту в однофазних асинхронних двигунах використовують додаткову пускову обмотку, яка живиться від мережі через фазозсуваючий елемент (конденсатор або резистор). Додаткову обмотку розміщують на статорі так, що її вісь виявляється взаємно перпендикулярною до осі обмотки збудження. Добором відповідного фазозсуваючого елемента можна дістати обертове поле, близьке до кругового. З досягненням максимального моменту пускову обмотку можна вимкнути (див. рис. 2.3, а, б, суцільна крива).

В деяких випадках, враховуючи, що наявність другої обмотки істотно поліпшує механічну характеристику, її не вимикають. Такі двигуни називають конденсаторними.

На відміну від однофазних двигунів з використанням другої обмотки лише для пуску, коли вона може бути виконана тоншим проводом і вкладається в менше число пазів, в конденсаторних двигунах обидві обмотки займають однакове число пазів і виготовляються з одного і того ж самого проводу.

Недолік конденсаторних двигунів – великі габаритні розміри і маса конденсаторів.

Резистори як фазозсувні елементи застосовують в двигунах за легких умов пуску (коли порівняно невеликий пусковий момент). Пояснюється це тим, що зсув фаз при активному опорі менший за необхідний для створення симетричного обертового поля. В результаті поле виходить еліптичним, а пусковий момент – меншим.

Інший спосіб забезпечення пускового моменту – створення зсунутого за фазою потоку з охопленням частини магнітопроводу короткозамкненим витком.

В цьому разі застосовується явноплюсна машина з розщепленими полюсними наконечниками, на одну частин з яких і надівається короткозамкнений виток (рис. 2.5). Характеристику однофазного двигуна $M(S)$ при $S_{\text{кр}}=1$ показано на рис. 2.6.

Двигуни з короткозамкнутим витком характеризуються простотою конструкції та високою надійністю в експлуатації, але мають низькі $\cos\varphi$, ККД і пусковий момент.

Як виконавчі двигуни приладів точної механіки, систем автоматики і вимірювальної техніки **використовують двообмоткові (двофазні) асинхронні двигуни**, в яких друга обмотка є обмоткою керування, а напруга в ній визначається керуючим пристроєм як функція сигналу на вході (рис. 2.7).

Швидкістю таких двигунів можна керувати трьома способами: амплітудним, фазовим і амплітудно-фазовим.

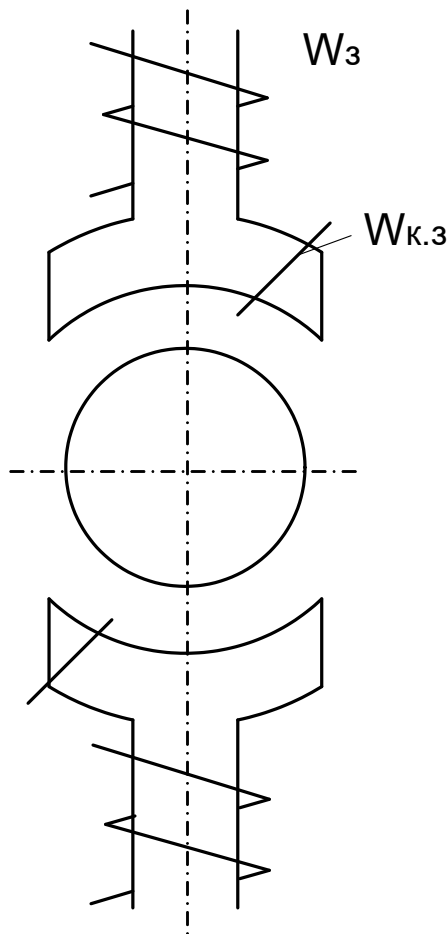


Рис. 2.5. Двигун з короткозамкнутим витком

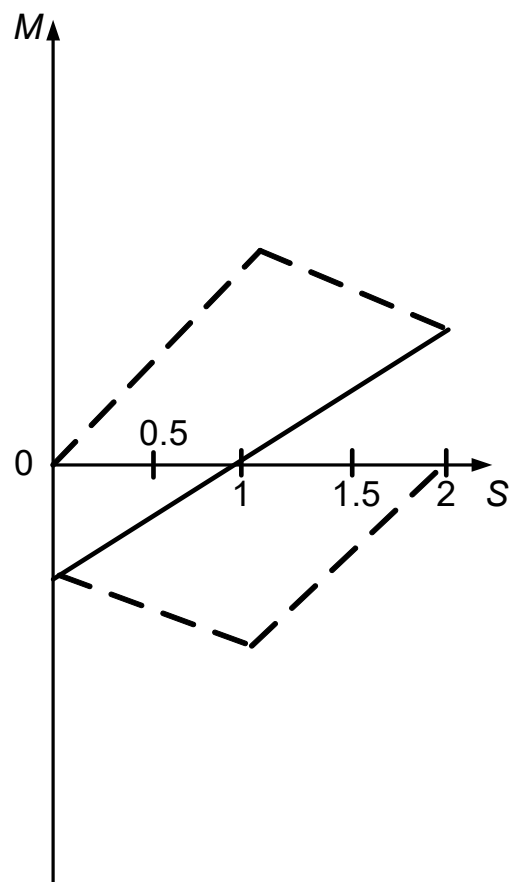


Рис. 2.6. Залежність $M(s)$ однофазного двигуна при $s_{кр}=1$

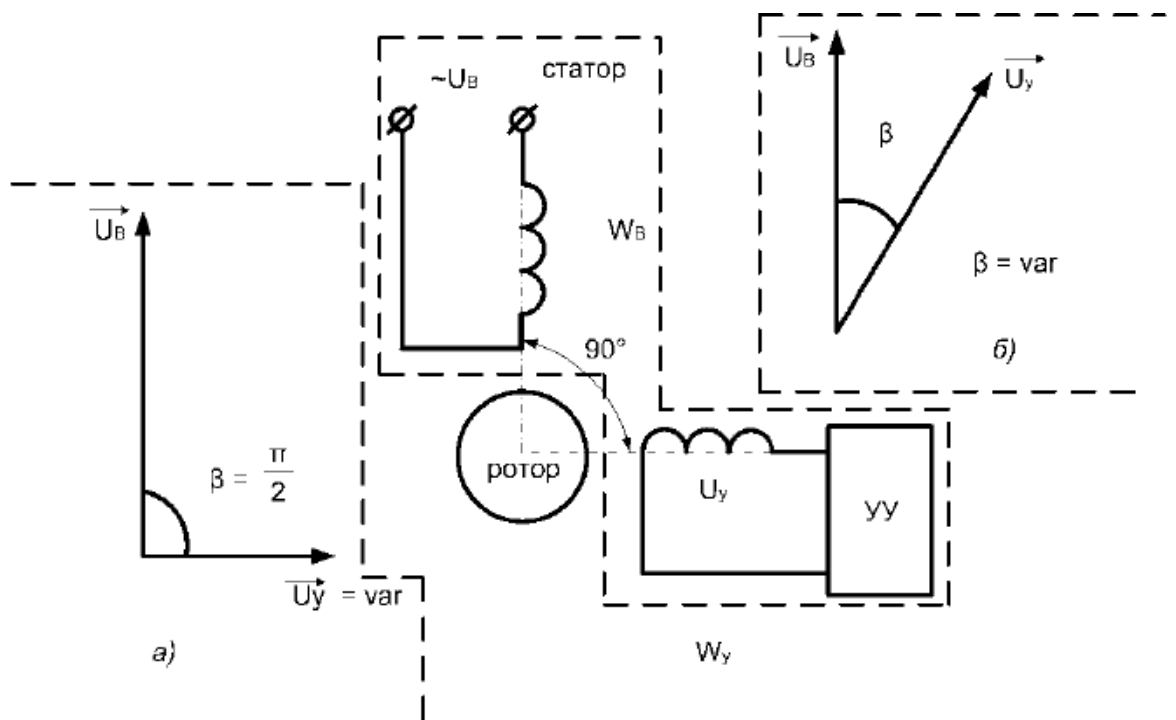


Рис. 2.7. Виконавчий двигун при амплітудному (а) і фазовому (б) керуванні

При амплітудному керуванні (рис. 2.7, а) змінюється лише значення (амплітуда або діюче значення) напруги керування U_k , яке оцінюється коефіцієнтом сигналу $\alpha = U_k/U_z$.

Значення фазового зсуву β між U_z і U_k при всіх сигналах дорівнює $\pi/2$.

При фазовому керуванні (рис. 2.7, б) незмінними лишаються значення напруг U_z і U_k , але змінюється кут зсуву фаз між ними β . В цьому разі коефіцієнт сигналу $\alpha = \sin\beta$.

Якщо керування амплітудно-фазове, змінюються як значення U_k , так і кут зсуву фаз між U_z і U_k .

Зміна U_k або кута зсуву фаз між U_z і U_k приводить до зміни еліптичного поля машини, яке можна представити у вигляді суми двох неоднакових кругових полів, що обертаються в різні боки. Зміна співвідношення прямого та зворотного полів і зумовлює зміну швидкості (зміну механічної характеристики).

До асинхронних мікромашин, що працюють як виконавчі двигуни приладів точної механіки, систем автоматики та вимірювальної техніки, висувають такі вимоги: керованість у всьому діапазоні швидкостей; висока

лінійність механічної та регулювальної характеристики, чутливість і швидкодія.

З точки зору керованості найважчим є режим $U_k=0$ ($\alpha=0$), коли ротор має бути загальмований.

Як видно з рис. 2.7, якщо $U_k=0$, то двофазний двигун еквівалентний однофазному. За умови незмінності моменту запущений двигун не зупиниться і продовжуватиме обертатися (тобто спостерігатиметься явище, яке називають самоходом двигуна).

Щоб виключити самохід двигуна (забезпечити зупинку двигуна в однофазному режимі), необхідне виконання умови: при $U_k=0$ момент $M=M_{пр}-M_{зв}=0$.

Ця умова виконується при $S_{кр}=1$ (див. рис 2.6). Практично у виконавчих двигунах $S_{кр}=3\dots 7$, що досягається застосуванням ротора з підвищеним опором (у вигляді білячої клітки або порожнистого суцільного циліндра).

Таке велике значення $S_{кр}$, хоча і знижує ККД двигуна, але надійно забезпечує відсутність самоходу (керованість) двигуна і покращує його механічні характеристики, наближаючи їх до прямолінійних.

На рис. 2.8 наведено механічні характеристики виконавчого асинхронного мікродвигуна в разі амплітудного та фазового керування. Ці характеристики м'які і нелінійні, хоча нелінійність їх невисока.

Як видно з рис. 2.8, лише при малих значеннях n механічну характеристику можна вважати лінійною.

Механічні характеристики при фазовому керуванні виходять ближчими до лінійних, проте таке керування застосовується значно рідше через нижчу чутливість (велику потужність керування при малих α) і відносну складність зміни фази керуючого сигналу.

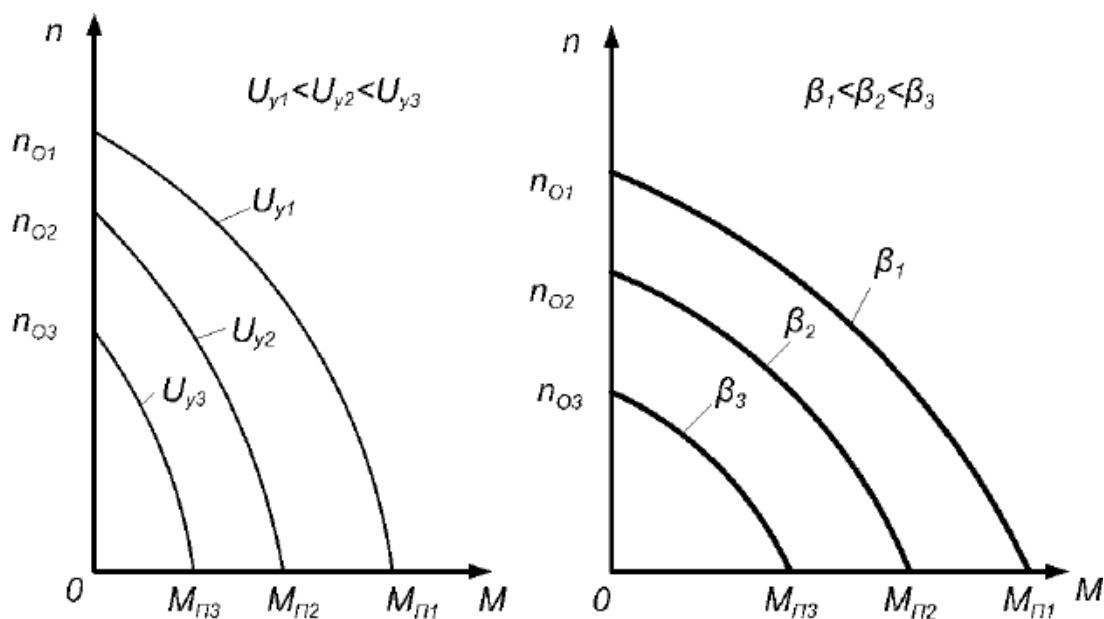


Рис. 2.8. Механічні характеристики виконавчого асинхронного мікродвигуна з амплітудним (а) та фазовим (б) керуванням

Велика потужність керування в разі фазового способу з малими сигналами керування $\alpha = \sin \beta$ пояснюється тим, що для сталого U_k коефіцієнт сигналу α практично не впливає на потужність керування, тоді як при амплітудному керуванні його потужність пропорційна до квадрата коефіцієнта сигналу:

$$\alpha = \frac{U_k}{U_3}, \quad P_k = U_k^2 / R = U_3^2 \alpha^2 / R.$$

Під час амплітудно-фазового керування, яке виконується за рахунок ввімкнення конденсатора в коло збудження, характеристики близькі до характеристик при амплітудному керуванні.

Перевага амплітудно-фазового керування – можливість забезпечити значні пускові моменти, а недолік – зниження стійкості при малих сигналах.

2.5.3. Рівняння руху двофазного асинхронного двигуна

При виведенні рівняння двигуна будемо використовувати положення про еквівалентність взаємодії намагнічуючої сили ротора, що обертається, з намагнічуючою силою статора та намагнічуючої сили нерухомого ротора з намагнічуючою силою статора, якщо струми в нерухомому роторі ті ж самі, що і при його обертанні [3, 4, 7]. Тоді двигун можна представити у вигляді

еквівалентної схеми (рис. 2.9). Процеси, що відбуваються в обмотках статора і ротора, характеризуються такими рівняннями:

$$i_k \cos \omega t = i_k R_c; \quad i_3 \sin \omega t = i_3 R_c;$$

$$M \frac{di_3}{dt} = i_{1p} R_p, \quad M \frac{di_k}{dt} = i_{2p} R_p - M_n.$$

В даному випадку M – це коефіцієнт взаємної індукції.

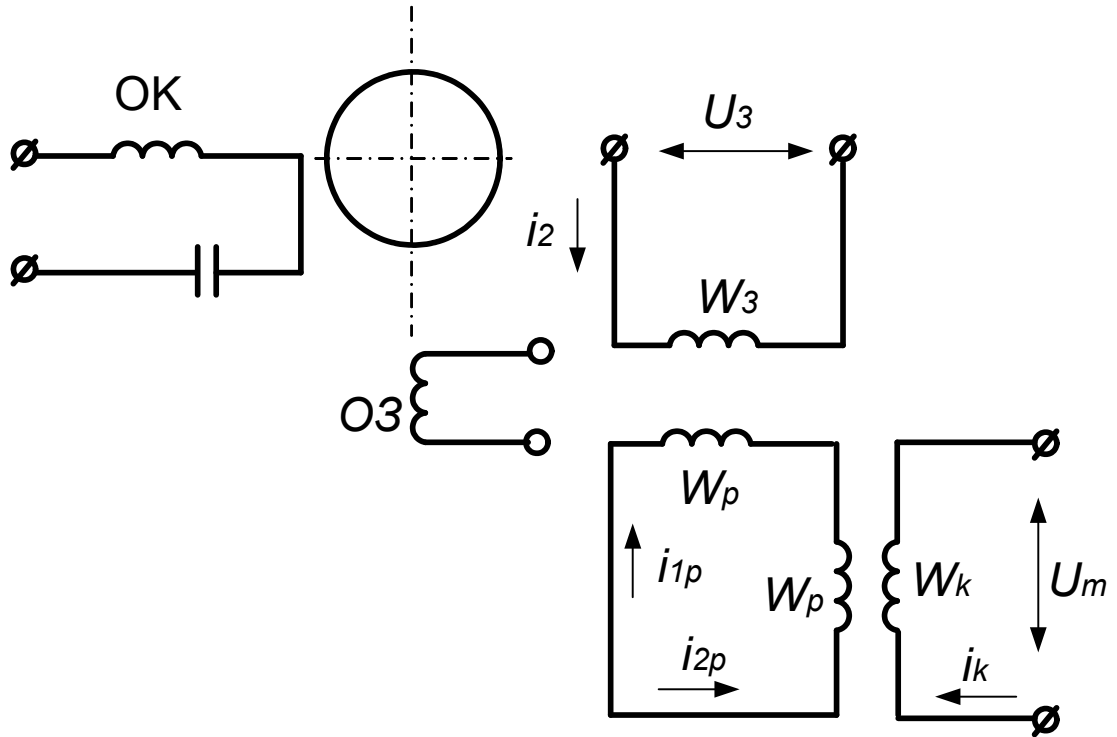


Рис. 2.9. Еквівалентна схема двофазного асинхронного двигуна

Розв'язуючи наведені рівняння відносно i_{1p} , i_{2p} , i_3 , i_k і підставляючи в рівняння

$$M_{об} = M(i_{1p}i_k - i_{2p}i_3),$$

отримуємо

$$M_{об} = \frac{M^2 \omega U_3}{R_p R_c^2} \left(U_k - \frac{U_3}{2\omega} n \right) + \frac{M^2 U_3^2}{2 R_p R_c^2} n \cos 2\omega t.$$

Ротор двигуна через свою інерційність не реагує на коливання обертового моменту подвоєної несучої частоти, тому

$$M_{об} = \frac{M^2 \omega U_3}{R_p R_c^2} \left(U_k - \frac{U_3}{2\omega} n \right).$$

Вираз $M_{об}$ подібний виразу, знайденому для двигуна постійного струму. На основі цього виразу робота двигуна змінного струму може бути описана рівнянням:

$$(Tp + 1)n = k_1 U_{\kappa} - k_c M_c,$$

в якому

$$k_1 = \frac{2M^2 \omega U_3}{2R_p R_c C_T + M^2 U^2}, \quad k_c = \frac{2R_p R_c^2}{2R_p R_c^2 C_T + M^2 U_3^2},$$

$$T_1 = \frac{2JR_p R_c^2}{2R_p R_c^2 + M^2 U_3^2}, \quad M = \frac{w_p w_c}{R_m},$$

де C_T – коефіцієнт сил в'язкого тертя; w_p – число витків обмотки ротора; w_c – число витків обмоток керування та збудження статора R_m – магнітний опір.

2.6. Асинхронні тахогенератори

Для вимірювання числа обертів вала ротора, а також вироблення керуючих сигналів використовують тахогенератори, призначені для стабілізації слідкуючих систем і виконання лічильно-розв'язувальних функцій.

Основна вимога, що ставиться до тахогенераторів, – забезпечення строго пропорційної залежності вихідної напруги від числа обертів n (частоти обертання) валу $E_{вих} = f(n)$.

Цю залежність називають вихідною характеристикою тахогенератора.

В якості асинхронного тахогенератора застосовують мікромашину, подібну за конструкцією до виконавчого двообмоткового двигуна з порожнистим немагнітним ротором. Одна з обмоток цієї машини підключається до мережі (обмотка збудження), інша є вихідною (генераторна обмотка) (рис. 2.10).

Ротор – це тонкостінний алюмінієвий циліндр, всередині якого для зменшення магнітного опору розміщується внутрішній статор, що набирається з листів електротехнічної сталі. Під час обертання порожнистого циліндра в магнітному полі в ньому індукується ЕРС e , направлена по дотичній, яку можна розглядати як елементарний провідник довжиною l_x .

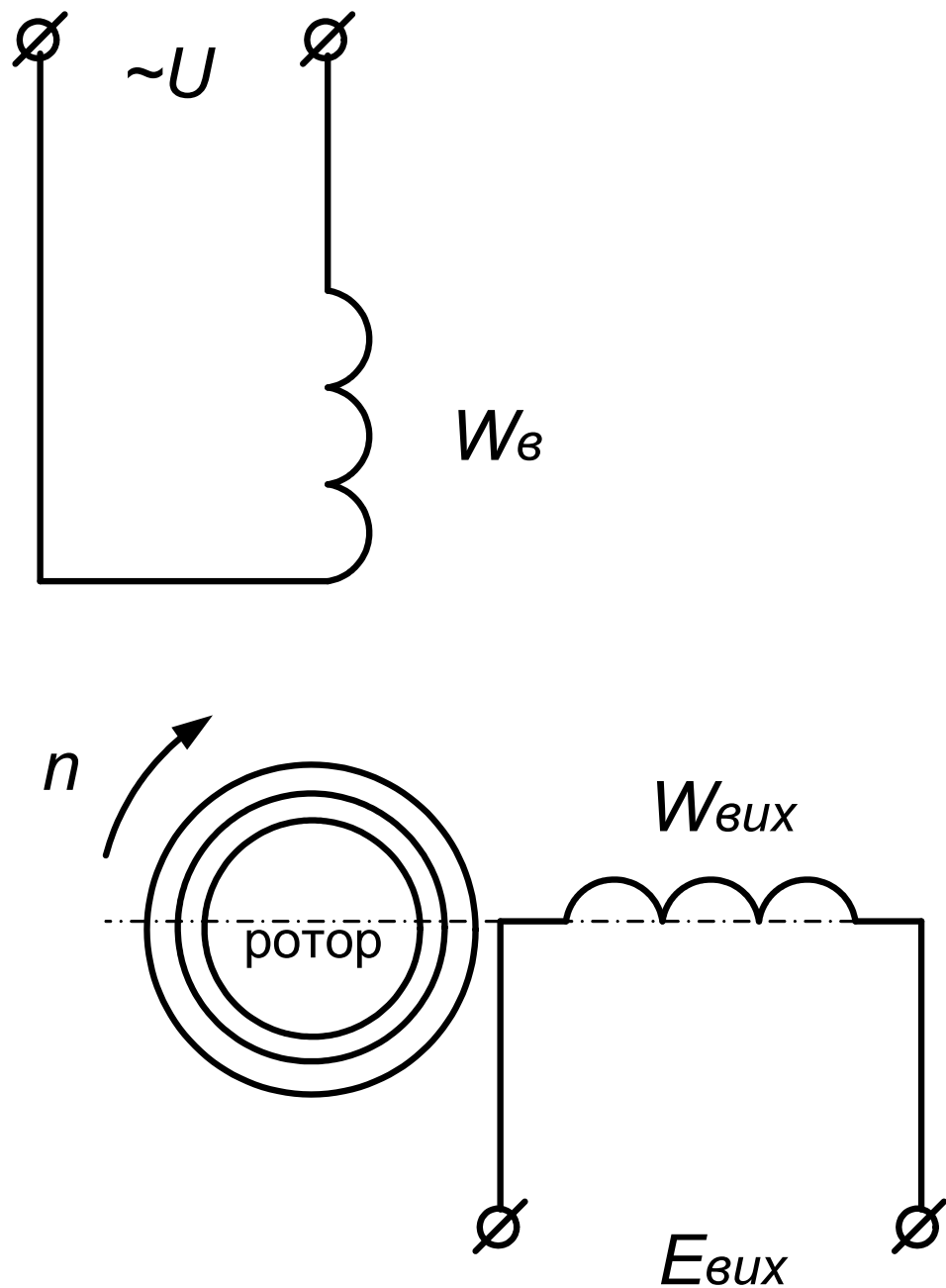


Рис. 2.10. Асинхронний тахогенератор

В двообмоткових асинхронних машинах розрізняють дві взаємно перпендикулярні осі: поздовжню, яка збігається з віссю обмотки збудження, та поперечну, яка збігається з віссю вихідної обмотки. Відповідно і потоки, які збігаються із цими осями, називають поздовжнім і поперечним.

Оскільки потік Φ_r пропорційний до ЕРС E , яка в свою чергу пропорційна до кутової (колової) швидкості обертання ротора $v = \pi \cdot D_r \cdot n / 60$ (D_r – діаметр ротора; n – число обертів вала ротора), то виявляється, що діюче значення ЕРС виходу пропорційне до числа n обертів вала

ротора $E_{\text{вих}}=kn$, де k – коефіцієнт пропорційності, який буде сталим, коли знехтувати індуктивним опором ротора і взяти сталий магнітний опір машини по поперечній осі.

Очевидно, що частота зміни вихідної ЕРС $E_{\text{вих}}$ дорівнює частоті f зміни ЕРС e у роторі, яка незалежно від швидкості обертання дорівнює частоті збудження f (частоті напруги живлення). Незалежність частоти вихідної ЕРС від швидкості – цінна властивість асинхронного тахогенератора.

Вихідна характеристика асинхронного тахогенератора при зроблених припущеннях являтиме собою пряму лінію (рис. 2.11).

В реальних умовах коефіцієнт пропорційності k не є сталою величиною, в результаті чого характеристика (пунктирна лінія на рис. 2.11) відхиляється від лінійної, тобто виникає певна амплітудна похибка.

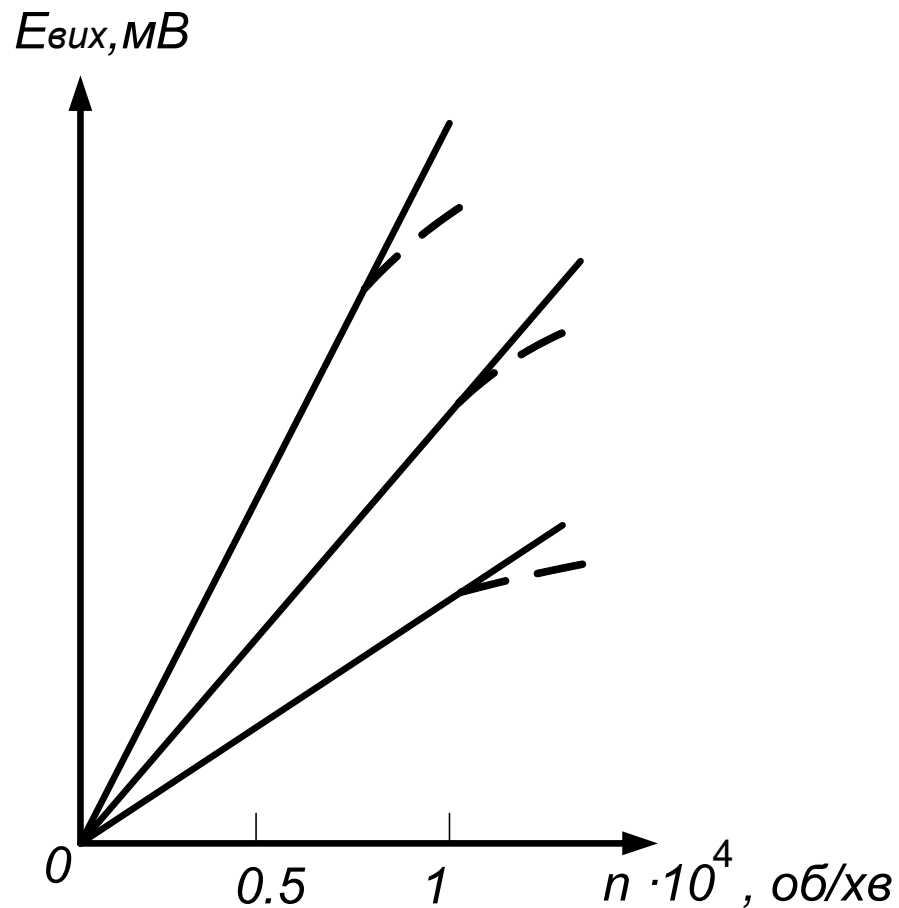


Рис. 2.11. Вихідні характеристики тахогенератора

Залежно від призначення тахогенератора вимоги, що ставляться до точності, різні: від 1–2,5% при зміні частоти обертання до 0,5% в разі застосу-

вання тахогенератора в слідкуючих системах і менше, якщо його використовують як диференціюючу ланку в обчислювальних пристроях.

Високі вимоги до точності зумовлюють такі самі вимоги до рівня технології виготовлення тахогенераторів.

Основні причини похибок тахогенераторів:

1. Відхилення обмоток статора від взаємно перпендикулярного положення через технологічні неточності, а також неточності в дотриманні товщини порожнистого ротора та величини повітряного зазору, що приводить до появи сигналу – ЕРС виходу в разі нерухомого ротора.

2. Зменшення поздовжнього потоку із збільшенням швидкості машини та зміна вихідного струму (навантаження). Таке зменшення відбувається за рахунок появи додаткової поздовжньої МРС – наслідок ЕРС, індукованої в роторі поперечним потоком. Підвищення сили струму у вихідній обмотці приводить до збільшення спаду напруги в обмотці і, крім того, до збільшення зустрічно направленої МРС по поздовжній осі;

3. Зміна опору машини при її нагріванні під час роботи. Правильний вибір матеріалів і відповідна технологія дають змогу забезпечити в спеціальних машинах амплітудну похибку до 0,05%, фазову похибку не більш як $0,1^\circ$, крутість вихідної характеристики до 10 мВ об/хв і нульовий сигнал, який не перевищує 25...50мВ.

Якщо за вхідну величину тахогенератора взяти швидкість обертання його валу, а за вихідну – напругу $U_{\text{вих}}$, то поведінка тахогенератора з достатньою точністю описується рівнянням статички, отже, передаточна функція [3, 4, 7]

$$w(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{v(p)} = k,$$

тобто тахогенератор характеризується властивостями підсилювальної ланки.

Взявши за вхідну величину кут повороту валу якоря (ротора), а за вихідну – напругу, отримуємо передаточну функцію тахогенератора у вигляді

$$w(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{\varphi(p)} = kp,$$

оскільки існує зв'язок $v = d\varphi / dt$.

Отже, в першому випадку тахогенератор описується як ідеальна підсилювальна ланка, в другому – як ідеальна диференціююча ланка.

Принципову конструктивну схему тахогенератора зображено на рис. 2.12, де 1 – вал ротора; 2 – зовнішній магнітопровід; 3 – внутрішній магнітопровід, виконаний з листового пермалюю; 4 – порожнистий немагнітний ротор; 5 – обмотка збудження; 6 – генераторна обмотка (обидві обмотки 5 і 6 розміщуються на зовнішньому магнітопроводі); 7 – втулка, на якій кріпиться внутрішній магнітопровід; через неї проходить вал ротора 1.

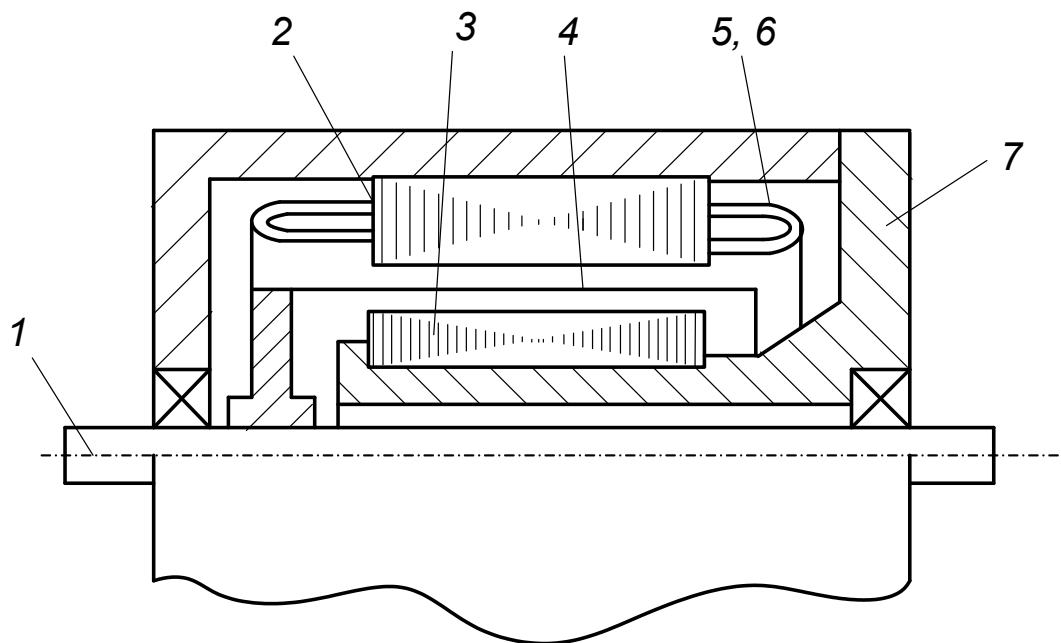


Рис. 2.12. Принципова конструктивна схема тахогенератора

2.7. Обертові трансформатори

Обертовий (поворотний) трансформатор – це асинхронна мікромашина з фазним ротором, призначена для перетворення кута повороту ротора (або його функції) в напругу виходу.

Як на статорі, так і на роторі розміщено по дві обмотки, зсунуті в просторі відносно одна одної на 90° . Одну з обмоток статора w_3 називають обмот-

кою збудження, а другу w_k - компенсаційною (або квадратурною); відповідно обмотки ротора називають синусною w_s і косинусною w_c .

Принципову схему обертового трансформатора наведено на рис. 2.13.

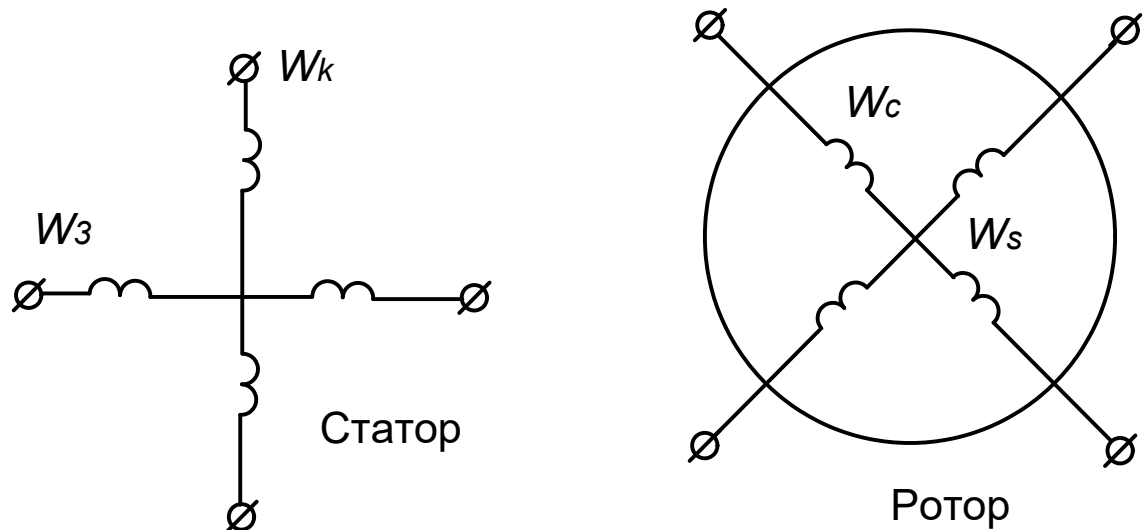


Рис. 2.13. Принципова схема обертового трансформатора

Трансформатор може працювати в режимі повороту ротора на певний кут α і в режимі безперервного обертання, коли обмотки для зменшення числа ковзних контактів міняють місцями: на роторі розміщують обмотки збудження та компенсаційну, на статорі – синусну і косинусну.

Якщо підключити обмотку збудження w_3 до мережі змінного струму, поздовжній потік індукуватиме в обмотках ротора ЕРС, що змінюється з частотою мережі та з діючим значенням, що залежить від положення обмоток відносно поздовжньої осі (від положення ротора відносно статора).

Максимальна величина потоку, зчепленого з обмоткою, вісь якої збігається з поздовжньою віссю машини,

$$\Phi_m = B_m l \int_{-\tau/2}^{\tau/2} \cos \frac{\pi x}{\tau} dx \Big|_{x=0} = \frac{2}{\pi} B_m \tau l;$$

де l – активна довжина провідника, розміщеного в основному магнітному потоці; τ – полюсна поділка (довжина дуги, що відповідає одному полюсу); x – відстань від осі обмотки.

В тому разі, коли вісь обмотки відхилена на кут $\alpha = \pi x / \tau$, максимальна величина потоку, зчепленого з обмоткою, дорівнює:

$$\Phi_{m\alpha} = B_m l \int_{-\tau/2+\alpha}^{\tau/2+\alpha} \cos \frac{\pi x}{\tau} dx = \frac{2}{\pi} B_m \tau l \cos \alpha = \Phi_m \cos \alpha.$$

Отже, в обмотці ротора, вісь якої збігається з поздовжньою віссю, індукуватиметься ЕРС

$$E = 4,44 f \omega k_0 \Phi_m,$$

а в обмотці, вісь якої відхилена на кут α , ЕРС

$$E_\alpha = 4,44 f \omega_\alpha k_{0\alpha} \Phi_m \cos \alpha.$$

Оскільки обмоткою, вісь якої завжди збігається з поздовжньою віссю, є косинусна обмотка, то

$$E_c = 4,44 f \omega_c k_{oc} \Phi_m \cos \alpha.$$

Синусна обмотка ротора w_s зсунута відносно косинусної обмотки ротора w_c на кут $\pi/2$, тому вихідна ЕРС синусної обмотки

$$E_s = 4,44 f \omega_s k_{os} \Phi_m \cos(\alpha - \pi/2).$$

Якщо виконуються рівняння $w_c = w_s$ і $k_{oc} = k_{os}$, то

$$E_c = k E_{eux} \cos \alpha; \quad E_s = k E_{eux} \sin \alpha.$$

Отже, в обмотках ротора індукуються ЕРС, пропорційні до синуса кута повороту ротора відносно осі обмотки збудження, ввімкненої в мережу.

Компенсаційна обмотка w_k використовується для компенсації поперечних потоків, які створюються обмотками ротора за рахунок струмів навантаження, що протікають по них і порушують тригонометричні залежності напруги виходу від кута повороту, тобто спричиняють появу певних похибок.

Зменшення поперечного потоку досягається замиканням компенсаційної обмотки накоротко (або на невеликий опір z_k). Оскільки у цьому разі компенсаційна обмотка являє собою замкнену накоротко відносно поперечного потоку вторинну обмотку трансформатора (рис. 2.14, а), то результуюча МРС поперечного поля буде значно меншою, а отже, зменшиться і похибка.

Зменшення похибок обертового трансформатора компенсацією поперечного потоку ротора називають симетруванням трансформатора.

Розглянутий випадок симетрування з боку статора є первинним. Крім того, застосовується і вторинне симетрування з боку ротора (рис. 2.14, б), при

якому повна компенсація досягається тоді, коли результуючі (повні) опори обох фаз ротора дорівнюють один одному.

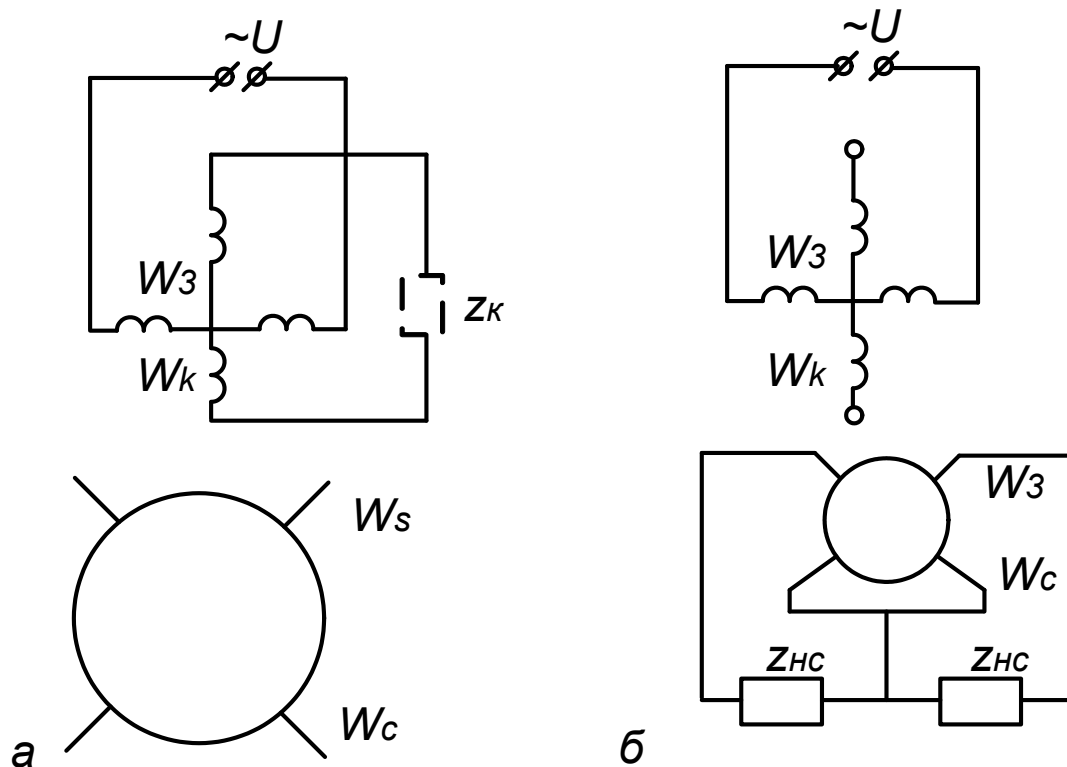


Рис. 2.14. Схеми симетрування для обертового трансформатора: а – первинного; б – вторинного

Перевага первинного симетрування – незалежність його від зміни навантаження, а вторинного – незалежність від кута повороту. Тому на практиці звичайно застосовують одночасно первинне та вторинне симетрування, завдяки чому вдається звести похибку до мінімуму.

Змінюючи схеми симетрування синусно-косинусного обертового трансформатора, можна отримати так званий **лінійний поворотний трансформатор**, в якому вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ є лінійною функцією кута α (рис. 2.15).

Зображені на рис. 2.15 схеми дають змогу отримати залежність виду

$$U_{\text{вих}} = c \frac{\sin \alpha}{1 + k \cos \alpha},$$

яка при $k=0,52\dots 0,56$ має відхилення від лінійної функції порядку 0,1 %, коли кут α змінюється від -55° до $+55^\circ$.

На рис. 2.15, а показано схему первинного симетрування і послідовного з'єднання косинусної обмотки з обмоткою збудження. Напруга на виході $U_{\text{вих}}=f(\alpha)$ знімається з синусної обмотки.

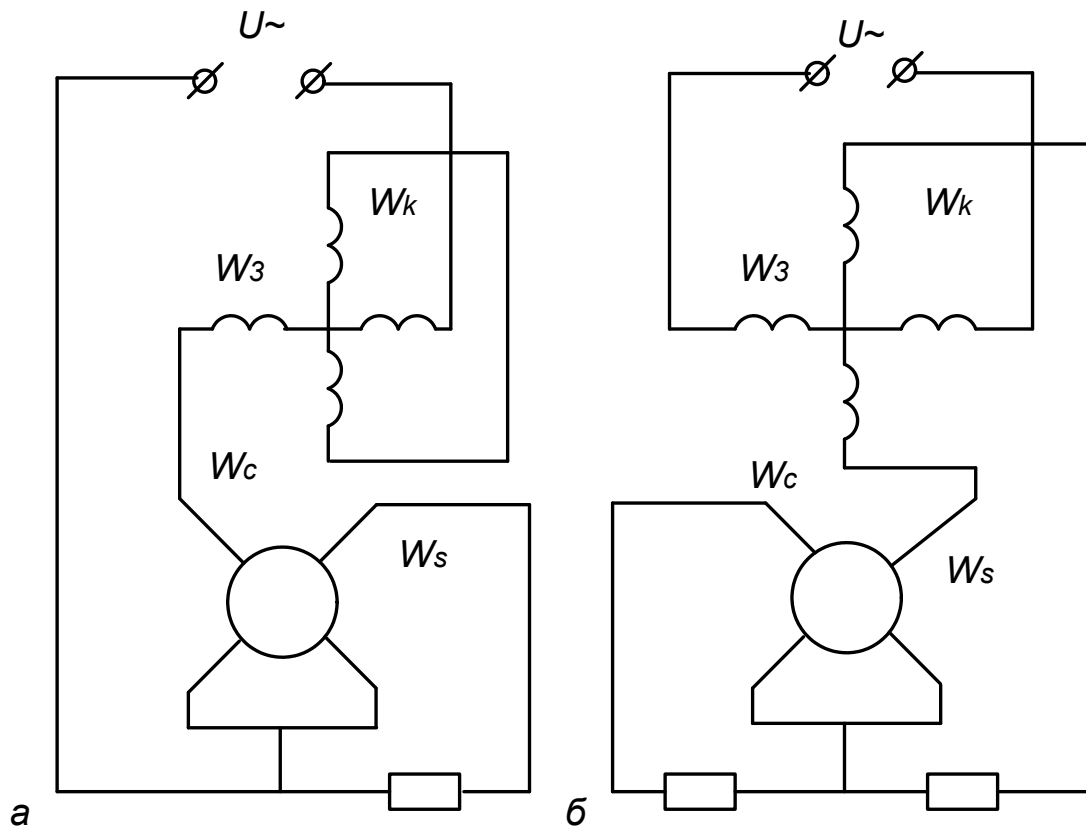


Рис. 2.15. Схеми симетрування для лінійного поворотного трансформатора: а – первинного; б – вторинного

В схемі на рис. 2.15, б косинусна обмотка використовується для вторинного симетрування, а вихідна напруга знімається з послідовно з'єднаних синусної та компенсаційної обмоток.

Точність обертових трансформаторів в основному визначається ретельністю виготовлення. Залежно від допустимих максимальних похибок вони поділяються на чотири класи: 0, 1, 2, 3. Номер класу (за винятком 0) показує максимальну помилку в десятих частках процента (1 – 0,1%, 2 – 0,2%, 3 – 0,3%). Максимально допустима помилка для нульового класу дорівнює 0,05%.

Проте зазначені точності можна отримати лише в разі використання схем, які забезпечують сталість вихідного опору (схеми з вторинним симет-

руванням), а також стабілізації напруги і частоти живлення і застосування термокомпенсації.

2.8. Сельсини

Сельсинами називають електричні мікромашини, призначені для синхронного і синфазного поворотів кількох механічно не пов'язаних між собою осей.

Одну з машин, механічно з'єднану із задаючим валом, називають датчиком, другу машину, яка відпрацьовує заданий кут, – приймачем.

Конструктивно датчик і приймач не відрізняються один від одного. Вони являють собою індукційну машину [3, 4, 7], що має дві обмотки: збудження w_z (первинну) та синхронізації w_c (вторинну).

Залежно від числа фаз обмотки збудження (одна або три) розрізняють однофазні та трифазні сельсини. Синхронізуючі обмотки, як в однофазних, так і в трифазних сельсинах звичайно виконують трифазними.

Розглянемо роботу однофазного сельсина, який використовується в системах автоматики.

Однофазний сельсин – це асинхронна машина, яка має обмотку збудження, розміщену на роторі, та обмотки синхронізації – на статорі. Хоча принцип дії сельсина не залежить від того, яка з обмоток розміщена на статорі, а яка – на роторі, завдяки розміщенню на роторі обмотки збудження вдається підвищити надійність і точність сельсина.

Пульсуючий магнітний потік, що створюється ввімкненою на змінну напругу обмоткою збудження сельсина-датчика, індукує ЕРС у фазах обмотки синхронізації.

Залежно від значення моменту опору на валу сельсина-приймача розрізняють два режими роботи: індикаторний, коли момент на вихідному валу малий, і трансформаторний, коли на вихідному валу потрібний значний вихідний момент.

Схеми з'єднання сельсинів для індикаторного і трансформаторного режимів зображені на рис. 2.16.

В разі індикаторного режиму обмотки збудження сельсинів приймача і датчика ввімкнені в загальну однофазну мережу змінного струму, а обмотки синхронізації датчика з'єднані з відповідними обмотками приймача лініями зв'язку.

За однакового кутового положення роторів обох машин ЕРС, які індукуються в обмотках синхронізації датчика та приймача, врівноважуються, і струми в лініях зв'язку відсутні.

Якщо між роторами датчика і приймача утвориться деякий кут непогодження, то по обмотках синхронізації потечуть струми, які, взаємодіючи з потоком збудження, створять в обох сельсинах синхронізуючі моменти, які будуть намагатися звести до нуля кут непогодження.

Синхронізуючі моменти датчика та приймача направлені в протилежні боки, тому, коли ротор датчика не був би загальмований, то кут непогодження довелося б компенсувати за рахунок повороту обох роторів.

Оскільки звичайно ротор сельсина-датчика загальмований і його синхронізуючий момент врівноважується моментом опору, який повертає і утримує ведучу вісь в заданому положенні, то кут непогодження відпрацьовується лише за рахунок повороту ротора приймача.

Синхронізуючий момент залежно від кута непогодження змінюється за синусоїдальним законом

$$M_c = M_{ct} \sin \alpha,$$

де $M_{ct} = c \Phi_{zt} F_{ct} \sin \varphi$; c – стала; Φ_{zt} – максимальне значення потоку збудження; F_{ct} – максимальне значення МРС, що створюється однією фазою синхронізуючої обмотки; $F_{ct} = 0,9 I_{ct} w_c k_{oc}$;

$I_{ct} = E_{ct} / z_{zag}$; $E_{ct} = 4,44 f w_c k_{oc} \Phi_{zt}$; z_{zag} – загальний опір послідовно ввімкнених обмоток датчика та приймача в лініях зв'язку.

Один з параметрів, що характеризують індикаторний режим роботи сельсина, – це питомий синхронізуючий момент (момент на один градус кута непогодження)

$$M_{пит} = M_{ct} \sin 1^\circ = 0,0175 M_{ct}.$$

Для сельсинів різної потужності питомий синхронізуючий момент дорівнює $(0,1...5) \cdot 10^{-3}$ Н·м/град, а максимальний – $(5...30) \cdot 10^{-3}$ Н·м/град.

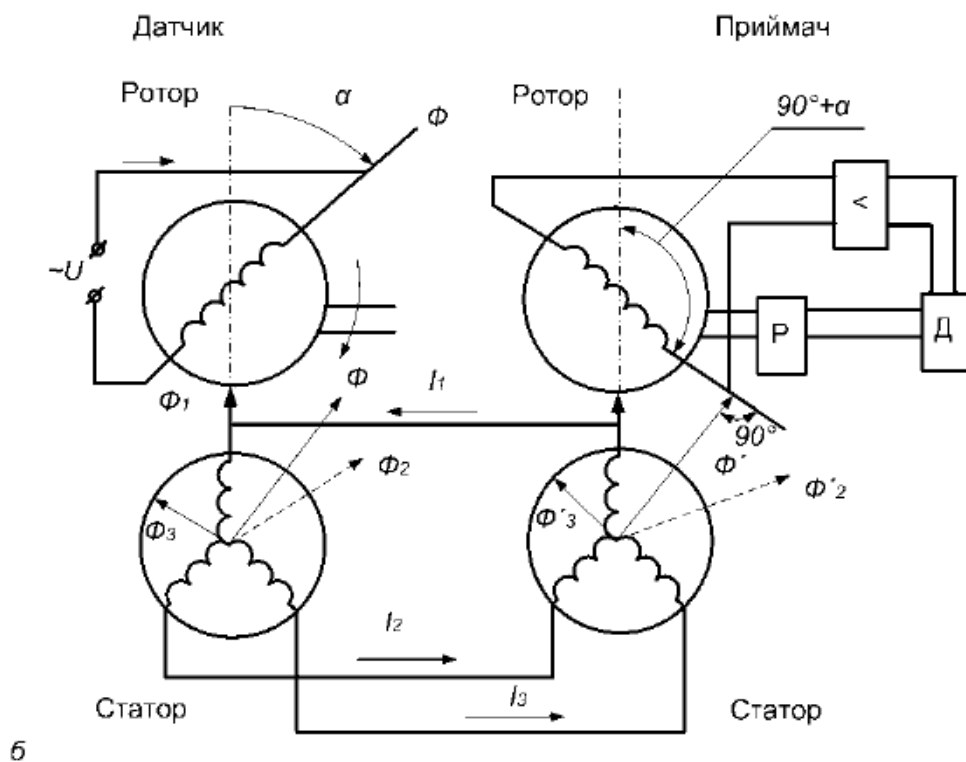
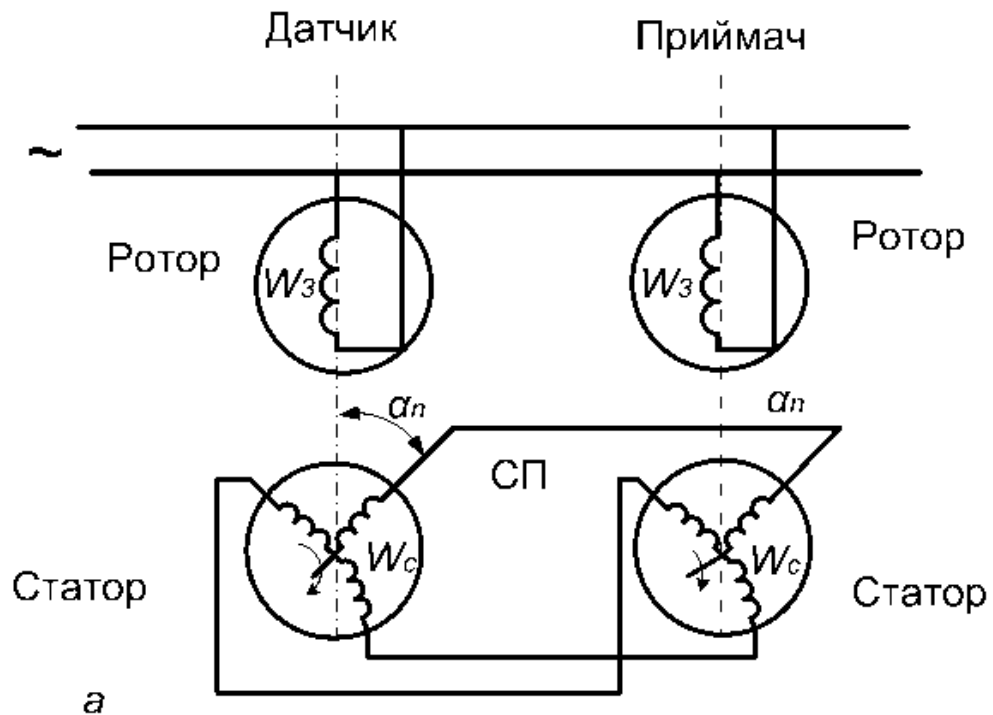


Рис. 2.16. Схеми з'єднання сельсинів для індикаторного (а) і трансформаторного (б) режимів

Для трансформаторного режиму сельсин-датчик і сельсин-приймач складаються з двох частин: нерухомої – статора та рухомої – ротора.

Статори сельсина-датчика та сельсина-приймача мають трифазну обмотку, з'єднану в зірку.

Ротор сельсина-датчика містить однофазну обмотку, яка підключається до однофазної мережі, ротор сельсина-приймача також має однофазну обмотку.

В разі підключення обмотки ротора датчика до однофазної мережі змінного струму (див. рис. 2.16, б), в ній протікає змінний струм I і в магнітній системі датчика виникає пульсуючий магнітний потік Φ , магнітна вісь якого збігається з віссю обмотки ротора. Потік Φ наводить в фазах обмотки статора ЕРС, пропорційні до проекцій потоку Φ на осі кожної з фаз обмотки статора:

$$\begin{aligned}e_1 &= kw_1 \Phi \cos \alpha, \quad e_2 = kw_2 \Phi \cos(120^\circ + \alpha), \\e_3 &= kw_3 \Phi \cos(240^\circ + \alpha).\end{aligned}$$

При з'єднанні фаз обмотки статора датчика з фазами обмотки статора приймача в них протікають струми I_1, I_2, I_3 , пропорційні до відповідних ЕРС фаз. Внаслідок протікання фазових струмів в трифазній симетричній системі статора датчика та статора приймача в фазах останнього виникають магнітні потоки, пропорційні до потоків в фазах статора датчика $\Phi'_1, \Phi'_2, \Phi'_3$.

При геометричному додаванні фазових складових магнітного потоку в системі приймача отримуємо результуючий потік Φ' , пропорційний за величиною до потоку Φ в системі датчика і повернутий на той самий кут відносно першої фази.

Пульсуючий магнітний потік приймача Φ' наводить в обмотці ротора приймача ЕРС, яка має максимальне значення тоді, коли вісь обмотки ротора паралельна магнітному потоку Φ' приймача. Для взаємно перпендикулярного розміщення осі обмотки ротора приймача та магнітного потоку Φ' ЕРС теоретично має нульове значення. Практично в цьому разі ЕРС на роторі має значення, яке може досягати близько 0,5% максимального її значення, що зумовлюється здебільшого інструментальними похибками.

За відсутності сигналу на роторній обмотці приймача відносно положення роторів погоджене.

В разі непогодження осей роторів сельсинів датчика та приймача ЕРС в обмотці ротора приймача в режимі холостого ходу змінюється пропорційно до синуса кута непогодження:

$$E_{\Pi} = E_{\Pi m} \sin \alpha,$$

де $\alpha = \alpha_d - \alpha_{\Pi}$ – кут непогодження; α_d , α_{Π} – кут повороту ротора відповідно датчика і приймача.

Поворот ротора приймача на 180° відносно будь-якого положення спричиняє зміну фази ЕРС, що наводиться в ньому, на 180° .

Під час автоматичної обробки кута непогодження напруга з ротора сельсина-приймача подається через підсилювач на керуючу обмотку електродвигуна, що відпрацьовує цей кут. Ротор двигуна через редуктор з'єднується з ротором сельсина-приймача. Двигун обертає ротор приймача до погодженого положення, при якому напруга на роторній обмотці приймача відсутня.

Параметром, який характеризує сельсин, що працює в трансформаторному режимі, є питома вихідна напруга $U_{\text{пит}} = E_{1\text{max}} \sin 1^\circ = 0,0175 E_{1\text{max}}$.

В ідеальному випадку ротор сельсина-приймача повертається на той самий кут, на який повернуто ротор сельсина-датчика, але практично між положеннями роторів датчика та приймача завжди є певний кут непогодження, який характеризує точність синхронного передавання кута. Похибки в передаванні кута (статична в режимі повороту і динамічна в режимі обертання) – це насамперед наслідок різниці характеристик окремих машин, вплив опору лінії зв'язку та коливань напруги живильної мережі.

Під час роботи в трансформаторному режимі великий вплив на точність має вихідний струм, а під час роботи в індикаторному режимі – гальмівний момент на валу приймача.

Залежно від допустимої похибки сельсини, що випускаються промисловістю, поділяються на три класи точності (табл. 2.1).

Таблиця 2.1

Класи точності сельсинів

Клас точності	Похибка в індикаторному режимі		Похибка в трансформаторному режимі	
	Датчик	Приймач	Датчик	Приймач
1	0,25	0,75	0,25	0,25
2	0,5	1,5	0,5	0,5
3	1	2,5	1	1

При цьому допустима похибка сельсина-приймача в індикаторному режимі значно перевищує похибку датчика. Пояснюється це тим, що на роботу сельсина-приймача в індикаторному режимі значно впливає момент тертя M_T .

Похибка, що визначається моментом тертя сельсина-приймача, характеризує його зону нечутливості, в межах якої ротор приймача може набувати будь-якого положення при фіксованому положенні ротора датчика. Значення цієї зони визначається співвідношенням $M_T/M_{\text{пит}}$.

Згідно з структурною схемою на рис. 2.17 (нехтуємо індуктивністю обмоток двигуна) **передаточна функція сельсинної передачі** трансформаторного типу з двигуном, який балансує положення сельсина-приймача, дорівнює:

$$w(p) = \frac{k}{p(T_1 p + 1)(T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1)},$$

де

$$T_1 = \frac{L_{\text{д-п}}}{R_{\text{д-п}}}, \quad T_2 = \sqrt{\frac{T_{\text{дв}}}{1 + k_1 k_{\kappa} k_{\text{дв}}}}, \quad k_1 = \frac{k_2 \alpha_{\text{max}}}{U_3 / R_{\text{д-п}}},$$

$$k = \frac{k_1 k_{\kappa} k_{\text{дв}}}{1 + k_1 k_{\kappa} k_{\text{дв}}}, \quad \xi = \frac{1}{\sqrt{T_{\text{дв}}(1 + k_1 k_{\kappa} k_{\text{дв}})}};$$

$L_{\text{д}}$ та $L_{\text{п}}$ – індуктивності обмоток; $R_{\text{д}}$ і $R_{\text{п}}$ – опори обмоток; k_2 – коефіцієнт пропорційності.

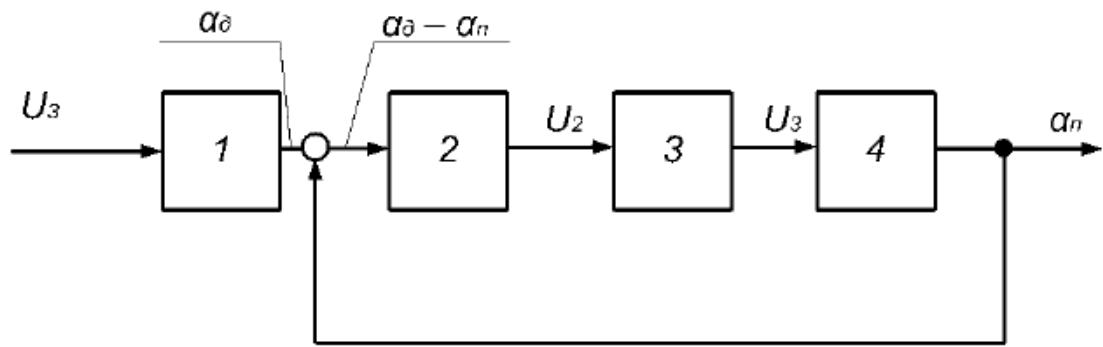


Рис. 2.17. Структурна схема сельсинної передачі в трансформаторному режимі

На рис. 2.17 позначено: 1 – ротор сельсина датчика; 2 – коло статорів; 3 – підсилювач; 4 – двигун з ротором сельсина-приймача.

Основні технічні характеристики сельсинів [3, 4, 7]:

Напруга живлення, В	36
Частота живлення, Гц	400
Струм збудження, мА	300
Максимальна вихідна напруга, В	36
Кутова помилка в трансформаторному режимі, хв.	$\pm 20 \dots 30$
Вага, Н	1,9
Розміри, мм:	
діаметр	66
довжина	14,5

Недоліки сельсинів: значний момент зворотної дії; високий рівень нульового сигналу.

В якості сельсинів, що працюють у трансформаторному режимі, звичайно використовують так звані плоскі сельсини, в яких відношення довжини до діаметра становить 1:6 або 1:8.

В авіаційній техніці, де значні габаритні розміри стандартних сельсинів обмежують їх застосування, плоскі сельсини мають безперечну перевагу: їх конструкція дає змогу вписувати їх в конструкцію приладу, не збільшуючи помітно габаритних розмірів останнього.

Сельсини застосовують як первинні перетворювачі, в магнесинно-сельсинних слідкуючих системах [3, 4, 7], в релейних слідкуючих системах [7].

Конструктивно плоскі сельсин-датчик і сельсин-приймач принципово не відрізняються один від одного. Пакети заліза статора і ротора набирають з пластин електротехнічної сталі типу Э44. Пакет заліза статора запресовують в циліндричну оправу, яка з одного боку має буртик, а з другого розвальцьована (рис. 2.18). Пакет заліза ротора закріплюють на дюралюмінієвій оправі, що має форму стакану. Оправи статора і ротора мають спеціальні посадочні поверхні. На рис. 2.18 позначено: 1 – статор сельсина-датчика; 2 – ротор сельсина-датчика; 3 – вихідна вісь приладу.

Крім індикаторного і трансформаторного режимів, сельсини можуть працювати і в режимі алгебраїчного підсумовування кутових переміщень двох механічно не пов'язаних між собою валів.

В перших двох режимах сельсини працюють як вимірювальний перетворювач, а в третьому вони виконують роль лічильно-розв'язувального пристрою.

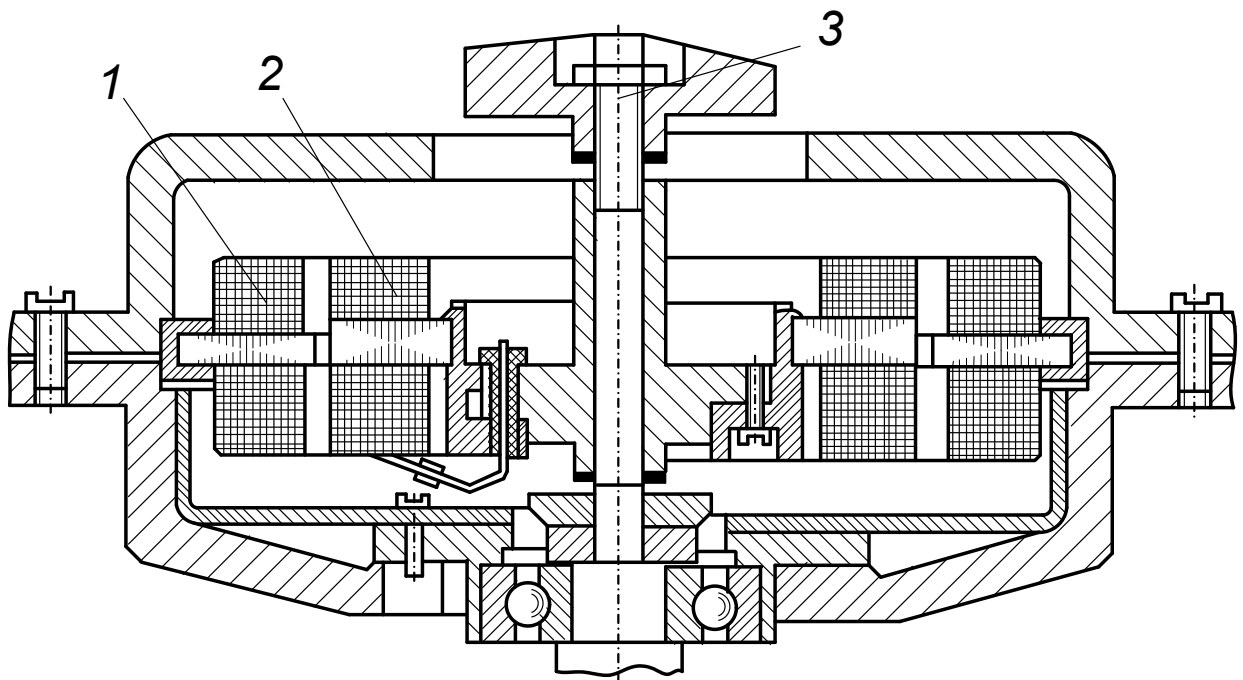


Рис. 2.18. Конструктивне оформлення вузла плоского сельсина

В режимі алгебраїчного підсумовування кутових переміщень двох механічно не пов'язаних між собою валів функція підсумовування виконується диференціальним сельсином (ДС), який ввімкнений в проміжку між двома сельсинами-датчиками, ротори яких механічно з'єднуються з валами двох робочих механізмів (рис. 2.19).

Диференціальні сельсини конструктивно не відрізняються від трифазних: статорна і роторна обмотки являють собою розподілені трифазні обмотки, з'єднані в зірку, які підключаються до трифазних обмоток сельсинів-датчиків СД1 і СД2, ротори яких жорстко пов'язані з командними осями, або вхідними валами. Вихідним або виконавчим, валом є вал ротора ДС.

Принцип дії такої схеми полягає в наступному. Потоки збудження сельсинів-датчиків створюються обмотками збудження, що живляться змінною напругою $U_{\sim}$. В початковому положенні, яке відповідає погодженому стану вхідних валів сельсинів-датчиків і вихідного валу ДС, вектори результуючих потоків статора Φ_1 і ротора Φ_2 ДС збігаються за напрямом, отже, ротор ДС лишається нерухомим. При повороті ротора СД1 за годинниковою стрілкою на кут α_1 результуючий магнітний потік Φ_1 статора ДС повернеться на той самий кут, але проти годинникової стрілки. Поворот ротора СД2 за годинниковою стрілкою на кут α_2 приведе до повороту на той самий кут, але в протилежний бік результуючого магнітного потоку Φ_2 ротора ДС. Оскільки потоки Φ_1 і Φ_2 виявляються направленими під кутом $\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$ один до одного, то виникає синхронізуючий момент в розточці статора ДС, який намагається розвернути його ротор на кут, що відповідає погодженому положенню, при якому напрями магнітних потоків Φ_1 і Φ_2 збігаються. Цей кут дорівнює різниці кутів повороту вхідних (командних) валів. Якщо ротор СД2 повернутий на кут α_2 проти годинникової стрілки, то ротор ДС повернеться на кут, який дорівнює сумі $\alpha_1 = \alpha_2$. Отже, сельсинні вимірювальні перетворювальні елементи з ДС виконують дистанційне алгебраїчне підсумовування кутових переміщень двох механічно не пов'язаних валів робочих механізмів.

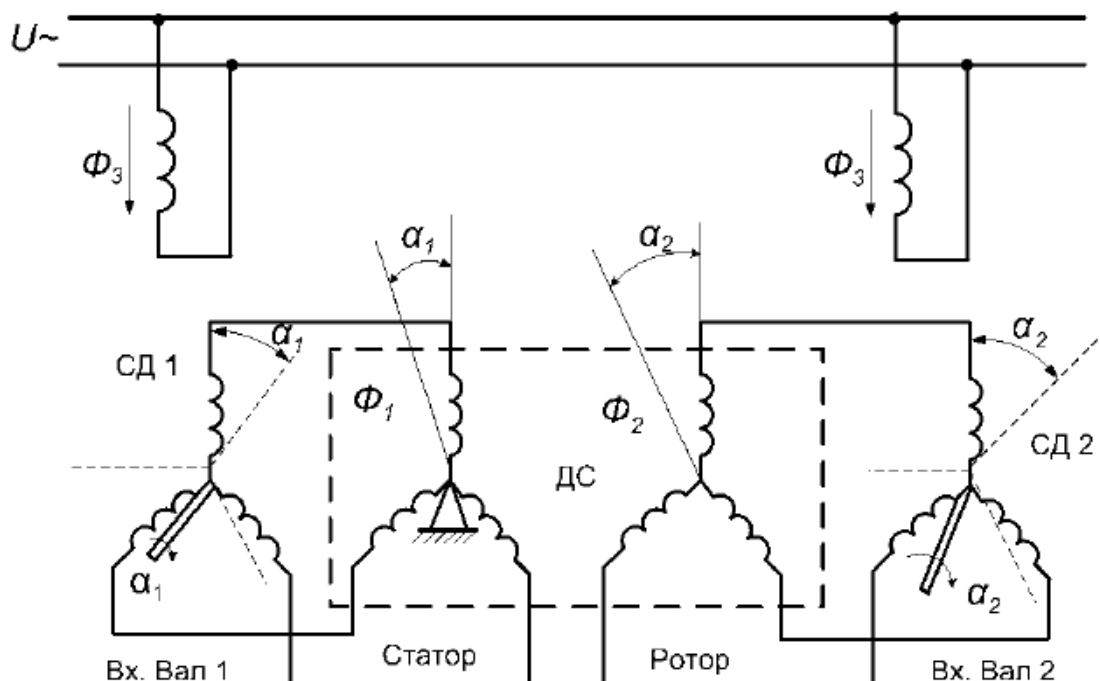


Рис. 2.19. Схема вмикання диференціального сельсина в режимі алгебраїчного підсумовування кутових переміщень механічно не пов'язаних валів

2.9. Синхронні мікромашини

Синхронні мікромашини широко використовують як двигуни в пристроях, які потребують сталості частоти обертання (самописні прилади, програмні пристрої, кіноустановки, електрогодинники тощо); в пристроях регулювання частоти обертання за рахунок зміни частоти живлення; як генератори або тахогенератори.

Залежно від особливостей електромагнітної системи розрізняють п'ять типів синхронних мікромашин: з постійними магнітами, реактивні, гістерезисні, індукторні та крокові.

В синхронній машині МРС ротора створюється в результаті подавання в обмотку ротора струму від зовнішнього джерела постійного струму або використання як ротора постійного магніту.

В першому випадку обмотка ротора складається з однієї або з кількох котушок, що утворюють багатополісну систему з такою самою кількістю пар полюсів, як і обмотка статора.

Поле, створене ротором синхронної машини, називають полем збудження. Обертання ротора приводить до того, що внаслідок перетину потоком збудження провідників обмотки статора в них індукується змінна ЕРС, що має частоту $f = pn/60$ (де p – число пар полюсів; n – частота обертання магнітного поля ротора).

При ввімкненні обмотки статора на навантаження в обмотці виникають струми, що створюють обертове магнітне поле, частота обертання якого дорівнює частоті обертання ротора.

Отже, в синхронній машині, як в генераторному режимі, так і в режимі двигуна частота обертання ротора завжди дорівнює частоті обертання поля статора.

Одну частину синхронної машини, на якій розміщено обмотку збудження, називають індуктором, а другу – якорем машини.

В загальному випадку залежно від конструкції роль індуктора або якоря можуть виконувати як ротор, так і статор машини. Це значно спрощує конструкцію і підвищує надійність.

В разі використання синхронної мікромашини як двигуна на її роторі, крім постійних магнітів, що створюють поле збудження, розміщується і короткозамкнена пускова обмотка типу білячої клітки. Остання, крім полегшення пуску двигуна, виконує в усталеному режимі роль демпфера коливань ротора.

Синхронні мікромашини в ролі генератора використовують як тахометричні датчики для вимірювання частоти обертання. В цьому разі на виході підключають вольтметр з шкалою, відградуєваною в обертах за хвилину. Водночас застосовувати синхронні мікромашини як тахогенератори в систем автоматизації не завжди доцільно через нелінійність вихідної характеристики $U_{\text{вих}} = f(n)$, яка визначається за формулою

$$U_{\text{вих}} = kn \frac{z_{\text{н}}(n)}{z_{\text{н}}(n) + z_{\text{с}}(n)},$$

де $z_{\text{с}}$ і $z_{\text{н}}$ – повні опори обмотки статора і навантаження, які, в свою чергу, є функціями числа обертів.

На відміну від асинхронного тахогенератора, в якого частота вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ стала, у синхронного тахогенератора $U_{\text{вих}}$ змінюється пропорційно до швидкості, в результаті чого змінюється реактивна складова опорів z_c і z_H .

Одним з параметрів, які характеризують синхронну машину, є **кутова характеристика** $M=f(\alpha)$ (де α – кут зсуву осі полюсів ротора відносно осі результуючого потоку), яка визначає стійкість роботи машини (рис. 2.20, крива 1).

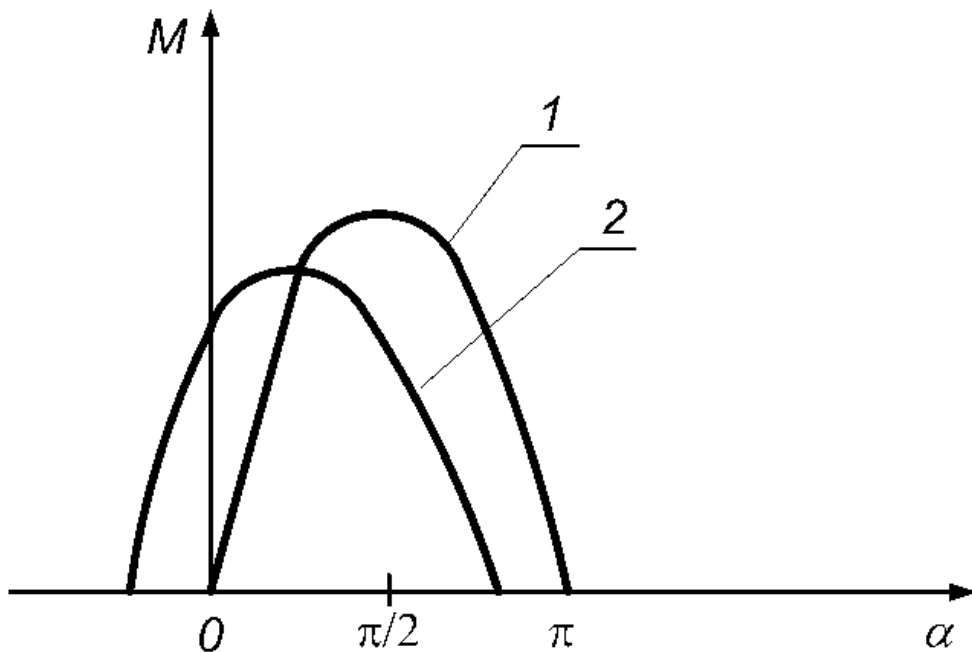


Рис. 2.20. Кутові характеристики мікромашини:
1— синхронної; 2—реактивної

Синхронна машина працює стійко на зростаючій гілці ($0 < \alpha < \pi/2$; $dM/d\alpha > 0$) характеристики і нестійко (випадає з синхронізму) на спадаючій гілці ($dM/d\alpha < 0$). При цьому чим менший кут α , тим стійкіше працює машина.

Синхронні реактивні двигуни – це найпоширеніші синхронні двигуни малої потужності. Простота конструкції, мала вартість, відсутність контактів, що ковзають, дають змогу застосувати їх для стрічкопротяжних механізмів (звукове кіно, звукозапис, осцилографи тощо) та в системах синхронного зв'язку, де потрібна стала частота обертання.

Проте порівняно з асинхронними двигунами вони мають такі недоліки: великі розміри і маса; низький ККД (0,2...0,4) і потужність (< 8 Вт), схильність до коливань при різких змінах навантажувального моменту на валу або частоти, чутливість до коливань напруги живлення. В основному всі недоліки реактивного двигуна пояснюються тим, що магнітний потік двигуна створюється лише за рахунок реактивного струму обмотки статора.

Реактивні двигуни виконують як для три-, так і для однофазної мережі. Реактивний двигун має явнополюсний ротор без обмотки збудження і без постійних магнітів.

В деяких випадках застосовують синхронні двигуни з пульсуючим магнітним потоком (рис. 2.21).

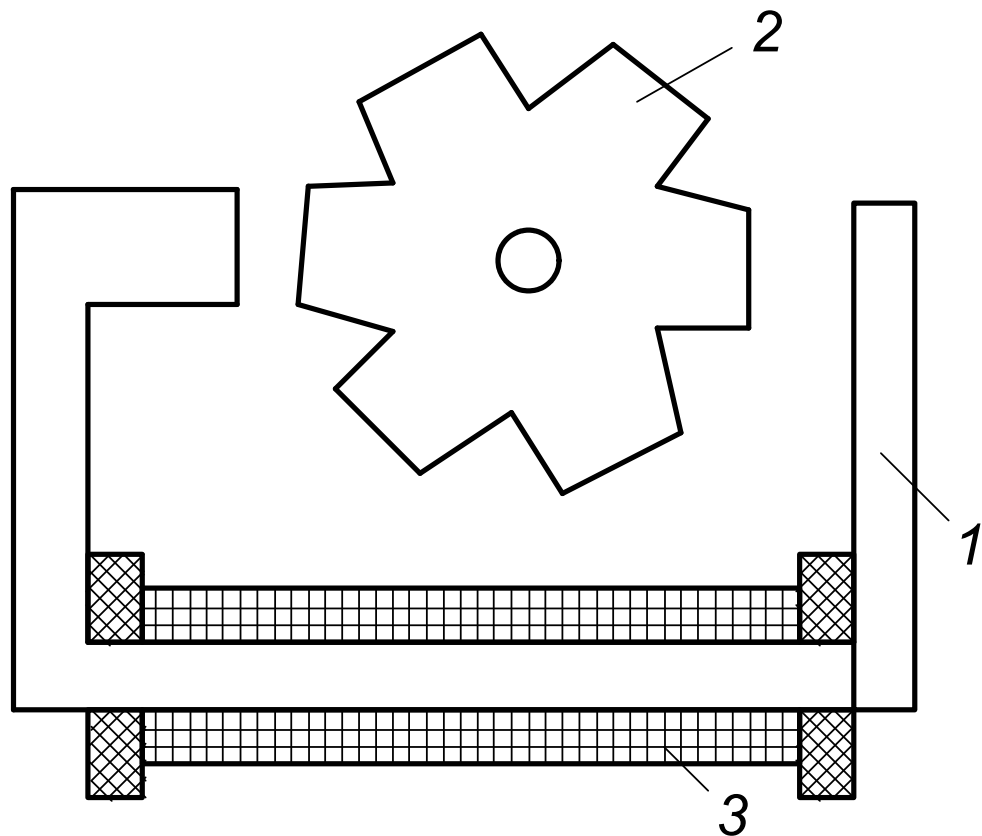


Рис. 2.21. Реактивний двигун з пульсуючим потоком

Статор 1 має лише два явно виражені полюси, причому збирають його з листової електротехнічної сталі. Ротор 2 виконують з сталі, він має число полюсів, яке визначається потрібною частотою обертання і частотою мережі.

Реактивний двигун використовує ефект виникнення обертаючого моменту від магнітної асиметрії ротора. Пульсуючий магнітний потік створюється змінним струмом, що протікає в котушці 3. Під дією магнітних сил ротор намагається зайняти таке положення, при якому магнітна провідність була б найбільшою.

В результаті виникає обертаючий момент, що тягне ротор вслід за обертювим полем статора з тією самою швидкістю.

Якщо довести ротор до синхронної швидкості стороннім зусиллям, то далі він повертатиметься магнітними силами в зазначене положення (щоб осі полюсів ротора і статора збігалися), але за інерцією проходило це положення.

Надалі при зростанні струму в котушці і відповідно магнітного потоку притягуватиметься вже наступна пара полюсів і т.д.

Отже, в цьому двигуні обертаючий момент пульсує з подвійною частотою мережі. Щоб обертання ротора було рівномірним, потрібно збільшувати його момент інерції.

Для збільшення обертаючого моменту на статорі роблять не два полюси, а стільки, скільки їх на роторі. Тоді сили магнітного притягання діють одночасно між всіма полюсами.

Звичайно такі двигуни виконують на невеликі частоти обертання і лише в цьому разі вдається забезпечити рівномірність обертання. Такі двигуни застосовувалися для електропрогравачів потужністю 0,8 Вт при швидкості обертання 78 об/хв.

В загальному випадку обмотка статора може мати p пар полюсів, тоді частота обертання ротора, об/хв:

$$n = \frac{z_p - z_c}{z_p} \frac{60f_c}{p}.$$

Такий двигун подібний до механічного редуктора з передаточним числом $z_p/(z_p - z_c)$.

Для значної зміни швидкості обертання ротор може бути виконаний у вигляді кільця з внутрішніми зубцями та з обмоткою, всередині якого вміщується ще один зубчастий ротор.

В реактивної мікромашини через втрати потужності в активному опорі обмотки, значення якого буде спільномірним з індуктивним опором, максимальний момент зменшується, а сама кутова характеристика зміщується ліворуч (див. рис. 2.20, крива 2).

Початковий пусковий момент реактивних (як і всіх синхронних) двигунів дорівнює нулю. Тому їх оснащують пусковою обмоткою типу білячої клітки.

Також розроблено синхронні двигуни, в яких частота обертання ротора становить певну (порівняно невелику) частину частоти обертового магнітного поля.

На рис. 2.22 показано магнітну систему такого двигуна. Число зубців Z_c статора 1 не дорівнює числу зубців Z_p ротора 2. На статорі розміщено обмотку, що створює обертове магнітне поле, швидкість обертання якого визначається частотою мережі f_m і числом пар полюсів цієї обмотки. Різниця $Z_p - Z_c$ має дорівнювати числу полюсів обмотки або бути кратна йому.

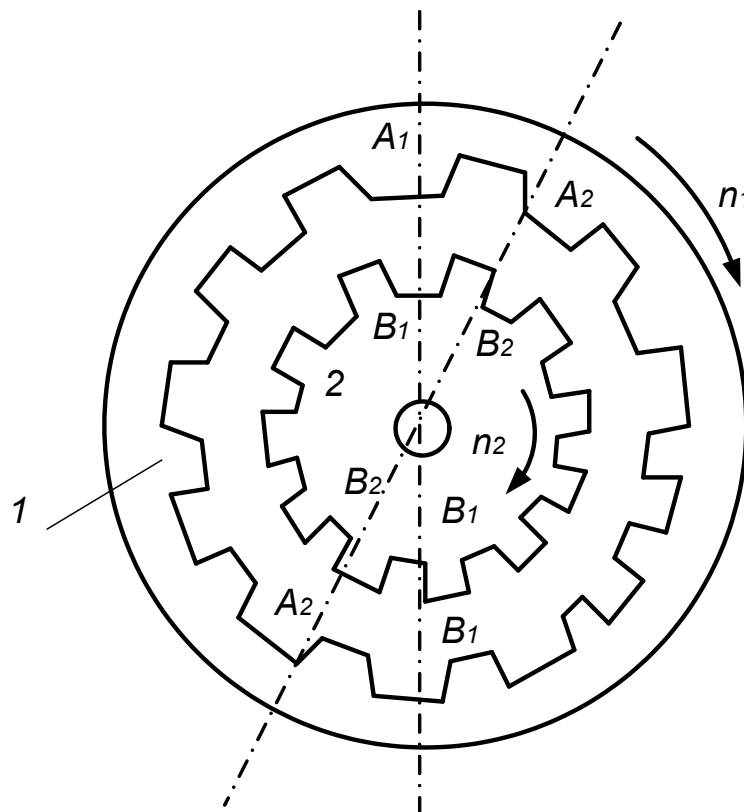


Рис. 2.22. Пристрій реактивного двигуна із зниженою швидкістю обертання ротора

Нехай обмотка статора виконана двополюсною і в поточний момент часу поле направлене вертикально, так що зубці статора збігаються із зубцями ротора B_1 .

Через час $1/Z_c f_m$ секунд вісь поля повернеться на одну зубцеву поділку статора (штрихова лінія на рис. 2.22). Під впливом сил магнітного притягання ротор повернеться так, що зубці A_1 та B_2 виявляться один проти одного. Отже, за цей відрізок часу ротор повернеться на кут $360^\circ/z_c - 360^\circ/z_p$.

Значно вищим ККД (до 0,6) характеризується **гістерезисний двигун**, який не поступається реактивному за простотою конструкції та надійністю. В ньому робоча частина ротора виконується з магнітотвердого матеріалу типу вікалою. Ротор виготовляють збірним з метою економії дорогих магнітотвердих сплавів, з яких виконують лише зовнішнє кільце, а внутрішню його частину (втулку) – з сталі або з алюмінію.

Обертаючий момент двигуна створюється за рахунок гістерезису при перемагнічуванні активної частини ротора. Обертове магнітне поле намагається змінити стан ротора. Через гістерезис вісь його намагнічування постійно відстає від осі поля на кут Θ . В результаті виникають тангенціальні сили, які повертають ротор вслід за полем. Механічну характеристику гістерезисного двигуна показано на рис. 2.23.

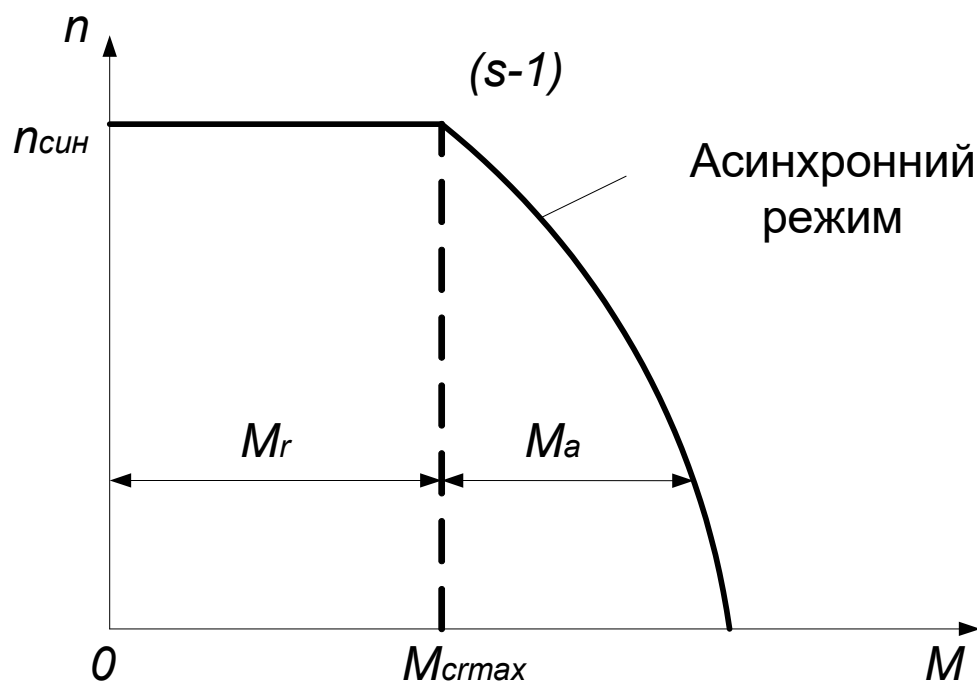


Рис. 2.23. Механічна характеристика гістерезисного двигуна

Розглянемо докладніше принцип дії гістерезисного двигуна.

Якщо всередині статора, обмотка збудження якого створює обертове магнітне поле, розмістити циліндр з магнітного матеріалу, то такий ротор обертатиметься і зможе долати момент опору на валу, що визначається тертям і навантаженням в підшипниках. Обертання ротора з синхронною частотою відбувається під дією гістерезисного моменту, природу якого можна пояснити так.

Нехай в поточний момент часу поле дво полюсного статора направлене по вертикальному діаметру і ротор обертається без навантаження і тертя в підшипниках. Тоді елементарні магнітики ротора зорієнтовані так, як показано на рис. 2.24, а, і між ротором і статором існують лише радіальні сили $F_{\pi}=F$ магнітної напруги. На поверхні ротора виникає зафіксована полярність і матеріал ротора не перемагнічується ($\Theta=0$); кутова швидкість $\omega_p=0$; момент, що розвиває ротор, $M_p=0$ і ротор не обертається.

Коли тепер прикласти до ротора гальмівний момент, що визначається в реальному випадку тертям і навантаженням в підшипниках, то для обертання ротора з синхронною швидкістю має виникнути дотична складова сил F_t магнітної напруги, тобто магнітна вісь ротора має відстати від магнітної осі поля статора на кут Θ (рис. 2.24, б).

Це можливо в тому разі, коли під впливом коерцитивної сили зберігатиметься намагніченість ротора (попередня орієнтація елементарних магнітиків). По мірі зростання навантаження на валу кут Θ збільшуватиметься, оскільки

$$M = M_m \sin \Theta.$$

Найбільший обертаючий момент M_m залежить від матеріалу ротора (ширини петлі гістерезису) та магнітної індукції в зазорі і не залежить від частоти обертання (ковзання).

Гістерезисна петля звичайної електротехнічної сталі вузька (рис. 2.25, поз. 1), тому гістерезисний момент незначний (хоча іноді під впливом цього моменту спостерігається обертання ротора двигуна). Щоб збільшити гістерезисний момент в роторі, застосовують спеціальні сплави з широкою гістерезисною петлею., (рис. 2.25, поз. 2) [7], наприклад вікалой.

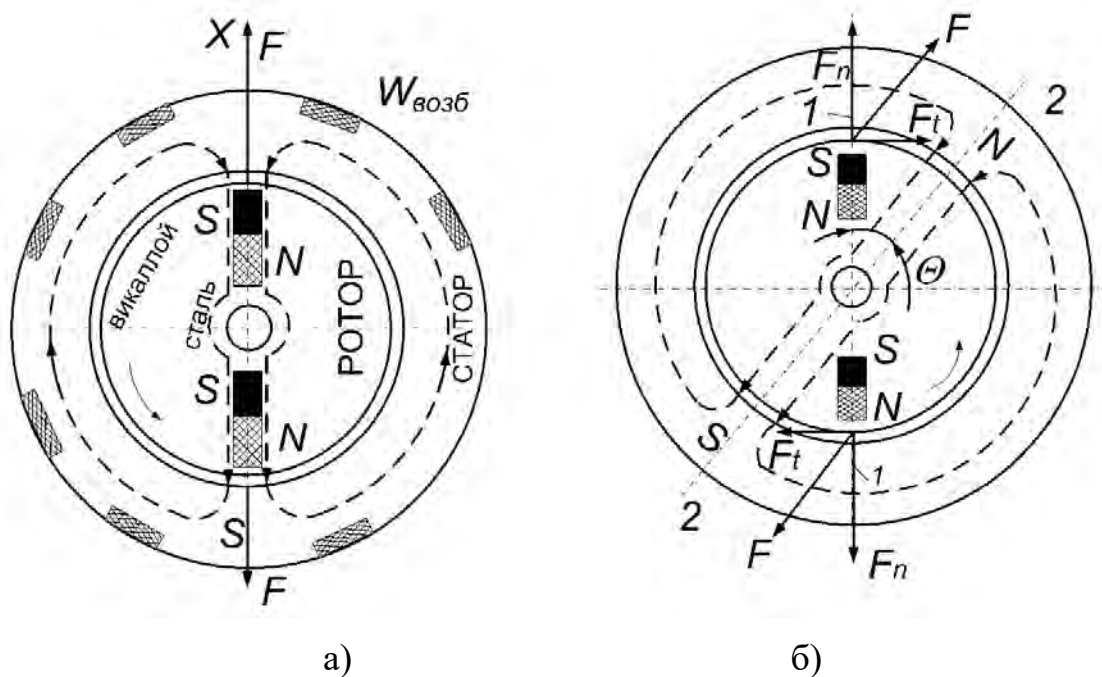


Рис. 2.24. До принципу дії гістерезисного двигуна

Гістерезисні двигуни випускаються з двома типами роторів –масивним і шихтованим. З метою економії дорогого матеріалу, який має спеціальні магнітні властивості, у таких роторах з цього матеріалу виконують лише тонкостінний циліндр, насаджений на втулку.

У двигунах з масивним ротором, крім гістерезисного моменту, при частоті обертання, відмінній від синхронної, присутній ще асинхронний момент M_a як результат взаємодії обертового поля з вихровими струмами в матеріалі ротора.

Через великий питомий опір матеріалу ротора цей момент досягає максимуму, якщо $S=1$, при синхронній швидкості він дорівнює нулю, а коли швидкість вища за синхронну, стає від'ємним. Наближено можна вважати, що цей момент у режимі двигуна пропорційний до ковзання, тобто

$$M_a = M_{ак}S,$$

де $M_{ак}$ – момент від вихрових струмів, коли ротор нерухомий.

Таким чином, обертаючий момент гістерезисного двигуна з масивним ротором (див. рис. 2.23)

$$M = M_r + M_a = M_r + M_{ак}S.$$

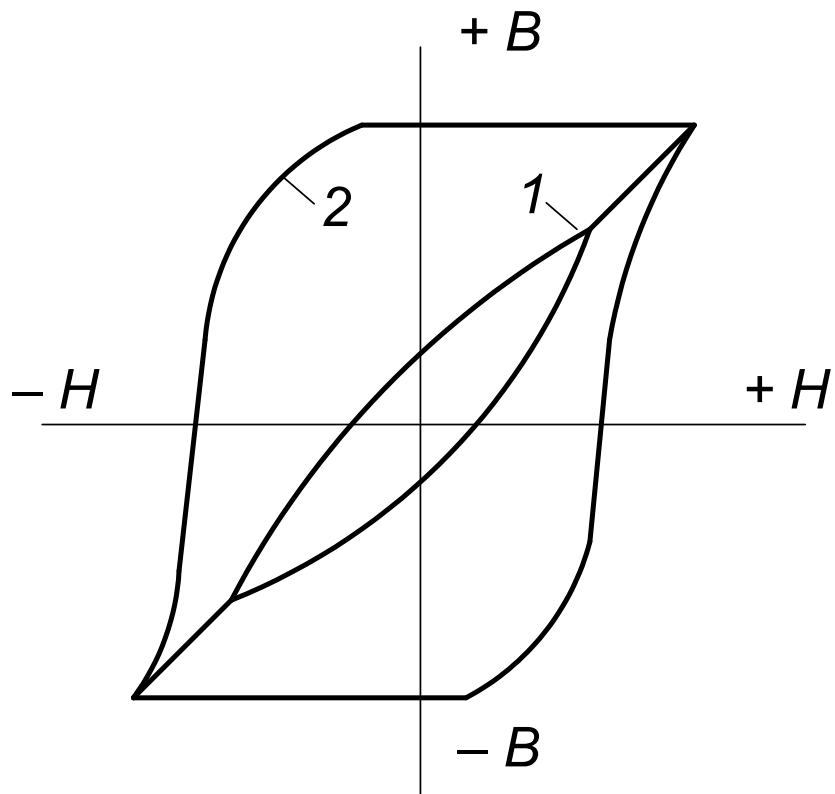


Рис. 2.25. Гістерезисна петля матеріалів ротора гістерезисного двигуна: вікалою (2) та листової електротехнічної сталі (1)

Двигун з масивним ротором може працювати і в асинхронному режимі, проте при цьому внаслідок перемагнічування ротора маємо досить значні втрати, особливо за великих ковзань; тому в асинхронному режимі гістерезисні двигуни використовуються рідко.

Переваги гістерезисних двигунів: великий пусковий момент і момент входу в синхронізм, плавність входу в синхронізм, порівняно високий ККД, низький рівень шуму і можливість зміни частоти обертання перемиканням числа полюсів обмотки статора.

Недоліки гістерезисних двигунів: низький коефіцієнт потужності ($\cos \varphi$), схильність до коливань.

Найбільший обертаючий момент, коефіцієнт потужності та ККД можуть бути значно підвищені в результаті короткочасного (на два-три періоди) додаткового підмагнічування при синхронній швидкості. Цього можна досягти за рахунок короткочасного підвищення напруги, прикладеної до обмотки статора.

На рис. 2.26 зображені робочі характеристики гістерезисного двигуна з ротором з листового вікалою.

На рис. 2.27 показано приклад конструктивного оформлення синхронного гістерезисного двигуна, де 1 – маховик; 2 – ротор гістерезисного двигуна (набраний із пластин вікалою); 3 – статор двигуна; 4 – кришка ротора; 5 – струмопідвід; 6 – вісь; 7 – шари-копідшипник.

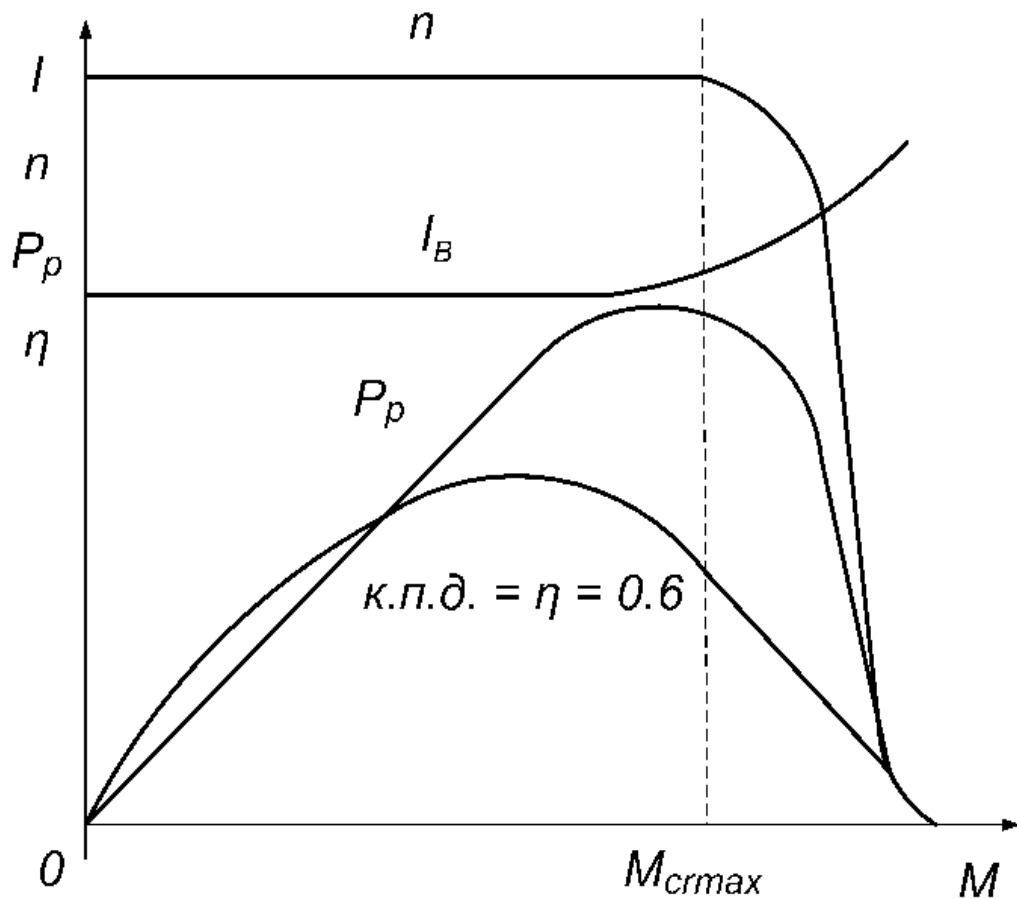


Рис. 2.26. Робочі характеристики гістерезисного двигуна

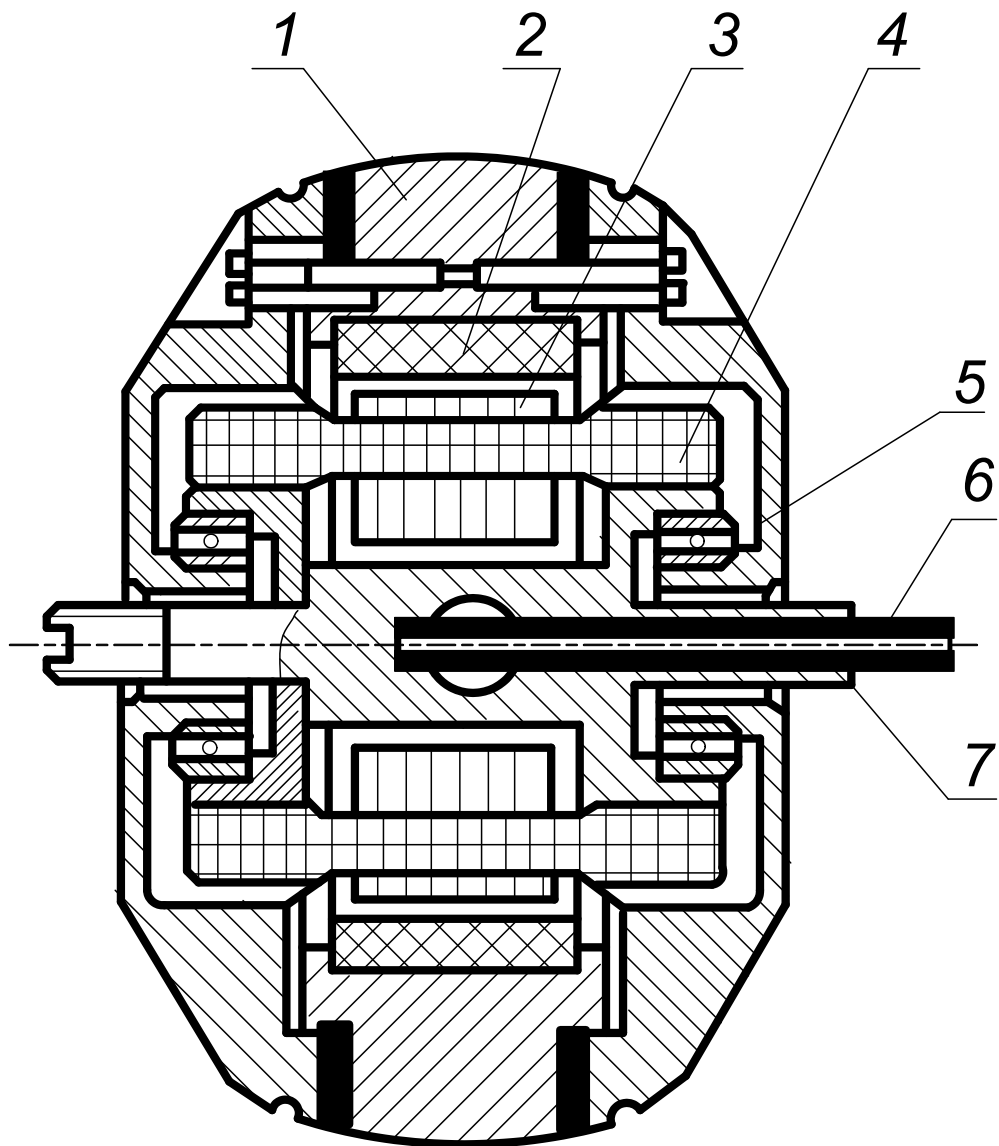


Рис. 2.27. Приклад конструктивного оформлення синхронного гістерезисного двигуна

Ротор синхронного гістерезисного двигуна не має ні пазів, ні будь-яких обмоток. Найчастіше він становить собою циліндричний пакет, набраний із товстих (0,7...0,8 мм) листів магнітотвердого матеріалу (литво, прокат, поковка). Ротор гістерезисного двигуна запресовується в маховик.

Матеріал ротора гістерезисного двигуна заздалегідь не намагнічується. Під дією магнітного поля, що створюється статором, в роторі наводяться (орієнтуються) магнітні полюси. При повороті магнітного поля статора між ним і наведеними на роторі полюсами виникає просторовий зсув, зумовлений явищем запізнювання в магнітній переорієнтації елементарних часток матеріалу ротора.

Явище запізнювання полягає в тому, що повороту елементарних часток перешкоджають внутрішні сили молекулярного тертя, величина яких визначається розмірами площі петлі гістерезису матеріалу ротора.

Величина гістерезисного кута запізнювання не залежить від частоти обертання ротора, а визначається лише гістерезисними властивостями матеріалу ротора. Для матеріалів, що застосовуються у гістерезисних двигунах, максимальне значення кута може становити $30\text{--}40^\circ$.

Гранична частота напруги, що генерується звичайним синхронним генератором, обмежується, з одного боку, механічною міцністю ротора (частота обертання ротора n), а з другого – умовою розміщення обмоток (число пар полюсів p). Тому щоб дістати однофазний струм підвищеної частоти (до 30000 Гц), застосовують так звані **індукторні машини**.

У цих машинах статор виконує одночасно роль індуктора і якоря, оскільки на ньому розміщують обмотку збудження, яка живиться постійним струмом, і вихідну (якірну) обмотку, в якій індуктується вихідна ЕРС.

Ротор індукторного генератора має велику кількість пазів по колу. Обмотка збудження індукторних машин розміщується в пазах статора (рис. 2.28, а) так, що потік замикається в радіальному напрямі (статор, повітряний зазор, ротор, повітряний зазор, статор), або охоплює втулку ротора (рис. 2.28, б), тоді потік замикається в осьовому напрямі (втулка ротора, ротор, повітряний зазор, статор, корпус, підшипниковий щит, втулка ротора). Відповідно розрізняють індукторні машини радіального та осьового збудження.

Принцип дії індукторного генератора ґрунтується на використанні зубцевих гармонік, які виникають через різницю магнітного опору зазору проти зубців і пазів ротора.

На рис. 2.29 показано розподіл індукції в зазорі залежно від положення зубців і пазів.

Як видно з рис. 2.29, індукція крім постійної складової містить і змінну складову з періодом зміни, що відповідає одній зубцевій поділці. Надаючи зубцям форми, яка забезпечує синусоїдне змінювання змінної складової індукції, поряд з постійним полем збудження дістають і синусоїдне змінне

поле, подібне полю, що створюється машиною з числом полюсів, яке дорівнює числу зубців ротора Z_p .

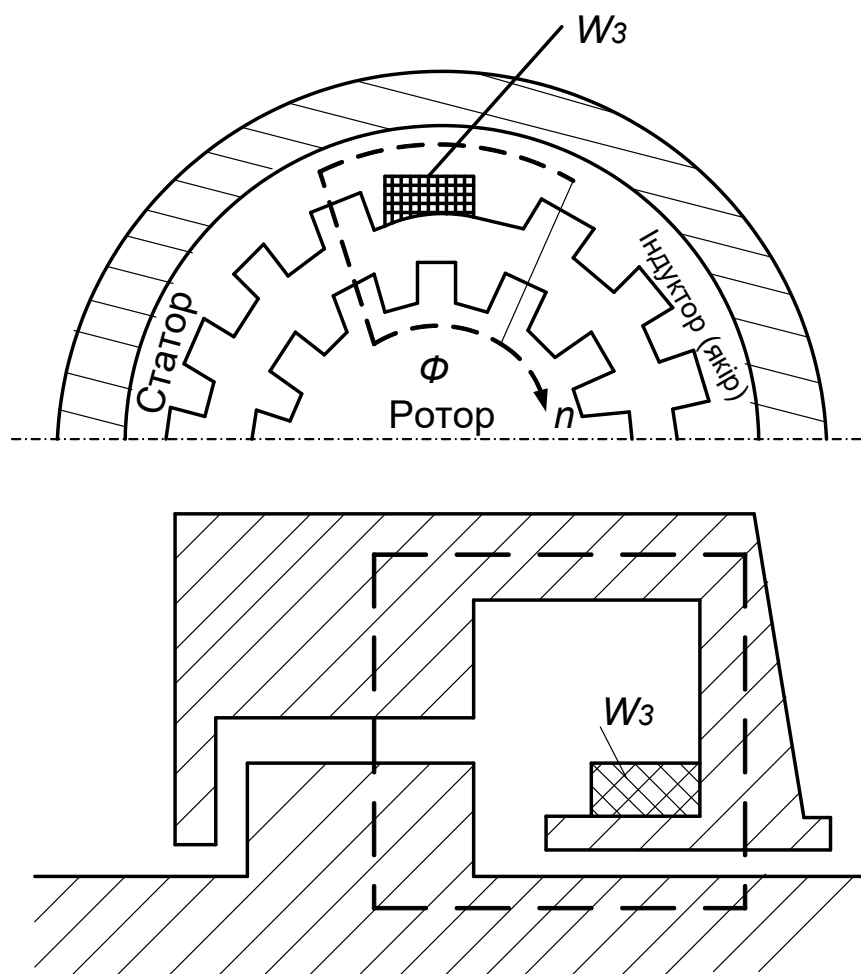


Рис. 2.28. Індукторні машини радіального (а) та осевого (б) збудження

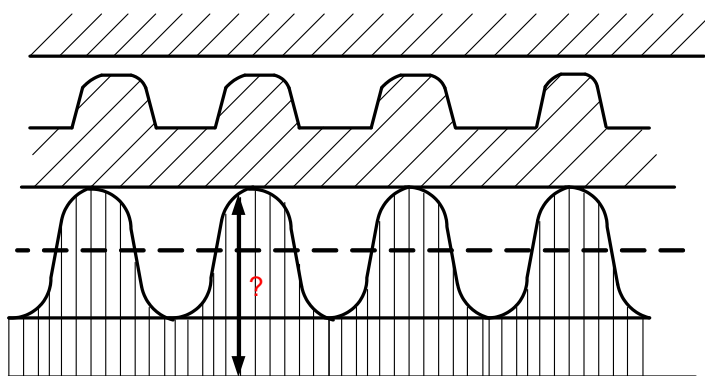


Рис. 2.29. Розподіл індукції по колу ротора

Під час обертання ротора постійне магнітне поле збудження статора лишається нерухомим, а змінне магнітне поле обертається разом із ротором, індукуючи у вихідній обмотці статора ЕРС, яка змінюється з частотою $f=Z_p n/60$.

До недоліків індукторних генераторів належить нижчий, ніж у синхронних генераторів, ККД ($\sim 0,5$), що зумовлюється збільшенням втрат на перемагнічування за підвищеної частоти.

Три- та двофазні індукторні машини, які називають редукторними, широко використовують і як двигуни, їх синхронна частота ротора $n_p=60f/Z_p$ відрізняється від частоти обертання поля статора $n_c=60f/p$. Відношення частот обертання поля статора і ротора називають коефіцієнтом редукції

$$k_{ред} = n_c / n_p = Z_p / p.$$

Принцип дії редукторних двигунів той самий, що і у реактивних двигунів. Запускають їх в роботу з допомогою короткозамкненої обмотки типу більчиної клітки. ККД редукторних двигунів дорівнює 0,2...0,4.

Синхронні мікродвигуни, в яких обмотка статора живиться імпульсами напруги, що надходять з певною частотою, називають імпульсними, або кроковими.

Назва “крокові” пояснюється тим, що під дією кожного імпульсу ротор двигуна повертається на певний кут (крок).

Крокові двигуни використовують для привода стрічкопротяжних механізмів зі стартстопним рухом, в дискретних пристроях автоматичного керування, в слідкуючих системах з цифровим керуванням, в лічильно-розв'язувальних і програмних пристроях тощо.

Як крокові двигуни використовують синхронні двигуни з постійними магнітами, реактивні та індукторні, якими керують за допомогою спеціальної електронної схеми.

Крокові двигуни з постійними магнітами, які часто називають магніто-електричними, застосовують при великих частотах обертання (до 3000 об/хв). Їх номінальний момент досягає 10 Н·см, якщо кутовий крок дорівнює 15°.

Реактивні (або параметричні) та індукторні крокові двигуни використовують при низьких частотах обертання (до 100 об/хв). Вони характеризу-

ються номінальним моментом, що не перевищує 2,5 Н·см, і кутовим кроком 1,5...3°.

Залежно від частоти керуючих імпульсів крокові двигуни можуть працювати в одному з чотирьох режимів: статичному, квазістатичному, усталеному та перехідному.

Статичний режим відповідає проходженню по обмотці збудження постійного струму.

Квазістатичний режим спостерігається в разі живлення з частотою, яка забезпечує повну зупинку ротора (певне згасання коливань ротора) після кожного кроку.

Усталений режим маємо за постійної частоти надходження керуючих імпульсів.

Основний експлуатаційний режим – це перехідний режим, до якого належать пуск, гальмування, реверс і зміна частоти.

Максимальну частоту керуючих імпульсів, за якої двигун входить у синхронізм без втрати кроку (можливий пуск без випадання з синхронізму), називають частотою приймальності $f_{\text{пр}}$.

Для сучасних крокових двигунів при номінальному навантаженні $f_{\text{пр}}=100\ldots1000$ Гц і гранична частота гальмування із збереженням синхронізму, як правило, вища за $f_{\text{пр}}$, а гранична частота реверсу нижча за $f_{\text{пр}}$ і становить $(0,2\ldots0,5)f_{\text{пр}}$.

Основні характеристики крокових двигунів – гранична механічна 1 (рис. 2.30) і гранична динамічна 2 приймальності. Перша являє собою залежність частоти подавання керуючих імпульсів від максимального моменту на валу, який призводить до випадання з синхронізму; друга – залежність частоти приймальності від моменту в разі пуску двигуна із нерухомого стану.

Промисловість випускає багато різних крокових двигунів, проте більш відомі з них двигуни з активним ротором серій ДШ-А, ШДА, ДША, ШДП-3; двигуни індукторного типу серій ШДР, ДШИ, РЩД (51 – 54, 63, 64].

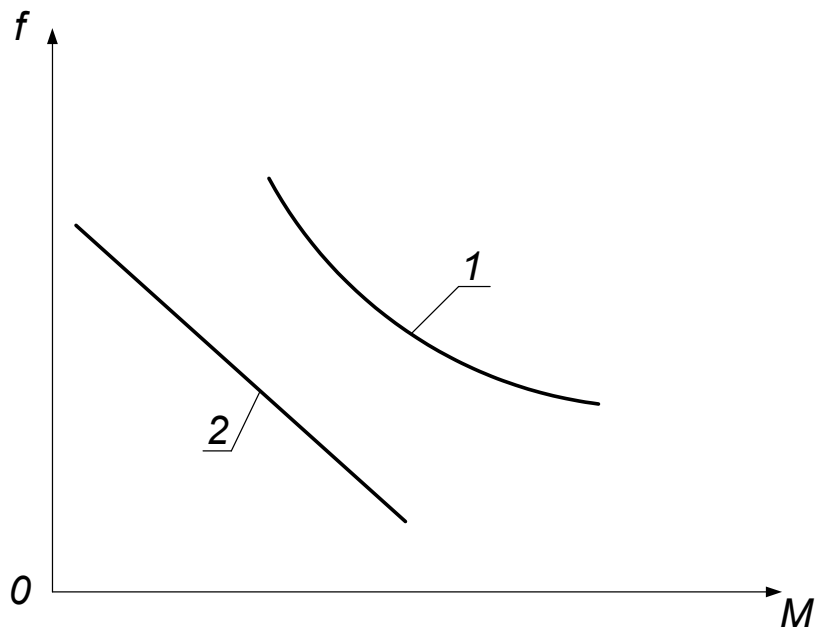


Рис. 2.30. Характеристики крокового двигуна

2.10. Мікромашини постійного струму

Важлива особливість машин постійного струму порівняно з машинами змінного струму полягає в тому, що вони мають на роторі колекторний випрямляч, який забезпечує погодження частоти $f=n/60$, індукованої в обмотці ротора ЕРС, з частотою зовнішньої мережі.

Обмотка збудження, яка живиться постійним струмом, розміщується на статорі і створює нерухомий в просторі потік $\Phi_{\text{п}}$.

Електрорушійна сила, індукована в обмотці ротора, – наслідок перетину провідником обертового ротора цього потоку $E=k\Phi_{\text{п}}$.

Постійний струм знімається з обмотки ротора (у генераторному режимі) або підводиться до неї (у двигунному режимі) через контактні щітки, що притискаються до пластин колектора.

У разі підключення обмотки якоря до напруги живлення машина працює в двигунному режимі з частотою обертання, пропорційною до значення напруги живлення: $n=U_{\text{з}}/(c \cdot \Phi_{\text{п}})$.

Залежно від способу збудження магнітного поля на статорі розрізняють двигуни з електромагнітним збудженням і двигуни з постійними магнітами.

Перші з них розраховані на відносно велику потужність (кілька десятків ват і більше). Їх обмотку збудження звичайно виконують або незалежною,

або ввімкненою послідовно чи паралельно колу якоря (рис. 2.31). Другі не мають обмотки збудження, їх будова простіша, ККД і питома потужність вищі, ніж у перших.

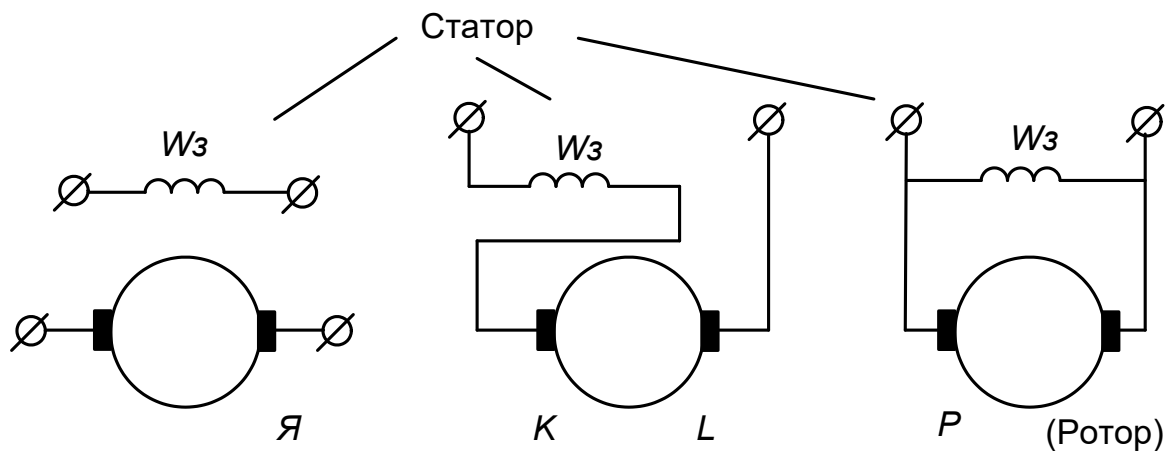


Рис. 2.31. Схеми підключення обмоток збудження машин постійного струму

За своїми робочими характеристиками двигуни з постійними магнітами аналогічні двигунам з постійним або незалежним збудженням.

Розрізняють двигуни постійного струму звичайного виконання, силові і керовані виконавчі.

Силові мікродвигуни (марка двигуна СД) постійного струму відрізняються від двигунів постійного струму загального призначення середньої і великої потужності тим, що мають менший ККД і проектуються звичайно на великі частоти обертання ($4000 \dots 10000 \text{ хв}^{-1}$), що сприяє зменшенню їх маси та габаритних розмірів. Іноді їх випускають з вбудованими регуляторами кутової швидкості, які стабілізують цю швидкість з точністю 3–5% вмиканням-вимиканням опору в колі якоря або обмотки збудження.

Керовані мікродвигуни постійного струму, широко застосовуються в приладах і за своїми властивостями здебільшого перевершують показники асинхронних керованих двигунів змінного струму. Вони мають вищі енергетичні показники за однакових габаритних розмірів, малу потужність керування, що зменшує габаритні розміри підсилювача, практично не споживають потужності за відсутності сигналу керування та в разі зупиненого ротора, мають ширший діапазон регулювання кутової швидкості.

До недоліків цих двигунів належать: низька надійність через наявність щітково-колекторного вузла з ковзаючими контактами, які зношуються під час експлуатації; підвищене значення сигналу керування при зрушенні; наявність завад, зумовлених іскрінням під щітками.

Керовані виконавчі двигуни постійного струму виконують або із збудженням від постійних магнітів, або з незалежним збудженням.

Керування виконавчими двигунами залежно від того, в яку з обмоток подається керуючий сигнал, може бути якірним і полюсним. У першому разі обмотка збудження підключається до мережі живлення (рис. 2.32, а), в другому – на керуючу напругу (рис. 2.33, а).

Механічні та регульовальні характеристики при якірному керуванні показано на рис. 2.32, б, а при полюсному – на рис. 2.33, б.

Як видно з рис. 2.32 та 2.33, найкращі регульовальні властивості має якірне керування. Тому, незважаючи на те, що порівняно з полюсним якірне керування потребує значно більшої потужності на вході, найчастіше застосовується саме воно.

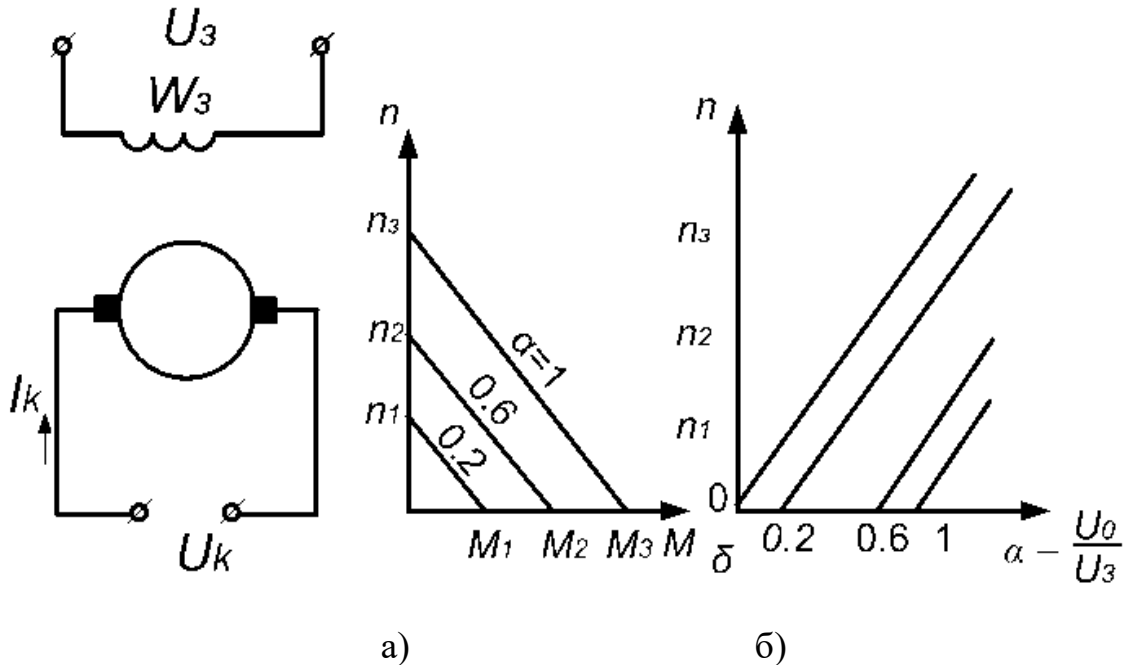


Рис. 2.32. Якірне керування виконавчим двигуном (а) і його механічні характеристики (б)

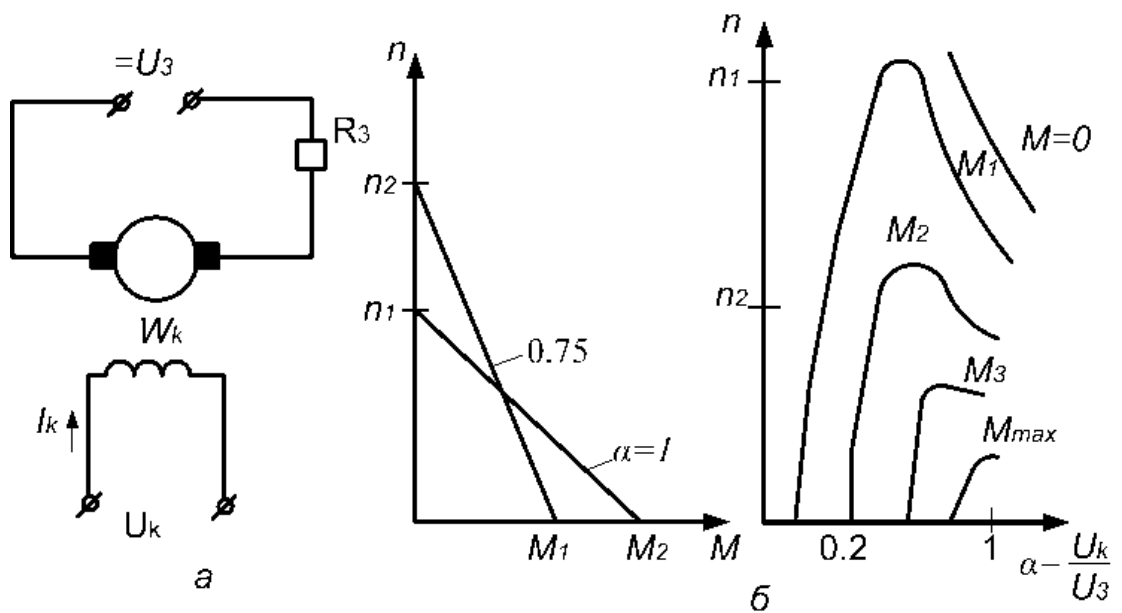


Рис. 2.33. Поліусне керування виконавчим двигуном (а) і його характеристики (б)

Основні переваги двигунів постійного струму на відміну від двигунів змінного струму такі: лінійність механічної характеристики; широкі можливості щодо зміни частоти обертання при постійному моменті на валу; великі пускові моменти за невеликих струмів; підвищена швидкодія; можливість використовувати активні матеріали машин; великий ККД; малі маса та габаритні розміри.

Двигуни постійного струму мають деякі недоліки: наявність ковзаючого щіткового контакту знижує надійність роботи машини і створює внаслідок комутаційного іскріння значні перешкоди, особливо при роботі у важких умовах (трясіння, вібрація, підвищена вологість, температура і тиск, що різко змінюються, тощо).

Для прикладу наведемо характеристики деяких типових найпоширеніших двигунів постійного струму (табл. 2.2): силового двигуна СД-10А, виконавчого двигуна ИД-150 з обмоткою збудження та виконавчого двигуна ИД-500 із збудженням від постійних магнітів.

Таблиця 2.2

Характеристики деяких типів двигунів постійного струму

Позна- чення двигуна постійно- го струму	Напруга жив- лення		Струм спожи- вання		Номі- наль- ний наван- тажу- валь- ний момент, $M_H \cdot 10^4$ Н·см	Номі- нальна поту- жність P , Вт	Номі- нальна часто- та обер- тання n , об/хв	Нелі- ній- ність регу- люва- льної харак- тери- стики, %	Напру- га зру- шення (не більш як) $U_{зруш}$, В
	Об- мот- ка якоря $U_{я}$, В	Обмотка збуджен- ня, U_3 В	Якір- ною обмот- кою, не більше $I_{я}$ А	Обмо- ткою збу- джен- ня, I_3 А					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
СД-10А	60	$27 \pm 2,7$ $27 \pm 2,5$	0,7	0,5	330	10	6000 ± 600	5	3
ИД-150	60	постійний магніт	4	1,2	1950	150	7500 ± 750	5	3
ИД-500	60	постійний магніт	12	—	6500	500	7500 ± 750	5	з

На рис. 2.34 зображено механічні характеристики різних двигунів постійного струму: крива 1 стосується двигунів з незалежним збудженням; крива 2 – двигунів з послідовним збудженням; крива 3 – двигунів з паралельним збудженням і постійними магнітами.

Режим холостого ходу ($M_H=0$) в двигунах з послідовним збудженням неможливий, оскільки при цьому кутова швидкість стає дуже великою і перевищує допустиму, тобто момент навантаження M_H тут не повинен бути нижчим за певний поріг.

Передатні функції керованих двигунів за різних методів керування мають такий вигляд [3, 4, 7]:

1. Якірне керування:

$$w(p) = \frac{k / R_{\text{я}}}{p \left(J_p p + \frac{k^2}{R_{\text{я}}} + c \right)},$$

де $k = U_{\text{я}}/n$, В/об/хв; $U_{\text{я}}$ – напруга обмотки якоря, В; n – кутова швидкість обертання ротора, об/хв; $R_{\text{я}}$ – активний опір якоря. Ом; $I_{\text{я}}$ – момент інерції ротора двигуна, кг·м²; c – коефіцієнт тертя.

2. Поліусне керування:

$$w(p) = \frac{\frac{k U_{\text{я}}}{R_{\text{я}} R_3}}{p^3 \frac{L_3}{R_3} I_p + p^2 \left(I_p + \frac{L_3}{R_3} n \right) + p n},$$

де $k' = U_{\text{я}}/I_3$; I_3 – сила струму в обмотці збудження; L_3 , R_3 – відповідно індуктивний та активний опір цієї обмотки.

3. Двигун з послідовним збудженням:

$$w(p) = \frac{k_1}{R_{\text{я}} + R_3} \times \left\{ \frac{L_{\text{я}} + L_3}{R_{\text{я}} + R_3} I_p p^3 + \left[I_p + c \frac{L_{\text{я}} + L_3}{R_{\text{я}} + R_3} \right] p^2 + p(c - k_2) \right\}^{-1},$$

$$\text{де } k_1 = \frac{dM}{dI}, \quad k_2 = \frac{dM}{dn}.$$

В малопотужних керуючих пристроях, в різних побутових приладах широко застосовують універсальні колекторні двигуни, здатні працювати від джерела як постійного, так і змінного струму.

Відмінність універсального двигуна від машини постійного струму полягає в тому, що його магнітну систему виконують шихтованою, а послідовно ввімкнену обмотку збудження – секціонованою з відводами (рис. 2.35, а), які дають змогу зменшити магнітне поле машини під час переходу на живлення змінним струмом, щоб забезпечити однакову частоту обертання двигуна при номінальному моменті незалежно від роду напруги живлення (див. рис. 2.35, б).

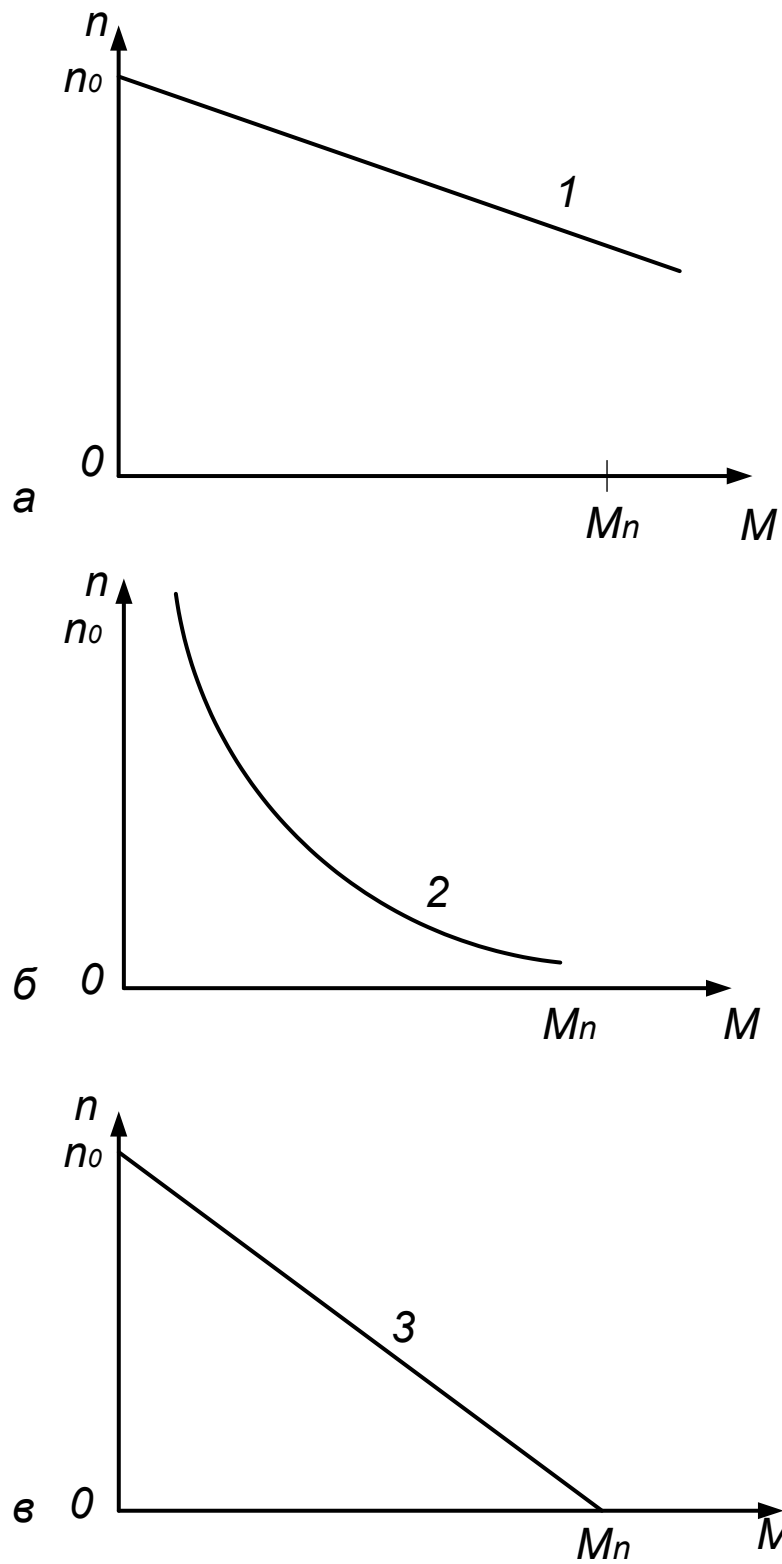


Рис. 2.34. Механічні характеристики різних двигунів постійного струму

Найпоширенішими є керовані двигуни постійного струму в звичайному виконанні та малоінерційні.

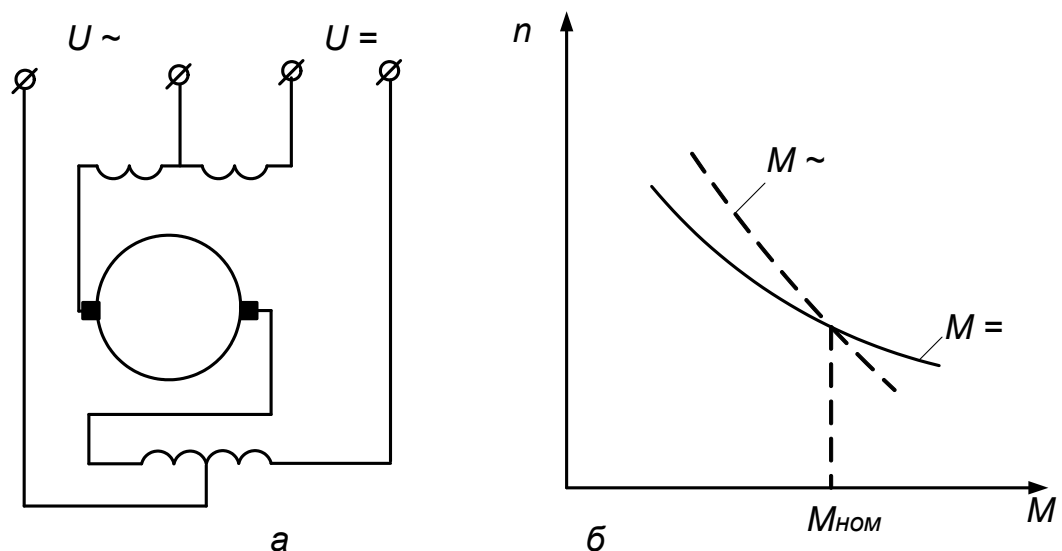


Рис. 2.35. Універсальний колекторний двигун (а) і характеристика його роботи (б)

Двигуни звичайного виконання відрізняються від силових меншим моментом інерції ротора (збільшується відношення довжини двигуна до його діаметра), покращеною якістю щітково-колекторного вузла та підшипників.

Малоінерційні двигуни бувають з друкованою обмоткою якоря на диску або на порожнистому циліндрі і з обмоткою якоря на порожнистому диску (за своїми пусковими та робочими властивостями вони близькі один до одного). Керовані двигуни постійного струму з обмоткою збудження мають ККД $\eta=25\ldots30\%$, якщо потужність споживання $p=5\ldots10$ Вт, і $\eta=50\ldots60\%$, якщо $p=200$ Вт. Їх габаритні розміри та маса приблизно в 2–3 рази менші, ніж у керованих асинхронних двигунів тієї самої потужності, але більші, ніж у силових двигунів постійного струму.

Двигуни з постійними магнітами мають вищий ККД ($\eta=50\ldots70\%$), не потребують джерела живлення для кола збудження. Проте незважаючи на відносну простоту, вартість їх не менша за вартість звичайних двигунів з обмотками збудження, їх випускають здебільшого на малі потужності – до кількох десятків ват. Найпоширенішими є такі їх серії:

- керовані двигуни постійного струму із збудженням від обмотки (серія СЛ);
- двигуни з постійними магнітами і звичайним якорем (серія ДПМ);
- двигуни з порожнистим якорем і звичайною обмоткою (серія ДПР).

Двигуни ДПР випускають потужністю від десятих часток до декількох десятків ват, їх ККД на 15–20% вищий, а електро механічна стала часу в 2–2,5 рази менша, ніж у двигунів ДПМ.

Значного поширення набули безконтактні двигуни постійного струму, в яких щітково-колекторний вузол замінено надійнішим напівпровідником комутатором, що керується датчиками положення ротора. Комутатор не лише виконує основну функцію – замінює щітково-колекторний вузол, але й керує двигуном: регулює кутову швидкість, виконує реверс, пуск, зупинку обертання. Порівняно з колекторними безколекторні двигуни мають вищі енергетичні показники, більший діапазон регулювання кутової швидкості, не є джерелом перешкод, характеризуються високою надійністю, але вартість їх значно більша. Механічні та регульовальні характеристики цих двигунів лінійні і такі ж самі, як і у колекторних двигунів з якірним керуванням.

2.11. Контрольні питання до розділу 2

1. Класифікація мікро машин. Переваги. Недоліки. Галузь застосування. Принцип дії. Конструктивні різновиди.
2. Класифікація мікродвигунів. Основні характеристики і параметри мікродвигунів, їх розрахунок.
3. Асинхронні мікро машини. Принцип дії, характеристики і рівняння руху.
4. Синхронні мікро машини. Принцип дії, характеристики і рівняння руху.
5. Принцип дії. Основні похибки тахогенераторів.
6. Сельсіни. Принцип дії, характеристики, режими роботи.
7. Синусно-косинусний обертовий трансформатор. Принцип дії, характеристики, режими роботи.
8. Лінійний поворотний трансформатор. Принцип дії, характеристики, режими роботи.
9. Реактивний двигун. Принцип дії, характеристики, режими роботи.
10. Гістерезисний двигун. Принцип дії, характеристики, режими роботи.
11. Індукторні машини. Принцип дії, характеристики, режими роботи.
12. Мікро машини постійного струму. Принцип дії, характеристики, режими роботи.

Розділ 3. ЕЛЕКТРОМАГНІТНЕ РЕЛЕ

3.1. Принцип дії, механічна і тягова характеристики нейтрального електромагніту постійного струму

Електромагнітний механізм постійного струму – це перетворювач електричного сигналу в механічне переміщення.

Вхідний електричний сигнал подається на обмотку електромагніту (рис. 3.1, а). При цьому обмоткою створюється магнітний потік, який замикається по магнітопроводу. Одна з частин останнього (якір 3) може переміщуватися відносно інших нерухомих частин (ярмо 2, осердя 1). Якір електромагніту механічно жорстко пов'язаний з робочим органом деякого виконавчого пристрою (контактними пружинами, золотником, заслінкою тощо).

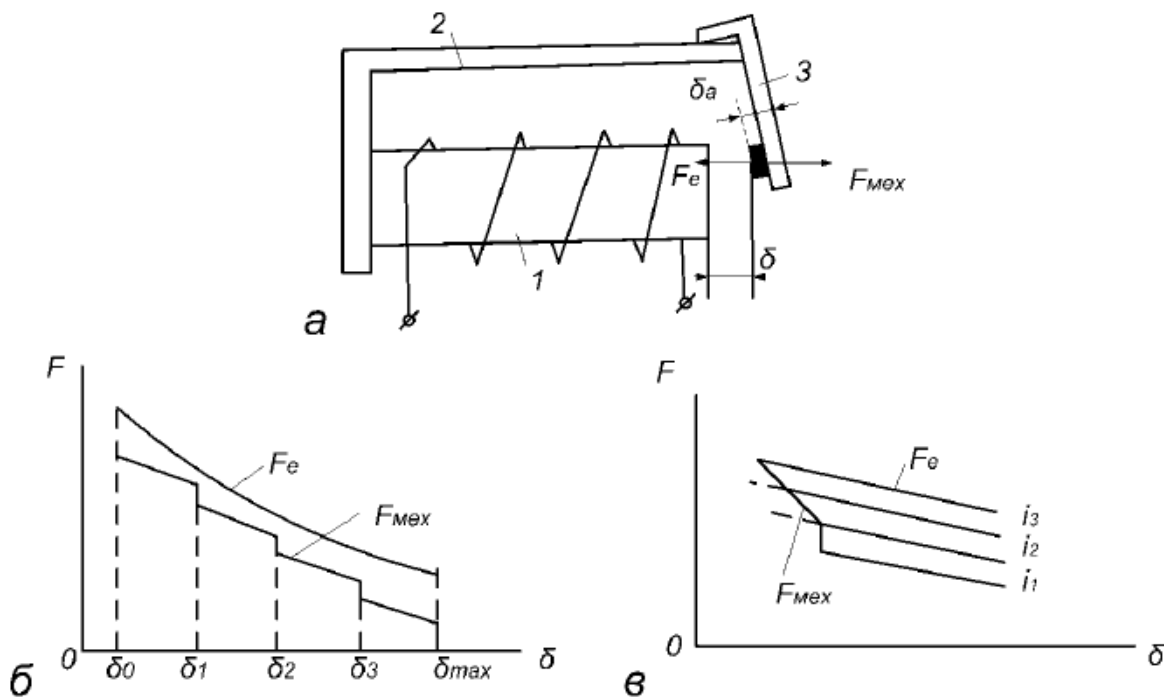


Рис 3.1. Електромагнітне реле (а) і його характеристики (б, в)

Під час проходження магнітного потоку через робочий зазор (зазор між рухомою і нерухомою частинами) створюється тягове зусилля, завдяки якому електромагніт, долаючи сили механічного опору, притягує якір, і переміщує тим самим робочий орган виконавчого пристрою.

Оскільки знак сили притягання, що виникає в робочому зазорі, не залежить від знака магнітного потоку (напряму струму в обмотці), тобто механізм нейтральний до полярності напруги, яка подається на обмотку, то його називають нейтральним електромагнітом.

Електромагніти широко застосовуються в інформаційно-вимірювальній техніці як комутуючі елементи (в пристроях вводу поправок для перемикачів опору в подільниках порогових схем; для перемикачів або зсуву опорної напруги; в блоках керування і у вимірювальних схемах приладів, які ґрунтуються на методі зрівноважувального перетворення; в пристроях перетворення величини в код тощо).

На якір електромагніту під час переміщення діють дві сили, які змінюються залежно від положення якоря: тягове зусилля електромагніту F_e і результуюче протидіюче зусилля F_n , зумовлене інерційністю рухомих частин, силами тертя і силами механічного опору виконавчого механізму.

В загальному випадку рух якоря електромагніту визначається рівнянням

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} + f(x) = F_n < F_e. \quad (3.1)$$

З огляду на те, що для більшості електромагнітів сили інерції $m(d^2x/dt^2)$ та сили тертя $r(dx/dt)$ значно менші, ніж сили механічного опору $M_{\text{мех}}=f(x)$, спрощено можна вважати, що

$$F_n = f(x) = F_{\text{мех}} < F_e. \quad (3.2)$$

Як ліва, так і права частини рівняння (3.2) залежать від переміщення якоря і можуть бути виражені у вигляді кривих $F_{\text{мех}}=f_1(x)$ і $F_e=f_2(x)$.

Проте для електромагнітних механізмів зручніше користуватися залежністю не від переміщення якоря x , а від значення робочого зазору δ між якорем і осердям. В цьому разі матимемо (рис. 3.1, б, в) механічну (протидіючу) $F_{\text{мех}}=f_1(\delta)$ і тягову $F_e=f_2(\delta)$ характеристики.

Тягова і механічна характеристики є статичними, оскільки вони не враховують сил, які діють під час руху якоря і які залежать від швидкості і прискорення цього руху.

Очевидно, що рух якоря (спрацювання електромагніту) можливий лише за умови $F_e > F_{\text{мех}}$, тобто коли тягова характеристика на графіку розміщена вище за механічну.

Для електромагнітів, що працюють в дискретному режимі (два усталених положення при δ_{max} та δ_0 , які відповідають відсутності та наявності вхідного сигналу), найкращим вважають таке узгодження, коли тягова характеристика весь час з порівняно невеликим, постійним запасом вища за механічну (тобто має той самий нахил, що й механічна).

Електромагніт можна застосовувати і для роботи в безперервному режимі, коли положення якоря стійке при будь-якому зазорі від δ_{max} до δ_0 .

Забезпечити безперервний режим можна за умови, якщо тягова характеристика має менший нахил, ніж механічна. Тоді точка перетину характеристик (точка стійкого положення якоря) визначається силою струму в обмотці (рис. 3.1, в). Наявність певного мінімального зазору δ_0 , що утворюється за рахунок немагнітних прокладок (штифтів) між якорем і осердям, потрібна для надійного відпускання електромагніту (тобто повернення якоря в початкове положення після зняття напруги з обмотки).

Річ у тому, що і після зняття сигналу в магнітопроводі буде залишковий потік, зумовлений характером гістерезисної петлі матеріалу магнітопроводу. Цей потік, коли зазор малий, може бути достатнім для створення тягового зусилля, яке перевищує протидіючі сили, а це призведе до відказу повернення (відпускання) якоря. Мінімальний зазор вибирають так, щоб виключити можливість відказу (повернення).

3.2. Тягове зусилля електромагніту

Скориставшись рівнянням рівноваги напруги в процесі спрацювання електромагніту

$$U = iR + L \frac{di}{dt} = iR + w \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.3)$$

і помноживши його почленно на idt , дістанемо вираз для енергії

$$U idt = i^2 R dt + i w d\Phi, \quad (3.4)$$

який показує: повна енергія, що споживається електромагнітом з мережі за час $dt(Uidt)$, витрачається на нагрівання обмотки ($i^2 R dt$) і на створення магнітного поля ($iwd\Phi$).

Енергія, що витрачається на створення тягового зусилля, є частиною енергії магнітного поля. Тому розглянемо докладніше останній доданок виразу (3.4).

Очевидно, що вся енергія A , витрачена на створення магнітного поля за час спрацьовування електромагніту, може бути знайдена як визначений інтеграл у межах зміни магнітного потоку:

$$A = \int_0^{\Phi} iwd\Phi.$$

Цей інтеграл можна тлумачити як площу фігури, розміщеної між кривою намагнічування й віссю ординат (рис. 3.2).

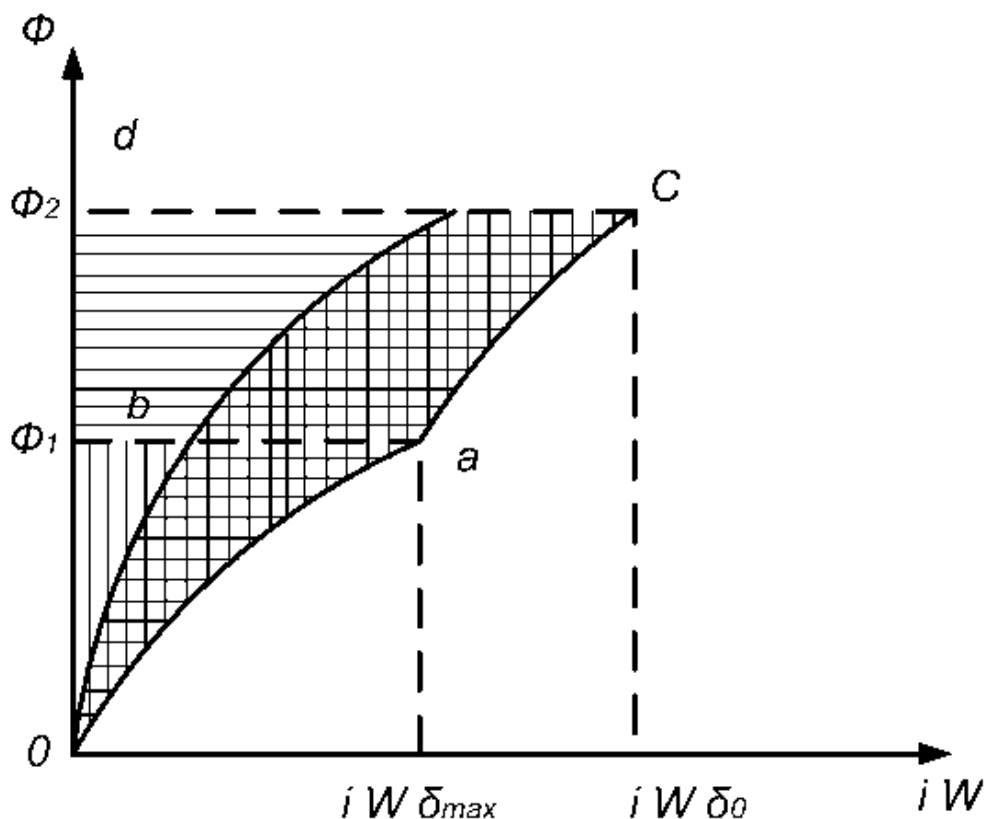


Рис. 3.2. Графічне зображення енергії електромагніту в процесі спрацьовування

Під час спрацьовування електромагніту крива намагнічування його магнітного кола не залишається сталою. Процес починається при максимальному зазорі, який не змінюється за час наростання потоку від нуля до значення потоку зрушення Φ_1 . При цьому енергія, накопичена полем до моменту зрушення якоря, чисельно дорівнює площі фігури $0ab0$:

$$A_1 = \int_0^{\Phi_1} iwd\Phi = S_{0ab0}.$$

Далі, в міру притягання якоря та зменшеній зазору до остаточного притягання, потік змінюватиметься за перехідною кривою ac , а енергія, що перейшла в енергію поля за час руху

$$A_2 = \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} iwd\Phi = S_{acdb},$$

дорівнюватиме площі фігури $acdb$.

Отже, вся енергія, що перейшла в енергію поля під час спрацьовування електромагніту, відповідатиме площі фігури $0acdb0$:

$$A = A_1 + A_2 = S_{0acdb0}.$$

Проте, після притягання якоря енергія, нагромаджена полем, визначатиметься площею фігури, розміщеної між кривою намагнічування $0c$, яка відповідає мінімальному зазору, та віссю ординат $A_c - S_{0cdb0}$.

Очевидно, що енергія, витрачена на притягання якоря, дорівнює

$$A_{\text{мех}} = A - A_c = S_{0ac0}.$$

Силу притягання (тягове зусилля) електромагніту можна знайти як похідну енергії за шляхом руху якоря:

$$F_c = -dA_{\text{мех}} / d\delta. \quad (3.5)$$

Знак “–” у (3.5) означає, що тягове зусилля виникає в результаті зменшення енергії поля.

Нелінійність кривих намагнічування ускладнює точний аналітичний розрахунок тягового зусилля. Тому введемо два припущення, що дають змогу істотно спростити задачу із збереженням потрібної точності – обмежимо розгляд початковою, лінійною ділянкою характеристики намагнічування і вважатимемо МРС котушки електромагніту в процесі руху якоря незмінною (рис. 3.3, а).

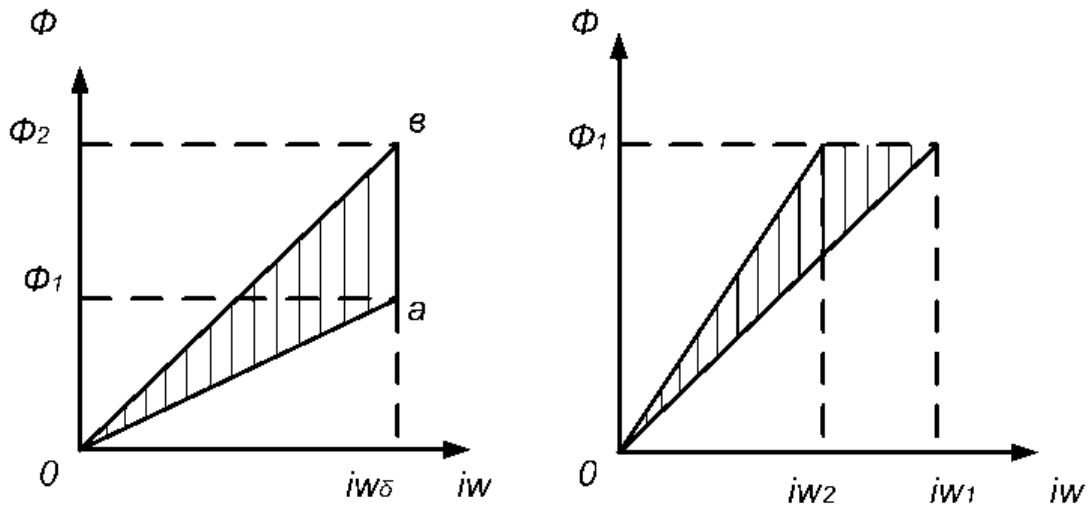


Рис. 3.3. Спрощені енергетичні залежності

Тоді для робочого зазору

$$A_{\text{мех}} = S_{0ab0} = \frac{1}{2}(\Phi_2 - \Phi_1)(iw)_\delta;$$

$$F_e = -\frac{1}{2}(iw)_\delta \frac{d\Phi}{d\delta},$$

або, зважаючи на те, що $\Phi = (iw)_\delta \Lambda$, дістаємо остаточно

$$F_e = -\frac{1}{2}(iw)_\delta^2 \frac{d\Lambda}{d\delta}, \quad (3.6)$$

де Λ – провідність зазору.

Коли припустити, що під час руху якоря лишається незмінною не МРС котушки, а потік (рис. 3.3, б), то

$$A_{\text{мех}} = \frac{1}{2}\Phi_1(iw_1 - iw_2) = \frac{1}{2}\Phi_1^2 \left(\frac{1}{\Lambda_1} - \frac{1}{\Lambda_2} \right) =$$

$$\frac{1}{2}\Phi_1^2 (R_{m1} - R_{m2});$$

$$F_e = -\frac{\Phi_1^2}{2} \frac{dR_m}{d\delta}, \quad (3.7)$$

де R_m – магнітний опір.

З (3.6), (3.7) та рис. 3.3 випливає, що в разі сталості МРС або потоку в механічну енергію переходить половина електромагнітної енергії, що споживається за час руху якоря.

Вирази (3.6) і (3.7) ідентичні і легко перетворюються один в другий. Підставивши $R_m = 1/\Lambda$ в (3.7), дістанемо

$$F_e = \frac{\Phi_1^2}{2\Lambda^2} \frac{d\Lambda}{d\delta} = \frac{1}{2} (iw)_\delta^2 \frac{d\Lambda}{d\delta}.$$

В будь-якому електромагніті для магнітного потоку, крім основного, існують побічні шляхи, що шунтують робочий зазор. Наявність їх приводить до того, що частина магнітного потоку (витік) не проходить через робочий зазор і, отже, не бере участі в створенні тягового моменту.

Витік залежить як від конструкції та конфігурації магнітопроводу, так і від розміщення обмотки, а за інших однакових умов він тим більший, чим більший магнітний опір робочого зазору.

Незважаючи на досить велику кількість різноманітних конструкцій і конфігурацій магнітопроводів, їх теоретичний розгляд можна звести до двох основних випадків: 1) МРС зосереджена на початку магнітопроводу; 2) МРС розподілена вздовж магнітопроводу.

В першому випадку (рис. 3.4, а) магнітний потік на будь-якій довільній відстані x – лінійна функція довжини l магнітопроводу:

$$\Phi_x = \Phi_\delta \left[1 + \frac{g}{\Lambda} (l - x) \right], \quad (3.8)$$

де g – питома провідність.

В другому випадку (рис. 3.4, б) потік змінюється майже пропорційно до квадрата довжини магнітопроводу:

$$\Phi_x = \Phi_\delta \left[1 + \frac{g}{\Lambda l} (l^2 - x^2) \right], \quad (3.9)$$

В реальних електромагнітах магнітне коло звичайно виконують складеним. Тому крім робочого зазору є неробочі, конструктивні зазори, що мають певний вплив на розподіл потоку.

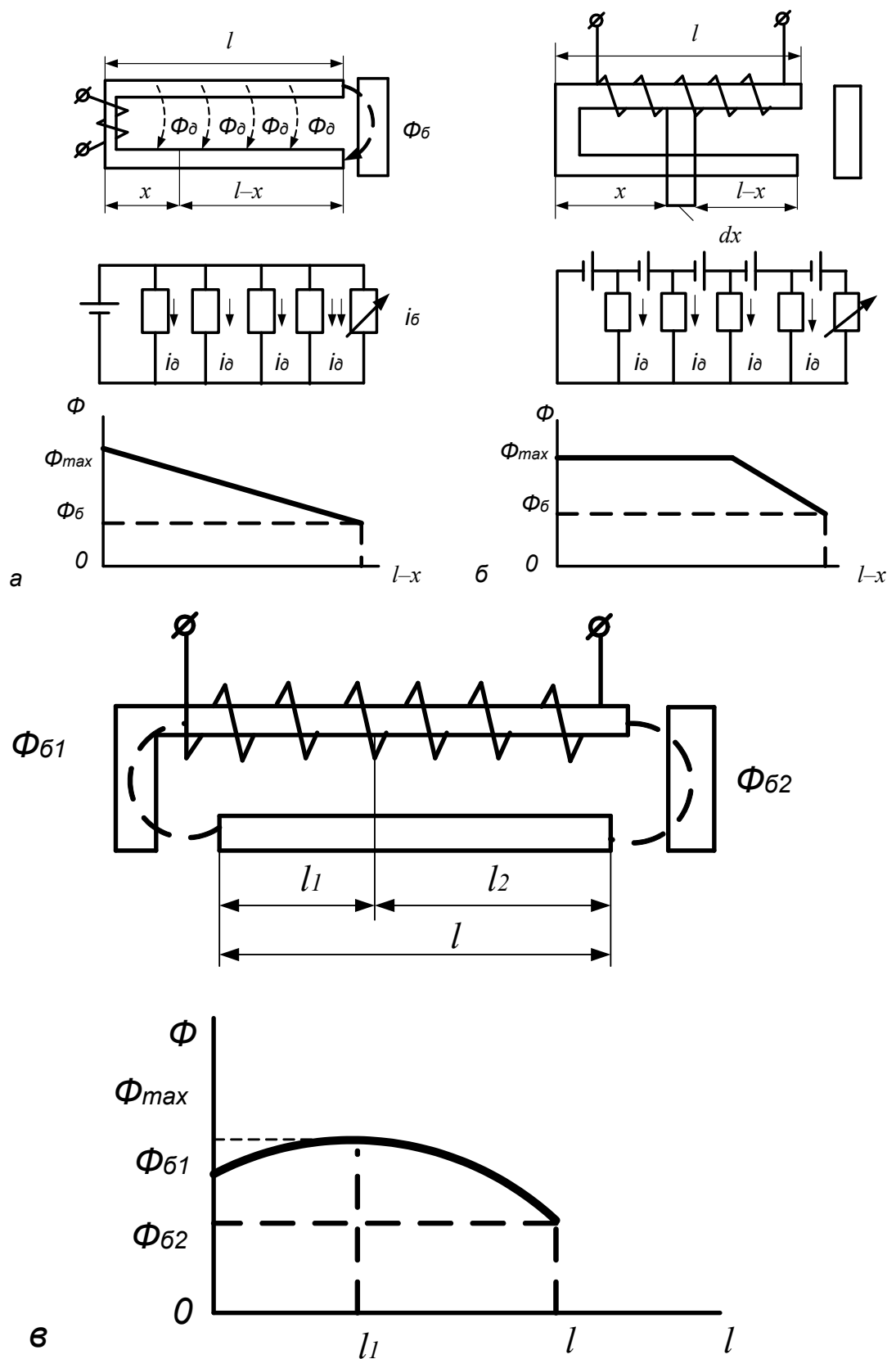


Рис. 3.4. Електромагніти з різним розподілом магнітного потоку

За наявності зазорів з двох боків (рис. 3.4, в) у випадку розподіленої МРС максимум потоку досягатиметься в середній частині магнітопроводу (на відстані l_1 від початку). При цьому квадратична залежність потоку від відстані має зберігатися.

Для лівої та правої частин електромагніту рівняння зміни потоку

$$\Phi_{\delta 1} \left(1 + \frac{gl_1}{2\Lambda_1} \right) = \Phi_{\max} = \Phi_{\delta 2} \left(1 + \frac{gl_2}{2\Lambda_2} \right).$$

Підставивши в це рівняння

$$\Phi_{\delta} = \frac{F}{l} l_i \Lambda_i \text{ та } l_2 = l - l_1$$

Дістанемо

$$\frac{F}{l} l_1 \Lambda_1 \left(1 + \frac{gl_1}{2\Lambda_1} \right) = \frac{F}{l} (l - l_1) \Lambda_2 \left[1 + \frac{g(l - l_1)}{2\Lambda_2} \right],$$

звідки після скорочення і нескладних перетворень остаточно знайдемо

$$l_1 = \frac{l(2\Lambda_2 + gl)}{2(\Lambda_1 + \Lambda_2 + gl)}, \quad (3.10)$$

Вирази (3.9), (3.10) дають змогу знайти розподіл та величину потоку для будь-якого виду магнітопроводу, коли відомі провідності витоків і зазорів.

В основу визначення магнітних провідностей зазорів будь-якої конфігурації на практиці здебільшого покладено метод заміни реального зазору сумою плоскопаралельних.

Іноді вдається отримати досить точний аналітичний вираз або доводиться користуватися графічними побудовами. Проте це не виключає можливості застосовувати емпіричні вирази, здобуті дослідним шляхом.

3.3. Розрахунок електромагніту постійного струму

Розрахунок електромагніту постійного струму буває орієнтовний (такий, що базується на інтуїтивному виборі вихідних даних) і робочий (який дає змогу уточнити основні параметри і перевірити, наскільки повно задоволені вимоги завдання).

Орієнтовний розрахунок – це вибір конструкції електромагніту та матеріалу осердя і визначення основних розмірів магнітного кола і котушки.

Вибір конструкції та матеріалу не є критичним, оскільки завдання в принципі можна задовольнити, застосувавши різноманітні конструкції, виконані з різних магнітних матеріалів. Тому під час розв'язування таких задач виходять з призначення електромагніту, технології та економічності виробництва, зручності експлуатації, а також матеріалу, який вже є або який потрібно дістати.

Для магнітного кола звичайних електромагнітів найчастіше використовують низьковуглецеві та високоякісні конструкційні сталі; для швидкодіючих електромагнітів, таких, що мають знижену електропровідність, – електротехнічні сталі марок 311, 321 тощо; для високочутливих реле – низьконікелеві пермалої марок 45 НП та 50 НП.

Наявність аналітичних виразів, які пов'язують магнітні провідності зазору з його величиною, дає змогу дістати розрахункові рівняння, щоб визначити тягове зусилля та виявити характер тягової характеристики. Беручи до уваги, що для плоско-паралельного зазору

$$\frac{d\Lambda}{d\delta} = -\frac{4\pi S}{\delta^2 \cdot 10^7}$$

(де Λ , δ – відповідно провідність і довжина зазору; S – площа перерізу осердя електромагніту), після підстановки в (3.6) дістаємо вираз, Н:

$$F_e = 6,3 \cdot 10^7 (iw)_\delta^2 \frac{S}{\delta^2}. \quad (3.11)$$

Отже, тягова характеристика електромагніту постійного струму являє собою обернено пропорційну квадратичну залежність зазору, тобто має крутоспадаючий характер.

Крім того, використовуючи вираз (3.7) і підставляючи в нього значення магнітного опору зазору

$$R_m = \delta / (S\mu_0) = 10^7 \delta / 4\pi S,$$

де μ_0 – магнітна стала; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м,

маємо

$$F_e = 3,95 \cdot 10^5 \frac{\Phi_\delta^2}{S}. \quad (3.12)$$

або, виконуючи заміну $\Phi_\delta = B_\delta S$, дістаємо

$$F_e = 3,95 \cdot 10^5 B_\delta^2 S. \quad (3.13)$$

Вирази (3.12) і (3.13), відомі як формули Максвелла, завдяки простоті їх використовують під час розрахунків не лише для плоско-паралельних, а й для інших видів зазорів.

Вибираючи значення індукції в зазорі B_δ або конструкцію, доцільно використовувати емпіричні залежності (рис. 3.5), запропоновані Ротерсом, які ґрунтуються на умові здобуття найбільш економічного електромагніту (найменші витрати матеріалів – сталі та міді).

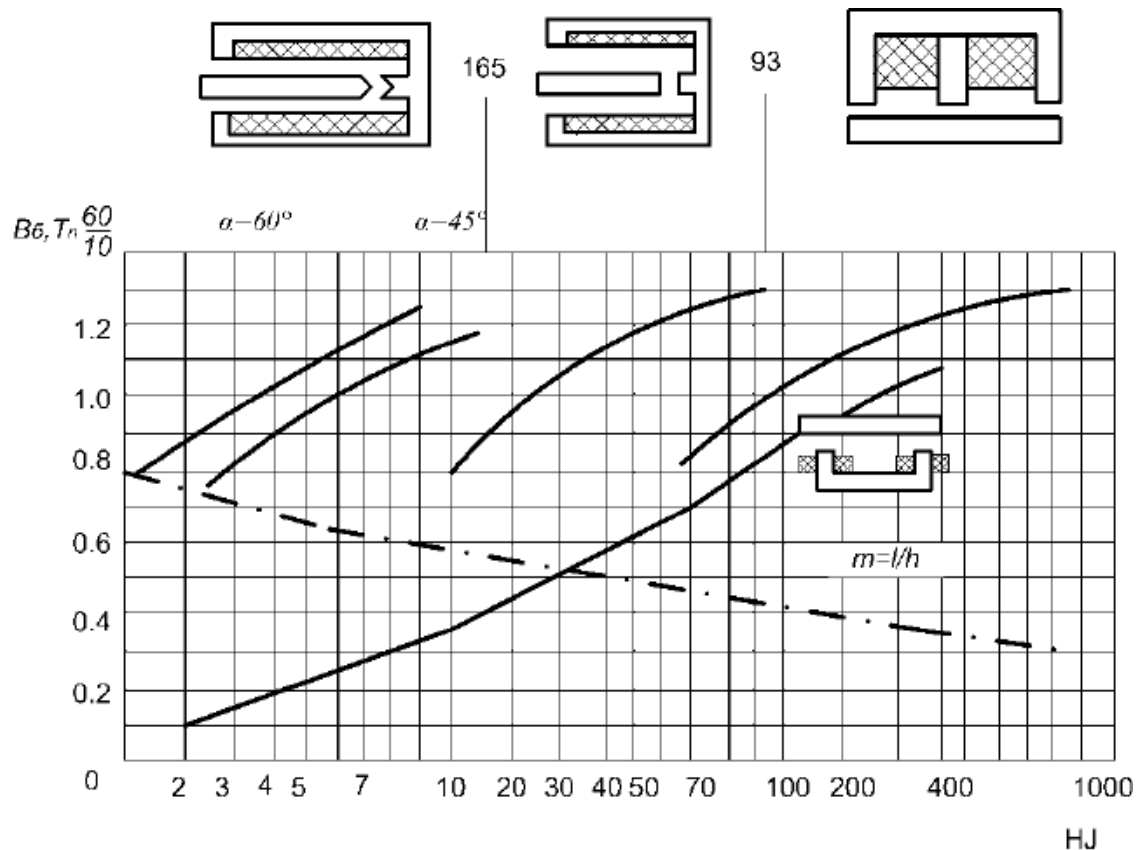


Рис. 3.5. Емпіричні залежності для орієнтовного вибору параметрів магнітного кола

Проаналізувавши численні розрахунки електромагнітів, Ротерс ввів параметр, який не має фізичного смислу, – так званий номер індексу (НІ) або конструктивний фактор (КФ). Залежно від нього і потрібно вибирати конструкцію (рис. 3.5), оптимальну індукцію в зазорі B_δ та конфігурацію вікна обмотки (відношення l/h):

$$HI = \frac{\sqrt{F_{\min}}}{300\delta_{\max}}, \quad (3.14)$$

де $F_{\min}$ – тягове зусилля для максимального зазору, Н; $\delta_{\max}$ – максимальний зазор, м.

На рис. 3.5 α – коефіцієнт прямокутності петлі гістерезису.

Орієнтуючись на забезпечення потрібного зусилля в разі максимального зазору, знаходять площу перерізу осердя:

$$S = \frac{F_{\min} 10^{-5}}{3,95 \cdot B_{\delta}^2}. \quad (3.15)$$

Далі визначають МРС $(iw)\delta$, необхідну для створення вибраного значення індукції в зазорі:

$$(iw)_{\delta} = B_{\delta} \frac{\delta}{\mu_0}, \quad (3.16)$$

і повну МРС котушки з врахуванням втрат МРС в неробочих зазорах і магнітопроводі:

$$(iw)_p = (1,2-1,3)(iw)_{\delta}, \quad (3.17)$$

Завершуючи орієнтовний розрахунок, на основі залежності між МРС і розмірами котушки знаходять

$$(iw)_p = jk_0lh,$$

де j – допустиме значення густини струму в котушці; $k=0,25\dots0,3$; l – довжина магнітопроводу.

Із знайденого з кривих Ротерса відношення $l/h=m$, задавшись значеннями j і k_0 (h – ширина магнітопроводу), запишемо

$$h = \sqrt{\frac{(iw)_p}{k_0 j m}}; \quad l = m \cdot h$$

Як правило, для орієнтовного розрахунку беруть $j=3\dots4$ А/мм² і $k=0,25\dots0,3$.

Такий розрахунок закінчують побудовою ескізу магнітного кола та картини розподілу потоку. Приклад відповідної побудови показано на рис. 3.6.

В [3, 4, 7] викладено багато різних методів робочого розрахунку. Обмежимося лише одним, який дає змогу отримати достатню для практичних цілей точність.

В основу цього методу покладено побудову сім'ї навантажувальних характеристик $F_c=f(iw)_{\delta=\text{const}}$. Для цього, задаючись чотирма-п'ятьма значеннями

робочих зазорів від δ_0 до $\delta_{\max}$, обчислюють для кожного з них F і $(i\omega)$ при чотирьох-п'яти значеннях індукції $(0.5\ldots, 1, 2)B_\delta$.

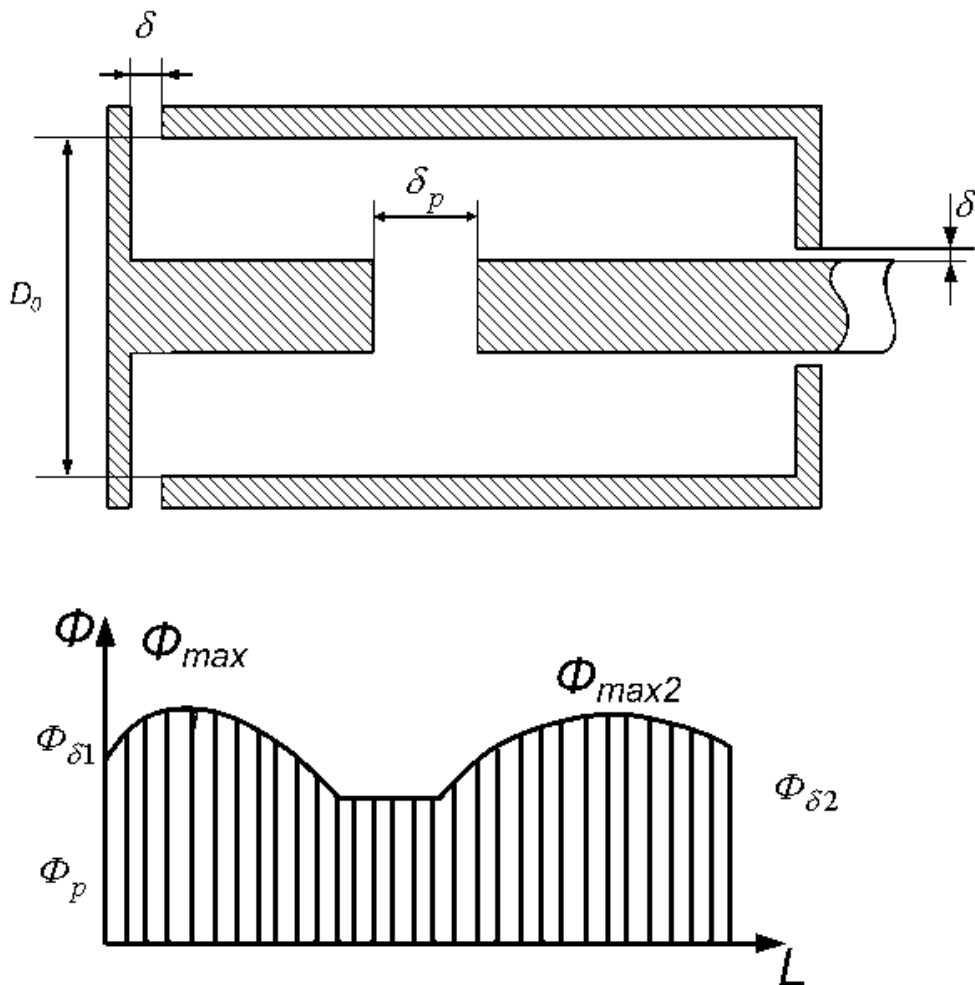


Рис. 3.6. Характеристика розподілу потоку у втяжному електромагніті

В результаті для кожного з вибраних значень зазору отримують чотири-п'ять точок, за якими будують навантажувальну характеристику.

Використовуючи множину навантажувальних характеристик разом з механічною характеристикою, графічно будують тягову характеристику і визначають МРС спрацьовування $(i\omega)_{\text{спр}}$ та відпускання $(i\omega)_{\text{відп}}$ (рис. 3.7).

Робочу МРС знаходять за $(i\omega)_{\text{спр}}$, враховуючи вибраний коефіцієнт запасу $k_{\text{з.спр}}$.

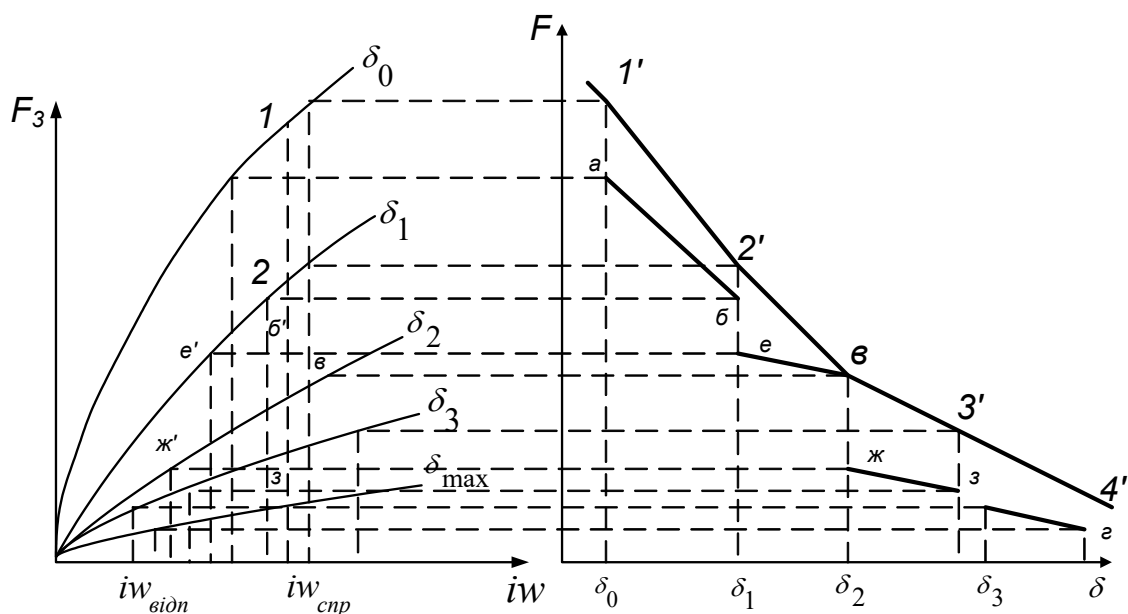


Рис. 3.7. Графічна побудова тягової характеристики за навантажувальною та механічною характеристиками

Робочий розрахунок завершують розрахунком котушки електромагніту, тобто вибирають обмотувальний дріт і визначають число витків.

3.4. Перехідні процеси і швидкодія електромагніту постійного струму

Згідно з теорією мереж обмотка електромагніту – це активно-індуктивне навантаження. Якщо ввімкнути його на сталу напругу, струм в обмотці змінюватиметься за експонентою:

$$i = \frac{U}{R}(1 - e^{-t/\tau}),$$

де $\tau = L/R$ – стала часу електромагніту постійного струму.

Дослідження перехідного процесу в електромагнітних механізмах ускладнюється тим, що індуктивність обмотки L в процесі переміщення якоря змінюється в бік збільшення (від L_1 до L_2) в разі спрацьовування і в бік зменшення (від L_2 до L_1) в разі відпускання.

Під час спрацьовування спостерігаються три етапи зміни струму (рис. 3.8, а):

1) струм змінюється за експонентою із сталою часу $\tau=L_1/R$ від нуля до значення струму зрушення ($t_{руш}$ – час зрушення);

2) струм змінюється не лише під впливом прикладеної напруги, а і в результаті різкої зміни в процесі руху якоря індуктивного опору обмотки L_2 ($t_{рух}$ – час руху);

3) струм змінюється за експонентою із сталою часу τ_2 від сили струму, яка відповідає закінченню руху якоря, до усталеного значення $I=U/R$.

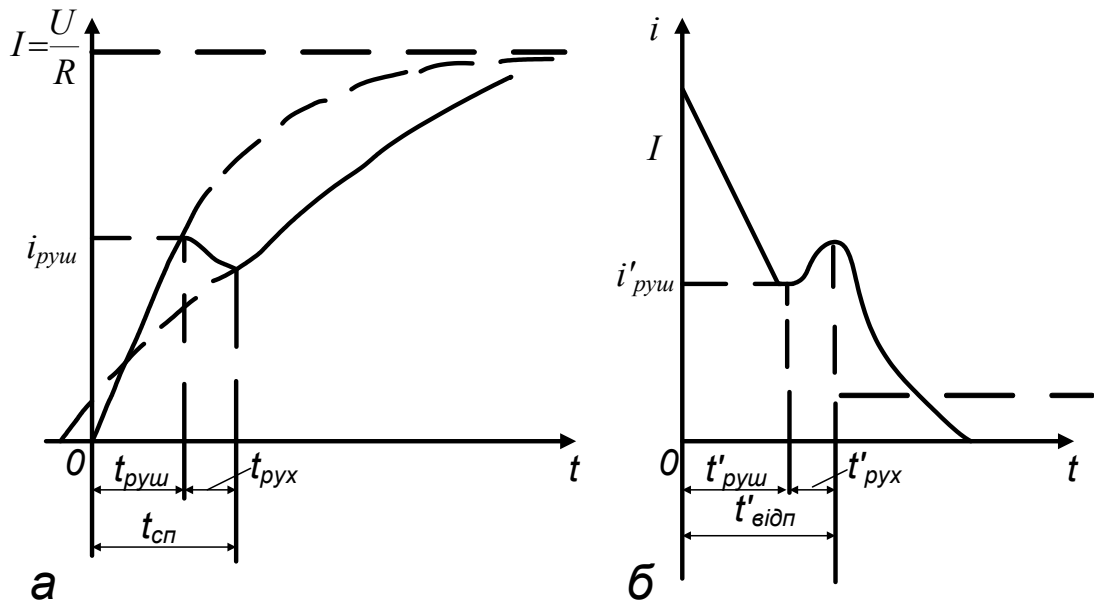


Рис. 3.8. Характеристика зміни струму електромагніту при спрацьовуванні (а) та відпусканні (б)

Згідно з характеристикою швидкодії електромагніту значення мають лише перші два етапи, об'єднані спільною назвою “час спрацьовування”:

$$t_{сп} = t_{руш} + t_{рух}.$$

Аналогічну ситуацію спостерігаємо в разі вимкнення електромагніту (рис. 3.8,б):

$$t'_{сп} = t'_{руш} + t'_{рух}.$$

Коли вимикають електромагніт, на контакті пристрою може виникнути дуга, через що струм в обмотці буде і після вимкнення протягом всього часу існування дуги (пунктирна крива на рис. 3.8, б).

Отже, швидкодія електромагнітного механізму (тобто час спрацьовування і відпускання) визначається двома складовими: запізнюванням в електричному колі, що залежить в основному від сталої часу τ , та інерційністю рухомих частин електромагніту.

На час спрацьовування і відпускання електромагніту можуть впливати:

- зміна параметрів електричного кола L, R (схемні методи зміни швидкодії);
- зміна конструкції (конструктивні методи);
- вихрові струми, що виникають у осердях електромагніту (тому для швидкодіючих електромагнітів з часом запізнювання порядку кількох мілісекунд магнітне коло виконують шихтованим та з матеріалів, які мають високий електричний опір, – з високолегованих кремнистих сталей, деяких марок пермалоїв і феритів).

Вдаючись до різних схемних рішень (методів), можна досягти підвищення і зниження швидкодії.

Найпростіший метод зменшення часу спрацьовування – зменшити сталу часу кола за рахунок послідовного ввімкнення з обмоткою резистора (рис. 3.9, а) та підвищити коефіцієнт запасу щодо спрацьовування $k_{з.сп}$, завдяки чому при тій же самій сталій часу можна значно швидше досягти часу зрушення (рис. 3.9, б).

Обидва методи мають істотні недоліки: потребують підвищення напруги живлення; в другому випадку потрібні заходи щодо обмеження значення, усталеного на рівні допустимого (номінального $I_{ном}$); цього досягають введенням після спрацьовування електромагніту додаткового опору R_d .

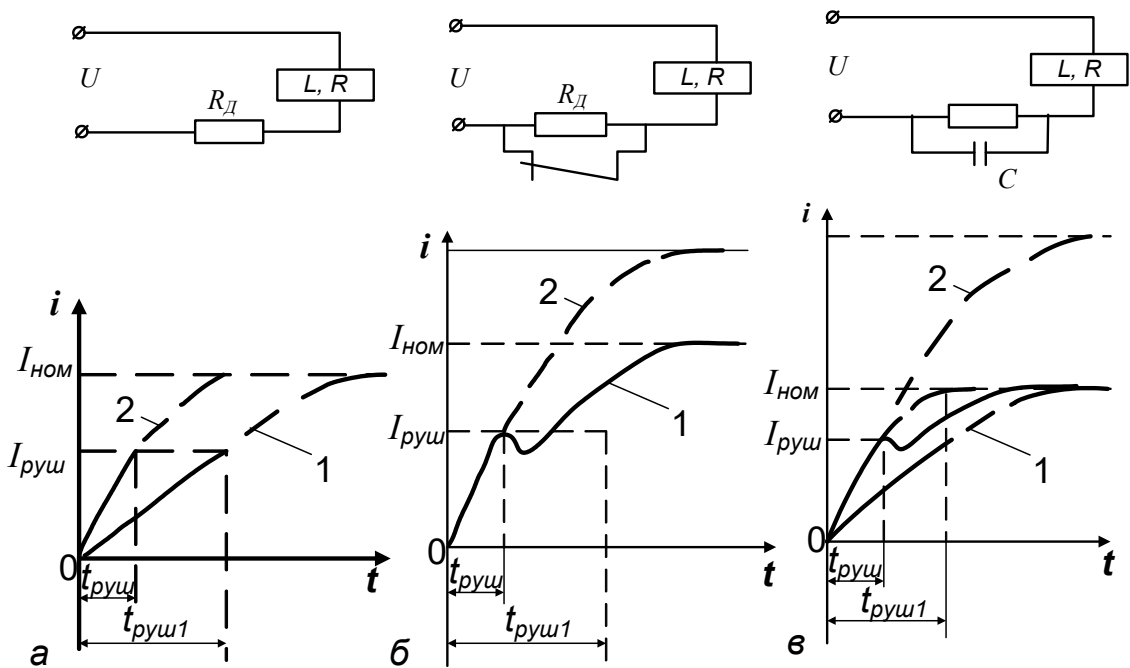


Рис. 3.9. Схеми прискорення часу спрацьовування і їх характеристики

Найпоширенішим є метод зменшення часу спрацьовування, який поєднує обидва розглянуті методи (коли додатковий опір шунтується ємністю). Це дає змогу в перший момент дістати $kz_{\text{сп}}$, а в наступні (в міру зарядки конденсатора) – зменшити сталу часу і обмежити усталений струм (рис. 3.9, в).

Щоб зменшити час відпускання (точніше час зрушення при відпусканні), можна застосувати метод зменшення коефіцієнта запасу, знизивши усталений струм. Цього можна легко досягти, ввівши додатковий опір R_d за схемою, показаною на рис. 3.9, б, без підвищення напруги живлення.

Зменшити час відпускання можна, скориставшись спеціальною схемою, яка забезпечує подавання короткочасного імпульсу в обмотку електромагніту в момент вимикання. Цей імпульс, створюючи в осерді зустрічний щодо основного потік, може подаватися як в основну, так і в спеціально передбачену для цього обмотку.

До схемних методів сповільнення часу спрацьовування та відпускання електромагніту належить метод шунтування обмотки конденсатором (рис. 3.10). Очевидно, що під час ввімкнення електромагніту струм в обмотці зростатиме з деякою затримкою (час спрацьовування може бути збільшено до 1 с порівняно з 3...50 мс в звичайних реле).

Навпаки, при вимиканні конденсатор розряджатиметься на обмотку, сповільнюючи зменшення потоку.

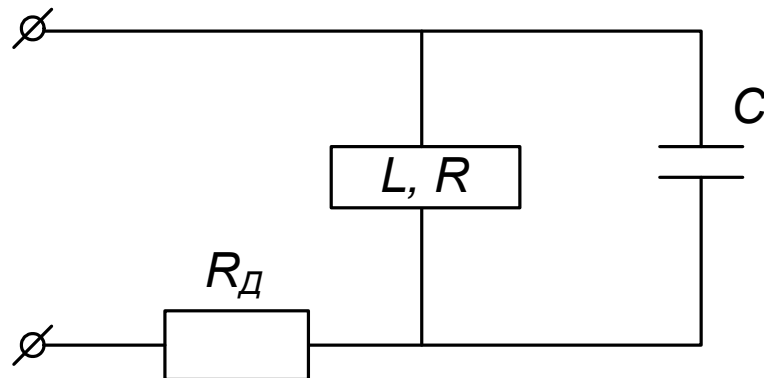


Рис. 3.10. Схема сповільнення часу спрацьовування

Додатковий опір R_d потрібний для обмеження струму, що споживається від джерела.

Ефективним схемним методом сповільнення часу відпускання є метод шунтування обмотки електромагніта діодом, ввімкненим в неспровідному щодо напруги живлення напрямі (рис. 3.11). В цьому разі під час відімкнення електромагніту ЕРС самоіндукції, що виникає в обмотці, створює струм і потік самоіндукції, який дає змогу стримувати якір протягом тривалішого часу. По суті при цьому використовується метод електромагнітного демпфування, коли роль, як основної, так і демпфуючої виконує одна і та ж сама обмотка.

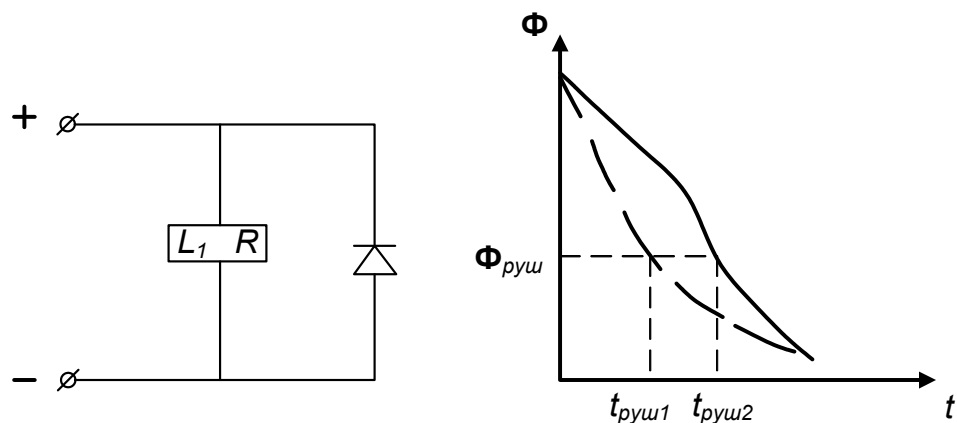


Рис. 3.11. Схема сповільнення часу відпускання та її характеристика

Метод електромагнітного демпфування – один з найпоширеніших у масовому виробництві реле, які мають більший порівняно з нормальними час запізнювання. При цьому демпфування виконується за допомогою спеціальної обмотки (тобто використовується вже не схемне, а конструктивне рішення), в якій в перехідному режимі створюються ЕРС взаємоіндукції, струм і потік Φ_2 , що перешкоджає зміні основного потоку Φ_1 .

Короткозамкнена обмотка впливає і на час відпускання, і на час спрацьовування, хоча ефективність її дії під час відпускання завдяки різкішій зміні струму в основній обмотці під час вимикання вища.

Замикаючи додаткову обмотку на опір, що регулюється, отримують змогу регулювати ступінь сповільнення, а замикаючи її на діод – вибірково впливати або на час спрацьовування, або на час відпускання. Природно, що можливе і одночасне ввімкнення регульованого опору та діода.

3.5. Контактні перетворювачі

Контактними називають омічні вимірювальні перетворювачі, в яких вимірюване механічне переміщення перетворюється в замкнений або в розімкнений стан контактів, які керують електричним колом.

Отже, входною величиною контактних перетворювачів є просторове переміщення. Під час зближення двох контактів до дотику відбувається стрибкоподібна зміна активного опору від нескінченності до досить малої величини. Контактні перетворювачі мають нелінійну характеристику релейного типу. Вони широко застосовуються як комутуючі пристрої, призначені для різних перемикачів в слабко- (реле) і в сильнотрумових (контактори, пускачі) колах. При цьому механічний пристрій, який приводиться в рух електромагнітом, – невід’ємна частина електромагнітного механізму, поведження і надійність якої багато в чому визначають можливі умови експлуатації та надійність в роботі всього механізму.

Найпростіший контактний перетворювач – однограничний (рис. 3.12), що має одну пару контактів 4 і 5, які замикаються під дією вимірюваного переміщення, наприклад, зміни розміру виробу 1.

Якщо збільшиться розмір виробу, шток 3 переміститься і закріплений на ньому контактуючий елемент 4 доторкнеться до контакту 5. При цьому активний опір між контактами 4 і 5 зміниться від нескінченності до малого значення, яке визнається значенням контактного опору.

Конструктивно вимірювальний шток закріплюють на плоских пружинах 2 (рис. 3.12, а) або розміщують в циліндричних направляючих (рис. 3.12, б). Похибка спрацьовування контактних перетворювачів перебуває в межах 1...2 мкм. Перетворювач з похибкою спрацьовування, меншою 1 мкм, створити не вдалося.

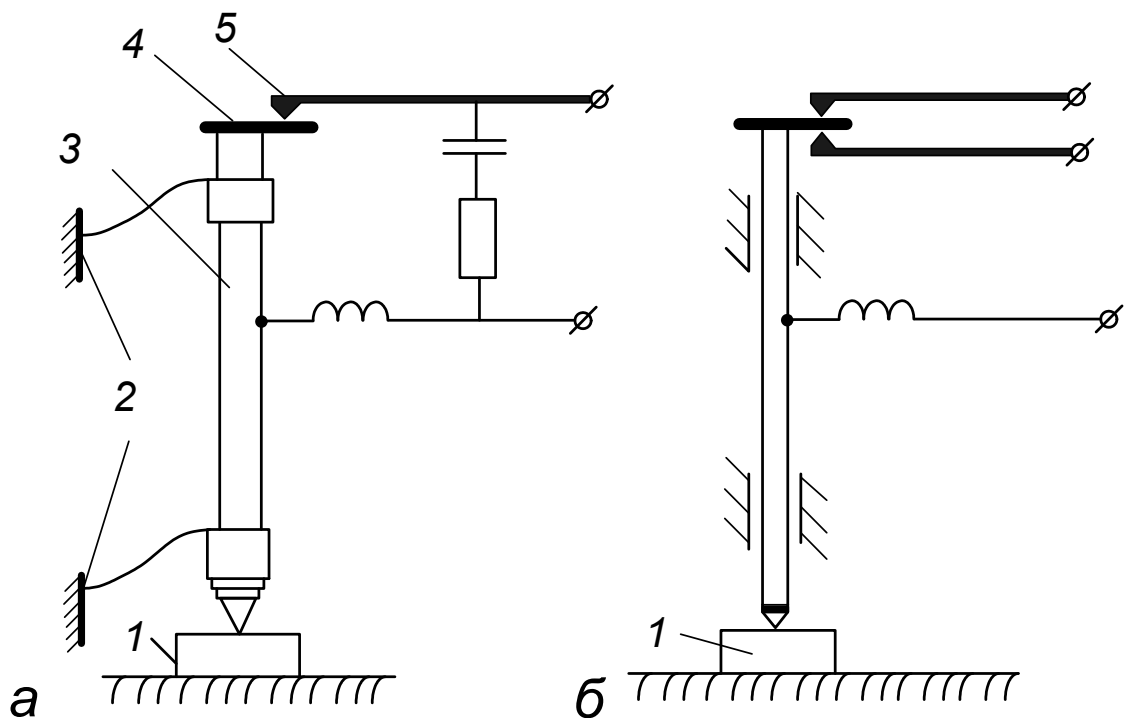


Рис. 3.12. Найпростіший контактний перетворювач:

а – з вимірювальним штоком, закріпленим на плоских пружинах; б – з вимірювальним штоком, вміщеним в циліндричні направляючі

Щоб уникнути утворення дуги або іскри, потужність в колі, що розривається контактами, має не перевищувати 50...100 мВт.

Тому в разі використання контактних перетворювачів в якості сигнальних, вимірювальних або виконавчих елементів, що споживають потужність менш як 50...100 мВт, їх можна вмикати безпосередньо в коло контактів перетворювача.

Якщо ці елементи споживають більшу потужність, то їх вмикають через підсилювачі (транзисторні, тиристорні та релейні).

Вибираючи контакти для дуже малих потужностей (струм $<0,06$ А, напруга $<0,5$ В), основну увагу приділяють забезпеченню малого перехідного опору.

Для цього контакти виконують з благородних металів (золота або платини), легованих для підвищення твердості присадкою з декількох процентів паладію, радію, іридію, рутенію або осмію.

Істотним фактором при виборі матеріалу є мала ЕРС в парі з міддю. Цій умові задовольняють золото і сплав платини з 2% іридія. Добрі результати дають контакти із золота і міді, покриті радієм.

Широко використовують для перемикання слабкострумових кіл вакуумні контакти з пластинами з посрібленого пермалою або із змочуванням ртуттю.

Найпоширеніші типи конструкцій контактів показано на рис. 3.13 [3, 4, 7].

До контактних перетворювачів висувають такі вимоги: надійність електричного з'єднання, відсутність вібрації контактів, довговічність, малий перехідний опір, стійкість щодо зовнішніх впливів. В роботі контактів слід розрізняти чотири етапи: замкнений стан, процес розмикання, розімкнений стан, процес замикавання.

Найскладніший і найважчий етап роботи контактних перетворювачів – процес розмикання. При цьому можлива поява електричної дуги, якщо струм і напруга між контактами більші за деякі значення I_0 і U_0 , обчислені для кожного з конкретних матеріалів. Наприклад, для срібла і міді I_0 і U_0 дорівнюють приблизно 0,4 А і 13 В, для платини і вольфраму – 0,9 А і 17 В, а для сплаву платини і іридію – 0,74 А і 20 В. Якщо сила струму між контактами більша за силу струму I_0 , виникає іскра.

Для зменшення потужності іскри або дуги застосовують кола іскрогасіння, наприклад, шунтують контактний проміжок колом, що складається з послідовно з'єднаних ємності і активного опору.

В процесі розмикання контактів виникають такі явища:

а) рідкий місток ($U > 0,5$ В, $I > 0,06$ А), який сприяє перенесенню металу з позитивного контакту на негативний в кількості [3], см^3 :

$$G = \alpha I^2,$$

де $\alpha = 2,7 \cdot 10^{-12} \text{ см}^3/\text{А}^2$ для срібла; $\alpha = 5,2 \cdot 10^{-12} \text{ см}^3/\text{А}^2$ для платини;

б) іскровий розряд $U > 260 \dots 300$ В (виникає звичайно в разі індуктивного навантаження);

в) дуговий розряд $U > U_0$, $I > I_0$ (де U_0 , I_0 – граничні значення напруги та струму, наведені в таблицях для різних матеріалів).

Конструкцію контактного перетворювача, матеріали його контактів і їх стиснення вибирають так, щоб дуговий розряд якомога швидше загасав.

Питання розрахунку контактних перетворювачів, вибору їх матеріалів, засобів захисту поверхні контактів викладені в [7].

Для захисту поверхні контактів від окислення їх іноді розміщують в скляних балонах, що заповнені інертним газом або відкачані до високого вакууму (рис. 3.13, б). Керує такими контактами магнітне поле, тому контактні пластини виконують з феромагнітного матеріалу (звичайно пермалою).

Поширені також ртутні контакти (рис. 3.13, в), їх виготовляють великими серіями для струму 4, 6, 10, 15, 20 і 30 А при напрузі до 220 В. Відомі контактні перетворювачі з контактом, змочуваним ртуттю, які поєднують в собі переваги двох розглянутих типів. Вони відрізняються від зображених на рис. 3.13, в лише тим, що одну з пластин замінено капіляром, заповненим ртуттю. Контакт відбувається між краплиною ртуті, що виступає з капіляра, та пластиною.

До числа основних заходів, що зменшують зношування контактів, належать такі: усунення деренчання, збільшення швидкості спрацьовування, правильний вибір полярності [7]. Щоб усунути деренчання, практикують попереднє натягування контактних пружин, застосовують фрикційні заспокоювачі.

Якщо швидкість руху керуючого органу недостатня, використовують спускові контакти [3, 4].

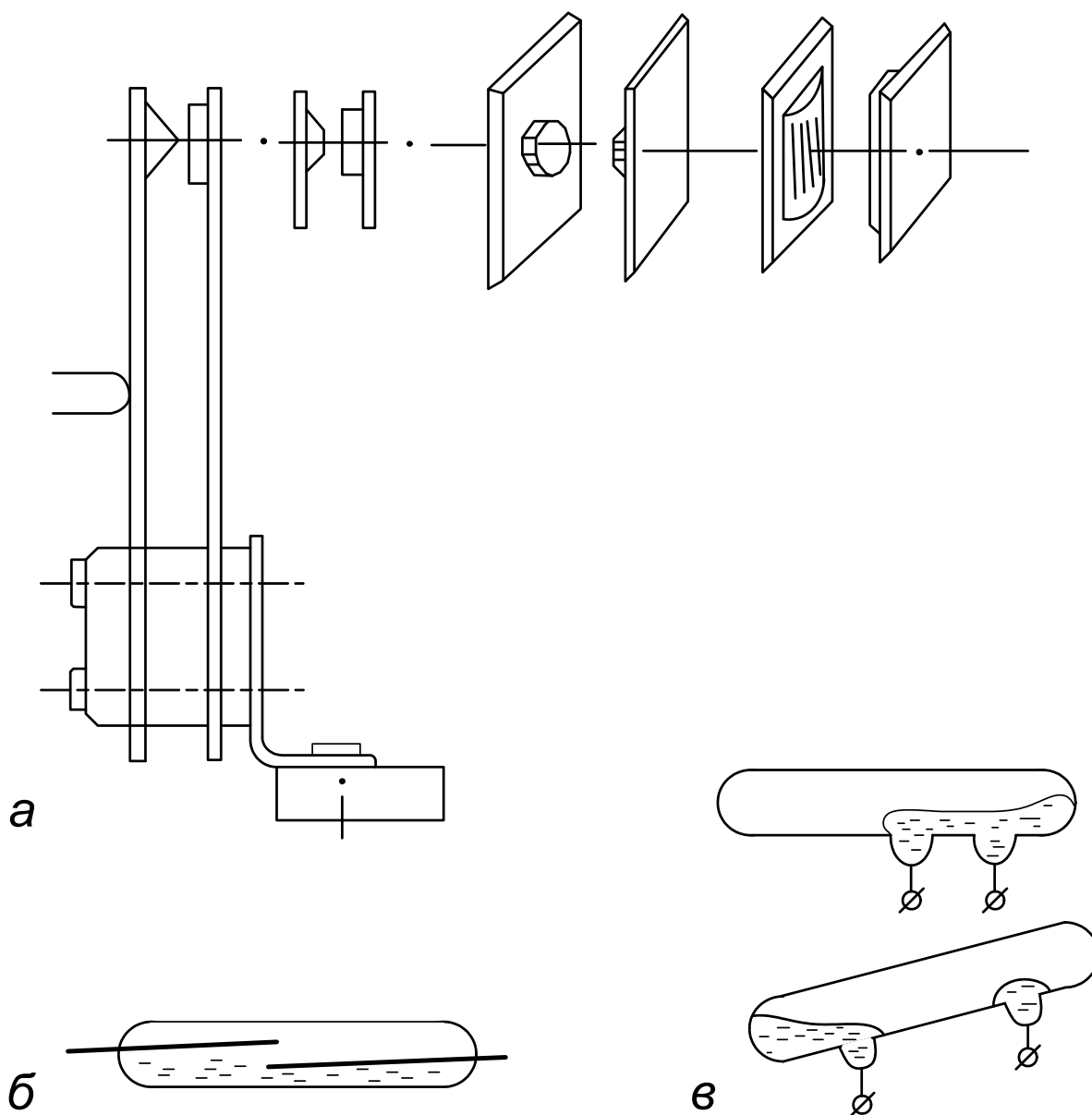


Рис. 3.13. Найпоширеніші типи конструкцій контактів:
а – точкові, площинні, лінійні; б – герметизовані; в – ртутні

Правильний вибір полярності має значення для слабострумових контактних пар, які складаються з контактів різної форми, і для ємнісних кіл з контактами з неоднакового матеріалу.

Для контактної пари, до якої належать опуклий і плоский контакти (рис. 3.13, а), опуклий контакт має виконувати функції анода.

В колах з ємністю часто використовують пару, що складається з контактів, однакових за формою, проте різних за матеріалом (рис. 3.13, а). В таких контактних перетворювачах для виготовлення анода звичайно застосовують срібло або платину, а для виготовлення катода – вольфрам.

3.6. Поляризоване реле та віброперетворювачі

В автоматичних і вимірювальних пристроях часто потрібно, щоб перетворювальні пристрої, в тому числі і електромагніти, реагували не лише на значення, але і на полярність струму на вході. Таку реакцію в електромагніта постійного струму отримують, використовуючи спеціальне магнітне коло, до якого належить не лише магнітом'який магнітопровід, а і постійний (поляризуючий) магніт.

Поєднання в одній магнітній системі електромагніту з постійним магнітом дає змогу отримати поляризоване реле. В цьому разі (рис. 3.14) в системі завжди існує потік постійного магніту $\Phi_{\text{п}}$, який розгалужується на дві частини за двома вітками магнітопроводу.

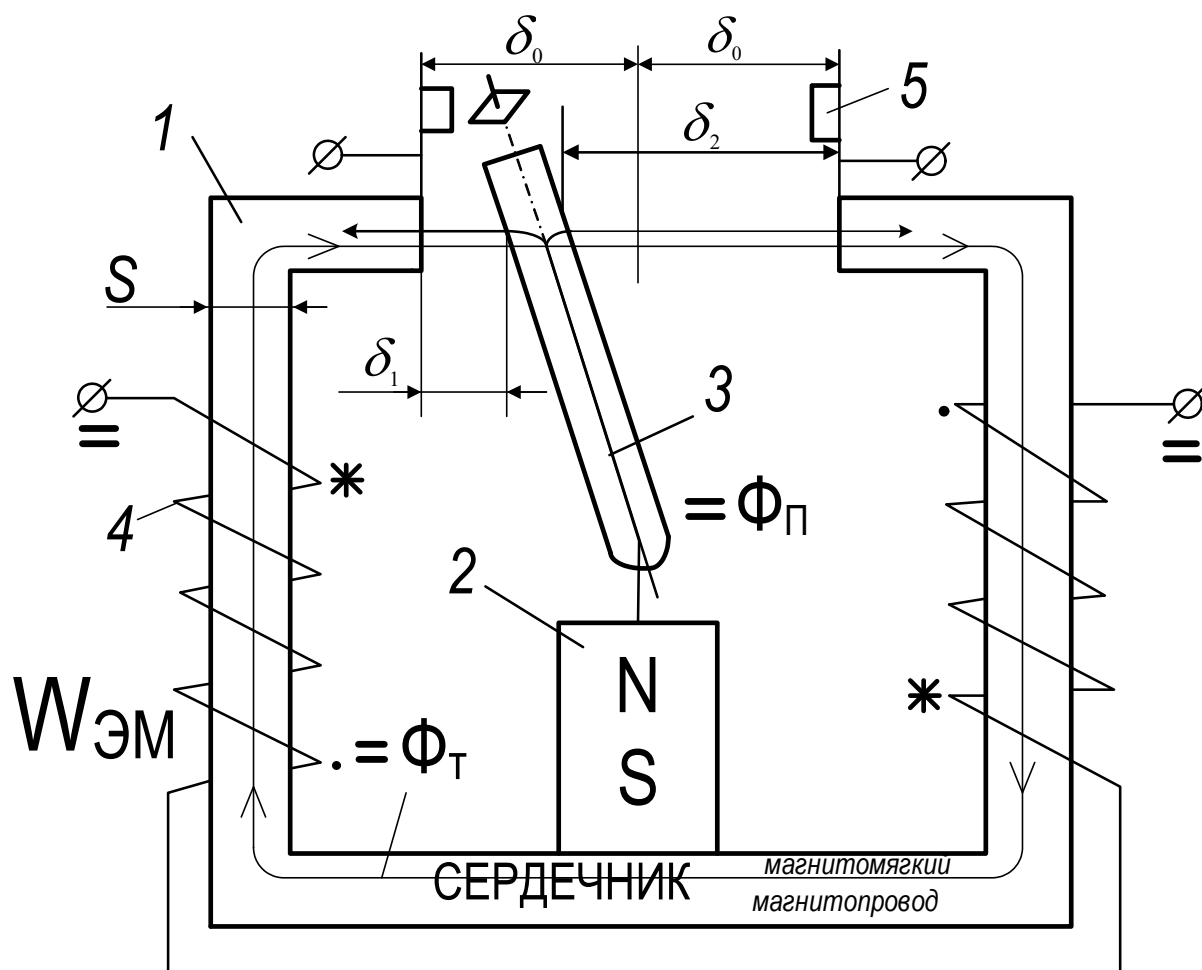


Рис. 3.14. Поляризоване реле

Якір розміщено посередині між вітками так, що кожна з гілок мала свій робочий зазор. Тягові зусилля, що створюються частинами потоку постійно-

го магніту, направлені зустрічно (кожне намагається зменшити свій зазор) і при середньому положенні якоря врівноважують одне одного:

$$F = F_1 - F_2 = 3,95 \cdot 10^5 (\Phi_1^2 / S - \Phi_2^2 / S),$$

де S – площа перерізу осердя електромагніту.

Оскільки $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_n / 2$, то $F = 0$.

Проте середнє (нейтральне) положення якоря нестійке, адже навіть при незначному відхиленні від нього виникає результуюча сила, направлена в бік меншого зазору. Поява результуючої сили зумовлена перерозподілом потоку постійного магніту обернено пропорційно до магнітних опорів зазорів δ_1 і δ_2 . Чим більше зміщується якір від нейтрального положення, тим більша результуюча сила, яка досягає максимуму, коли зазор δ_0 мінімальний, тобто

$$F = 3,95 \frac{1}{S} \frac{(2\delta - \delta_0)^2}{4\delta^2} \Phi_n^2.$$

Цим зусиллям якір і утримується в одному з крайніх (у випадку, що розглядається, лівому) положенні.

Під час подавання струму в обмотку електромагніту в системі виникає створений обмоткою потік Φ_m , який замикається по зовнішньому контуру в напрямі, що визначається полярністю струму в обмотці. Виберемо напрям струму в обмотці таким, щоб потік Φ_m був направлений зустрічно потоку Φ_n в лівому зазорі. Тоді із зростанням потоку Φ_m сумарний потік і тягове зусилля в зазорі δ_1 зменшуватимуться, а в зазорі δ_2 збільшуватимуться.

Коли потік Φ_m досягне значення $\Phi_n \sqrt{(\delta - \delta_0) / \delta}$, тягове зусилля в зазорі δ_1 (ліворуч) дорівнюватиме нулю, а в зазорі δ_2 (праворуч) буде максимальним. В результаті цього якір перекинеться в праве положення і залишатиметься в ньому під час знімання напруги з обмотки. Для повернення якоря в ліве положення в обмотку має бути поданий струм протилежної полярності.

Очевидно, що поляризованим реле можна керувати за допомогою короткочасних імпульсів, достатніх для переведення якоря через нейтральне положення, після чого він уже переміщуватиметься під дією потоку постійного магніту. Як правило, імпульс розраховують так, щоб він діяв протягом всього часу перекидання якоря. Це дає змогу отримати досить високу швид-

кодiю, яка досягає одиниць мілісекунд. Адже після переходу якоря через нейтральне положення результуюче зусилля, що створюється потоком постійного магніту і яке досі протидіяло зусиллю, створеному котушкою, змінює знак і забезпечує переміщення якоря.

Розглянута конструкція поляризованого реле, яка дає змогу отримати не лише реакцію на знак сигналу, але і запам'ятати цей знак, належить до диспозиційних реле (якір може бути в одному з двох можливих положень).

Завдяки швидкодії поляризованих реле на їх базі створюються віброперетворювачі досить слабких сигналів постійного струму (до 10^{-2} А).

Особливість роботи таких віброперетворювачів – висока чутливість до завад, які без вжиття відповідних заходів спільномірні з вхідними сигналами. Джерелом завад може бути також термо-ЕРС, що виникає на контактах (як наслідок нагрівання контактуючих точок), і поява струмів витоку між струмонесучими деталями (як наслідок поганої ізоляції).

Щоб знизити завади до допустимого рівня (який не перевищує часток мікровольта), під час проектування і виготовлення віброперетворювачів слабких сигналів особливу увагу приділяють відповідному добору матеріалів, створенню надійного екранування, якісній ізоляції і надійності з'єднань струмопровідних частин.

Мала розривна потужність та низькі напруги на контактах дають змогу зменшити міжконтактні відстані до 10 мкм і завдяки цьому створити надійну контактну систему, що працює без деренчання з дуже малим часом перемикавання кола.

Контакти виготовляють з наклепками із золота (або сплаву золота з нікелем), які забезпечують малі термо-ЕРС і контактні різниці потенціалів.

Магнітне коло віброперетворювачів слабких сигналів подібне магнітному колу двопозиційного поляризованого реле (див. рис. 3.14).

Котушка віброперетворювача живиться змінним струмом з частотою 50 (400) Гц, в такт з якою і коливається якір, перемикаючи кожних півперіоду сигнал з одного контакту на інший.

3.7. Магнітокеровані контакти

Дещо особливе місце серед електромагнітних перетворювачів посідають магнітокеровані контакти, до яких належать геркони і фериди.

Магнітокеровані контакти виникли в результаті вдосконалення контактних електромагнітних пристроїв і прагнення звести до мінімуму їх недоліки, основні з яких – погана захищеність від впливу навколишнього середовища, відносно невеликий термін служби, невисока швидкодія (десятки мілісекунд), споживання енергії протягом всього періоду притягання якоря і необхідність періодичного обслуговування.

Геркон (рис. 3.15, а) – це впаяні у скляну ампулу, наповнену інертним газом або азотом, пермалоеві пластинки, які є одночасно струмопроводом, контактами та магнітопроводом. Пластини впаюються в ампулу так, щоб контакти, в ролі яких використовуються внутрішні кінці пластин, покриті золотом, родієм або вольфрамом, перебували на деякій відстані один від одного (контакт розімкнено). До зовнішніх кінців пластин припаюються дроти навантажувального кола.

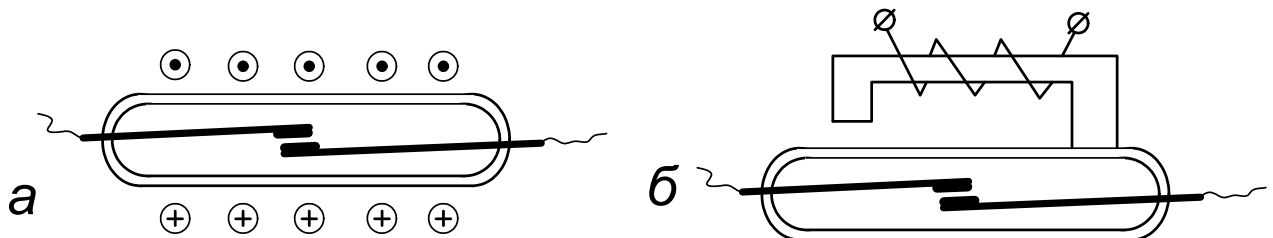


Рис. 3.15. Геркон (а) та ферид (б)

Таким чином, безпосередньо сам контакт герметизований (звідси назва “геркон” – герметизований контакт) і термін його служби, а отже, і термін служби всього пристрою значно підвищується (до 10^{12} спрацьовувань), причому потреба постійного періодичного обслуговування відпадає.

В герконів згори на ампулу намотують керуючу обмотку. Під час подавання струму в обмотку магнітний потік, створений нею і направлений вздовж осі обмотки, проходить через пластини, створюючи в зазорі між ними тягове зусилля, яке притягує пластини одну до одної і замикає контакт.

Сила притягання геркона, як і в кожному електромагнітному механізмі [3, 4, 7], дорівнює:

$$F_e = \frac{1}{2} (iw)_{\delta}^2 \frac{d\Lambda}{d\delta},$$

де i – сила намагнічуючого струму; w – число витків; Λ , δ – відповідно провідність і довжина повітряного зазору.

Враховуючи розподіленість МРС і нехтуючи опором пермалоевих пластин порівняно з опором решти ділянок, отримуємо наближене значення МРС робочого зазору:

$$(iw)_{\delta} = Iw\delta / (l + \delta),$$

де l – довжина обмотки.

Потім, взявши зазор плоско-паралельним, матимемо

$$d\Lambda / d\delta = -bl_1\mu_0 / \delta^2.$$

Остаточно знайдемо вираз для тягового зусилля

$$F_e = Iw^2 bl_1\mu_0 / 2(l + \delta)^2.$$

Тут i – сила струму в обмотці; w – число витків обмотки; b – ширина пластини; l_1 – перекриття пластин; μ_0 – магнітна стала; l – довжина обмотки; δ – довжина зазору.

Після відключення обмотки пластини під дією сил пружності повертаються в початкове положення і контакт розмикається. Отже, утримати контакт в замкненому стані можна лише за рахунок споживання енергії від мережі, що є одним із недоліків геркона. Від зазначеного недоліку вільні ферида (див. рис. 3.15, б) – комбінація магнітокерованого контакту та магнітопроводу з матеріалу, який має великий залишковий потік (високий коефіцієнт прямокутності). Керують феридом, подаючи в обмотку короткочасний імпульс, який забезпечує намагнічування магнітопроводу. Контакт ферида, що замкнувся в цьому разі, і після закінчення імпульсу лишається в замкненому стані, утримуючись силою притягання, яка створюється залишковим потоком.

Для розімкнення контакту ферида в обмотку потрібно подати імпульс струму протилежного знака, який розмагнічує магнітопровід. Напруженість поля, що створюється цим імпульсом, не повинна перевищувати величини

коерцитивної сили, оскільки в противному разі можливе нове спрацювання від магнітного потоку протилежного знака.

3.8. Електромагніти змінного струму

Під час живлення обмотки електромагніту змінним струмом відбувається циклічне перемагнічування осердя з частотою напруги живлення. Це приводить до втрат на гістерезис та вихрові струми.

Тому, на відміну від електромагнітів постійного струму, магнітопровід електромагніту змінного струму виконується, як правило, шихтованим (тобто набирається з тонких ізольованих одна від одної пластин).

Відомо, що втрати в осерді залежать від матеріалу, товщини пластин та якості ізоляції між ними. Підвищення частоти живлення пов'язане з вимогою зменшити товщину пластини. Проте складність виконання конструкції з тонких пластин обмежує мінімальну товщину матеріалу.

Друга особливість електромагніту змінного струму – індуктивний опір обмотки $x = \omega L$ впливає не лише на перехідний, а і на усталений режими, і струм в обмотці визначається як прикладеною напругою, так і комплексним опором $Z = \sqrt{R^2 + x^2}$.

Більше того, оскільки в переважній більшості випадків $x \gg R$, то можна стверджувати, що діючий струм в обмотці визначається практично її індуктивним опором: $I = U / (2\pi f L)$.

В разі напруги живлення, що змінюється за синусоїдою, сила струму і потік також змінюються циклічно. Це приводить до циклічної зміни тягового зусилля, що є третьою особливістю електромагніту змінного струму.

Здобутий за умови енергетичного балансу вираз для тягового зусилля (3.6) виконується і для постійного, і для змінного струму.

Підставивши в (3.6) силу струму в обмотці $i = I_m \sin \omega t$, отримаємо вираз

$$F_e = \frac{1}{4} I_m^2 w^2 \frac{d\Lambda}{d\delta} (1 - \cos 2\omega t), \quad (3.18)$$

який показує, що тягове зусилля електромагніту змінного струму змінюється в часі з подвійною частотою, порівняно з частотою напруги живлення (рис. 3.16, а).

Тягове зусилля електромагніту змінного струму містить дві складових: сталу, що дорівнює середньоквадратичному тяговому зусиллю

$$F_{cp0} = \frac{1}{4} I_m^2 w^2 \frac{d\Lambda}{d\delta}, \quad (3.19)$$

і змінну

$$F_{зм} = F_{cp0} \cos 2\omega t. \quad (3.20)$$

Як впливає з картини змінювання тягового зусилля електромагніту змінного струму (рис. 3.16, а), воно двічі за період напруги живлення спадає до нуля і двічі досягає максимального значення, яке дорівнює подвоєному середньому.

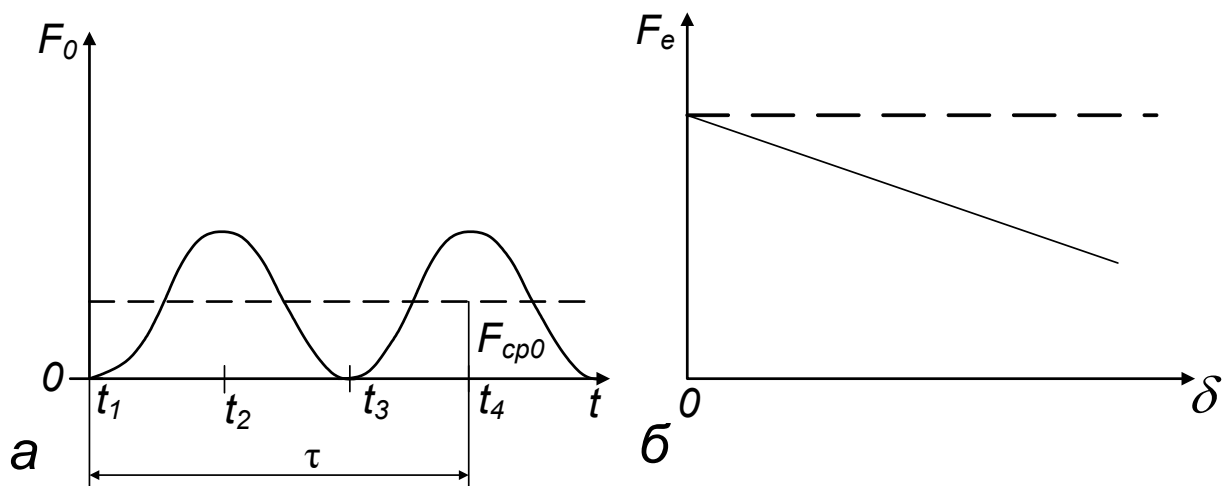


Рис. 3.16. Тягове зусилля (а) і тягова характеристика (б) електромагніту змінного струму

Оскільки тягове зусилля електромагніту змінного струму змінюється в часі, під його тяговою характеристикою розуміють залежність не повного, а середнього тягового зусилля від зазору $F_{cp0} = f(\delta)$.

Беручи для простоти робочий зазор плоско-паралельним і пам'ятаючи, що $I_m w = BS/\Lambda$, замість (3.19) отримуємо вираз

$$F_{cp0} = 1,98 \cdot 10^5 B_m^2 S, \quad (3.21)$$

який показує, що за будь-яких однакових умов (при максимальній індукції та розмірах) тягове зусилля електромагніту змінного струму вдвічі менше за тягове зусилля електромагніту постійного струму. З достатньою для практичних цілей точністю можна вважати, що

$$I_m = U_m / 2\pi f L,$$

і оскільки $L = w^2 \Lambda$, то

$$I_m w = \frac{U_m \delta \cdot 10^7}{8\pi^2 f w S}, \quad (3.22)$$

Тоді після підстановки (3.22) в (3.19), нескладних перетворень і заміни максимальної напруги діючою остаточно отримаємо

$$F_{cp0} = \frac{U^2 \cdot 10^3}{3,95 f^2 w^2 S}, \quad (3.23)$$

де S – площа перерізу осердя.

Отже, за зроблених припущень тягове зусилля електромагніту змінного струму на відміну від тягового зусилля електромагніту постійного струму не залежить від робочого зазору (тягову характеристику 1 зображено на рис. 3.16, б). Що ж до характеру тягової характеристики, то він пояснюється так: в міру притягання якоря струм в обмотці (а отже, і МРС) зменшується через збільшення індуктивного опору пропорційно до зменшення зазору (3.22), що повністю компенсує збільшення похідної $d\Lambda/d\delta$.

В реальних умовах тягова характеристика 2 електромагніту змінного струму не є абсолютно жорсткою, оскільки із збільшенням зазору тягове зусилля дещо зменшується (рис. 3.16, б). Проте це зменшення пояснюється в основному збільшенням потоку розсіяння із збільшенням робочого зазору і воно значно менше, ніж у електромагнітів постійного струму.

В результаті того, що за період напруги живлення тягове зусилля двічі стає меншим за протидіюче, виникає таке негативне явище, як вібрація якоря з подвійною частотою, порівняно з частотою напруги живлення.

Припустимо, що протидіюче зусилля буде $F_{\max}$ (рис. 3.16, а). Тоді в проміжках часу t_1-t_2 і t_3-t_4 тягове зусилля виявляється меншим за протидіюче і якор починає відходити від осердя.

Відхід якоря буде тим більший, чим більше протидіюче зусилля, більший інтервал часу t_2-t_1 і менша інерційність рухомої системи. В момент часу $t=t_2$ ($t=t_4$) тягове зусилля знову дорівнюватиме протидіючому і якор знову протягуватиметься до осердя. Через мале значення проміжку часу t_1-t_2 в більшості електромагнітів змінного струму навіть без спеціальних пристроїв

якір встигає відійти на досить незначну відстань і знову притягнутися. Це відбивається на зміні контактного тиску в певних межах, хоча при цьому контакти, як правило, залишаються замкненими (тобто коло навантаження не розмикається).

Зміна тягового зусилля в часі приводить до того, що час відпускання електромагнітного струму змінюється в широких межах залежно від того, яке тягове зусилля відповідає моменту вимкнення живлення.

Щоб усунути зазначені недоліки електромагніту змінного струму, можна застосувати різні методи.

Найпоширенішим на практиці є метод, коли застосовується дія на якір зсунутих за фазою потоків, що спостерігаються в екранованих системах (розщеплене осердя з короткозамкненою обмоткою на одній з частин – рис. 3.17).

Під час ввімкнення обмотки w_1 електромагніту на напругу створюваний нею змінний потік Φ_1 при підході до якоря в зв'язку з розщепленням кінця осердя поділяється на дві частини: Φ'_1 і Φ''_1 . Потік Φ_1 , пронизуючи витки короткозамкненої обмотки w_2 , індукує в ній ЕРС і струм, в результаті чого створюється потік Φ_2 . Він замикається частково між кінцями розщепленого осердя (Φ'_2) і частково через якір Φ''_2 .

Отже, під кожною з частин магнітопроводу створюється свій потік (рис. 12,17, б): $\Phi_a = \Phi'_1 + \Phi_2$ і $\Phi_s = \Phi''_1 - \Phi'_2$; вони зсунуті один відносно одного, як впливає з векторної діаграми, на кут φ .

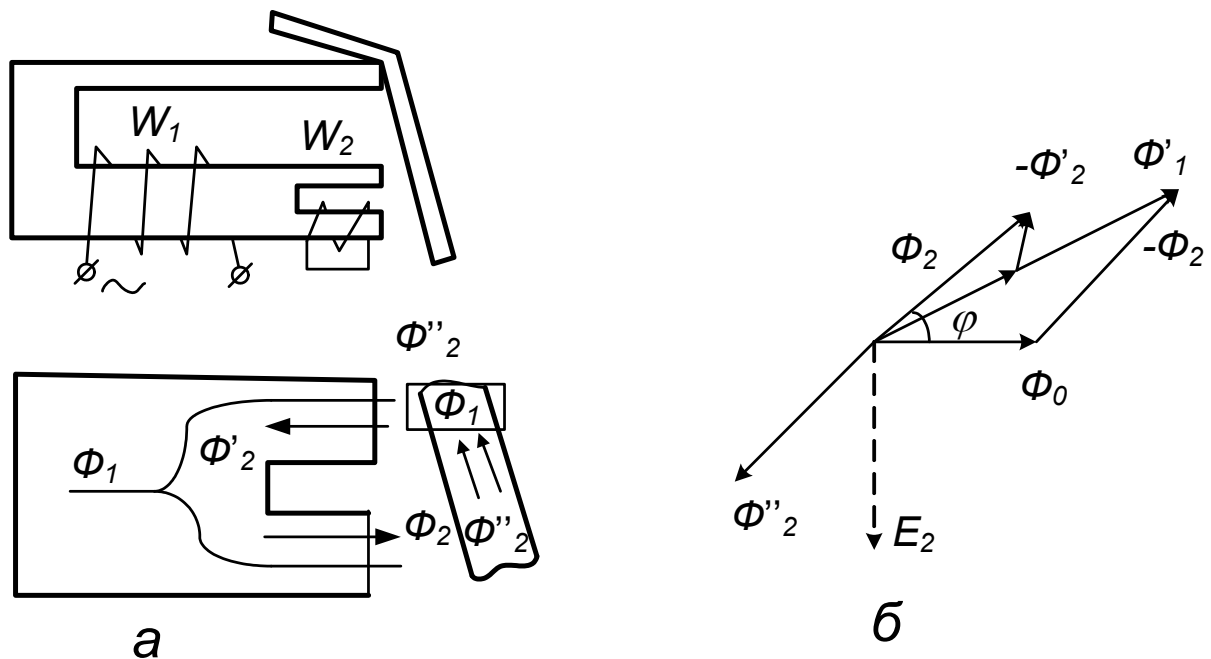


Рис. 3.17. Усунення вібрації якоря методом створення зсунутих за фазою потоків: а – принципова схема; б – діаграма потоків

Оскільки зсув фаз між потоками φ під охопленою короткозамкненою обмоткою частиною Φ_a і під другою частиною Φ_b менший за 90° (порядку $60...70^\circ$) і самі потоки дещо відрізняються один від одного, в екранованих системах не вдається досягти сталості тягового зусилля; проте коливання його стають меншими, а мінімальне значення – відмінним від нуля.

3.9. Контрольні питання до розділу 3

1. Принцип дії, механічна і тягова характеристики електромагніту постійного струму. Тягове зусилля електромагніту, його розрахунок.
2. Розрахунок електромагніту постійного струму.
3. Перехідні процеси і швидкодія електромагнітів постійного струму. Фактори, що впливають на швидкодію електромагнітів.
4. Геркони. Фериди. Поляризоване реле. Конструкції. Принцип дії.
5. Електромагніти змінного струму. Конструкції. Принцип дії.
6. Контактні перетворювачі. Принцип дії, переваги і недоліки використання.

Розділ 4. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

4.1. Загальні відомості

Застосування постійних магнітів. На використанні постійних магнітів як джерел постійного магнітного поля ґрунтується робота магнітоелектричних вимірювальних перетворювачів, поляризованих реле, герконів та інших пристроїв. В мікромашинах збудження за допомогою постійних магнітів практично повністю витіснило електромагнітне збудження.

Система з постійними магнітами – складне магнітне коло, в якому до постійного магніту можуть бути підключені магнітопроводи, полюсні накопичувачі, магнітні шунти, випрямлячі поля, магнітні екрани, кріпильні деталі та інші елементи [7].

Параметри магнітної системи значною мірою визначають параметри всього пристрою – його метрологічні характеристики, масу, габаритні розміри, вартість.

Етапи проектування системи з постійними магнітами:

1. Вибір матеріалу.
2. Визначення розмірів постійного магніту та конфігурації магнітної системи, які забезпечують отримання заданої магнітної індукції в робочому повітряному зазорі за умови найкращого використання властивостей матеріалу.

Ступінь використання цих властивостей можна оцінити за допомогою коефіцієнта використання матеріалу σ , який являє собою відношення магнітної енергії в повітряному зазорі до максимально можливої енергії магніту даного об'єму:

$$\sigma = \frac{B_p H_p V_p}{(BH)_{\max} V_m}, \quad (4.1)$$

де B_p , H_p – відповідно магнітна індукція та напруженість поля в робочому повітряному зазорі; V_p – об'єм робочого зазору; $(BH)_{\max}$ – максимально

можлива енергія, що відповідає ідеалізованому випадку роботи всього об'єму магніту; V_m – об'єм магніту.

Водночас коефіцієнт σ можна подати як відношення магнітного потоку в робочому зазорі до магнітного потоку магніту, що працює в точці $(BH)_{\max}$:

$$\sigma = \frac{\Phi_p}{\Phi_M}. \quad (4.2)$$

Формули (4.1) і (4.2) показують, що коефіцієнт використання матеріалу σ характеризує втрати енергії (або магнітного потоку) на шляху від магнітної нейтралі до робочого зазору.

Очевидно, що значення σ завжди менше за одиницю. Для системи високої якості $\sigma=0,2\dots0,6$.

Причини втрат енергії магніту такі: розсіяння магнітного потоку; спад МРС на довжині магнітопроводу; поперечне намагнічування.

Втрати від розсіяння магнітного потоку пояснюються тим, що магнітний опір повітря не дорівнює нескінченності.

Точний розрахунок втрат від розсіяння дуже складний, тому користуються емпіричними формулами і допоміжними графіками.

Для розрахунків застосовують метод послідовного підсумовування, який полягає ось в чому. Витоки від нейтралі до кінців магніту підраховують послідовно на маленьких ділянках, для яких B і H з деяким наближенням можна вважати сталими. Недолік цього методу – його значна трудомісткість.

Втрати МРС у магнітопроводі. Часто з конструктивних міркувань в магнітній системі використовують магнітопровід з магнітом'якого матеріалу. Переріз магнітопроводу слід вибирати таким, щоб його матеріал не був насиченим.

При цьому магнітний опір і втрати МРС на ділянках, що розглядаються, будуть незначними і ними в розрахунку практично можна знехтувати, вважаючи, що ділянки кола, заповнені магнітом'яким матеріалом, є короткозамкненими.

Якщо конструкція має відносно велику довжину магнітопроводу або великим є насичення окремих ділянок останнього, а також за наявності стисків втрати МРС можна визначити розрахунком.

Втрати на поперечне намагнічування. Явище поперечного намагнічування полягає ось у чому. В магніті, початково намагніченому в певному напрямі, конфігурація ліній поля змінюється так, що виникає складова, перпендикулярна до основного напрямку.

Поперечна складова приводить до зменшення корисної енергії. Точний розрахунок поперечної складової дуже важкий.

Найчастіше використовуються наближені методи – метод відношень і метод послідовного підсумовування. Згідно з ними система з постійними магнітами подається у вигляді еквівалентного електричного кола, в якому постійний магніт розглядається як джерело МРС з нелінійним внутрішнім опором, а зовнішня область – як пасивні лінійні опори. При цьому визначаються лише інтегральні (усереднені) значення індукції в робочому зазорі, що правомірно для систем, в яких поле в робочому зазорі можна вважати практично однорідним.

Коли визначення усередненої магнітної індукції недостатньо, задачу розв'язують з використанням методів математичного моделювання, що ґрунтуються на теорії поля.

4.2. Стабільність постійних магнітів

Причини зміни магнітного потоку, що створюється магнітом, з плином часу при дії зовнішніх умов такі: вплив зовнішніх магнітних полів, механічних навантажень, температури, радіації, сусідніх феромагнітних мас, зміни магнітного опору .

Розрізняють структурну та магнітну нестабільність.

Структурна нестабільність (структурне старіння) пов'язана з кристалічною будовою, фазовими перетвореннями, зменшенням внутрішніх напруг.

Заходи боротьби з структурною нестабільністю такі. Магнітні властивості, що змінюються в результаті структурної нестабільності, можуть бути відновлені лише регенерацією структури, наприклад повторною термічною обробкою матеріалу.

Магнітна нестабільність (магнітне старіння) зумовлюється зміною магнітної доменної структури речовини, яка намагається досягти стійкої термо-

динамічної рівноваги як в часі (магнітне старіння), так і при зміні зовнішніх умов.

Магнітна нестабільність може бути як оборотною, так і необоротною. В разі повернення зовнішніх умов до початкових, коли магнітні властивості відновлюються, відбуваються оборотні зміни, за наявності гістерезису – не-оборотні.

Заходи боротьби з магнітною нестабільністю такі. Якщо нестабільність оборотна – повернення зовнішніх умов до початкових, а якщо необоротна – повторне намагнічування матеріалу.

Закон зміни магнітного старіння близький до логарифмічного.

Кількісно магнітне старіння визначається кривою розмагнічування, відносними розмірами магніту (положенням робочої точки) і зовнішніми умовами, в яких перебуває матеріал (температурою, механічними напруженнями тощо).

Магнітне старіння постійних магнітів залежно від виду матеріалу і положення робочої точки змінюється від десятих часток процента до кількох процентів за рік.

Шляхи зменшення магнітної нестабільності: усунення необоротних змін, в тому числі магнітного старіння (магнітна стабілізація); оцінка решти оборотних змін.

Методи магнітної стабілізації [3, 4, 7]

1. Часткове розмагнічування магніту. Намагнічений магніт піддають дії змінного магнітного поля з спадаючою до нуля амплітудою.

В результаті такої обробки подальша зміна властивостей магніту у відомому діапазоні змін зовнішніх умов стає оборотною. При цьому магніт частково розмагнічується. Дослідження показали, що в разі часткового розмагнічування зменшуються необоротні зміни не лише під впливом зовнішніх магнітних полів, а і під дією температури, магнітного опору кола, вібрацій; до того ж покращується структурна стабільність.

2. Крім часткового розмагнічування, магніти піддають термообробці і механічним впливам, коли до стабільності магніту ставляться особливо високі вимоги і коли можливі великі зміни зовнішніх умов.

Термообробка полягає в тому, що магніт після часткового розмагнічування 3–5 разів нагрівають і охолоджують до температури, дещо вищої і дещо нижчої від очікуваної. Особливо великі зміни спостерігаються при цьому після першого циклу, наступні цикли позначаються набагато менше. Механічні впливи також повторюють кілька разів, причому їх величина має перевищувати максимально можливу під час експлуатації.

Подальші зміни магнітних властивостей стабілізованого магніту в деякому діапазоні зміни зовнішніх умов (температури, напруженості поля, механічних дій) оборотні.

Ці оборотні зміни можна оцінювати за допомогою відповідних коефіцієнтів, наприклад температурного коефіцієнта магнітної індукції

$$\alpha_B = \frac{\Delta B}{B \Delta t}, \quad (4.3)$$

де B – магнітна індукція при початковій температурі t ; ΔB – зміна індукції, спричинена зміною температури на $\Delta t, ^\circ\text{C}$; Δt – зміна температури.

Так само оцінюють зміну коерцитивної сили H_c , енергетичного добутку $(BH)_{\max}$ тощо.

Температурний коефіцієнт магнітної індукції α_B залежить від таких параметрів: хімічного складу та структури матеріалу; відносних розмірів магніту (коефіцієнта розмагнічування); ступеня попереднього розмагнічування; початкової температури (і зміни температури Δt).

Властивості магнітів можуть істотно змінюватися в разі контакту з іншими матеріалами – іншими магнітами або феромагнітними масами. Під час зберігання і експлуатації магніти потрібно убезпечити від подібних контактів.

4.3. Намагнічування та розмагнічування магнітів

Магнітотвердий матеріал для раціонального використання має бути намагніченим до насичення, тобто до граничної петлі гістерезису.

Звичайно магніти (крім магнітів із фериту барію) намагнічують після складання системи, оскільки при цьому індукція в робочому зазорі більша, ніж в разі намагнічування до складання.

Крім того, при складанні з намагніченим магнітом виникають труднощі технологічного характеру (необхідність в немагнітному інструменті, можливість засмічення магнітної системи феромагнітним пилом тощо).

Намагнічуюче поле може бути досить короткочасним, наприклад імпульсним.

Можна наближено оцінити мінімальну тривалість імпульсу, при якому весь об'єм магніту пронизується магнітним полем:

$$\Delta t = 6,4g \frac{B}{H} D^2 \cdot 10^{-9} \text{ с}, \quad (4.4)$$

де g – питома провідність матеріалу магніту, $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$; B – індукція магніту, Тл; H – напруженість намагнічуючого поля, кА/м; D – ефективний діаметр магніту, м.

Намагнічування виконують за допомогою спеціальних намагнічувальних установок.

Найширше застосовуються установки постійного струму (електромагніти, соленоїди) та імпульсні. Їх переваги полягають у відсутності впливу вихрових струмів і можливості діставати потужні поля ($10^2 \dots 5 \cdot 10^3$) А/м.

Для намагнічування використовують також установки змінного струму, пристрої з постійними магнітами, імпульсні установки з конденсаторами тощо.

Техніка намагнічування залежить від форми та розмірів магніту. Магніти розмагнічують різною мірою і для різноманітних цілей. Наприклад, для зручності транспортування, складання системи перед повторним намагнічуванням магніти розмагнічують повністю, для магнітної стабілізації або регулювання величини поля в зазорі – частково.

Способи розмагнічування: нагрівання магніту вище від точки Кюрі (цей спосіб через технічні незручності використовують рідко); вплив на магніт змінним (або безперервно комутованим постійним) полем з спадаючою до нуля амплітудою.

При цьому істотним є вибір частоти розмагнічуючого поля (що пов'язано з екрануючою дією вихрових струмів), який може привести до повного розмагнічування.

Для масивних магнітів з матеріалів з відносно високою провідністю (литі магніти) нерідко навіть частота 50 Гц є надто високою.

Розмагнічуючі пристрої – це електромагніти, в зазор яких вміщують і далі повільно виводять з нього розмагнічуючий магніт; соленоїди, вздовж осі яких переміщують магніт, тощо.

Іноді використовують спеціальні схеми, наприклад в імпульсних установах застосовують загасаючі коливання в контурі LC , де індуктивність L створюється магнітом з накладеною на нього розмагнічуючою обмоткою.

4.4. Розрахунок систем методом відношень

В методі відношень умовно вважають всю провідність зосередженою на кінцях магніту. В результаті такого припущення характеристика магніту визначається не ділянкою, а точкою на кривій розмагнічування.

Розрахунок ґрунтується на законі Ома для магнітного кола, згідна з яким

$$\Phi = F/R_M = F\Lambda, \quad (4.5)$$

де Φ – повний потік магніту; F – МРС; R_M – магнітний опір; Λ – провідність.

Для даного випадку формула (4.5) набере вигляду

$$B_M S_M = H_M l_M (\beta \Lambda_M + \Lambda_K)$$

або

$$B_M / H_M = (l_M / S_M) (\beta \Lambda_M + \Lambda_K), \quad (4.6)$$

де B_M і H_M – відповідно магнітна індукція та напруженість поля робочої точки магніту; l_M – довжина магніту, яка визначається по середній лінії як відстань через магнітну нейтраль від одного полюсного наконечника до другого; S_M – площа поперечного перерізу магніту; β – коефіцієнт, який враховує (до деякої міри) зроблене припущення (його числове значення залежить від матеріалу та конфігурації магніту і може дорівнювати 0,33...0,5); Λ_M – провідність по довжині магніту від нейтралі до полюсних наконечників; Λ_K – провідність кінців магніту (між полюсними наконечниками), в тому числі і корисна провідність повітряного зазору.

Права частина рівняння (4.5) залежить від геометричних розмірів магнітної системи і являє собою величину, обернену до коефіцієнта розмагнічування N .

Якщо конфігурація та розміри магнітної системи задані, то, визначивши N , проводять від початку координат до перетину з кривою розмагнічування вибраного матеріалу лінію коефіцієнта розмагнічування. Точка перетину є робочою і характеризує значення B_M і H_M в (4.6).

Коли робоча точка досить віддалена від точки, яка відповідає $(BH)_{\max}$, змінюють розміри або конфігурацію системи так, щоб наблизити ці точки одну до одної.

Індукцію в робочому повітряному зазорі встановлюють з урахуванням того, що потоки розподіляються пропорційно до провідності, тобто

$$\frac{B_p S_p}{B_M S_M} = \frac{\Lambda_p}{\beta \Lambda_M + \Lambda_K},$$

звідки

$$B_p = B_M \frac{S_M}{S_p} \frac{\Lambda_p}{\Lambda_M + \Lambda_K}, \quad (4.7)$$

Метод відношень можна застосовувати для визначення робочої точки на кривій розмагнічування, на кривій повернення (після магнітної стабілізації), беручи, до уваги магнітний опір магнітопроводу, в разі намагнічування без арматури з подальшим складанням. Метод відношень звичайно використовують для попередніх розрахунків, які можуть бути уточнені (зокрема, методом послідовного підсумовування).

Розглянемо приклад розрахунку за методом відношень магнітної системи із зовнішнім магнітом магнітоелектричного вимірювального механізму (рис. 4.1).

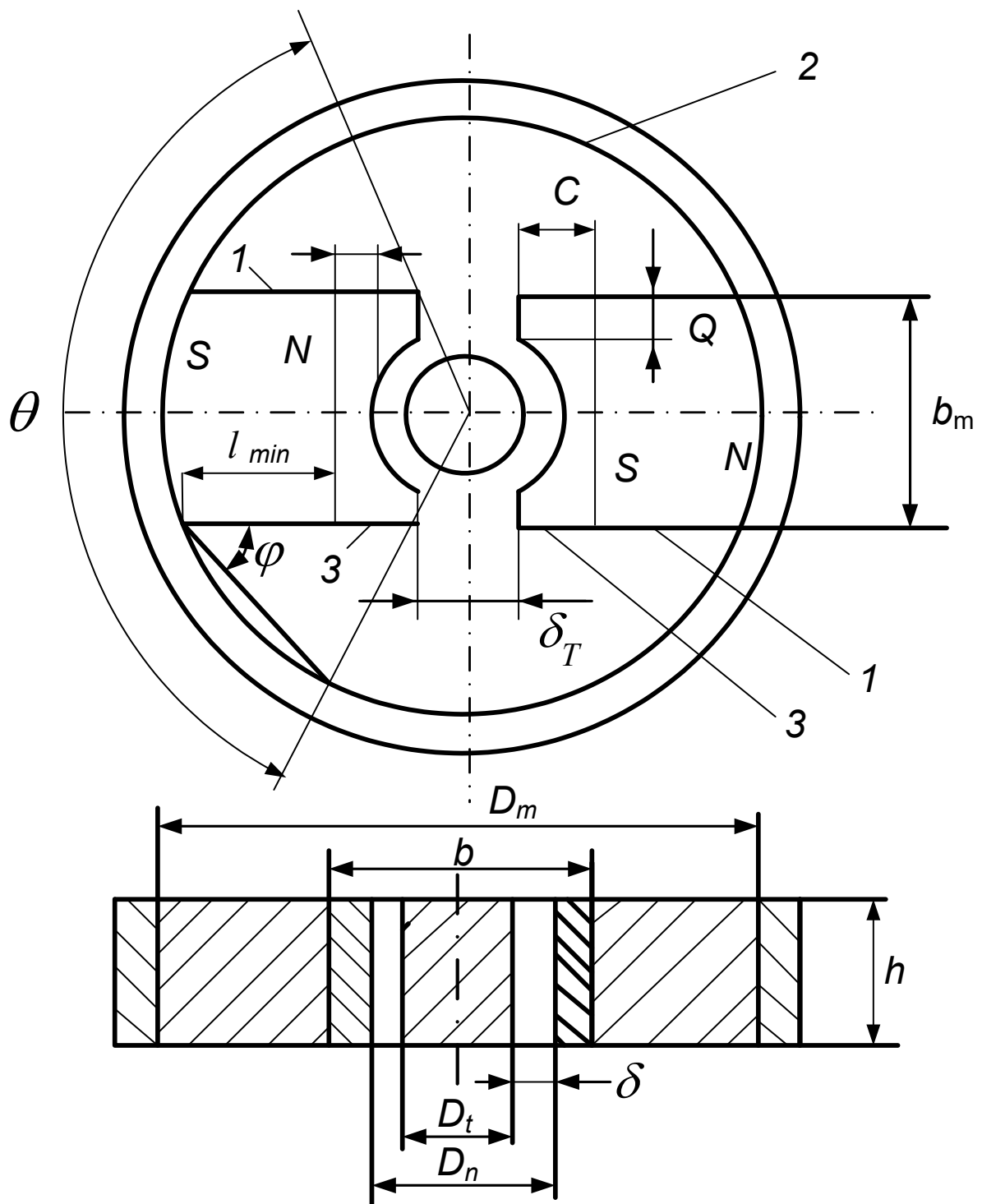


Рис. 4.1. Магнітна система із зовнішнім магнітом
магнітоелектричного вимірювального механізму

Вважаємо заданими: а) розміри системи (рис.4.1) $D_M=56 \cdot 10^{-3}$ м;
 $D_c=6,9 \cdot 10^{-3}$ м; $D_n=10,5 \cdot 10^{-3}$ м; $\delta=1,8 \cdot 10^{-3}$ м; $b_m=20 \cdot 10^{-3}$ м; $a=6,1 \cdot 10^{-3}$ м;
 $c=3,5 \cdot 10^{-3}$ м; $m=1,75 \cdot 10^{-3}$ м; $h=18 \cdot 10^{-3}$ м; $\delta_r=7 \cdot 10^{-3}$ м; $l_{\min}=19,2 \cdot 10^{-3}$ м; $b=14 \cdot 10^{-3}$

м; $\varphi=0,9$ рад; $B=1,8$ рад; $\alpha_{\text{шк}}=1,57$ рад; б) матеріал постійного магніту ЮНДК24 (рис. 4.1).

Потрібно визначити магнітну індукцію в робочому зазорі B_p .

Розв'язання. 1. Обчислимо магнітні провідності системи, використовуючи формули, наведені в табл. 4.1.

Шляхи провідностей показані на рис. 4.2:

а) магнітна провідність повітряного зазору з врахуванням випучування (за формулами для $\Lambda_1, \Lambda_9, \Lambda_{10}$)

$$\Lambda_B = \left(\frac{\Theta h}{2 \ln \frac{D_n}{D_c}} + 0,26 \frac{D_n + D_c}{4} + 0,52 h \right) = 4\pi \cdot 10^{-7} \left(\frac{1,8 \cdot 18 \cdot 10^{-3}}{2 \ln \frac{10,5 \cdot 10^{-3}}{6,9 \cdot 10^{-3}}} + 0,26 \frac{10,5 \cdot 10^{-3} + 6,9 \cdot 10^{-3}}{4} \cdot 1,8 + 0,52 \cdot 18 \cdot 10^{-3} \right) = 6,3 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

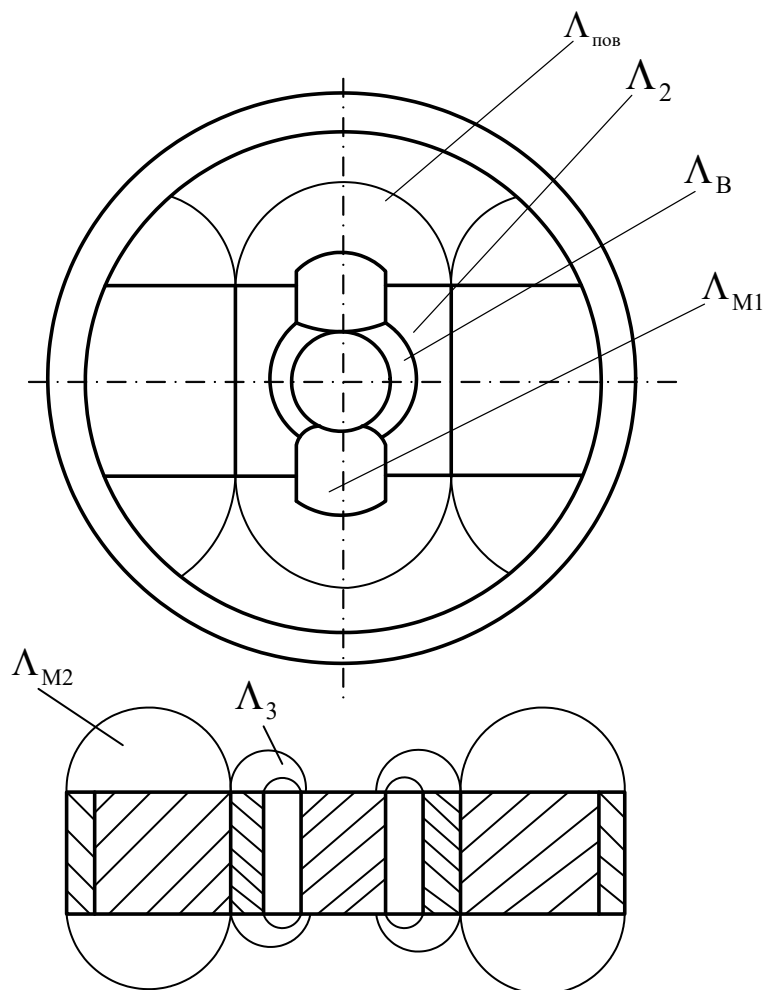


Рис. 4.2. Схема шляхів провідності в магнітній системі

б) магнітна провідність з торців полюсних наконечників з врахуванням випучування (за формулами Λ_2, Λ_9)

$$\Lambda_1 = 2\mu_0 \left(\frac{ah}{\delta_T} + 0,26h + 0,26 \cdot a \right) = 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \left(\frac{6,1 \cdot 10^{-3} \cdot 18 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} + 0,26 \cdot 18 \cdot 10^{-3} + 0,26 \cdot 2 \cdot 6,1 \cdot 10^{-3} \right) = 5,9 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

в) магнітна провідність полюсних наконечників (за формулою для $\Lambda_{4\delta}$)

$$\Lambda_2 = \frac{2\mu_0}{\pi} \ln \left(1 + \frac{2c}{\delta_T} \right) (h + 2a) = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{2 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3}}{7 \cdot 10^{-3}} \right) \times \\ \times (18 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 6,1 \cdot 10^{-3}) = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

г) магнітна провідність з полюса на осердя (за формулами для $\Lambda_{4\delta}$)

$$\Lambda_3 = \mu_0 \frac{(D_c + D_n)\Theta}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{2m}{\delta} \right) = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{(6,9 \cdot 10^{-3} + 10,5 \cdot 10^{-3})}{4\pi} \times \\ \times 1,8 \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot 1,75 \cdot 10^{-3}}{1,8 \cdot 10^{-3}} \right) = 0,3 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

д) магнітна провідність з врахуванням випучування (за формулами $\Lambda_{5a}, \Lambda_{10}$)

$$\Lambda_{M1} = \mu_0 \left(\frac{4h}{\varphi} + 2 \cdot 0,52l_{\min} \right) = \\ = 4\pi \cdot 10^{-7} \left(\frac{4 \cdot 18 \cdot 10^{-3}}{0,9} + 1,04 \cdot 19,2 \cdot 10^{-3} \right) = 12,6 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

е) магнітна провідність

$$\Lambda_{M2} = \frac{4\mu_0 b_M}{\pi} = \frac{4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{\pi} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 3,2 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

є) повна магнітна провідність системи

$$\Lambda_{\text{пов}} = (\Lambda'_B + \Lambda_3) \frac{\alpha_{\text{шк}}}{\Theta},$$

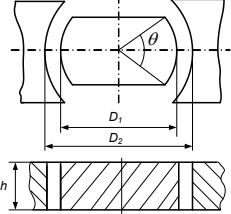
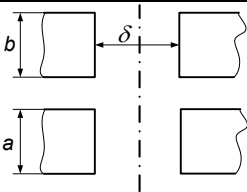
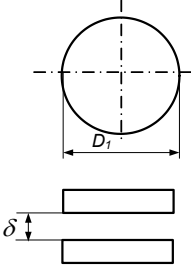
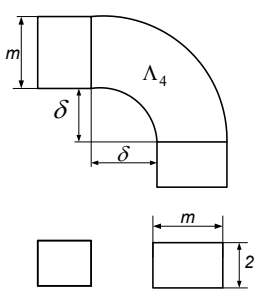
де

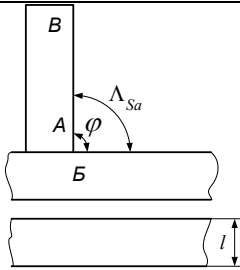
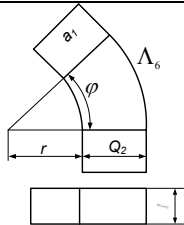
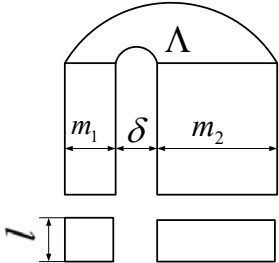
$$\Lambda'_B = \Lambda_B - 0,52\mu_0 h = 6,3 \cdot 10^{-8} - \\ - 0,52 \cdot 4 \cdot 10^{-7} \cdot 18 \cdot 10^{-3} = 5,1 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

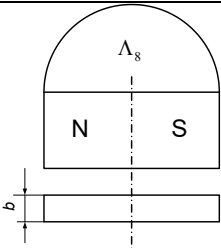
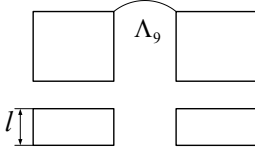
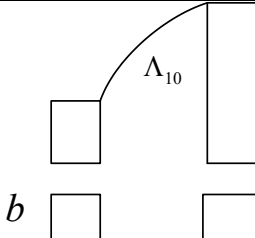
$$\Lambda_{\text{пов}} = (5,1 \cdot 10^{-8} + 0,3 \cdot 10^{-8}) \frac{1,57}{1,8} = 4,7 \cdot 10^{-8} \text{ Гн};$$

Таблиця 4.1

Формули для обчислення повітряних провідностей

Провідність	Графічне зображення	Λ , Гн
1	2	3
1. Провідності повітряних проміжків без врахування випучування магнітного потоку		
Кільцевого зазору		$\Lambda_1 = \mu_0 \frac{h\theta}{2 \ln \frac{D_2}{D_1}}$
Між паралельними плоскими поверхнями		$\Lambda_2 = \mu_0 \frac{ab}{\delta}$
		$\Lambda_3 = \frac{\pi D^2}{4\delta} \mu_0$
Між поверхнями, розміщеними одна до одної під кутом 90° із зазором		При $\delta > 3m$ $\Lambda_{4a} = \mu_0 \frac{2l}{\left(\frac{\delta}{m} + 0,5\right)}$ При $\delta < 3m$ $\Lambda_{4\delta} = \mu_0 \frac{2l}{\pi} \ln\left(1 + \frac{m}{\delta}\right)$

1	2	3
Між поверхнями, розміщеними одна до одної під кутом без зазору (різниця магнітних потенціалів між тілом Б та точками площини АВ рівномірно зростає від 0 до $F_{\max}$)		$90^\circ > \varphi > 0^\circ$ $\Lambda_{5a} = \mu_0 \frac{2l}{\varphi}$ $\varphi = 90^\circ$ $\Lambda_{5\delta} = \mu_0 \frac{4l}{\pi}$
Між поверхнями, розміщеними одна до одної під кутом φ із зазором		$\Lambda_6 = \frac{\mu_0 l}{\varphi(a_1 + a_2)} \times$ $\times \{a_1 \ln(1 + \frac{a_2}{r}) +$ $+ a_2 \ln(1 + \frac{a_1}{r})\}$
Між поверхнями, розміщеними в одній площині		$m_1 = m_2 = m; \delta > 3m$ $\Lambda_{7a} = \mu_0 \frac{2l}{\pi \left(\frac{\delta}{m} + 1 \right)}$ $m_1 = m_2 = m; \delta < 3m$ $\Lambda_{7\delta} = \mu_0 \frac{1}{\pi} \ln \left(1 + \frac{2m}{\delta} \right)$ $m_1 \neq m_2$ $\Lambda_{7\delta} = \mu_0 \frac{l}{\pi(m_1 + m_2)} \times$ $\times [m_1 \ln \left(1 + \frac{m_2}{\delta} \right) +$ $+ m_2 \ln \left(1 + \frac{m_1}{\delta} \right)]$

1	2	3
По довжині поверхні магніту (за умови рівномірного зростання магнітних потенціалів)		$\Lambda_8 = \mu_0 \frac{2B}{\pi}$
2. Провідність між ребрами		
Між ребрами двох паралельних прямокутників		$\Lambda_9 = \mu_0 0,26l$
Між ребрами прямокутника та площиною		$\Lambda_{10} = \mu_0 0,52l$

ж) магнітна провідність системи, зведена до кінців магніту

$$\begin{aligned}\Lambda_0 &= \Lambda_B + \Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3 + 0,5 \cdot 0,33(\Lambda_{M1} + \Lambda_{M2}) = \\ &= 6,3 \cdot 10^{-8} + 5,9 \cdot 10^{-8} + 1,7 \cdot 10^{-8} + 0,3 \cdot 10^{-8} + \\ &+ 0,5 \cdot 0,33 \cdot (12,6 \cdot 10^{-8} + 3,2 \cdot 10^{-8}) = 16,8 \cdot 10^{-8} \text{ Гн.}\end{aligned}$$

Множник 0,5 враховує послідовне розміщення провідностей Λ_{M1} і Λ_{M2} , а множник 0,33 – поправочний коефіцієнт в методі відношень (див. формулу (4.6)).

2. Далі визначимо положення робочої точки на кривій розмагнічування:

а) обчислимо середню довжину одного магніту

$$\begin{aligned}l_M &= 0,5 \left(\frac{b_M}{\arcsin \frac{b_M}{D_M}} \right) = \\ &= 0,5 \left(\frac{20 \cdot 10^{-3}}{\arcsin \frac{20 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-3}}} - 14 \cdot 10^{-3} \right) = 20,4 \cdot 10^{-3};\end{aligned}$$

б) знайдемо площу поперечного перерізу магнітів

$$S_M = b_M h = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 18 \cdot 10^{-3} = 3,6 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2;$$

в) визначимо відношення B/H в робочій точці (формула (4.7))

$$\begin{aligned} \frac{B_M}{H_M} &= \frac{l_M}{S_M} (\beta \Lambda_M + \Lambda_K) = \frac{l_M}{S_M} \Lambda_0 = \\ &= \frac{2 \cdot 20,4 \cdot 10^{-3} \cdot 16,8 \cdot 10^{-8}}{3,6 \cdot 10^{-4}} = 1,9 \cdot 10^{-5} \text{ Тл/А/м.} \end{aligned}$$

Цьому відношенню відповідає робоча точка з координатами $B_M=0,8$ Тл;
 $H_M=42$ кА/м.

3. Для визначення магнітної індукції в робочому повітряному зазорі обчислимо МРС, що створюється двома магнітами:

$$F_M = 2 \cdot 20,4 \cdot 10^{-3} \cdot 42 \cdot 10^3 = 1710 \text{ А}$$

і знайдемо

$$B_p^* = \mu_0 \frac{F_M}{2\delta} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{1710}{2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3}} = 0,6 \text{ Тл.}$$

4.5. Розрахунок методом послідовного підсумовування

Розглянемо цей метод на прикладі розрахунку: магнітної системи магнітоелектричного вимірювального механізму з внутрішньорамковим магнітом (рис. 4.3).

Для таких систем витоки по довжині магніту незначні, тому в першому наближенні при розрахунку ними можна знехтувати. Цю неоднорідність можна врахувати, застосувавши метод послідовного підсумовування, запропонований Н.Н. Разумовським [7]. Вихідними даними при цьому є геометричні розміри магнітної системи та крива розмагнічування матеріалу. Під час розрахунку задаються різницею магнітних потенціалів між полюсними наконечниками. Магніт розбивають по ширині на $2n$ ділянок (на рис. 4.3 магніт розбито на $2 \cdot 4=8$ ділянок) сталої площі перерізу S_k і визначають для кожної елементарної ділянки напруженість магнітного кола:

$$H_K = F_M / l_{\text{ср к}},$$

де $l_{\text{ср к}}$ – середня довжина елементарної ділянки.

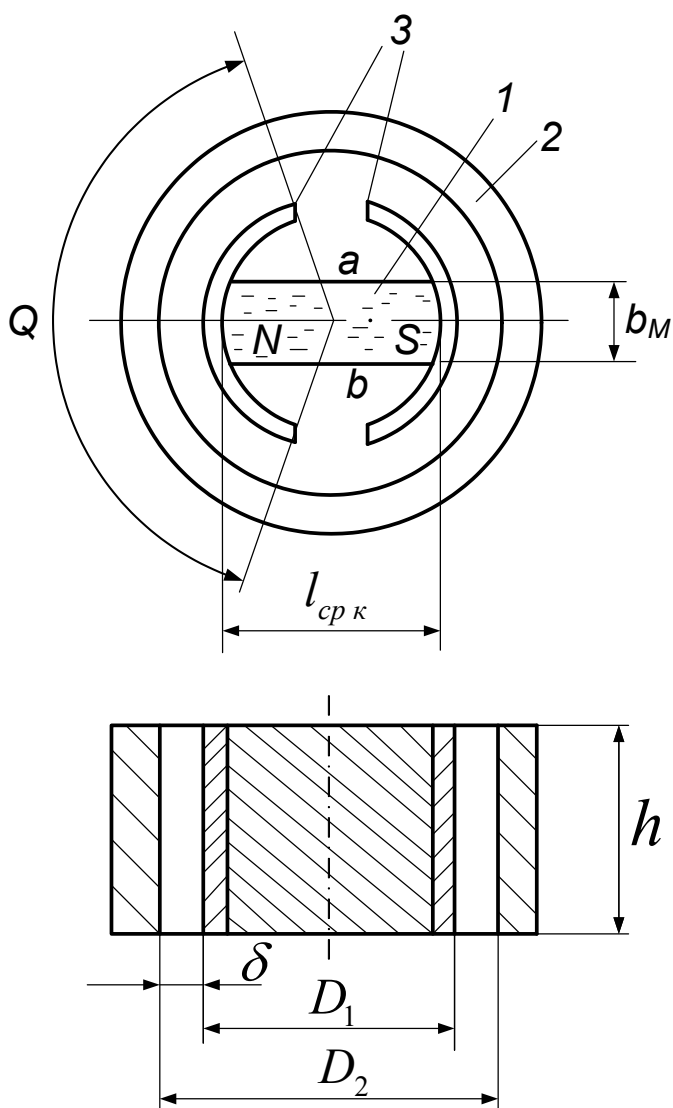


Рис. 4.3. До розрахунку магнітної системи магнітоелектричного вимірювального механізму з внутрішньорамковим магнітом

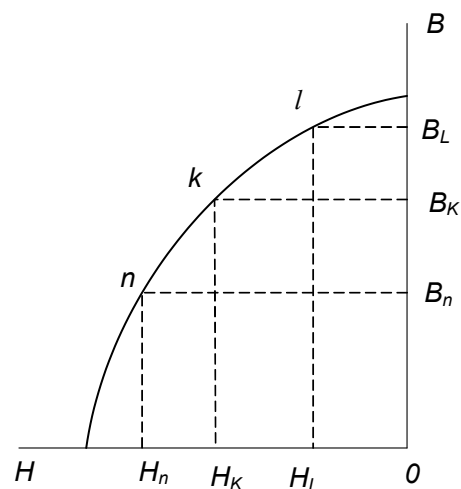


Рис. 4.4. Крива розмагнічування

За кривою розмагнічування для знайдених значень H_k визначають магнітну індукцію B_k (рис. 4.4) і потік в нейтральній площі перерізу магніту:

$$\Phi_H = 2S_k \sum_{k=1} B_k .$$

Водночас потік $\Phi_H = F_M \Lambda_0$, де Λ_0 – провідність кінців магніту. Для наближеного розрахунку магнітних систем з кутом шкали 90° можна вважати, що $\Lambda_0 = 1,5 \Lambda_B$, де Λ_B – провідність повітряного зазору, яку можна визначити за формулою для Λ_1 (див. табл. 4.1).

Якщо виконується рівність

$$2S \sum_{k=1}^n B_k = F_M \Lambda_0,$$

то МРС F_M вибрано правильно і можна визначити магнітну індукцію в робочому зазорі:

$$B_p = \frac{\mu_0 F_M}{2\delta}.$$

Якщо зазначена рівність не виконується, потрібно задатися новим значенням F_M і розрахунок повторити знову.

4.6. Контрольні питання до розділу 4

1. Перетворювачі з постійними магнітами їх застосування.
2. Методи магнітної стабілізації.
3. Розрахунок постійних магнітів.
4. Дайте визначення стабільності постійних магнітів.
5. Розрахунок методом послідовного підсумовування.
6. Етапи проектування систем з постійними магнітами.

Розділ 5. ГІДРАВЛІЧНІ ТА ПНЕВМАТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

5.1. Загальна характеристика

В гідравлічних і пневматичних перетворювачів (ГПП) лінійних вимірювань використано залежність між площею f прохідного перерізу каналу витікання та витратою G стисненого повітря або рідини під тиском. Площа каналу витікання змінюється залежно від вимірюваного лінійного переміщення.

Таким чином, $G = \varphi(P, f)$, де P – тиск повітря (або рідини), під яким воно витікає через прохідний переріз каналу площею f .

Вимірюючи витрату G при сталому тиску P , можна судити про розмір контрольованої деталі.

В загальному вигляді ГПП можна охарактеризувати за допомогою блок-схеми (рис. 5.1), де 1 – первинний вимірювальний перетворювач – пристрій, який сприймає лінійні переміщення деталі та перетворює їх у відповідні зміни витрати повітря або рідини; 2 – вимірювальна схема, яка призначена для перетворення сигналу первинного перетворювача в зручний для вимірювання витрати параметр (тиск, швидкість); 3 – відліковий пристрій для відтворення значення вимірюваної величини у вибраних одиницях; 4 – командний пристрій для подавання сигналів-команд під час керування технологічним процесом; 5 – стабілізатор тиску; 6 – фільтр очищення повітря (або рідини); 7 – джерело стисненого повітря (або рідини).

Переваги ГПП: висока точність; виконання дистанційних вимірювань; завдяки малогабаритному вимірювальному оснащенню можна проводити вимірювання у відносно важкодоступних місцях і створювати найпростіші конструкції багатовимірних пристроїв для контролю практично будь-яких лінійних параметрів деталей.

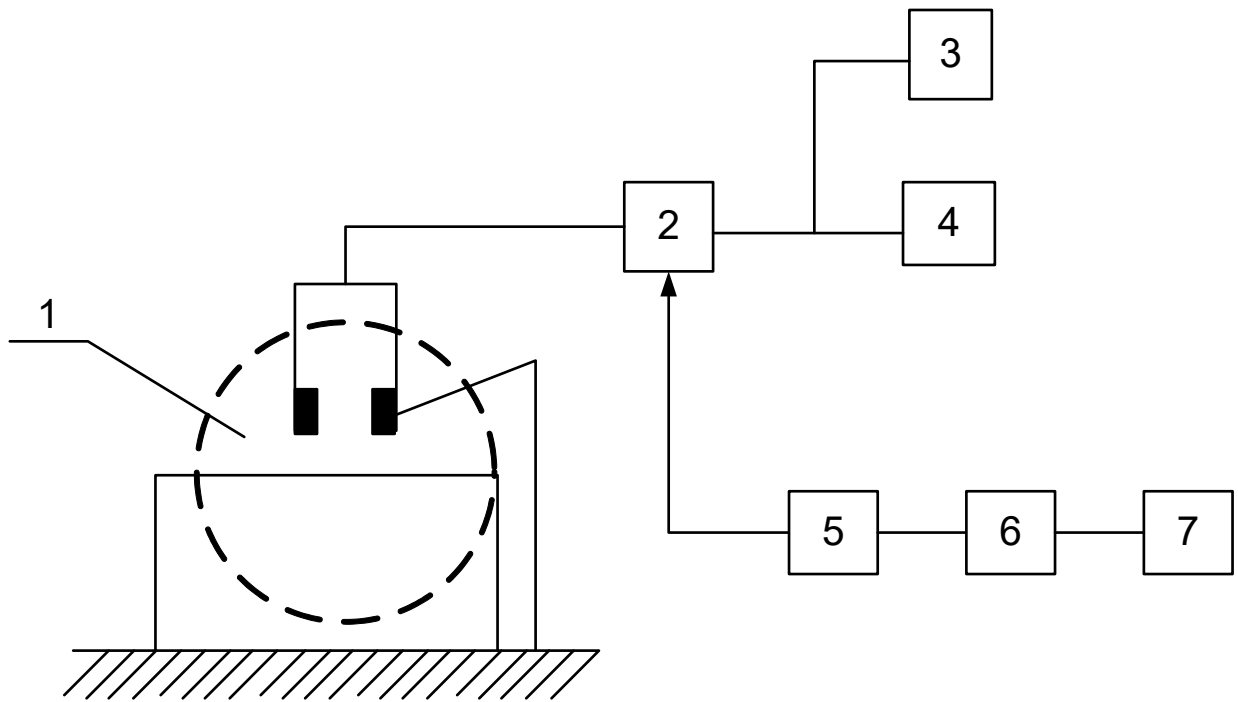


Рис. 5.1. Блок-схема ГП

Недоліки ГП: для їх роботи потрібна мережа з певним тиском, що потребує особливої уваги в процесі експлуатації; ГП мають значну інерційність, яка знижує їх продуктивність (іноді це буває позитивним, оскільки створює нечутливість до вібрацій).

5.2. Принцип дії ГП

Призначений для безконтактного вимірювання деталі ГП (рис. 5.2, а) являє собою вимірювальне циліндричне сопло 1, в якому роль заслінки виконує контрольована деталь 2. Витрата повітря (або рідини) в цьому разі визначатиметься площею f_2 кільцевого зазора Z , що утворений торцем вимірювального сопла з діаметром прохідного перерізу d_2 та поверхнею контрольованої деталі:

$$f_2 = \pi d_2 Z.$$

Практично вимірювання можливе за умови

$$\pi d_2 Z \leq \frac{\pi d_2^2}{4}, \text{ тобто } Z \leq 0,25 d_2.$$

В противному разі зміна площі каналу витікання не залежатиме від зміни Z .

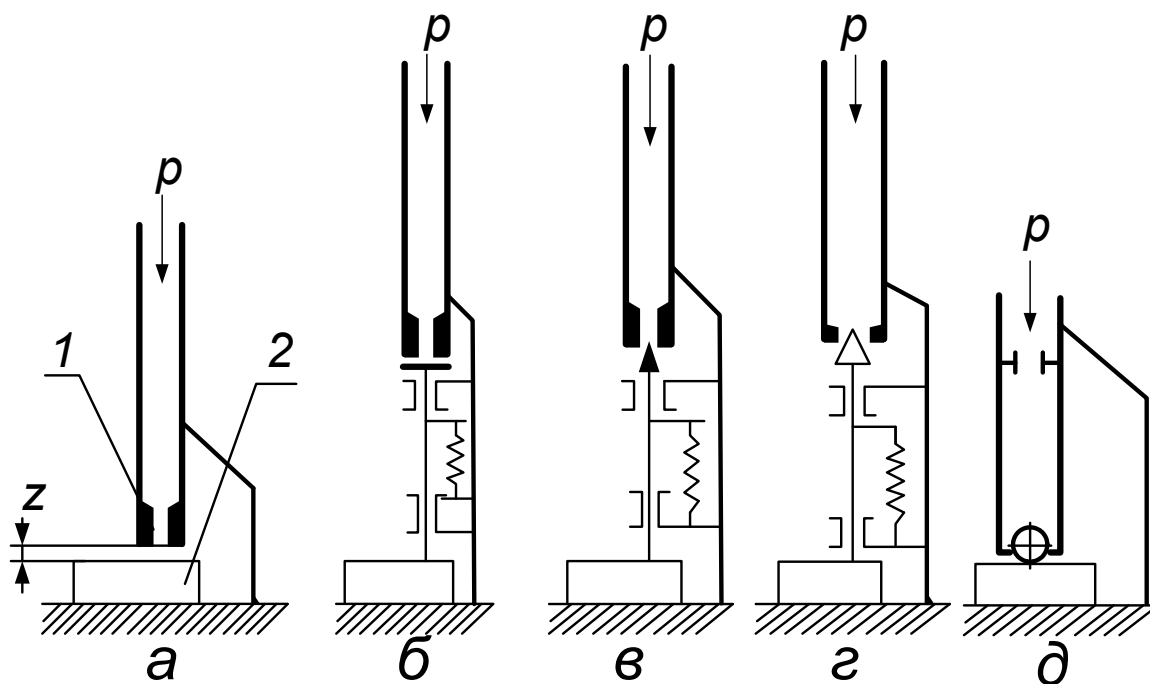


Рис. 5.2. Схеми ГП

Перетворювачі з циліндричним соплом і плоскою заслінкою можуть бути виконані і для контактних вимірювань (рис. 5.2, б). Вони широко застосовуються завдяки простоті виготовлення.

Тоді, коли потрібні безконтактні вимірювання деталей, що мають малі розміри в одному напрямі, застосовують не циліндричні, а щілинні сопла. Прохідні перерізи в них виконують в вигляді прямокутника, одна з сторін якого в 6–10 разів більша за другу.

Для збільшення діапазону вимірювання використовують перетворювачі із заслінкою у вигляді конуса (рис. 5.2, в), параболоїда обертання (рис. 5.2. г), кулі (рис. 5.2, д) тощо.

Площа каналу витікання в перетворювача з конічною заслінкою (рис. 5.3, а, бічна поверхня зрізаного конуса)

$$f_2' = \pi d_2 l \sin \alpha - \pi l^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha \quad (5.1)$$

змінюється нелінійно залежно від вимірюваного переміщення l . Проте в разі обмеження діапазону вимірювання можна отримати заданий ступінь нелінійності загальної характеристики приладу.

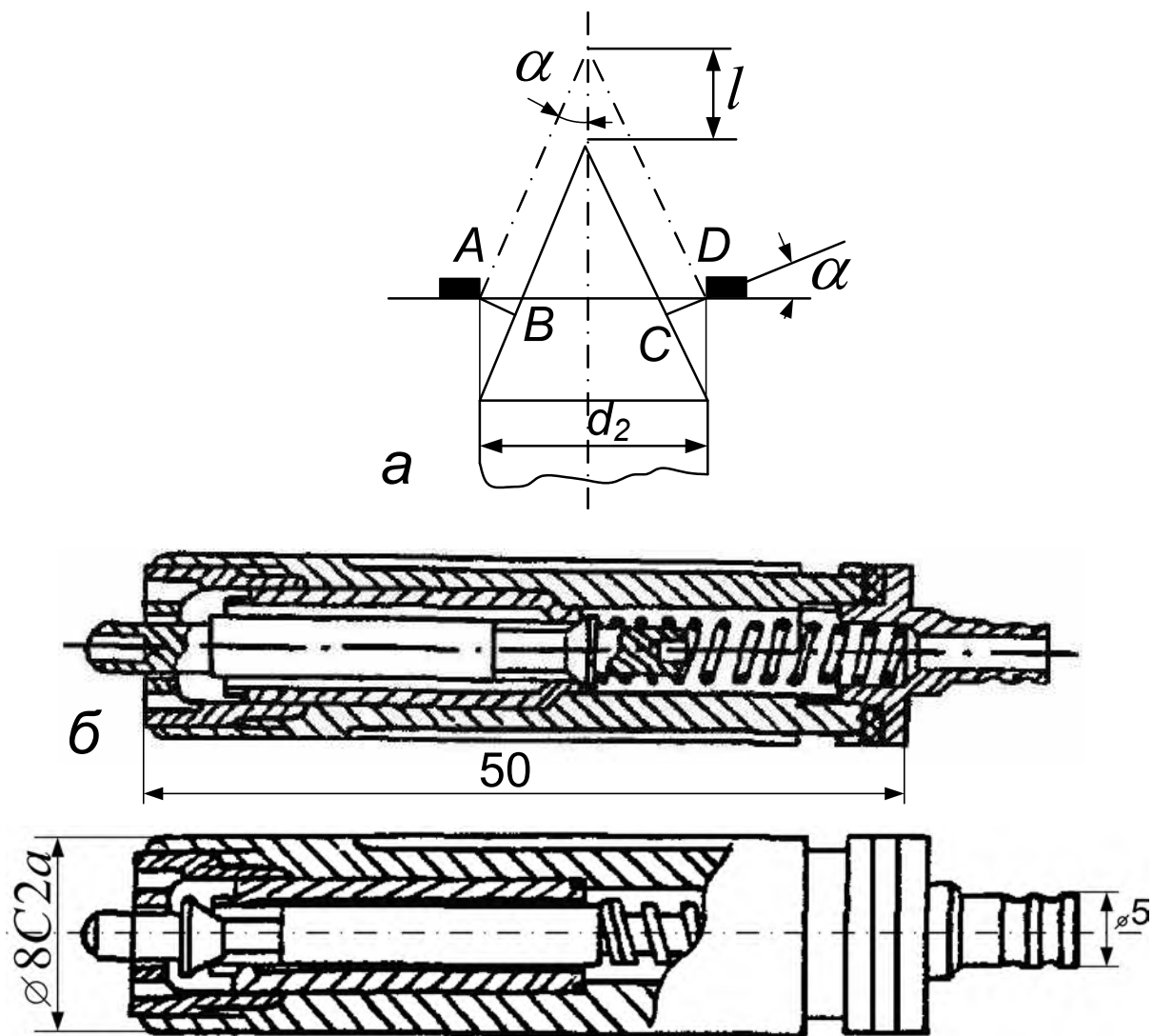


Рис. 5.3. ГП з конічною заслінкою:

а – схема каналу витікання; б – конструкція перетворювача із зазором, що збільшується при натисканні на вимірювальний стрижень; в – те ж саме із зазором, що зменшується при натискуванні на вимірювальний стрижень

Перетворювачі з конічною заслінкою випускають з кутами при вершині конуса від 10 до 150°, що забезпечує діапазон вимірювань до 1 мм. Ці перетворювачі випускає завод «Калібр», їх конструкції зображено на рис. 5.3, б, в.

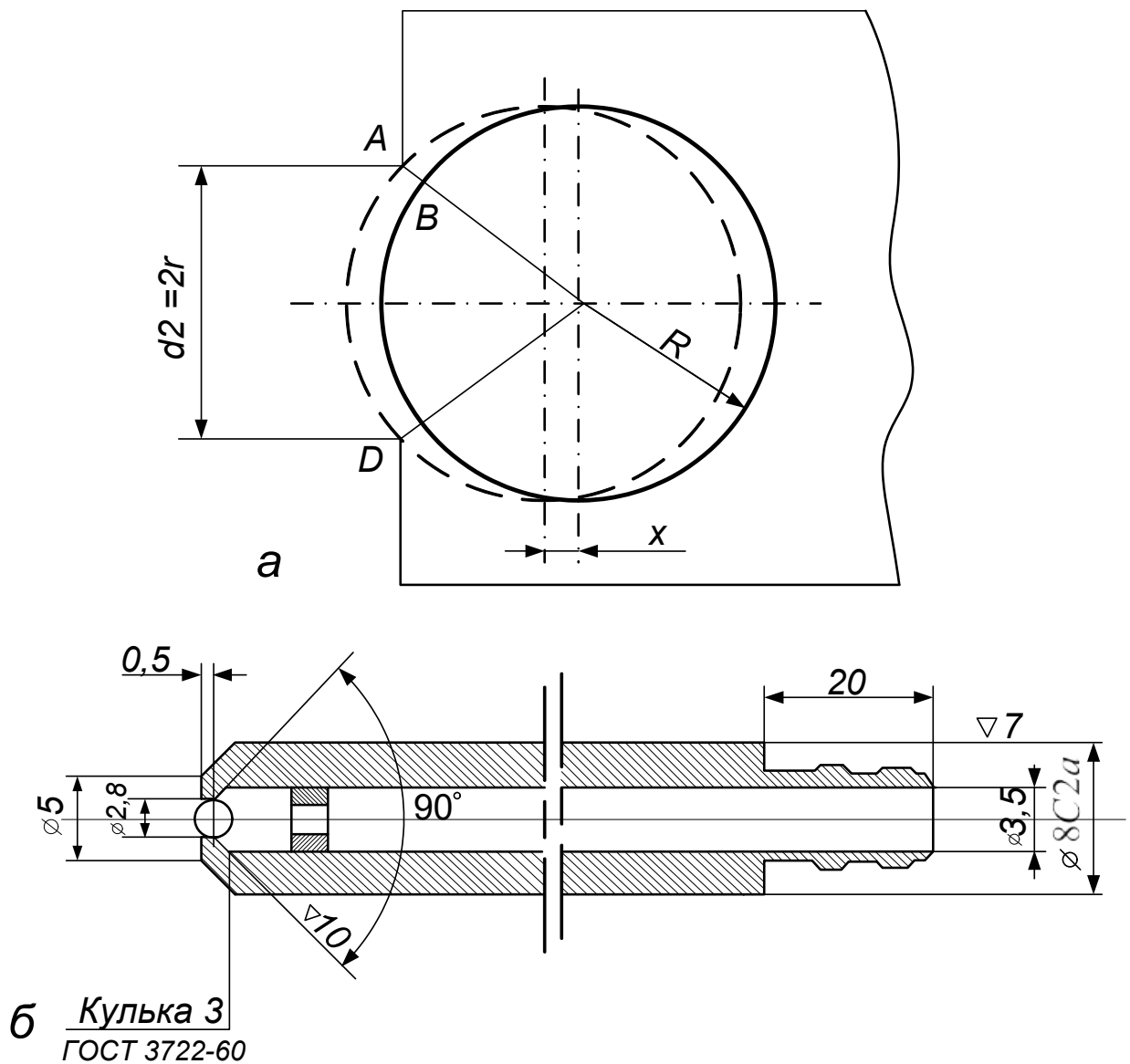


Рис. 5.4. Перетворювач з кульковою заслінкою:
а – схема каналу витікання; б – конструкція

В перетворювачів з кульковою заслінкою нелінійність характеристики $f'_2(x)$ значна. Але конструкція їх досить проста (рис. 5.4, б), вони працюють надійно і в разі обмеження діапазону вимірювання також дають змогу отримати задану нелінійність шкали приладу. Площа витікання (бічна поверхня зрізаного конуса $ABCD$ на рис. 5.4, а)

$$f_2'' = \pi r \sqrt{(x + \sqrt{R^2 - r^2})^2 + r^2} - \pi r \frac{R^2}{\sqrt{(x + \sqrt{R^2 - r^2})^2 + r^2}}. \quad (5.2)$$

Для побудови кількадіапазонних приладів з рівномірною шкалою застосовують спеціальне профілювання заслінок. Використовуючи ці перетво-

рювачі у вимірювальних схемах манометричного типу, заслінкам надають форми параболоїдів обертання (див. рис. 5.2, г).

5.3. Вимірювальні схеми ГПП

Витрату повітря або рідини в пневматичних і гідравлічних перетворювачах здебільшого вимірюють за допомогою манометрів і ротаметрів, залежно від чого всі гідравлічні та пневматичні вимірювальні схеми поділяють на дві основні групи: манометричні, які реагують на зміну тиску; ротаметричні, які реагують на зміну швидкості повітряного потоку.

В ГПП для автоматичного контролю розмірів в машинобудуванні широко застосовують схеми манометричного типу. На рис. 5.5, а показано найпростішу схему такого приладу.

Для посереднього визначення витрати середовища, яке проходить через ГПП з прохідним перерізом площею f_2 (вимірюванням тиску), встановлюють додатковий постійний дросель площею каналу f_1 , який в ГПП називають вхідним соплом.

Стиснене середовище під сталим робочим тиском P через вхідне сопло 1 витікає у вимірювальну камеру 3 і далі через кільцевий зазор, утворений торцем вимірювального сопла 2 і поверхнею контрольованої деталі, витікає в атмосферу. Залежно від зазору 2 в камері 3 встановлюється певний вимірювальний тиск P , який при сталому робочому тиску P і площі вхідного сопла f_1 є мірою витрати середовища через перетворювач, а, отже, і мірою контрольованої лінійної величини Z .

Як вимірювачі тиску P використовують рідинні або пружинні манометри 4, шкала яких градуйована в одиницях лінійних величин. Такі манометри оснащені пристроями для видавання сигналів-команд.

Строго визначити залежність $P=\varphi(Z)$ дуже складно, тому для практичного аналізу вимірювальних схем цю залежність обчислюють наближено.

Використовуючи рівняння нерозривності потоку

$$f_1 p_1 w_1 = f_2 p_2 w_2$$

де ρ_1, ρ_2 і w_1, w_2 – густина середовища і швидкість потоку, що проходить відповідно через вхідне і вимірювальне сопло, а також роблячи припущення про нестискаємість $\rho_1 = \rho_2 = \rho$, знаходимо

$$w_1 = \mu_1 \sqrt{\frac{2(P-p)}{\rho}}; \quad w_2 = \mu_2 \sqrt{\frac{2p}{\rho}}, \quad (5.3)$$

де μ_1 і μ_2 – коефіцієнти витікання через відповідні сопла, отримуємо наближену залежність вимірюваного тиску від зазору

$$p = \frac{P}{1 + \left(\frac{\mu_1 f_2}{\mu_2 f_1} \right)^2}. \quad (5.4)$$

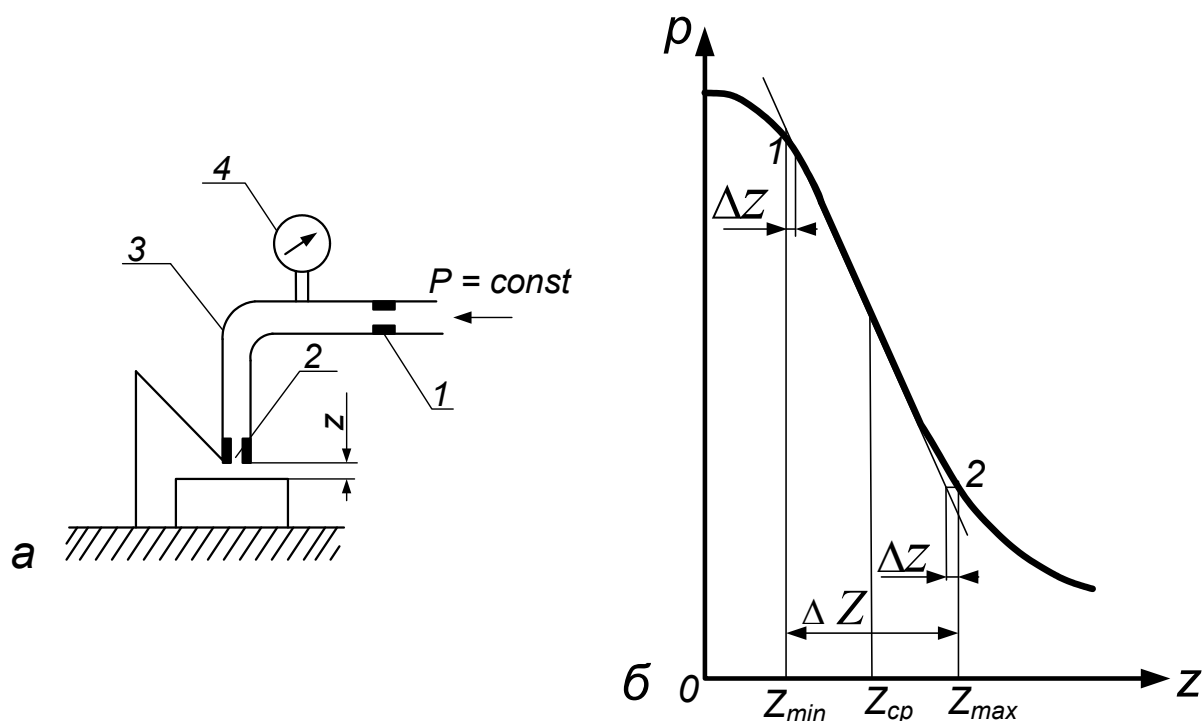


Рис. 5.5. Найпростіша вимірювальна схема ГПІ манометричного типу
(а) та статична характеристика схеми (б)

Як правило, прохідний переріз вхідного сопла виконують у вигляді циліндричного отвору, площа якого

$$f_1 = \frac{\pi d_1^2}{4},$$

де d_1 – діаметр вхідного сопла.

Вимірювана площа f_2 визначається по різному залежно від типу первинного перетворювача. Якщо вимірюють безпосередньо діаметр отвору, то $f_2 = \pi d_2^2/4$, якщо кільцевий зазор (див. рис. 1.4.2, а), то $f_2 = \pi d_2 Z$, і т. д.

Тому рівняння для різних перетворювачів набирає такого вигляду:

1) при безпосередньому вимірюванні отвору

$$p = \frac{P}{1 + \left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\right)^2 \left(\frac{d_2}{d_1}\right)^4}, \quad (5.5)$$

2) при вимірюванні лінійного розміру з використанням циліндричного сопла – плоскої заслінки

$$p = \frac{P}{1 + \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} \frac{4d_2}{d_1^2} Z\right)^2} \quad (5.6)$$

3) при вимірюванні лінійного розміру з використанням щілинного сопла – плоскої заслінки

$$p = \frac{P}{1 + \left(\frac{\mu_1}{\mu_2}\right)^2 6,5 \frac{(a+b)^2}{d_1^4} Z^2} \quad (5.7)$$

де a та b – сторони прямокутного перерізу вимірювального сопла.

Графічно залежність $p(Z)$ зображено на рис. 5.5, б. Цю криву часто називають характеристикою вимірювальної схеми. Крутість (тангенс кута нахилу α) характеризує чутливість схеми, яка, в свою чергу, становить

$$K_Z = \frac{dp}{dZ} \quad (5.8)$$

і показує, наскільки змінюється вимірюваний тиск, коли зазор змінюється на одиницю довжини.

Як правило, для роботи ГПП використовують прямолінійну ділянку характеристики (ступінь нелінійності її надто малий), обмежену точками 1 і 2, на якій чутливість максимальна і практично стала. Відрізок $\Delta Z = Z_{\max} - Z_{\min}$ визначає діапазон вимірювання вимірювальної схеми. Нелінійність δ_Z характеристики схеми знаходять як відношення розбіжності Δ_Z кривої $p(Z)$ та прямої, яка її лінеаризує, до діапазону вимірювання ΔZ . Лінеаризуюча пряма

проходить через точку перегину характеристики, кутовий коефіцієнт якої відповідає чутливості схеми в даній точці $\delta_Z = \Delta Z / \Delta Z$ або $\delta_Z = (\Delta Z / \Delta Z) \cdot 100\%$.

Діапазон вимірювання можна змінювати, якщо змінити діаметр вхідного сопла, зберігши незмінним діаметр вимірювального сопла. Так, із збільшенням діаметра вхідного сопла діапазон вимірювання також збільшується, але при цьому чутливість K_Z зменшується. На рис. 5.6 (для $p=10^6$ Па, $d_2=2$ мм; де 1 – $K_1=13,9 \cdot 10^5$ Па/мм при $d_1=0,6$ мм; 2 – $K_2=7 \cdot 10^5$ Па/мм при $d_1=0,8$ мм;

3 – $K_3=4,3 \cdot 10^5$ Па/мм при $d_1=1,0$ мм) зображено характеристики трьох схем і показано, як змінюються діапазон вимірювання та чутливість із зміною діаметра вхідного сопла. Коли збільшується робочий тиск, чутливість також збільшується.

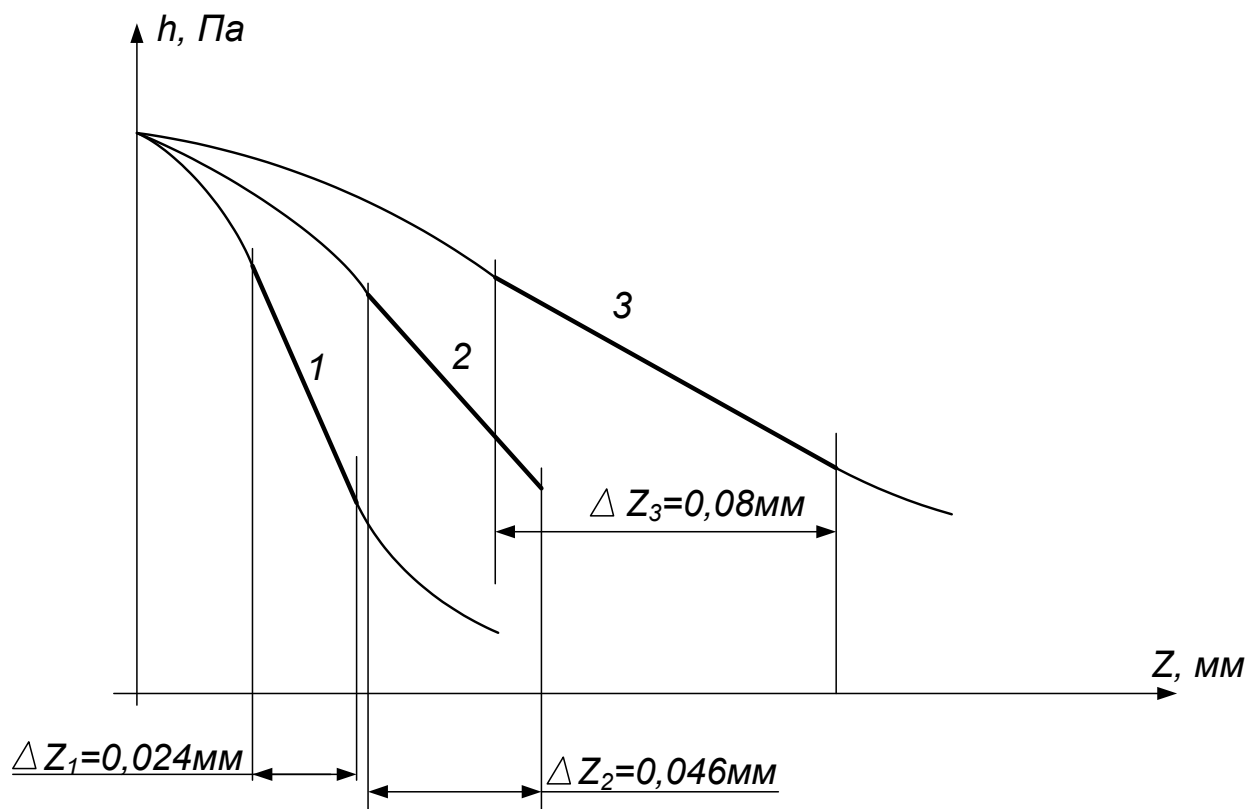


Рис. 5.6. Статичні характеристики вимірювальної схеми ($P=10^5$ Па; $d_2=2$ мм) з різними вхідними соплами

Під час налагодження ГПП змінюванням діаметра вхідного сопла виконують грубе, а змінюванням робочого тиску – тонке регулювання.

Простота регулювання чутливості в широких межах є позитивною характеристикою ГПП.

З розгляду найпростішої принципової схеми ГПП манометричного типу (див. рис. 5.5, а) випливає, що випадкові коливання робочого тиску безпосередньо позначаються на результатах вимірювання. Диференціюючи рівняння (5.4) за припущенням, що коефіцієнти витікання в першому наближенні не залежать від p і P , отримуємо такий вираз для відносної похибки ε , що спричинена коливаннями робочого тиску:

$$|\varepsilon| = \frac{dp}{\Delta p} = \frac{dp}{P} \frac{P}{\Delta p}, \quad (5.9)$$

де dp – похибка вимірювального тиску, спричинена похибкою робочого тиску; Δp – діапазон вимірювання, виражений в одиницях довжини; dP – похибка робочого тиску (похибка стабілізатора).

З рівняння (5.9) випливає, що для зменшення похибки потрібно розширювати межі вимірювання Δp , тобто доцільно використовувати всю ділянку характеристики $p(Z)$. Звичайно похибка стабілізаторів, що використовуються для даних ГПП, мало змінюється із зміною P , тому похибка ε обернено пропорційна до робочого тиску P .

Досконаліша схема вимірювання – диференціальна (рис. 5.7), що складається з двох гілок, кожна з яких відповідає звичайній схемі (див. рис. 5.5, а).

В одній гілці, до якої належить вхідне сопло площею перерізу f_1 та ГПП 2, що сприймає зміну розміру деталі 1, витрата визначається вимірюваним тиском p_1 .

Друга гілка, утворена вхідним соплом площею перерізу f_1 і соплом 4 з попередньо встановленим зазором Z_{const} , має сталу витрату, яка визначається тиском $p_2 = \text{const}$. Цю гілку звичайно називають гілкою протитиску.

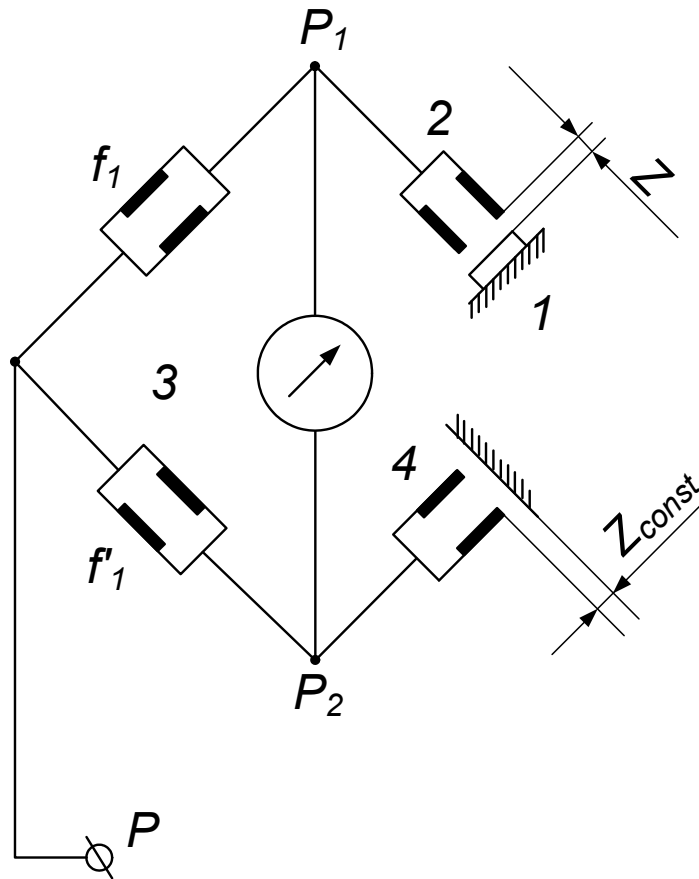


Рис. 5.7. Диференціальна вимірювальна схема ГПП

Диференціальна схема, для якої характерне порівняння двох тисків p_1 і p_2 , менш чутлива до коливань робочого тиску.

Як вимірювач тиску 3 застосовують рідинні, сильфонні, мембранні, диференціальні манометри, які реагують на різницю тисків $\Delta p_d = p_1 - p_2$ в двох гілках системи.

Диференціальна схема може бути використана також для вимірювання різниці розмірів двох деталей. В цьому разі замість вузла протитиску встановлюють другий ГПП.

Якщо площі прохідних перерізів входних сопел f_1 і f'_1 однакові, а форма та розміри вихідних перерізів обох гілок диференціальної схеми збігаються, то відносна похибка, спричинена коливанням робочого тиску,

$$|\varepsilon| = \frac{dP}{P} \frac{\Delta p_d}{\Delta p}. \quad (5.10)$$

З (5.10) випливає, що $\varepsilon = 0$ при $\Delta p_d = 0$, тобто коли рівні тиски в обох гілках диференціальної схеми. Значення ε змінюється пропорційно до Δp_d , дося-

гаючи максимуму при найбільшому і найменшому вимірюваних зазорах, якщо протитиск відповідає середньому значенню вимірюваного тиску.

Умова $\Delta p_d = 0$ реалізується в компенсаційній вимірювальній схемі (рис. 5.8), яка являє собою самобалансуючий пневмо (гідро) міст.

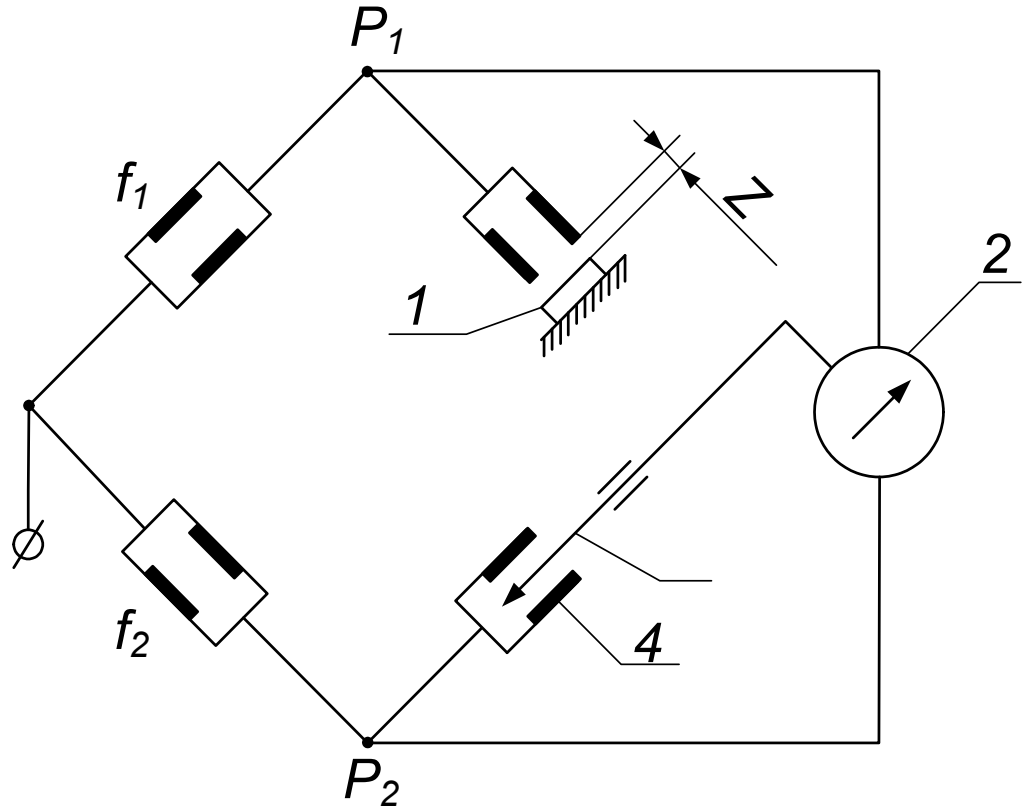


Рис. 5.8. Компенсаційна вимірювальна схема ГП

Зазор Z залежить від розміру контрольованої деталі 1 і визначає вимірюваний тиск p_1 . Значення p_2 визначається кільцевим зазором між соплом 4 та конічною голкою 3. Конструкція відлікового приладу 2 виконана так, що за наявності різниці тисків p_1 і p_2 чутливий елемент (мембрана) приладу 2 переміщує конічну голку, а тим самим і змінює тиск p_2 до досягнення рівності $p_1 = p_2$. Положення конічної голки відносно сопла – одиниця, якою вимірюють контрольовану деталь.

Для даної схеми при $f_1 = f_1'$ відносна похибка

$$|\varepsilon| = \frac{K_\phi dP}{\Delta p}, \quad (5.11)$$

де K_ϕ – коефіцієнт, що залежить від відношення форм і розмірів площ вихідних перерізів; K_ϕ визначають експериментально; коли вихідний переріз

вимірювальної вітки оформлено у вигляді сопло – плоска заслінка, а гілки компенсації у вигляді сопло – конус, $K_{\varphi}=0,03...0,12$ залежно від робочого тиску та розмірів вхідних сопел.

5.4. Вибір параметрів вимірювальних схем за даними метрологічними характеристиками

Рівняння (5.4) виведено за припущенням нестискаємості середовища, що при розрахунку ГІП високого тиску призводить до істотного спотворення потрібних метрологічних характеристик.

Точніше виведення рівняння характеристики вимірювальної схеми досить складне. Тому для практичного розрахунку використовують експериментальні дані.

Параметри вимірювальної схеми – діаметр отвору вхідного сопла d_1 , діаметр отвору вимірювального сопла d_2 , робочий тиск P , діапазон вимірюваних зазорів ΔZ .

Основні метрологічні характеристики вимірювальної схеми, які задаються при проектуванні ГІП: чутливість K_Z , діапазон вимірювання ΔZ і вимірювальний зазор в середині прямолінійної ділянки характеристики $Z_{\text{ср}}$, а також допустима нелінійність характеристики $p(Z)$.

Вибір параметрів вимірювальної схеми починають з вибору діаметра отвору вимірювального сопла.

На основі даних експлуатації, технології виготовлення, метрологічних та економічних міркувань рекомендують вимірювальні сопла для перетворювачів з плоскою заслінкою виконувати діаметрами $d_2=2$ мм. Іноді, наприклад, в разі безконтактних вимірювань малих розмірів конструкція перетворювача не дає змоги використовувати сопла такого діаметра і тоді застосовують вимірювальні сопла діаметрами 1,5; 1,0 мм або щілинні сопла (0,5x4 мм; 0,5x3 мм).

Діаметр вхідного сопла d_1 вибирають за табл. 5.1–5.3, які складено за даними експерименту, враховуючи також задані характеристики (робоча частина цих сопел виконана згідно з рис. 5.9).

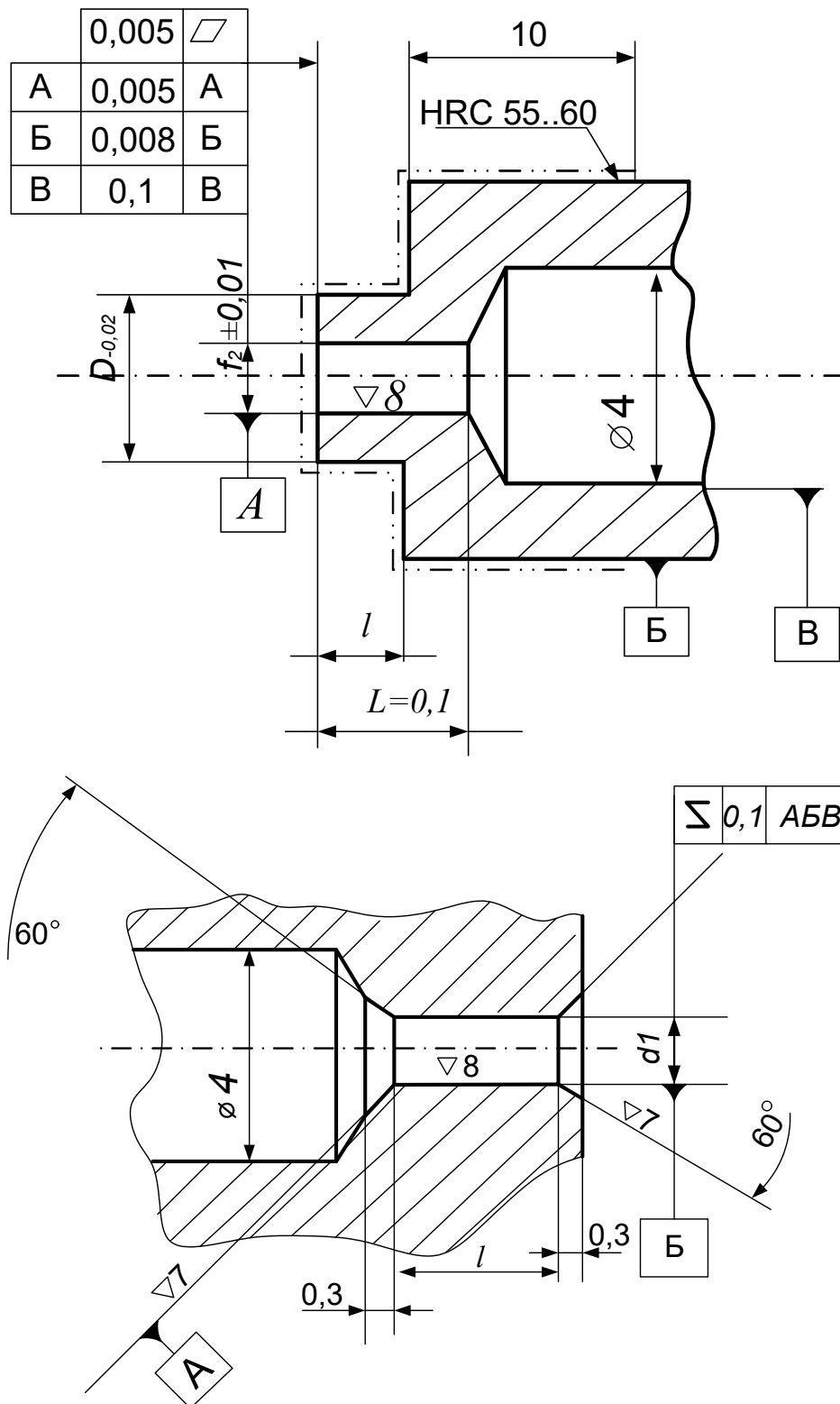


Рис. 5.9. Конструктивне виконання робочої частини сопел

Конструктивне виконання щілинних сопел показано на рис. 5.10, а експериментальні характеристики зведено до табл. 5.4.

При виборі параметрів схеми потрібно мати на увазі, що згодом прилад тарують для того щоб дістати потрібну ціну поділки шкали. Це пояснюється

деякими відхиленнями розмірів сопел від номінальних значень, а також значними коливаннями параметрів пружних елементів (жорсткості, ефективної площі) самих приладів. Тому вибрані параметри схеми мають бути такими, щоб можна було регулювати чутливість, змінюючи робочий тиск.

Таблиця 5.1

Характеристики вимірювальних схем з циліндричним
вимірювальним соплом $d_2=2$ мм

d_1 , мм	P , МПа	Нелінійність				K_Z , МПа/мм
		1%		3%		
		ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	
1	2	3	4	5	6	7
0,5	0,05	12	30	22	31	1,07
	0,10	16	32	24	32	1,88
	0,15	20	35	32	37	2,46
	0,20	28	38	40	38	3,0
0,6	0,05	18	35	32	39	0,72
	0,10	24	40	36	42	1,25
	0,15	28	49	36	48	1,67
	0,20	36	52	46	51	1,97
0,7	0,05	30	50	40	50	0,48
	0,10	30	50	36	48	0,80
	0,15	24	62	30	60	1,12
	0,20	32	70	50	70	1,42
0,8	0,05	30	60	46	63	0,34
	0,10	22	99	50	105	0,62
	0,15	42	109	56	112	0,82
	0,20	40	85	66	93	1,02
1,0	0,05	40	120	60	115	0,19
	0,10	44	118	60	120	0,38
	0,15	50	115	68	116	0,44
	0,20	84	142	106	143	0,60
1,2	0,05	40	135	66	133	0,12
	0,10	44	162	100	170	0,24
	0,15	60	180	110	185	0,34
	0,20	90	185	130	185	0,42
1,5	0,05	50	145	116	152	0,07
	0,10	80	210	140	190	0,13
	0,15	60	190	140	210	0,20
	0,20	64	235	140	230	0,25

Таблиця 5.2

Характеристики вимірювальних схем з циліндричним
вимірювальним соплом $d_2=1,5$ мм

d_1 , мм	P , МПа	Нелінійність				K_Z , МПа/мм
		1%		3%		
		ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	
0,5	0,05	22	33	30	35	0,71
	0,10	22	39	32	40	1,20
	0,15	20	45	22	44	1,67
	0,20	24	52	30	49	2,10
0,6	0,05	30	45	36	44	0,46
	0,10	30	75	42	76	0,77
	0,15	28	84	36	88	1,02
	0,20	28	64	34	61	1,42
0,7	0,05	50	75	62	71	0,30
	0,10	32	92	50	90	0,54
	0,15	44	102	56	106	0,85
	0,20	30	100	60	100	0,97
0,8	0,05	30	91	46	93	0,24
	0,10	30	105	50	105	0,41
	0,15	40	125	60	130	0,56
	0,20	40	120	80	125	0,70
1,0	0,05	30	105	30	105	0,28
	0,15	60	140	82	141	0,22
	0,15	60	145	84	158	0,32
	0,20	60	160	100	167	0,41
1,2	0,05	100	130	124	138	0,065
	0,10	90	175	126	177	0,14
	0,15	130	200	170	205	0,20
	0,20	100	200	150	210	0,26

Таблиця 5.3

Характеристики вимірювальних схем з циліндричним
вимірювальним соплом $d_2=1$ мм

d_1 , мм	P , МПа	Нелінійність				K_Z , МПа/мм
		1%		3%		
		ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	
0,3	0,05	12	24	14	25	1,67
	0,10	10	29	18	24	2,48
	0,15	20	30	28	29	3,34
	0,20	16	32	28	29	3,94
0,5	0,05	16	40	22	36	0,50
	0,10	18	57	50	55	0,93
	0,15	30	75	50	75	1,17
	0,20	30	75	50	75	1,44
0,6	0,05	40	80	80	70	0,30
	0,10	24	82	66	82	0,55
	0,15	36	96	60	100	0,77
	0,20	36	108	70	110	0,98
0.7	0,05	24	98	66	97	0,22
	0,10	30	125	70	115	0,32
	0,15	50	145	90	125	0,46
	0,20	30	135	90	140	0,64
0,8	0,05	50	105	82	109	0,14
	0,10	30	140	70	135	0,25
	0,15	60	140	110	145	0,33
	0,20	50	150	90	155	0,42

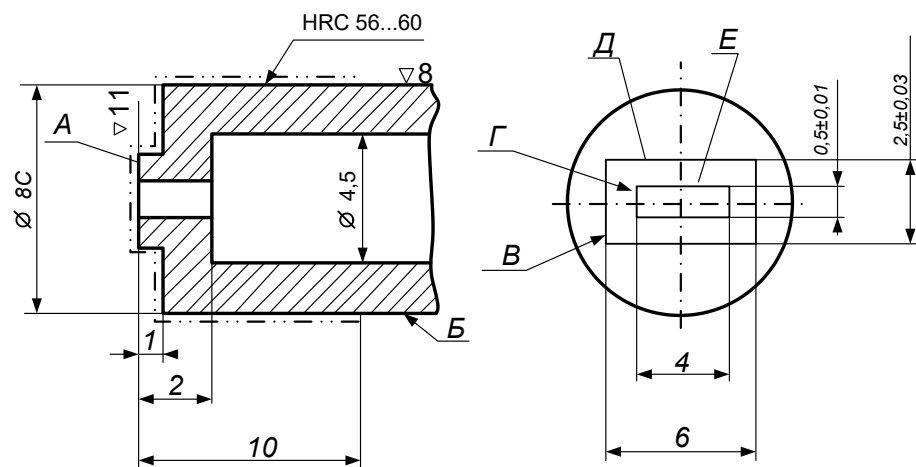


Рис. 5.10. Конструктивне виконання вимірювального
циліндричного сопла

**Характеристики вимірювальних схем із щілинним
вимірювальним соплом 0,5x4 мм**

d_1 , мм	P , МПа	Нелінійність				K_Z , МПа/мм
		1%		3%		
		ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	ΔZ , мкм	Z_{cp} , мкм	
1	2	3	4	5	6	7
0,5	0,10	25	38	30	30	1,86
	0,15	25	38	35	37	3,06
	0,20	21	30	35	32	3,98
0,6	0,10	21	45	40	40	2,51
	0,15	25	42	40	45	2,28
	0,20	35	42	50	55	2,66
0,7	0,10	22	54	50	50	1,14
	0,15	43	53	50	55	1,56
	0,20	40	50	60	55	1,89
0,8	0,10	33	62	70	65	0,83
	0,15	50	65	80	70	1,19
	0,20	60	65	85	72	1,41
1,0	0,10	52	86	80	90	0,49
	0,15	60	90	90	105	0,69
	0,20	50	95	110	105	1,01
1,2	0,10	70	110	90	115	0,17
	0,15	60	115	120	120	0,43
	0,20	60	90	110	105	0,48
1,5	0,10	64	103	140	130	0,15
	0,15	80	130	150	155	0,23
	0,20	50	105	90	115	0,27

**5.5. Особливості вибору параметрів вимірювальних
схем з кількома вимірювальними соплами**

В разі контролю деталей кількома вимірювальними соплами можливий (в певних межах) різний розподіл сумарного вимірювального зазору.

Так, якщо отвір контролюється пробкою з двома соплами (рис. 5.11, а), різні положення пробки можуть створити і різні зазори Z_1 і Z_2 , хоча сумарний зазор не змінюється. При неправильно вибраних параметрів схеми такий розподіл сумарного зазору приведе до похибки показів, зумовленої кривизною витратної характеристики вимірювального сопла, що являє собою зале-

жність витрати середовища Q від вимірюваного зазору Z при сталому вимірювальному тиску.

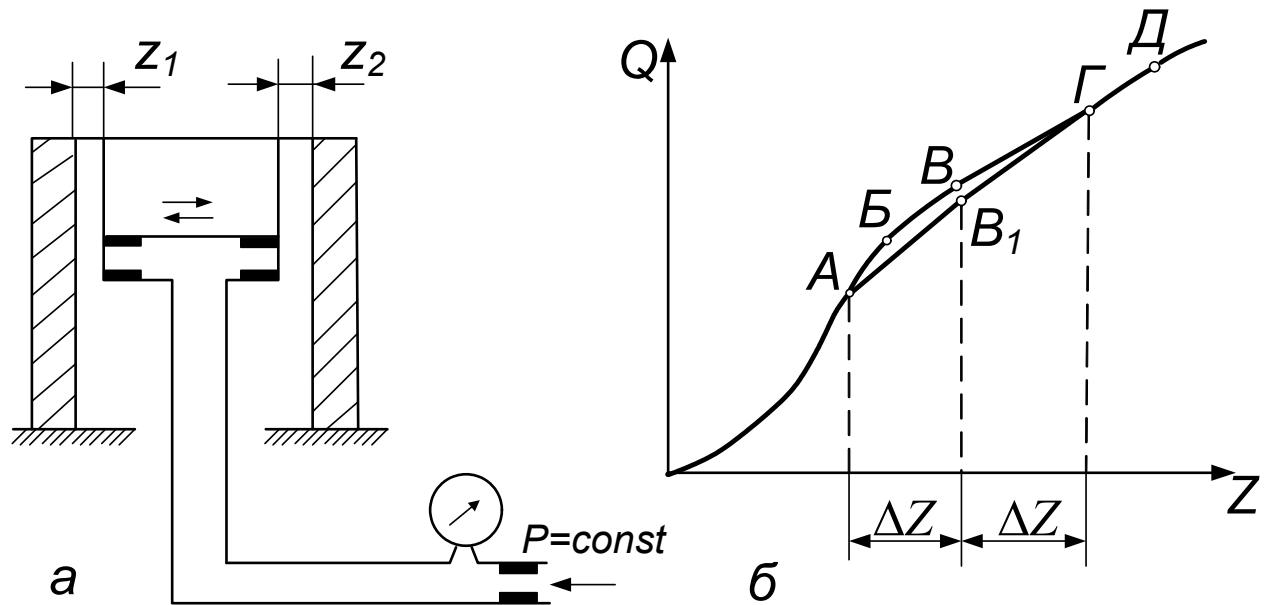


Рис. 5.11. Принципова схема гідравлічної або пневматичної пробки для контролю отворів (а) та витратна характеристика вимірювального сопла (б)

На рис. 5.11, б показано витратну характеристику сопла, де точки Б і Д обмежують прямолінійну ділянку.

Очевидно, що в разі перерозподілу вимірювального зазору сумарна витрата середовища не зміниться лише за умови, що точки, які відповідають вимірювальним зазорам перед кожним вимірювальним соплом, лежать в межах прямолінійної ділянки витратної характеристики. Якщо принаймні один з вимірювальних зазорів відповідатиме помітно викривленій ділянці характеристики, сумарна витрата середовища має змінитися.

Розглянемо це на прикладі двох вимірювальних сопел, перед кожним з яких спочатку був вимірюваний зазор, що визначається точкою В; при цьому сумарна витрата середовища дорівнює подвоєній ординаті точки В. Якщо далі вимірюваний зазор перед одним вимірювальним соплом збільшити на ΔZ , а перед другим соплом зменшити на ΔZ , то сумарна витрата дорівнюватиме сумі ординат точок А і Г або подвоєній ординаті точки В₁. Отже, витрата середовища зменшиться на $2BV_1$, а тому зміниться вимірювальний тиск.

Щоб виключити дану похибку, потрібно намагатися, щоб зазор біля кожного сопла змінювався в межах лінійної ділянки витратної характеристики $Q(Z)$, що показано на рис. 5.12 та 5.13.

Як з'ясувалося, коли працювати в межах прямолінійних ділянок характеристик $p=\varphi(Z)$ для $d_2=2$ мм і $1,0 \text{ мм} \leq d_1 \leq 1,5$ мм, то похибка, що виникає через перерозподіл зазорів, практично відсутня. Прямолінійні ділянки характеристик $Q(Z)$, обмежені пунктирними лініями, не строго прямолінійні, тому навіть під час роботи на цих ділянках перерозподіл зазорів Z_1 і Z_2 приводить до похибки 1–5% перерозподілу зазору.

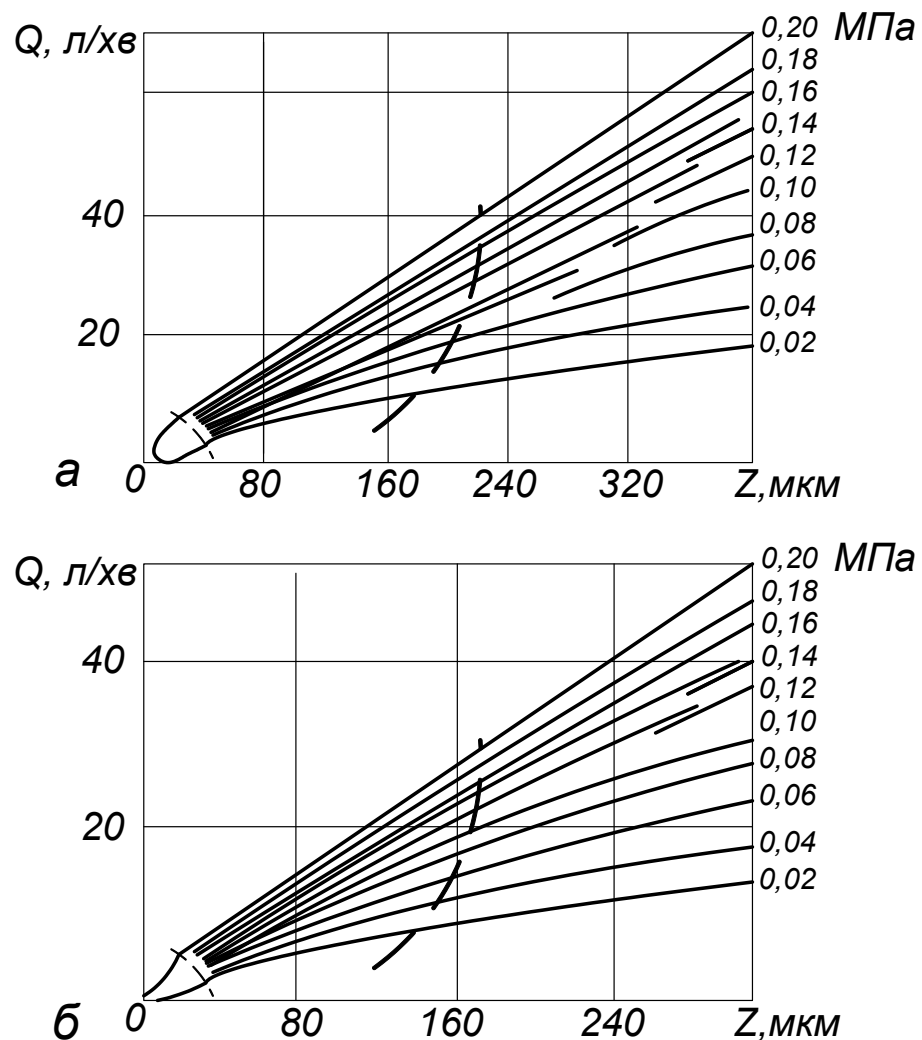


Рис. 5.12. Експериментальні витратні характеристики циліндричних вимірювальних сопел $d_2=2$ мм (а) і $d_2=1,5$ мм (б)

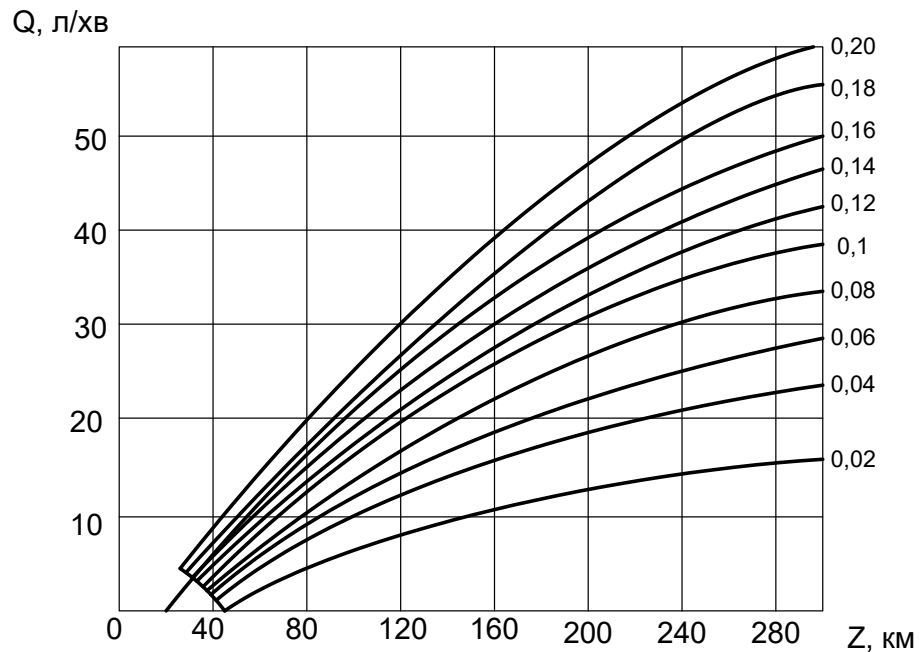


Рис. 5.13. Експериментальні витратні характеристики щілинного вимірювального сопла 0,5x4 мм

5.6. Сильфонні диференціальні ГП та їх розрахунок

ГП, побудовані за диференціальною схемою, набули значного поширення. В них використовуються диференціальні манометри, де роль пружних чутливих елементів здебільшого відіграють сильфони. Принципову схему такого приладу зображено на рис. 5.14.

Вимірювальна схема приладу складається з двох гілок: вимірювальної (сопла 1 і 2) та протитиску (сопла 1' і 3).

Правий сильфон приладу приєднаний до вимірювальної гілки і перебуває під тиском P_1 , який залежить від розміру контрольованої деталі (зазору 2). Лівий сильфон розміщений під сталим протитиском, що визначається зазором біля сопла 3.

Оскільки вільні кінці сильфонів жорстко зв'язані стяжкою 9, яка підвішена на плоских пружинах 4, положення рухомої системи ГП визначатиметься різницею вимірюваного тиску p_1 і сталого протитиску p_2 . Переміщення стяжки з сильфонами перетворюється важільно-зубчастим механізмом 8 в переміщення стрілки відносно нерухомої шкали.



184

Для вимірювання різниці двох розмірів замість кута протитиску встановлюють другий перетворювач, подібний перетворювачу з соплом 2.

Якщо ГПП проектують також для контролю відхилень від правильної геометричної форми і взаємного розміщення поверхонь (наприклад, овальності, биття, неперпендикулярності торця до осі тощо), його оснащують плаваючим контактом.

Якщо вибір параметрів схеми і пружних елементів правильний, похибка диференціальних сильфонних ГПП не перевищує десятих часток мікрометра.

З принципової схеми (рис. 5.14) випливає, що загальна чутливість

$$K_{\Sigma} = K_Z K_M K_C, \quad (5.12)$$

де K_Z – чутливість вимірювальної схеми, утвореної соплами 1 і 2; K_M – чутливість (передаточне відношення) механізму передавання від сильфона на стрілку; K_C – чутливість сильфонів;

$$K_C = \frac{F_e}{K}, \quad (5.13)$$

де F_e – ефективна площа сильфонів; K – жорсткість двох сильфонів та їх пружинної підвіски (якщо вона є), зведена до осі дії сильфонів.

Чутливість на електричні контакти $K_C K_Z$ для сильфонних ГПП дорівнює 20...50. Зменшення чутливості на контакти призводить до зменшення точності настроювання, а також ускладнення механізмів настроювання та передавання на стрілку.

Отже, чутливість сильфонів має бути

$$K_C = \frac{20-50}{K_Z} = \frac{F_e}{R}. \quad (5.14)$$

Для визначення діаметрів входних сопел 1 і 1' та вимірювального сопла 2 виходять з того, що при заданому діапазоні вимірювання і вибраному робочому тиску P вимірювання має виконуватися на прямолінійній ділянці характеристик $p(Z)$.

Щоб зменшити похибку через коливання робочого тиску, діаметри входних сопел обох гілок потрібно брати рівними.

Ефективну площу сильфонів вибирають, виходячи з межі допустимої похибки вимірювання Δ_Z . З розгляду принципової схеми випливає, що в міру переміщення сильфонів разом із замиканням або розмиканням контактів на рухому систему ГПП починають діяти додаткові зусилля P_K , які передаються пружинами електроконтактного пристрою і спричиняють похибку показів за шкалою, хоча вони не впливають на похибку спрацьовування контактів ГПП. Крім того, на похибці показів відбиватиметься коливання зусилля притиску P_M механізму передавання руху від сильфонів на стрілку.

Для зменшення похибки показів до допустимого значення Δ_Z потрібно збільшувати ефективну площу сильфонів так, щоб зусилля P_c , яке розвивається сильфонами, коли вимірюваний зазор змінюється в межах допустимої похибки Δ_Z , дорівнювало або було більшим від сумарного додаткового зусилля:

$$P_c \geq P_K + P_M, \quad (5.15)$$

де

$$P_K = nP + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n K_i l_i, \quad (5.16)$$

n – число контактів; P – зусилля попереднього притиску пружини до обмежувальних планок, яке забезпечує надійне замикання контактів; K_i – жорсткість i -ої пружини, яка несе контакт; потрібно намагатися досягти щонайменшої жорсткості пружин, забезпечивши водночас створення потрібного зусилля попереднім натягом пружини (в існуючих приладах з вольфрамовими контактами $K_i=2$ сН/мм); l_i – переміщення контактів в замкненому стані.

Рекомендовані значення P залежно від матеріалу контактів становлять (орієнтовно), сН:

Вольфрам В4	10
Паладійово-іридійовий сплав ПД-18	5
Вольфрамо-ренійовий сплав ВР-20	10
Срібло Ср 99,9	0,5

Зусилля замикання контактів змінюється під дією корозії контактів, покриття їх маслами, смолами та іншими речовинами, які є в навколишньому

середовищі. Тому під час розрахунку зусилля потрібно брати з коефіцієнтом запасу, що дорівнює 2...3.

Зусилля, яке розвивають сильфони під час вимірювання зазору в межах допустимої похибки вимірювання Δ_z ,

$$P_c = F_e K_z \Delta_z \quad (5.17)$$

звідки з урахуванням умови (5.15) маємо

$$F_e \geq \frac{P_k + P_m}{K_z \Delta_z} \quad (5.18)$$

Жорсткість сильфонів та їх пружинної підвіски знаходять за допомогою (5.14):

$$K = \frac{F_e K_z}{20 \dots 50}. \quad (5.19)$$

Жорсткість пружинної підвіски визначають за попередньо розробленою конструкцією підвіски сильфонів, причому слід намагатися зменшувати жорсткість, щоб уникнути впливу пружної післядії в пружинах, а також нелінійності їх характеристик. В існуючих ГП жорсткість підвіски становить 10–20% загальної жорсткості рухомої системи.

Чутливість передавання від сильфонів до відлікового пристрою визначають з (5.12):

$$K_m = \frac{K_\Sigma}{K_z K_c}; \quad (5.20)$$
$$K_\Sigma = \frac{a}{i_\Sigma},$$

де a – заданий або вибраний інтервал між поділками шкали;
 i_Σ – задана ціна поділки шкали ГП.

В табл. 5.5 наведено технічні характеристики диференціальних сильфонних ГП, побудованих за схемою, зображеною на рис. 5.14.

5.7. Розрахунок мембранних перетворювачів

Використання жорсткої плоскої мембрани як чутливого елемента ГП дає змогу значно скоротити об'єми вимірювальних камер і, отже, зменшити інерційність ГП порівняно з сильфонною конструкцією.

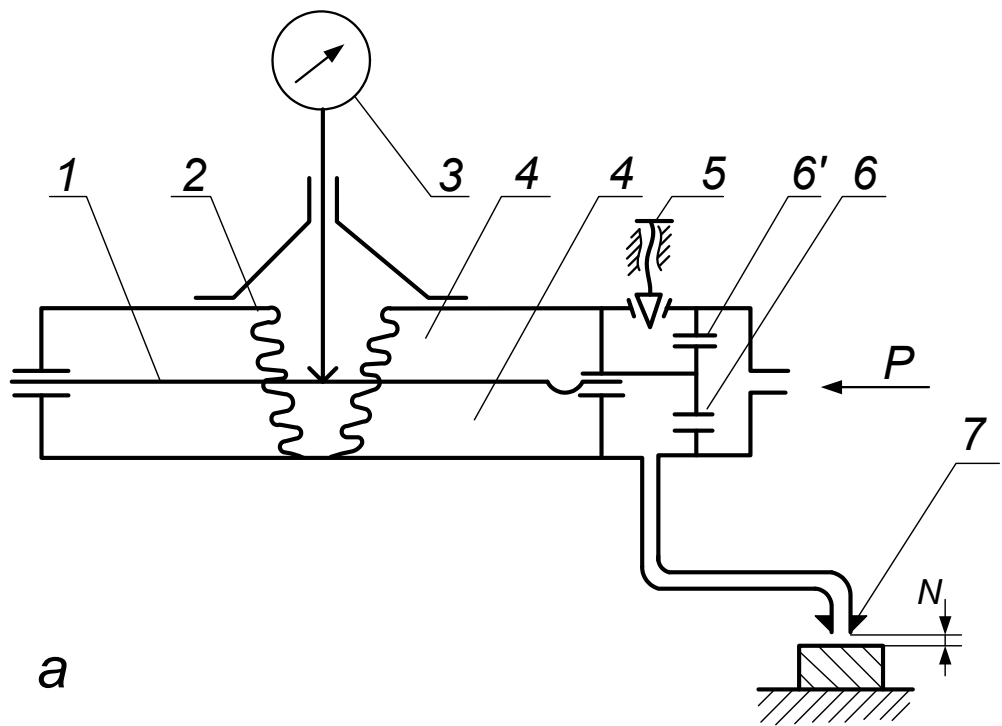
Перетворювачі з жорсткою плоскою мембраною часто застосовують в поєднанні з фотоелектричними сортувальними перетворювачами, які мають шкалу і дають змогу видавати до 50 дискретних сигналів-команд, а також з механотронними або з індуктивними приладами. Такі поєднання пояснюються тим, що пневматичні і гідравлічні вимірювальні пристрої малогабаритні та високоточні, а в існуючих, наприклад, фотоелектричних перетворювачах серійного виробництва просто вирішується завдання подальшого перетворення вимірювальної інформації в дискретні сигнали-команди. Поєднання ГП з індуктивними і механотронними приладами також сприяє використанню при побудові вимірювального засобу найпозитивніших властивостей зазначених приладів.

Принципову схему мембранного перетворювача зображено на рис. 5.15, а. Стиснене середовище сталого тиску P через входні сопла 6 і 6' витікає у вимірювальну камеру 4 та в камеру протитиску 4'. З камери 4 середовище витікає через зазор Z між торцем вимірювального сопла 7 і контрольованою деталлю, а з камери 4 – через настроювальний конічний вентиль 5.

Під час вимірювання розміру контрольованої деталі змінюється перепад тисків на жорсткій мембрані 1, що спричиняє її прогин, який фіксується відліковим приладом 3. Для герметизації камер використовують сильфони 2.

Щоб зменшити похибку зворотного ходу, жорстку мембрану виготовляють з берилієвої бронзи, яка має досить малий гістерезис.

Розрахунок мембранного перетворювача полягає у визначенні за заданою нелінійністю характеристики мембрани та за чутливістю K_Z схеми основних параметрів мембрани, які б забезпечили потрібну чутливість і точність мембранного перетворювача. До параметрів мембрани належать її діаметр і товщина.



а

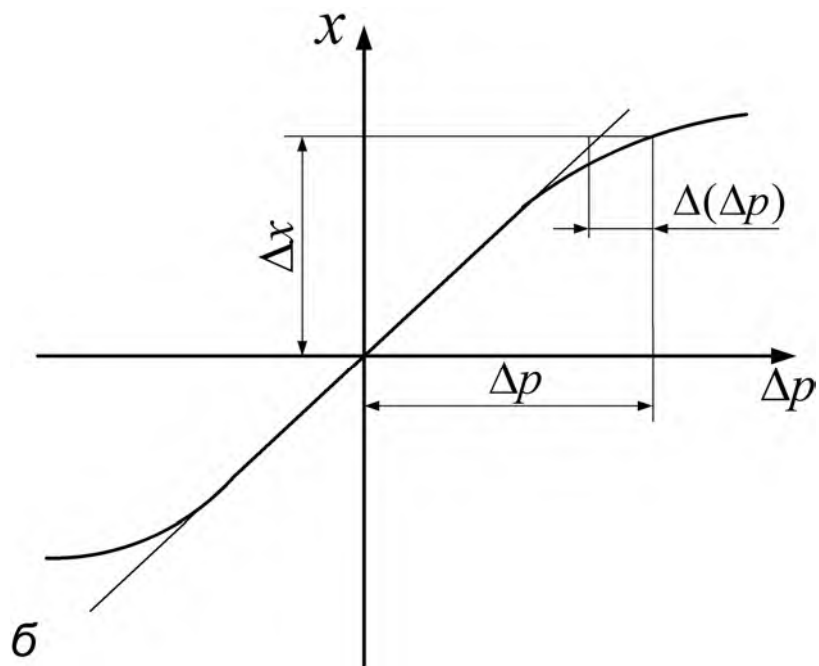


Рис. 5.15. Принципова схема ГП з плоскою мембраною (а) та його характеристика (б)

Сумарна чутливість мембранного перетворювача

$$K_{\Sigma} = K_Z K_M, \quad (5.21)$$

де K_Z – чутливість схеми, створеної соплами 6 і 7, вибирають за експериментальними даними табл. 5.1–5.4 згідно із заданим діапазоном вимірювання Δ_Z ; $K_M = dx/d(\Delta p)$ – чутливість мембрани.

Таблиця 5.5

Технічні характеристики сифонних ГП, побудованих за диференціальною схемою

Модель	Число команд	Число поділок шкали від 0	Інтервал поділок шкали, мм	Ціна поділок шкали, мм	Зміщення настроювання після 2500 спрацювань	Похибка спрацьовування	Робочий хід сифонів, мм	Маса, кг	Габаритні розміри, мм
236 235 249	2/1* 6 2	±40	1	0,0002 0,002	10 мм вод. ст.	±10 мм вод. ст.	±2	1,920 2,0301 920	128х х90х 100
БВ-6017.4к	4	+90 -20		0,001	0,001 мм	0,001 мм	±1,8	4,2	150х х135х х120
БВ-6060-2 БВ-6060-1 БВ-6060-05	2-4	+100 -20	1,25	0,002 0,001 0,0005	**	**	±2	±2	230х х270х х300

Примітки. 1. * Одна команда з плаваючим контактом для амплітудних вимірювань.

2. ** Похибка на ділянці шкали ±10 поділок від нульової поділки становить ±0,5 поділки шкали, на решті ділянок ±1,5 поділки шкали. Похибка спрацьовування електричних контактів 0,5 мкм.

3. Робочий тиск усіх ГП (0,5–2)·10⁵ Па.

Чутливість мембрани K_m визначають із залежності прогину мембрани x від перепаду тисків Δp на ній. Ця величина є характеристикою мембрани і в разі жорсткого її закріплення має вигляд

$$\frac{\Delta p R^4}{Eb^4} = A \frac{X}{b} - B \left(\frac{X}{b} \right)^3, \quad (5.22)$$

де R, b – відповідно радіус і товщина мембрани; E – модуль пружності матеріалу мембрани;

$A=16/(3(1-\mu^2))$; $B=(2/21) \cdot ((23-9\mu)/(1-\mu))$ – сталі коефіцієнти; μ – коефіцієнт Пуассона ($\mu=0,3$).

За малих прогинів мембрани другим членом правої частини рівняння (5.22) можна знехтувати, і тоді чутливість

$$K_m = \frac{X}{\Delta p} = \frac{R^4}{AEb^3}, \quad (5.23)$$

Найбільша розбіжність характеристик $X(\Delta p)$, які визначаються формулами (5.22) і (5.23),

$$\Delta(\Delta p) = \frac{AEb^3}{R^4} X + \frac{BEb}{R^4} X^3 - \frac{AEb^3}{R^4} X = \frac{BEb}{R^4} X^3,$$

а відносна розбіжність

$$\frac{\Delta(\Delta p)}{\Delta p} = \frac{B}{A} \left(\frac{X}{b} \right)^2.$$

Характеристики мембрани, які визначаються рівняннями (5.22) і (5.23), показано на рис. 5.15, б, звідки видно, що прямолінійна ділянка, для якої розбіжність $\Delta(\Delta p)$ не перевищує певного заданого значення, займає область як додатних, так і від'ємних прогинів. Проте через незбіг діаметрів закріплення мембрани з двох її боків крутість характеристики мембрани змінюється при переході з області додатних до області від'ємних прогинів. Тому під час побудови високоточних перетворювачів з високим ступенем лінійності їх характеристики як діапазон вимірювання ΔX (рис. 5.15, б) слід вибрати на ділянці характеристики з прогином одного знака. Тоді наведене співвідношення визначає відносну похибку лінеаризації δ_z в загальному випадку нелінійної характеристики мембрани:

$$\frac{\Delta(\Delta p)}{\Delta p} = \frac{B}{A} \left(\frac{\Delta X}{b} \right)^2 = \frac{\Delta(\Delta X)}{\Delta X} = \frac{\Delta z}{\Delta Z} = \delta_z, \quad (5.24)$$

де діапазон вимірювання ΔZ перетворювача відповідає переміщенню мембрани на ΔX .

Графічною побудовою можна показати, що нелінійність характеристики мембрани не випрямляє нелінійності характеристики $p(Z)$ вимірювальної схеми, тому сумарна не лінійність

$$\delta_z = \delta_{Z_1} \delta_{Z_2} = \frac{B}{A} \left(\frac{\Delta X}{b} \right)^2 + \delta_{Z_2}, \quad (5.25)$$

де δ_{Z_2} – нелінійність характеристики $p(Z)$.

Припускаючи, що характеристики $p(Z)$ і $X(\Delta p)$ – лінійні, запишемо

$$\Delta X = K_Z K_M \Delta Z, \quad (5.26)$$

Тоді

$$\delta_{Z_1} = \frac{B}{A} \left(\frac{K_Z K_M \Delta Z}{b} \right)^2. \quad (5.27)$$

Основна складова сумарної похибки вимірювання – це похибка Δ_Z , зумовлена несталістю вимірювального зусилля N відлікового пристрою. Ця несталість визначається додатковим переміщенням Δ_x мембрани, яке спричинене згаданим зусиллям:

$$\Delta Z = \frac{\Delta_x}{K_Z K_M} = \frac{C}{K_Z K_M} \frac{\Delta N R^2}{E b^3}, \quad (5.28)$$

де

$$C = \frac{1-\mu^2}{\pi} \left(\frac{K^2-1}{4K^2} - \frac{l n^2 K}{K^2-1} \right),$$

причому K – відношення радіуса мембрани до радіуса жорсткого центра. Звичайно це відношення досить велике, тому вираз для сталої C спрощується:

$$C = \frac{3}{4} \frac{1-\mu^2}{\pi}.$$

Відносна похибка через несталість вимірювального зусилля

$$\delta_{\Delta_3} = \frac{\Delta z}{\Delta Z} = \frac{C}{K_Z K_M \Delta Z} \frac{\Delta N R^2}{E b^3}. \quad (5.29)$$

У найгіршому випадку сумарна похибка вимірювання

$$\Delta_{Z_\Sigma} = \delta_{Z_1} + \delta_{Z_2} + \delta_{Z_3} \quad (5.30)$$

або згідно з (5.24), (5.25) і (5.28)

$$\delta_{Z_{\Sigma}} = \left(\frac{\Delta X}{b} \right)^2 \frac{B}{A} + \frac{C}{\Delta X} \frac{\Delta N R^2}{E b^3} + \delta_{Z_2}. \quad (5.31)$$

З (5.31) випливає, що сумарна похибка найменша, коли параметри мембранного приладу взято з умови

$$\frac{d(\delta_{Z_{\Sigma}})}{d\Delta X} = 2 \frac{B}{A} \frac{\Delta X}{b^2} - \frac{C}{\Delta X^2} \frac{\Delta N R^2}{E b^3} = 0.$$

Звідси отримуємо співвідношення між товщиною та радіусом мембрани, при якому сумарна похибка мінімальна:

$$R^2 = \frac{2B}{AC} \frac{E \Delta X^3}{\Delta N} b. \quad (5.32)$$

Підставляючи здобутий вираз в (5.28), отримуємо товщину мембрани, необхідну для реалізації потрібних метрологічних характеристик ГП:

$$b \geq K_Z K_M \Delta Z \sqrt{\frac{2B \Delta Z}{A [\Delta_Z]}}. \quad (5.33)$$

Добуток $K_Z K_M$, який визначає чутливість мембранного перетворювача, звичайно заданий.

5.8. Компенсаційні перетворювачі та їх розрахунок

На рис. 5.16, а зображено принципову схему ГП, побудованого за компенсаційним принципом. Стиснене середовище під сталим тиском P витікає через входні сопла 8 і 9 у вимірювальну камеру 10 та компенсаційну камеру 7, а з вимірювальної камери – в атмосферу через вимірювальний зазор між торцем вимірювального сопла 2 і поверхнею контрольованої деталі 1.

З компенсаційної камери середовище надходить через кільцеву щілину між поверхнею конічної голки 4 та сопла 6. Мембрана 3 перебуває в стані рівноваги лише тоді, коли тиски у вимірювальній та компенсаційній камерах однакові. Коли змінюється зазор 2, вимірювальний тиск також змінюється і рівновага мембрани порушується. Переміщуючись, мембрана змінює положення голки 4 відносно сопла 6 так, що тиск у компенсаційній камері знову дорівнює вимірювальному.

Переміщення голки 4, яке відлічується за шкалою вимірювальної головки 5, є мірою зміни розміру контрольованої деталі 1.

Електричні команди виконуються за допомогою встановленої електрифікованої головки 5 або електроконтактних перетворювачів (як граничних, так і амплітудних), вимірювальні стрижні яких конструктивно пов'язані з переміщенням голки 4.

За допомогою компенсаційного ГП можна вимірювати різницю двох розмірів. Для цього до компенсаційної камери потрібно включити другий ГП. Конструктивно ці ГП прості, характеризуються високою точністю (похибка становить 1...2 мкм) і менш інерційні порівняно з сильфонними ГП. Як правило, вони працюють при $P=1 \cdot 10^5 \dots 4 \cdot 10^5$ Па.

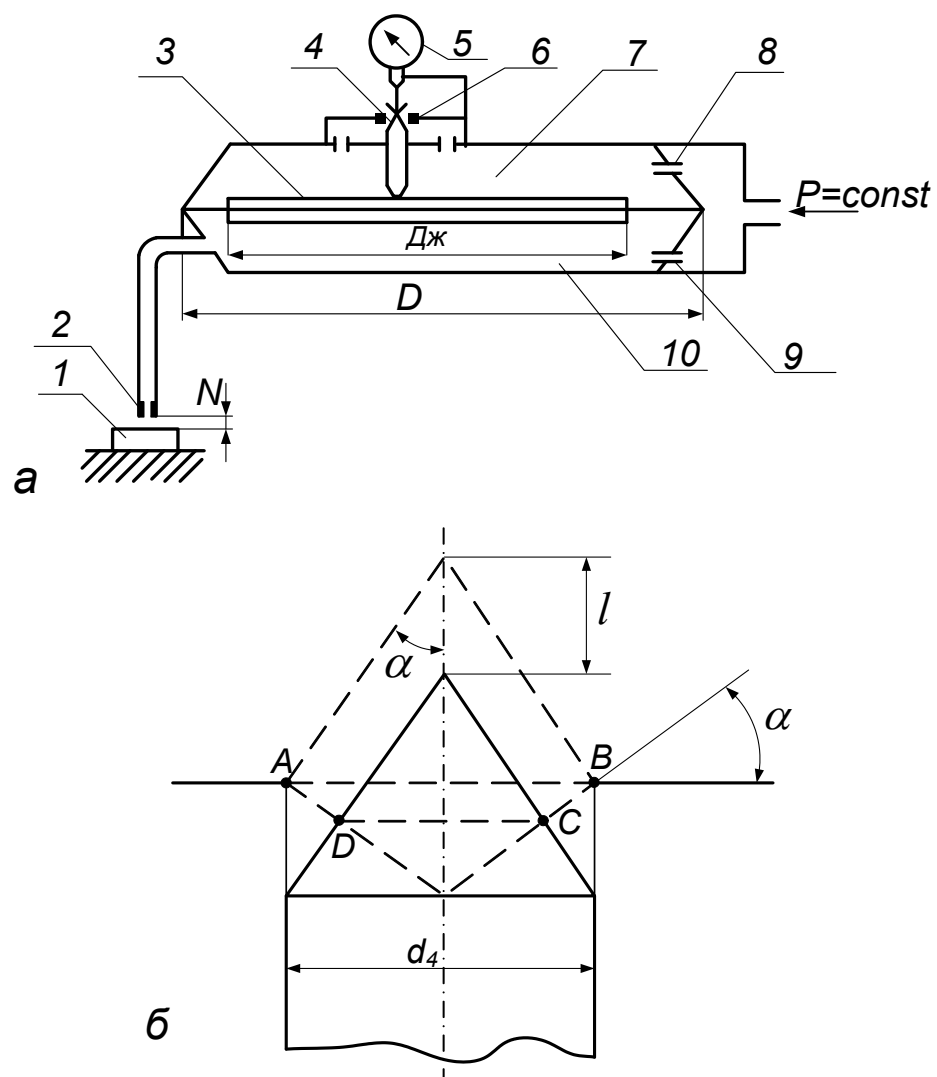


Рис. 5.16. Принципова схема компенсаційного ГП (а) та схема каналу витікання компенсаційної гілки ГП (б)

Залежність переміщення конічної голки 4 від зміни зазору 7 визначається з умови компенсації тисків, яка зводиться до рівності відношень площ витікання через сопла компенсаційної та вимірювальної гілок:

$$\frac{f_6}{f_9} = \frac{f_2}{f_8}, \quad (5.34)$$

де f_6 – площа витікання через кільцевий зазор між конічною голкою 4 і соплом 6; $f_9 = \pi d_0^2/4$ – площа витікання через вхідне сопло 9; $f_2 = \pi d_2 Z$ – площа витікання через кільцевий зазор, створений торцем вимірювального сопла 2 і поверхнею контрольованої деталі 8, $f_8 = \pi d_1^2/4$ – площа витікання через вхідне сопло 8.

Згідно з рис. 5.16, б площа витікання f_6 як бічна поверхня зрізаного конуса $ABCD$

$$f_6 = \pi d_6 l \sin \alpha - \pi l^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha.$$

Для найкращого наближення до умов газо(гідро)динамічної подібності витікання через сопла обох віток ГП і, отже, для зменшення впливу коливання робочого тиску на результати вимірювань діаметри вхідних сопел 3 і 9 потрібно брати однаковими. Тоді умова компенсації набере вигляду

$$f_2 = f_6. \quad (5.35)$$

Підставляємо сюди вираз для площ f_2 та f_6 :

$$\pi d_2 Z = \pi d_6 l \sin \alpha - \pi l^2 \sin^2 \alpha \cos \alpha. \quad (5.36)$$

Здобуте рівняння перетворимо до вигляду

$$l^2 - \frac{d_6}{\sin \alpha \cos \alpha} l + \frac{d_2 Z}{\sin^2 \alpha \cos \alpha} = 0;$$

$$l^2 - 2 \frac{d_6}{\sin 2\alpha} + \frac{4 d_2 Z \cos \alpha}{\sin^2 2\alpha} = 0,$$

тоді

$$l = \frac{d_6}{\sin 2\alpha} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4 d_2^2 \cos \alpha}{d_6^2} Z} \right]. \quad (5.37)$$

Знак «—» перед коренем впливає із фізичного змісту знайденої залежності (при $Z=0$ має бути $l=0$).

Радикал у виразі (5.37) розкладемо в ряд Тейлора за степенями величини $\frac{4 d_2^2 \cos \alpha}{d_6^2}$. Здебільшого вже квадрат цієї величини є настільки малий, що

ним можна знехтувати порівняно з одиницею. Тоді (5.37) перетвориться до вигляду

$$l = \frac{d_2}{d_6 \sin \alpha} Z. \quad (5.38)$$

Чутливість власне пневматичної вимірювальної схеми, що визначається як відношення приросту переміщення голки до приросту вимірювального зазору Z ,

$$K_{\Pi} = \frac{dl}{dZ} = \frac{d_2}{d_6 \sin \alpha}. \quad (5.39)$$

Кут конуса голки визначають з умови забезпечення заданої ціни поділки приладу (заданої чутливості K_{Σ}). Як впливає з принципової схеми, показаної на рис. 5.16, а, сумарна чутливість всього ГПП

$$K_{\Sigma} = K_{\Pi} K_M, \quad (5.40)$$

де K_M — передаточне відношення головки 5.

В існуючих ГПП в якості відлікової головки звичайно використовують індикатор годинникового типу з ціною поділки 0,01 мм, $K_M=157$. Це пояснюється тим, що індикатори годинникового типу надійні і в разі роботи у вимірювальному колі з першою точною ланкою (гідравлічна або пневматична вимірювальна схема) дають змогу побудувати прилад високої точності.

Таким чином, $K_{\Pi}=K_{\Sigma}/K_M$. Тоді згідно з (5.39) половина кута конуса голки

$$\alpha = \arcsin \frac{d_2}{d_6 K_{\Pi}}; \quad (5.41)$$

в існуючих приладах $d_6=3$ мм.

Ефективну площу мембрани знаходять з умови, що похибка вимірювання, викликана коливаннями вимірювального зусилля вимірювальної головки і прикладених додаткових зусиль з боку, наприклад, контактних пружин, якщо останні включені в кінематичне коло ГПП (див. розрахунок сильфонних ПП), не перевищує допустимого значення ΔZ :

$$\frac{\Delta P}{F_e K_z} \leq \Delta Z, \quad (5.42)$$

де ΔP – найбільший сумарний перепад зусиль, які діють на мембрану від головки та контактних пружин; K_Z – передаточне відношення пневмо(гідро)вимірювальної системи, створеної соплами 8 і 9;

$$F_e = \frac{\pi D^2}{12} \left[1 + \frac{D_{\text{ж}}}{D} + \left(\frac{D_{\text{ж}}}{D} \right)^2 \right], \quad (5.43)$$

$D, D_{\text{ж}}$ – діаметр відповідно мембрани і жорсткого центра; звичайно беруть $D_{\text{ж}}/D=0,8$, тоді

$$F_e = 0,8133 \frac{\pi D^2}{4}. \quad (5.44)$$

Щоб похибка вимірювання не перевищувала допустимого значення, ефективна площа мембрани має задовольняти нерівності

$$F_e \geq \frac{\Delta P}{K_Z \Delta_Z},$$

звідки можна знайти діаметр мембрани і жорсткого центра:

$$D \geq 1,25 \sqrt{\frac{\Delta P}{K_Z \Delta_Z}}; \quad (5.45)$$

$$D_{\text{ж}} = 0,8D.$$

Зусилля притискання $P_{\text{пр}}$ вимірювального стрижня головки 5 до голки вибирають з умови, щоб воно було в 3–4 рази більшим від зусилля $P_{\text{в}}$, яке виштовхує голку з компенсаційної камери максимально можливим тиском, тобто робочим тиском P :

$$P_B = \frac{\pi d_6^2}{4} P; \quad P_{\text{пр}} = (3 \dots 4) P_B.$$

5.9. Широкодіапазонні вимірювальні схеми з ежекторними соплами

Серед різноманітних методів автоматичного контролю лінійних розмірів в процесі обробки особливий інтерес становить безконтактний метод.

Розглянуті звичайні схеми через малі діапазони вимірювання не знайшли широкого застосування в безконтактних приладах для автоматичного контролю деталей під час їх обробки.

Збільшення діапазону вимірювань приладів досягається за допомогою схем, в яких використані ежекторні сопла.

Вимірювальну схему з ежекторним вимірювальним соплом зображено на рис. 5.17, а. Середовище під сталим надмірним тиском витікає з вхідного сопла 5 безпосередньо у вимірювальне сопло 4 і далі через кільцевий зазор – в атмосферу.

Тиск P у вимірювальній камері 2 відлічують за приладом 1; саме тиск є мірою зміни розміру контрольованої деталі 3. Залежність $P(Z)$ – це характеристика схем з ежекторним соплом.

Особливість схеми з ежекторним соплом полягає в тому, що прямолінійна ділянка характеристики $P(Z)$ значно більша, ніж у звичайної вимірювальної системи за тієї ж самої чутливості. Це видно з рис. 5.17, б, де показані залежності для пневматичних схем, зображених на рис. 5.5, б (крива I) і 5.17, а (крива II). Відрізок ab визначає діапазон вимірювання звичайної схеми, відрізок ac – ежекторної схеми за тієї ж самої чутливості. Якщо вимірювальний зазор великий, кривизна характеристики різко збільшується.

В схемі з ежекторним соплом у разі великих зазорів збільшується кількість середовища, ежектованого з вимірювальної камери. Це призводить до того, що вимірювальний тиск P падає різкіше і може досягати навіть від'ємних значень.

Для регулювання чутливості схеми та діапазону вимірювання користуються тими самими прийомами, що і в разі звичайної схеми.

Так, під час збільшення діаметра вхідного сопла (у вимірювального сопла діаметр звичайно дорівнює 2 мм) діапазон вимірювання також збільшується, але при цьому чутливість K_Z зменшується. Підвищенням робочого тиску можна збільшити чутливість схеми. В табл. 5.6 наведено експериментальні характеристики схем з ежекторними соплами.

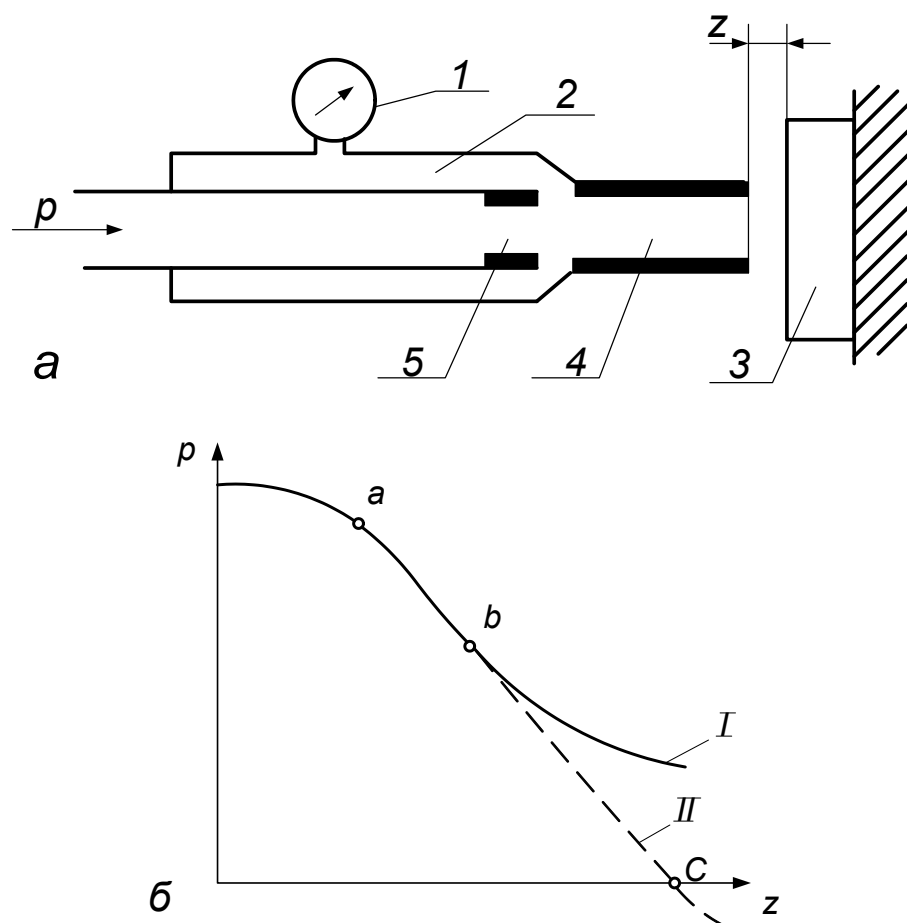


Рис. 5.17. Широкодіапазонні вимірювальні схеми з ежекторним соплом

Таблиця 5.6

Характеристики ГПІ з ежекторними соплами

d_1 , мм	P , МПа	$Z_{\max}$, мм	$Z_{\min}$, мм	Kz , МПа/мм
1,30	0,10	0,450	0,160	0,30
	0,15			0,40
	0,20			0,60
1,40	0,10	0,480	0,165	0,25
	0,15			0,40
	0,20			0,50
1,50	0,10	0,550	0,170	0,22
	0,15			0,32
	0,20			0,42
1,75	0,10	0,600	0,190	0,2
	0,15			0,3
	0,20			0,4

Примітка. $Z_{\max}$ і $Z_{\min}$ – зазори, що відповідають початку та кінцю прямолінійної ділянки характеристики $P(Z)$.

Вимірювальну схему з ежекторними соплами розраховують на основі рівняння збереження кількості руху між перерізами I–I і II–II (рис. 5.18, а):

$$G_1 w_1 - (G_1 + G_2) w_2 = f_2 (P_a - P_b) + \Delta R - F, \quad (5.46)$$

де G_1 , w_1 – масова витрата і швидкість потоку середовища, яке витікає з вхідного сопла діаметром d_1 ; G_2 – масова витрата ежектованого середовища; w_2 – швидкість потоку середовища, яке витікає з вимірювального сопла діаметром d_2 , f_2 – площа витікання з вимірювального сопла; P_a – атмосферний тиск; $P_b = p + P_a$ – абсолютний вимірювальний тиск; ΔR – додаткова сила тиску на вхідні краї вимірювального сопла; F – сила тертя між перерізами I–I і II–II (через її мале значення в подальших розрахунках вона береться нульовою).

Ліва частина рівняння (5.46) визначає зміну кількості руху між даними перерізами, а права частина характеризує імпульс гідродинамічних сил.

Для спрощення розрахунку береться $\Delta R = 0$. Крім того, в разі глухої вимірювальної камери для усталеного режиму $G_2 = 0$.

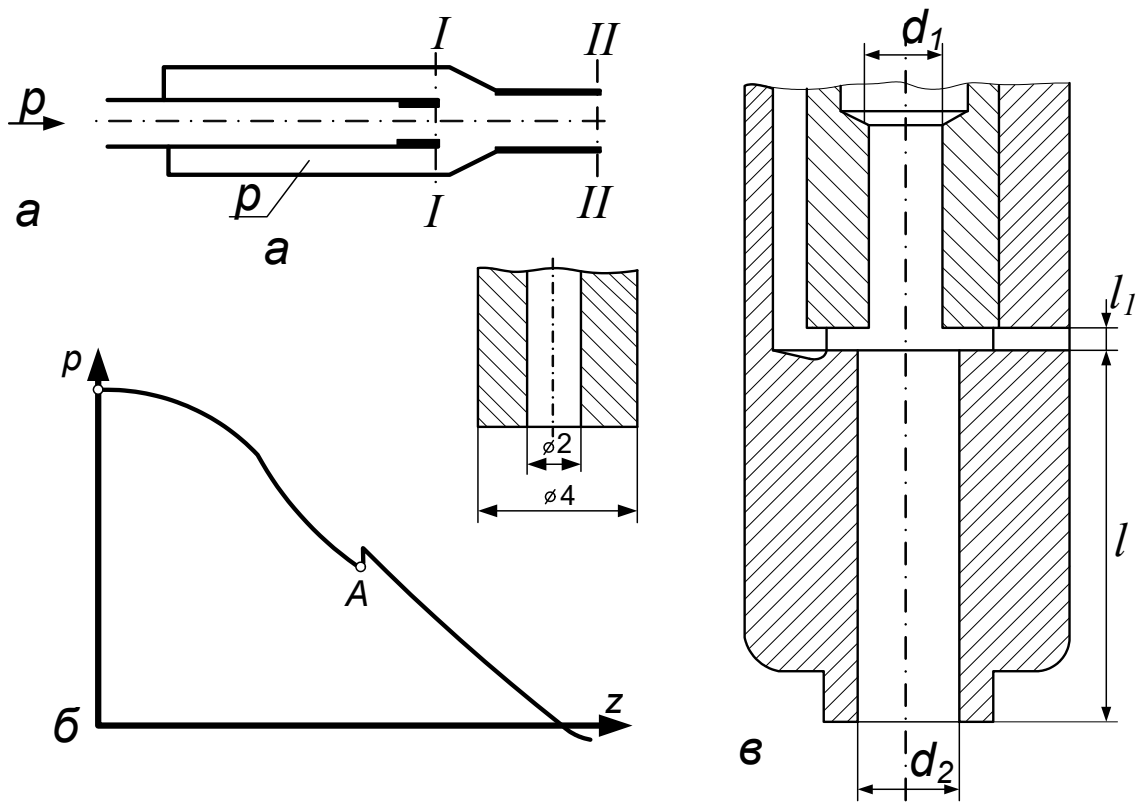


Рис. 5.18. Основні параметри ежекторного перетворювача

Тоді після деяких перетворень рівняння (5.16) отримуємо вираз для статичної характеристики схеми з ежектором:

$$P = \frac{2P \left(\frac{f_2}{f_1} - \varepsilon \right)}{2 \left(\frac{f_2}{f_1} - \varepsilon \right) - \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^2}, \quad (5.47)$$

де $\varepsilon = \rho_1 / \rho_2$; ρ_1, ρ_2 – густина середовища, яке витікає відповідно з вхідного та вимірювального сопла. При контролі лінійних розмірів $f_2 = \pi d_2 Z$. Через велику складність аналітичних викладок і для спрощення розрахунку значення ε взяте за експериментальними графіками залежності $p(Z)$.

З аналізу розрахункових залежностей та експериментальних даних встановлено, що ε залежить не від абсолютних геометричних розмірів сопел, а від співвідношення площ перерізів сопел та робочого тиску. Рекомендують робочий тиск брати $1 \cdot 10^5 \dots 2 \cdot 10^5$ Па.

Емпірична формула залежності $\varepsilon(f_2/f_1)$:

– при робочому надлишковому тиску $2 \cdot 10^5$ Па

$$\varepsilon_{2,0} = 1 + e^{-\frac{1}{3,8 \left(\frac{f_2^2}{f_1^2} \right)}}; \quad (5.48)$$

– при робочому надлишковому тиску $1,5 \cdot 10^5$ Па

$$\varepsilon_{1,5} = 1 + e^{-\frac{1}{2,5 \left(\frac{f_2^4}{f_1^4} \right)^2}}; \quad (5.49)$$

– при робочому надлишковому тиску $1 \cdot 10^5$ Па

$$\varepsilon_{1,0} = 1 + e^{-\frac{1}{2,0 \left(\frac{f_2^2}{f_1^2} \right)^2}}; \quad (5.50)$$

Чутливість схеми з ежекторним соплом

$$K_z = \frac{dP}{dZ} \approx \frac{8P \frac{f_2}{f_1} \left(\frac{f_2}{f_1} - 2\varepsilon \right) \frac{d_2}{d_1^2}}{\left[2 \left(\frac{f_2}{f_1} - \varepsilon \right) - \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^2 \right]^2}. \quad (5.51)$$

Проектуючи прилади з ежекторними соплами, потрібно враховувати, що форма торця вимірювального сопла істотно впливає на характер залежно-

сті $p(Z)$. Так, якщо вимірювальне сопло виконано з великим плоским пояском (1 мм), на робочій ділянці кривої $p(Z)$ виникає різкий стрибок тиску – точка A (рис. 5.18, б). Поява цього стрибка на кривій $p(Z)$ пояснюється різким перестроюванням течії в зазорі. Віялоподібний струмінь при певному зазорі відривається від поверхні торця сопла; в результаті звужується площа його перерізу, витрата стрибком зменшується, що спричиняє збільшення вимірювального тиску. Зауважимо, що перестроювання течії при збільшенні та зменшенні зазору відбувається при різних його величинах. Цей гістерезис в перестроюванні течії зумовлений в'язкістю середовища.

Стрибки тиску виникають в звичайних схемах з вимірювальним соплом та великим плоским пояском. Проте ці стрибки часто виникають, коли зазори більші від робочих зазорів, що відповідає прямолінійному відрізку характеристики $p(Z)$. Експериментальні дослідження вимірювальних сопел, плоский торець яких від експерименту до експерименту зменшували, показали, що при ширині плоского пояса $(D-d_2)/2 < 0,5$ стрибок тиску на кривій $p(Z)$ не спостерігається. Тому торець сопла потрібно виконувати з пояском, не більшим за 0,5 мм.

Очевидно, що довжина l прохідного перерізу вимірювального сопла (рис. 5.18, в), що утворює додатковий опір витіканню середовища, а також є ланкою вирівнювання поля швидкостей і тисків потоку, може впливати на характер кривої $p(Z)$.

На основі експериментальних залежностей визначено, що оптимальне значення l , при якому забезпечується максимальна прямолінійна ділянка характеристики, залежить від співвідношення площ прохідних перерізів вимірювального та вхідного сопел і для використовуваних робочих тисків $P=(1...2) \cdot 10^5$ Па практично не залежить від них. Це оптимальне значення обчислюють за емпіричною формулою

$$l = 13,5 \frac{d_1^2}{d_2} - 1,5 d_2. \quad (5.52)$$

Відстань l_1 між вхідним і вимірювальним соплами істотно впливає на залежність $p(Z)$, оскільки струмінь середовища, що витікає із вхідного сопла, в міру віддалення від нього розширюється і залежно від l_1 підходить до вимі-

рювального сопла з більшою або меншою площею поперечного перерізу. Якщо відстань l_1 досить велика, то переріз вільного струменя, що витікає з вхідного сопла, біля входу у вимірювальне сопло може бути більшим за його прохідний переріз. В результаті вхідний поясok вимірювального сопла чинитиме додатковий опір струменю.

Відстань l_1 між вхідним і вимірювальним соплами визначають з такої умови: кінцевий переріз вільного струменя, що витікає з вхідного сопла, має дорівнювати або бути меншим (біля входу у вимірювальне сопло) за площу прохідного перерізу вимірювального сопла. Ця умова виконується тоді, коли

$$l_1 \approx \frac{d_2 - d_1}{0,63}. \quad (5.53)$$

5.10. Похибки, притаманні безконтактним вимірювальним пристроям

5.10.1. Вплив кривини поверхні контрольованої деталі

Якщо ГПП настраюють за блоками кінцевих мір довжини або за деталлю, яка має кривину, відмінну від кривини контрольованої деталі, то під час вимірювання виникає похибка через різницю прохідних перерізів між торцем вимірювального сопла і поверхнею деталі при настроюванні та вимірюванні.

При контролі площин деталі площа витікання з вимірювального сопла

$$f = \pi d_2 z,$$

при контролі циліндричної деталі

$$f'_2 = \pi d_2 z + f_R. \quad (5.54)$$

Збільшення площі витікання на f_R спричиняє зростання витрат середовища, це рівносильне збільшенню вимірювального зазору. Додаткова прохідна площа

$$f_R = 2\pi Rr - 4Rr \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\frac{1 - r^2 \sin^2 \varphi}{R^2}} d\varphi,$$

де R – радіус контрольованої деталі; r – радіус вимірювального сопла.

Вираз

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - \frac{r^2}{R^2} \sin^2 \varphi} d\varphi$$

являє собою повний еліптичний інтеграл другого роду, значення якого залежать від співвідношення r/R і наведені, наприклад, в «П'ятизначних математичних таблицях» Б.І. Сегала і К.А. Семендяєва. Якщо позначити цей інтеграл E , то

$$f_R = D d_2 \left(\frac{\pi}{2} - E \right), \quad (5.55)$$

де D – діаметр контрольованої деталі.

В разі настроювання приладу за блоками кінцевих мір довжини при вимірюванні циліндричної деталі виникає похибка

$$\Delta Z_R = \frac{D}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - E \right), \quad (5.56)$$

Якщо настроювання ведеться за деталлю з циліндричною поверхнею діаметром D_0 , а контролюється деталь діаметром D , то похибка вимірювання

$$\Delta Z_R = \frac{D_0}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - E_0 \right) - \frac{D}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - E \right), \quad (5.57)$$

Для спрощення розрахунків, що виконуються під час конструювання безконтактних пневматичних приладів, на рис. 5.19 наведена залежність ΔZ_R від діаметра контрольованої деталі (від 5 до 500 мм) для вимірювальних сопл діаметром d_2 , що дорівнює 1,2 і 3 мм. Ця залежність знайдена за (5.57).

З рис. 5.19 бачимо, що в разі безконтактного методу вимірювань кривина поверхні істотно впливає на результати вимірювань. Тому настроювання безконтактних ГПП потрібно виконувати за зразковою деталлю, кривина поверхні якої дорівнює кривині поверхні вимірюваної деталі або близька до неї.

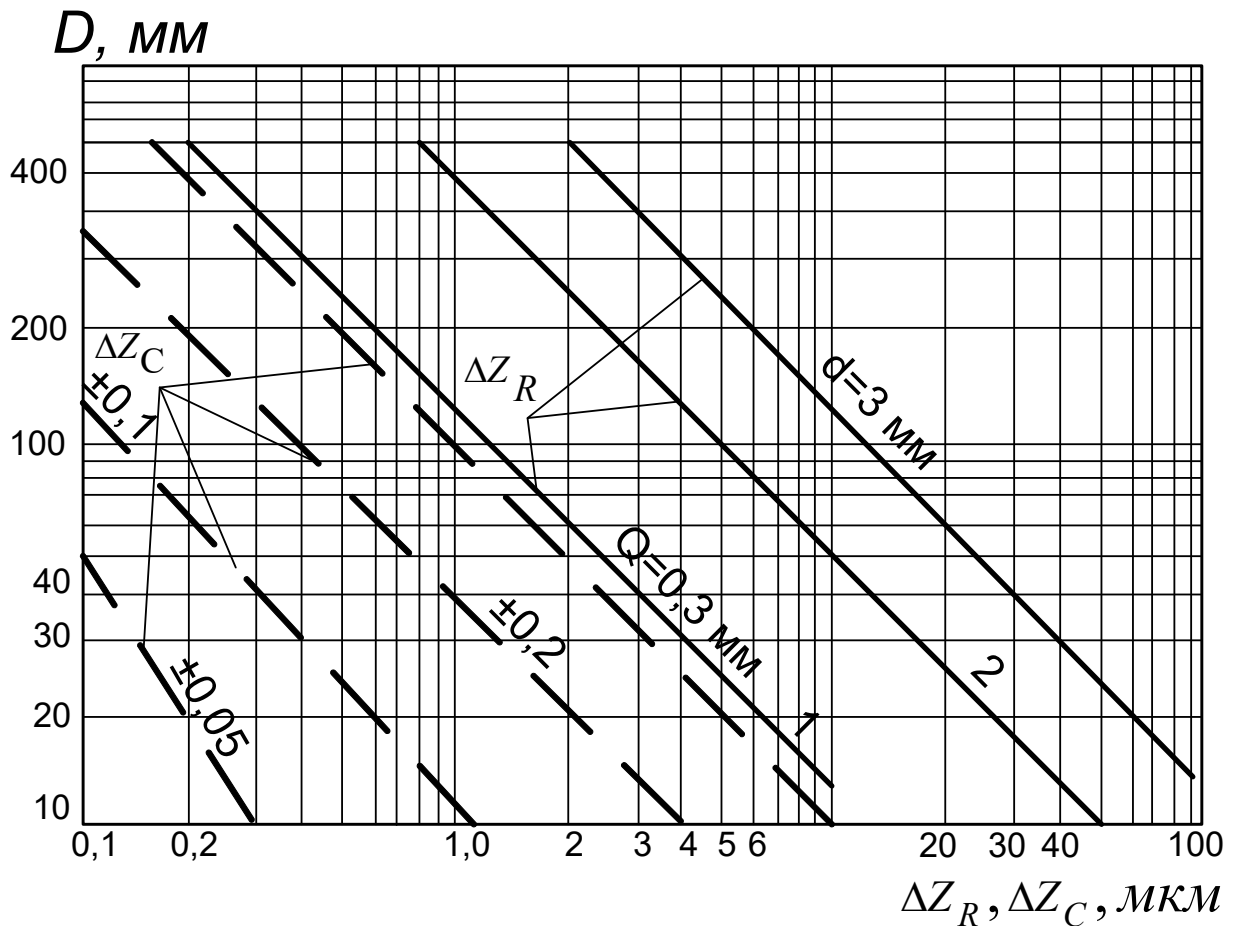


Рис. 5.19. Графік залежності $\Delta Z_R(D)$ і $\Delta Z_C(D)$

5.10.2 Вплив зміщення контрольованої деталі

В процесі обробки під впливом сили різання можливе переміщення контрольованої деталі, в результаті чого вона зміщується відносно осі вимірювального сопла. Таке зміщення циліндричної деталі приводить до зміни площі витікання з вимірювального сопла, що рівносильне зміні вимірювального зазору. Додаткова площа при зміщенні положення деталі

$$f_c = 2\pi Rr - Rr \int_0^{2\pi} \sqrt{1 - \left(\frac{a + r \sin \varphi}{R} \right)^2} d\varphi, \quad (5.58)$$

де a – зміщення осі деталі відносно осі сопла.

Розклавши підінтегральний вираз в степеневий ряд і відкинувши всі доданки, починаючи з третього, після інтегрування отримуємо

$$f_c = \frac{\pi r}{2\pi} (2a^2 + r^2). \quad (5.59)$$

Додаткова площа витікання f_c вміщує, очевидно, і площу f_R з (5.55). Тому похибка, що спричинена лише зміщенням осі сопла відносно осі деталі, визначається різницею площ $f_c - f_R$:

$$\Delta Z_C = \frac{1}{2D}(2a^2 + r^2) - \frac{D}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - E \right). \quad (5.60)$$

На рис. 5.19 показано залежність $\Delta Z_C(D)$; значення a змінювалось від $\pm 0,05$ до $\pm 0,3$ мм, а діаметри контрольованих деталей – від 15 до 500 мм.

5.10.3. Вплив шорсткості поверхні контрольованої деталі

Під час вимірювання деталей контактним способом положення щупа визначається виступами поверхні контрольованої деталі. При безконтактному методі вимірювань ГІП показує менший розмір деталі, ніж механічний, щуп якого дотикається до вершин гребінців, на $\Delta_{Zш} = R_z - R_a$, де R_z – середня висота нерівностей; R_a – середня висота нерівностей від середньої лінії профілю.

Якщо ввести коефіцієнт заповнення поверхні $K = R_a / R_z$, то $\Delta_{Zш} = R_z(1 - K)$. Для циліндричного сопла можна вважати $K = 0,5$, тоді $\Delta_{Zш} = 0,5 R_z = R_a$.

Отже, для різних класів шорсткості поверхні зразкової та контрольованої деталей похибка вимірювання

$$\Delta_{Zш} = 0,5(R_{zД} - R_{zоб}),$$

де $R_{zД}$, $R_{zоб}$ – середня висота нерівностей поверхні відповідно контрольованої та зразкової деталі.

На рис. 5.20 зображено залежність $\Delta_{Zш}(R_z)$.

Для зменшення помилки вимірювання, що залежить від шорсткості поверхні, потрібно ГІП налаштувати за зразком, рівноцінним за шорсткістю контрольованій деталі, або вводити відповідну поправку до результатів вимірювань. Під час контролю деталей 10–14-го класів шорсткості похибкою $\Delta_{Zш}$ можна знехтувати.

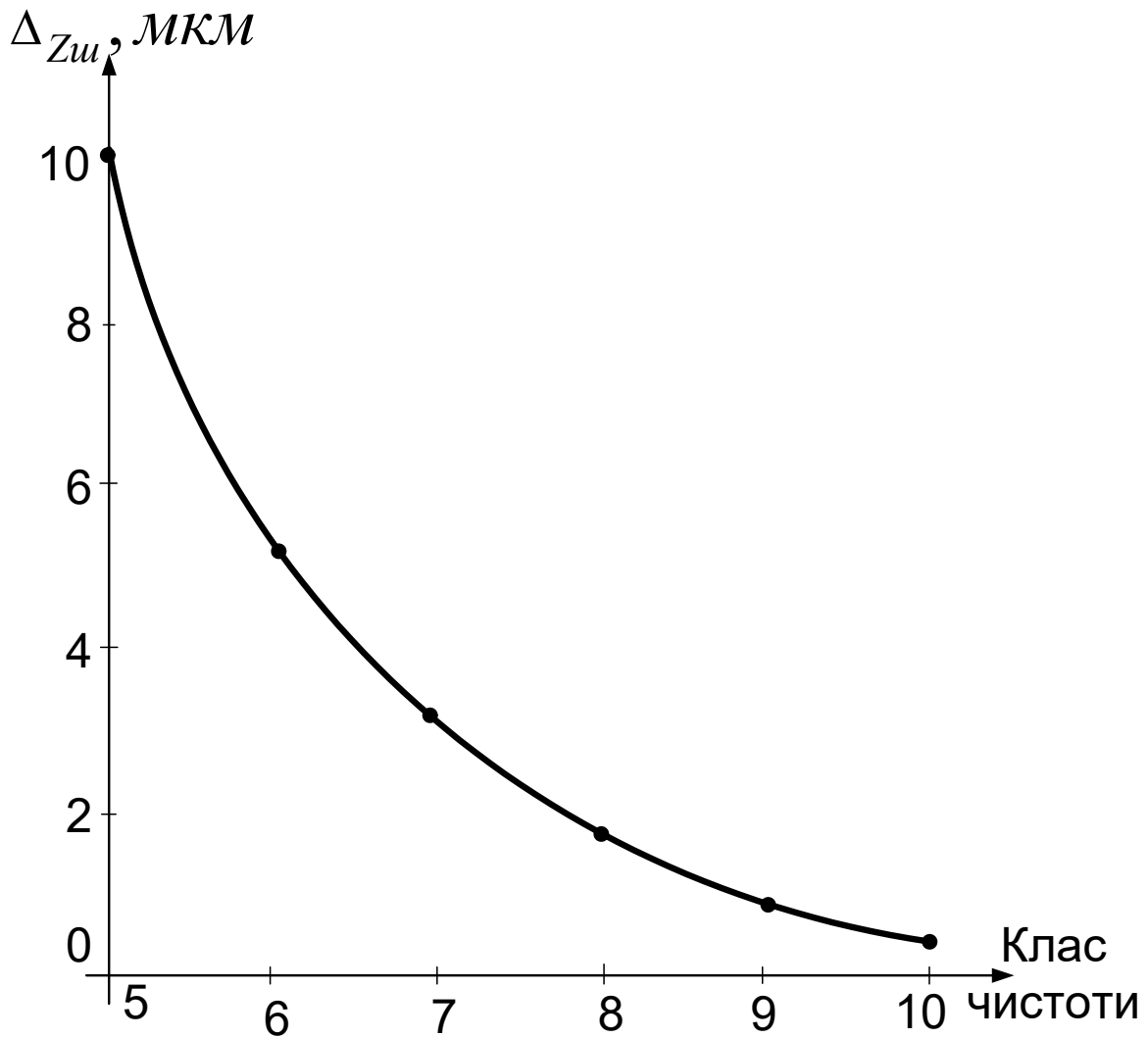


Рис. 5.20. Вплив шорсткості поверхні на результати контролю

5.11. Динамічні характеристики

Основні характеристики динамічних властивостей ГП – час спрацювання та амплітудно-частотна характеристика.

Час спрацювання – це інтервал часу, потрібний для стабілізації тиску та витрати середовища в ГП, а також положення чутливого елемента і показника ГП з моменту встановлення певного вимірювального зазору.

Амплітудно-частотна характеристика представляє залежність амплітуди коливань чутливого елемента та показника від частоти синусоїдальної зміни вимірюваного розміру.

Під час встановлення деталі на вимірювальну позицію стрибком змінюється площа прохідного перерізу вимірювального зазору. Згідно з новою

площею зазору встановлюються нові витрати середовища через нього. Якщо новий зазор менший від початкового, то витрата середовища, яке протікає через вимірювальний зазор, зменшується, що спричиняє збільшення маси середовища у вимірювальній камері, і, отже, збільшення тиску в ній. Таке збільшення тиску відбувається доти, доки він не досягне значення, що відповідає рівноважним витратам середовища, яке протікає через вимірювальне та вхідне сопла.

Відліковий пристрій приладу переміщується також одночасно із зміною тиску у вимірювальній камері. В існуючих ГПП цей тиск змінюється протягом тривалого часу (не менш як 0,3...0,5 с). Інерційність механічних перетворювачів тиску, електромагнітних реле не перевищує кількох сотих секунд, тому основний показник часу спрацьовування ГПП – час зміни тиску у вимірювальній камері, тобто час заповнення або спорожнення камери, що залежить від її об'єму, зміни цього об'єму в процесі спрацьовування, діаметра вхідного сопла, вимірювального зазору та робочого тиску.

Об'єм вимірювальної камери, як і робочий тиск, визначає кількість середовища, яке перебуває у вимірювальній камері за час спрацьовування, тому останній зростає із збільшенням об'єму вимірювальної камери. В більшості ГПП цей об'єм становить 20...100 см³.

Збільшення площі отвору вхідного сопла спричиняє зменшення часу спрацьовування приладу. Як показують розрахунки та експерименти, час стабілізації вимірювального тиску обернено пропорційний до площі прохідного перерізу вхідного сопла.

Збільшення робочого тиску супроводжується за інших рівних умов зростанням часу спрацьовування.

Експериментальне встановлено, що час спрацьовування t є безперервною функцією вимірювального зазору z , яка досягає максимуму при вимірювальному зазорі, що відповідає точці найбільшої чутливості K_z , розміщеній приблизно в середині прямолінійної ділянки характеристики $p=\Phi(z)$. На краях прямолінійної ділянки характеристики час спрацьовування зменшується на 10–20 %.

Для визначення часу спрацювання ГП з пружними чутливими елементами користуються експериментальними даними, наведеними в табл. 5.7. Дані табл. 5.7 стосуються об'єму вимірювальної камери $V=106 \text{ см}^3$. При розрахунку для об'єму V_1 час спрацювання змінюється у V_1/V разів.

При безперервному автоматичному контролі овальності або огранки в процесі обертання деталі реєстрацію овальності або огранки можна починати лише тоді, коли мине час спрацювання, а в разі вибору кутової швидкості потрібно враховувати амплітудно-частотну характеристику приладу.

Таблиця 5.7

Час спрацювання ГП з пружними чутливими елементами ($d_2=2 \text{ мм}$)

$d_1, \text{ мм}$	$P, \text{ МПа}$	$t, \text{ с}$	$d_1, \text{ мм}$	$P, \text{ МПа}$	$t, \text{ с}$
0,50	0,05	5,0	1,00	0,05	1,7
	0,10	6,5		0,10	2,6
	0,15	9,4		0,15	2,9
	0,20	11,0		0,20	3,4
0,60	0,05	3,6	1,20	0,05	1,2
	0,10	4,9		0,10	1,7
	0,15	6,8		0,15	2,2
	0,20	7,5		0,20	2,4
0,70	0,05	3,2	1,50	0,05	0,8
	0,10	4,4			
	0,15	5,4			
	0,20	6,3			
0,80	0,05	2,8		0,10	1,1
	0,10	4,1			
	0,15	4,4		0,15	1,6
	0,20	4,8			
				0,20	1,7

Під час контролю овальності або огранки деталі в процесі її обертання динамічна амплітуда руху чутливого елемента приладу $A_{\text{дин}}$ менша за статичну $A_{\text{ст}}$.

Різниця $A_{\text{ст}} - A_{\text{дин}}$ тим більша, чим вища частота коливання контролюваного розміру. Якби прилад настраювали в статичних умовах, то під час контролю виникала б систематична похибка, що визначається згаданою різницею амплітуд.

Систематичну похибку виключають настроюванням приладу при тих самих числах обертів, що і під час контролю. Якщо намагатися підвищити продуктивність контролю збільшенням числа обертів деталі, то відносна похибка приладу в разі зменшення $A_{\text{дин}}/A_{\text{ст}}$ зростає обернено пропорційно до цієї величини. Це відбувається тому, що допуск на форму звичайно невеликий і часто становить 0,002...0,003 мм; крім того, з метою підвищення швидкодії ГПП намагаються використати вхідні сопла з якомога більшими отворами, що призводить до зниження чутливості, а отже, до зменшення $A_{\text{ст}}$. Надто мала амплітуда $A_{\text{дин}}$, стає спільною з порогом чутливості ГПП. Якісна залежність часу спрацьовування амплітудно-частотної характеристики від діаметра отвору вхідного сопла, вимірювального зазору, робочого тиску та об'єму вимірювальної камери не змінюється.

Досвід конструювання ГПП показує, що параметри вимірювальної схеми та числа обертів деталі доцільно обирати такими, щоб

$$K_z \frac{A_{\text{дин}}}{A_{\text{ст}}} \longrightarrow \max.$$

Практично ця умова здійснюється, якщо

$$\frac{A_{\text{дин}}}{A_{\text{ст}}} = 0,6 \dots 0,7.$$

Розглядаючи численні експериментальні криві $A_{\text{дин}}/A_{\text{ст}} = f(n)$ (де n – частота коливань контрольованого параметра), отримуємо емпіричне рівняння

$$\frac{A_{\text{дин}}}{A_{\text{ст}}} = \frac{1}{1 + b \left(n \frac{V}{100} \right)^{3/2}},$$

де b – коефіцієнт, що залежить від параметрів вимірювальної схеми (вираз виконується при $n < 300$). В табл. 5.8 наведено його експериментальні значення при $d_2 = 2$ мм.

Таблиця 5.8

Експериментальні значення коефіцієнта b ($d_2=2$ мм)

d_1 , мм	P , МПа	b	d_1 , мм	P , МПа	b
0,70	0,05	0,00393	1,20	0,05	0,00067
	0,10	0,00551		0,10	0,00108
	0,15	0,00618		0,15	0,00131
	0,20	0,00686		0,20	0,00151
0,80	0,05	0,00212	1,50		0,00039
	0,10	0,00375			0,00053
	0,15	0,00445		0,05	0,00064
	0,20	0,00502		0,10	0,00075
1,00	0,05	0,00133		0,15	
	0,10	0,00195		0,20	
	0,15	0,00258			
	0,20	0,00320			

5.12. Контрольні питання до розділу 5

1. Гідравлічні та пневматичні перетворювачі (ГПП). Загальна характеристика. Принцип дії. Схеми.
2. Особливості вибору параметрів вимірювальних схем з кількома вимірювальними соплами.
3. Диференціальна вимірювальна схема ГПП.
4. Компенсаційна вимірювальна схема ГПП.
5. Мембранні перетворювачі та їх розрахунок.
6. Сильфонні перетворювачі та їх розрахунок.
7. Компенсаційні ГПП та їх розрахунок.
8. Похибки ГПП, їх вплив.
9. Широкодіапазонні вимірювальні схеми ГПП з ежекторними соплами.

Розділ 6. ЧАСТОТНІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Частотний вихідний сигнал має ряд переваг порівняно з сигналами, що представленими струмом або напругою. Точність частотного сигналу мало знижується в разі підсилення та передавання його по лінії зв'язку через опори, що змінюються. Частотний сигнал можна з досить високою точністю представити в цифровій формі.

Перетворити механічні величини в частотний електричний сигнал можна різними способами. Один з них – ввімкнення ємнісного або індуктивного перетворювача в коло коливального контуру електронного генератора; проте такі пристрої складні і не забезпечують високої точності, оскільки добротність електричних коливальних контурів невелика ($Q=3\dots 100$). Доцільніше використовувати механічні коливальні системи, добротність яких досягає десятків тисяч.

Електромеханічний перетворювач містить (крім механічної системи, частота коливань якої залежить від вхідного впливу) пристрій для збудження коливань і перетворення їх у вихідний електричний сигнал. Останнє можна виконати стосовно режиму роботи за запитом та режиму безперервного збудження коливань.

В першому варіанті є один оборотний електромеханічний перетворювач. При запиті подається електричний імпульс, який створює ударне збудження механічних коливань системи. Останні перетворюються в електричний сигнал у вигляді серії синусоїдальних загасаючих коливань, частота яких залежить від контрольованого параметра.

Другий варіант – це генератор з електромеханічним коливальним контуром. Для його реалізації потрібні два перетворювачі переміщень в електричну величину та електричної величини в зусилля, а також підсилювач, який вмикають між ними. Механічні коливальні системи використовують струну, консольну двопластинчасту пружину, трубчасті коливальні системи та інші пристрої.

Струна. Частота коливань струни

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{F}{\rho S}}, \quad (6.1)$$

де l – довжина струни, см; F – зусилля, з яким розтягується струна, дин;
 ρ – густина матеріалу струни, г/см³; S – площа перерізу струни, см²;

В якості матеріалу струни використовують вольфрам і сталь. Розміри струни з вольфраму вибирають за номограмою, показаною на рис. 6.1.

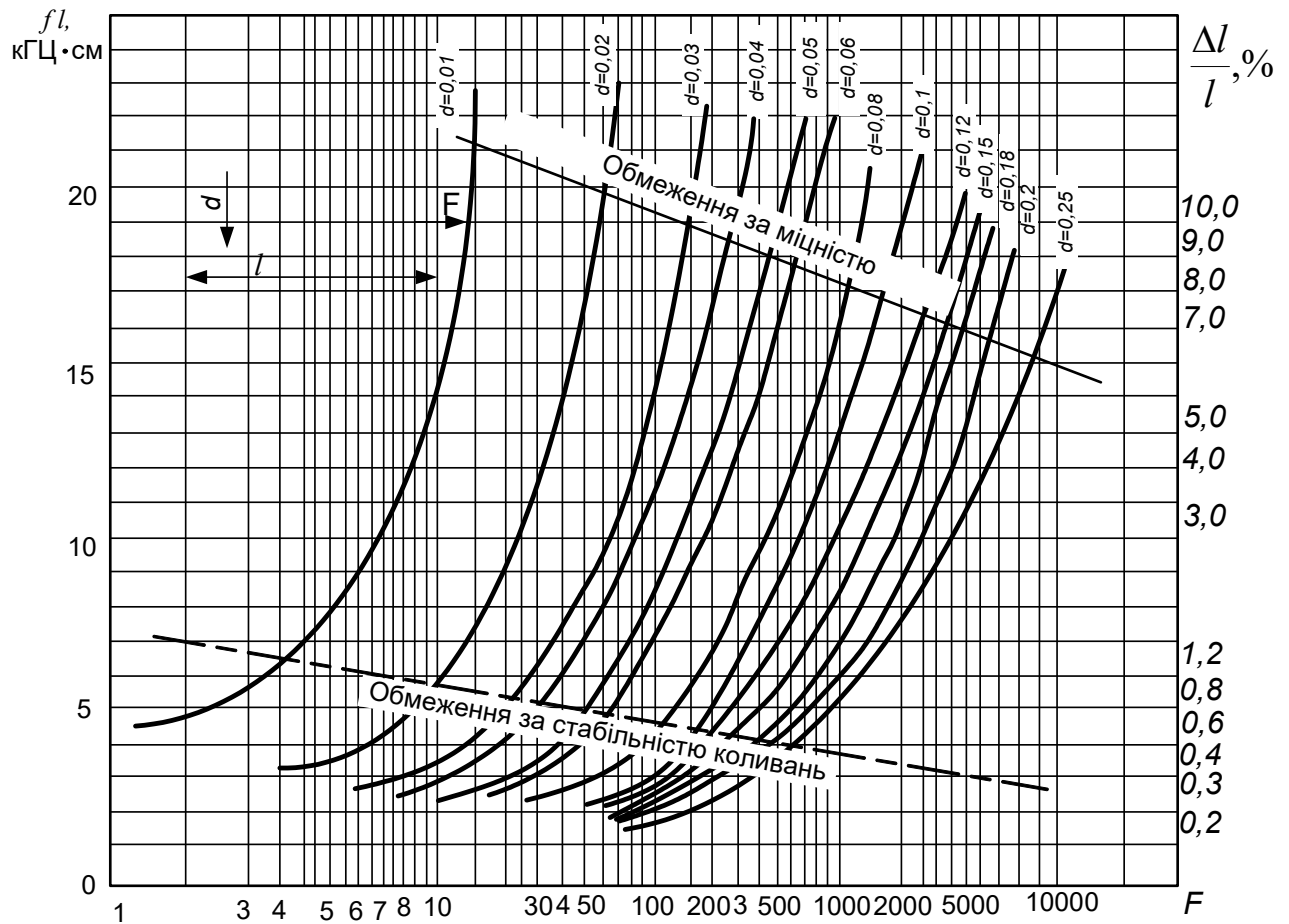


Рис. 6.1. Номограма для вибору вольфрамових струн

В якості електромеханічних перетворювачів з вольфрамовими струнами використовують магнітоелектричні системи (рис. 6.2).

Струну доцільно використовувати для перетворення зусиль в системах з малою власною жорсткістю, в цьому разі температурна похибка дуже мала, зміна частоти для вольфраму становить до $4 \cdot 10^{-3}\%$, для сталі $2 \cdot 10^{-3}\%$ при зміні температури на 10° . В разі закріплення струни в жорсткій системі температурна похибка частоти становить

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \frac{l}{\Delta l_{\text{поп}}} (\beta_c - \beta_k) \Delta t,$$

де $\Delta l_{\text{поп}}$ – робоче подовження струни; β_c, β_k – коефіцієнт лінійного розширення відповідно струни та корпусу; Δt – зміна температури.

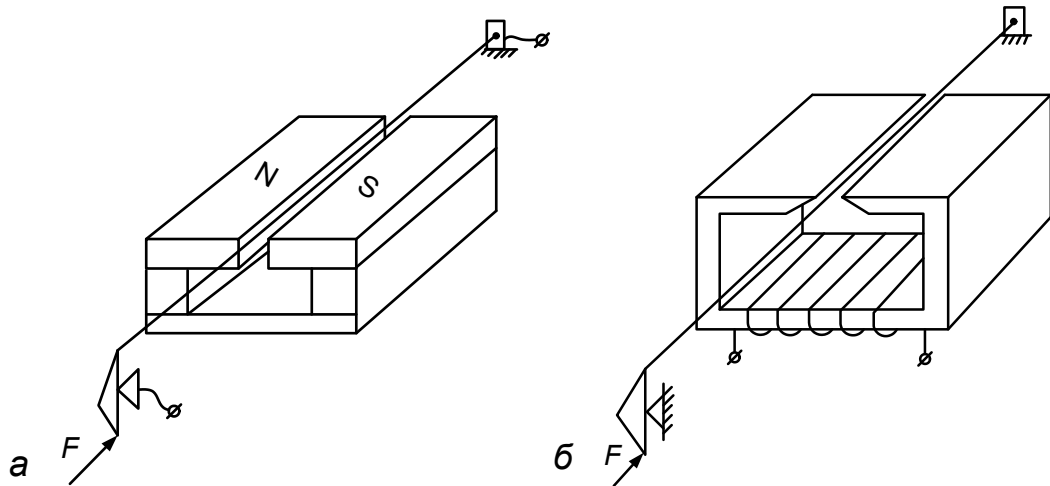


Рис. 6.2. Схеми струнних перетворювачів, що працюють за запитом: а – з немагнітною струною; б – з магнітною струною

Цю залежність можна використовувати для створення високочутливих частотних датчиків температури.

Консольна двопластинчаста система (рис. 6.3, де 1 – корпус; 2 – пластини; 3 – електромагнітна система). Вхідне переміщення змінює відстань між двома пластинами в місці їх зближення, змінюючи водночас поперечну жорсткість системи та відповідно частоту її власних коливань.

Наближений аналітичний вираз для частоти, Гц:

$$f = \frac{k}{2\pi} \sqrt{\frac{Eb\delta^3}{2ML^3} \left[1 + 3 \left(\frac{x}{\delta} \right)^2 \right]}, \quad (6.2)$$

де k – поправочний коефіцієнт, що враховує наближений характер формули (експериментально $k=0,5$); E – модуль пружності, кг/см²; b, δ, L – відповідно товщина, ширина та довжина пластини, см; $M=m+0,25\rho\delta b h$ – зведена маса вантажу; m – зосереджена маса вантажу, г; ρ – густина матеріалу пластин, г/см³; x – відстань між пластинами, взята по середніх лініях.

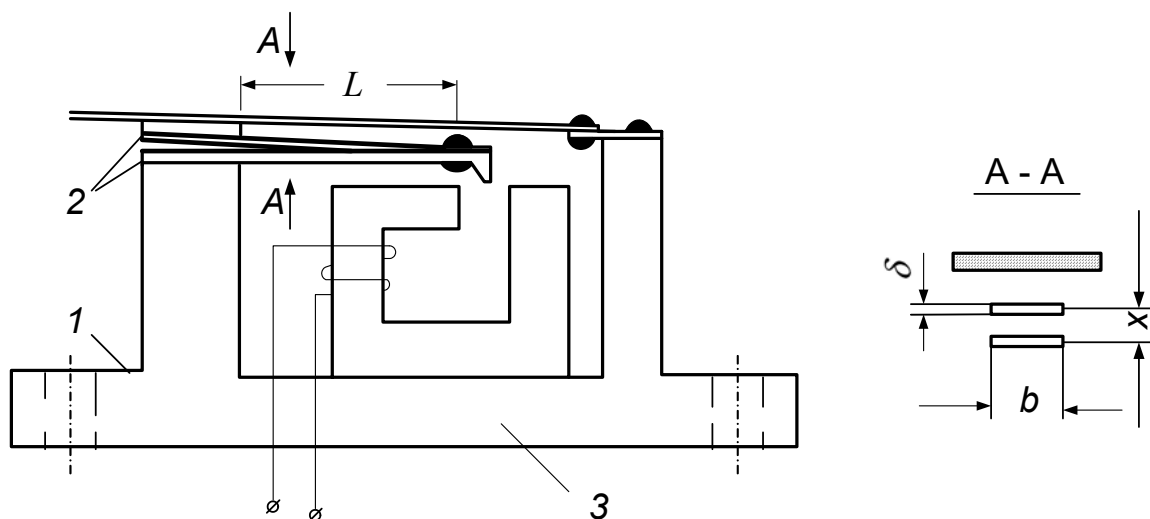


Рис. 6.3. Схема пластинчастого перетворювача

Починаючи з $x=2\delta$ характеристика практично лінійна. Температурна похибка частоти

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2}(\beta_E + \frac{1}{2}\beta_L)\Delta t,$$

де β_E , β_L – температурні коефіцієнти відповідно пружності та подовження.

Добираючи відповідні матеріали, можна звести температурну похибку до як завгодно малого значення.

Трубчаста коливальна система (рис. 6.4, де 1 – корпус; 2 – плоска трубка; 3 – якір; 4 – поляризована електромагнітна система (являє собою плоску трубку, закріплену на консоли).

Поперечна жорсткість трубки і відповідна частота її власних коливань залежать від тиску, прикладеного до її внутрішньої порожнини

$$f = \frac{k}{2\pi} \sqrt{\frac{1Eb\delta^3}{ML^3} \left[1 + \left(\frac{b}{\delta} \right)^8 \left(\frac{P}{F} \right)^2 \cdot 15 \cdot 10^{-3} \right]},$$

де P – надлишковий тиск всередині трубки.

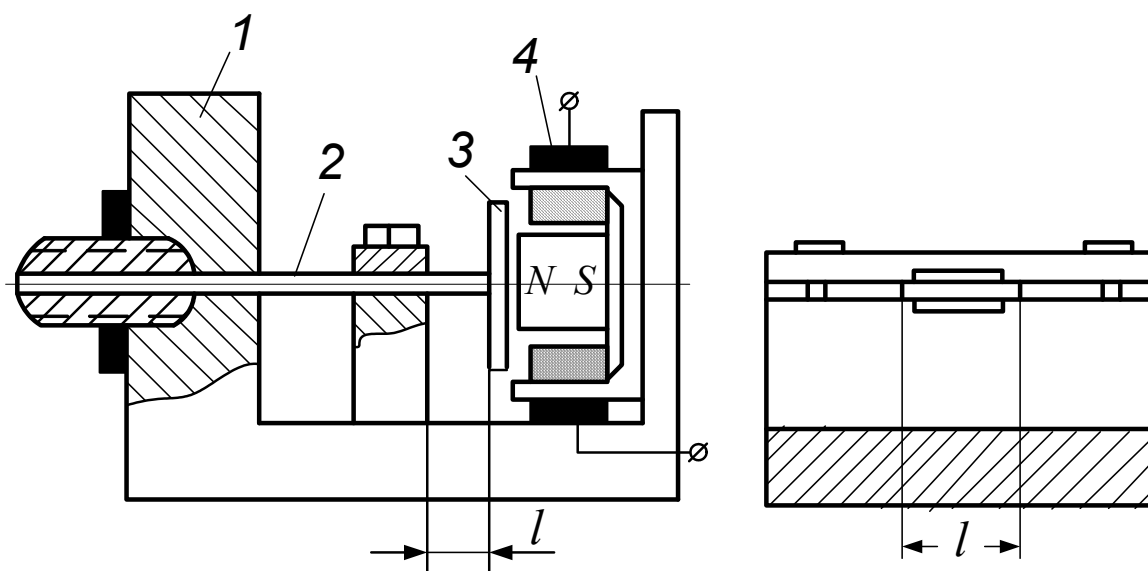


Рис. 6.4. Схема частотного перетворювача тиску

Решта позначень відповідають формулі (6.2). Вибираючи розміри (мале δ і велике b), можна отримати практично лінійну характеристику $f=kr$. В якості оборотного електромеханічного перетворювача разом з трубкою зручно використовувати поляризовану електромагнітну систему.

Циліндрична тонкостінна трубка (рис. 6.5, де 1 – тонкостінна вібруюча трубка; 2 – електромагніти; 3 – підсилювач). Частота поперечних коливань залежить від зовнішнього надлишкового тиску:

$$f = f_0 \sqrt{1 - \frac{P}{P_0}},$$

де f_0 – частота коливань при $p=0$; P_0 – стала величина, що має розмірність тиску.

Всередині трубки розміщено два осердя з обмотками, які повернені один відносно до другого на 90° і призначені для збудження безперервних коливань. Випускають, наприклад, перетворювачі даного типу на тиск від $0 \dots 1,6$ кгс/см² до $0 \dots 40$ кгс/см². Діапазон зміни частоти становить $20\% f_0$, для різних вхідних тисків він коливається в межах $4,4 \dots 5,5$ і $8,4 \dots 10,5$. Нелінійність характеристики становить $2,5\%$.

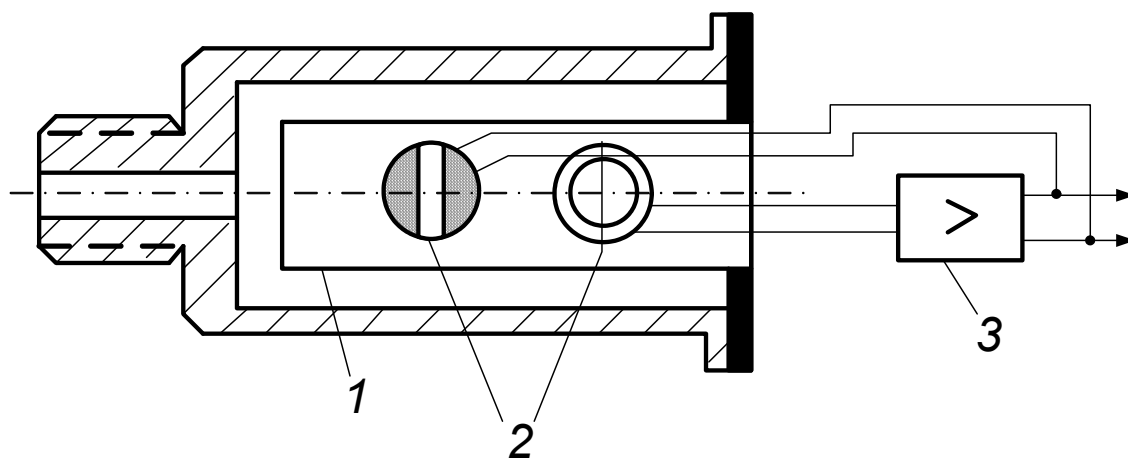


Рис. 6.5. Частотний перетворювач тиску

Частотні перетворювачі доцільно використовувати в цифрових пристроях автоматичного контролю. Зокрема, цифрові перетворювачі, які працюють за запитом, розраховані в основному для багатоточкових систем обігового контролю. Істотна їх перевага – простота пристрою та відсутність кола живлення.

6.1. Контрольні питання до розділу 6

1. Типи частотних електромеханічних перетворювачів (ЧП) їх принцип дії.
2. Переваги та недоліки ЧП.
3. Галузь застосування ЧП.
4. Консольна двопластинчаста система.
5. Трубчаста коливальна система.

Розділ 7. ОПТИКО-ЕЛЕКТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Оптико-електричні перетворювачі (ОП) широко застосовуються в сучасних високоточних вимірювальних системах завдяки таким основним перевагам: відсутність моментів зворотної дії і будь-яких механічних контактів між рухомою та нерухомою частинами перетворювача; висока чутливість схем.

Функціональні можливості ОП та сфера їх застосування значно розширилися в зв'язку з досягненнями оптоелектронної техніки, зокрема в зв'язку з створенням оптичних квантових генераторів, світлодіодів і т. ін.

Тепер ОП широко використовуються як датчики переміщення, кута повороту, моменту тощо.

За рядом напрямів в оптоелектроніці СНД належить безперечний пріоритет в світі. Провідні організації, що займаються питаннями проектування та дослідження характеристик оптичних перетворювачів: в Києві – Інститут напівпровідників АН України, виробниче об'єднання "Арсенал" та ін., в Санкт-Петербурзі – ЛІТМО, ЛІАП та ін., в Москві – МДТУ ім. Баумана, Науково-дослідний інститут інтроскопії та ін.

7.1. Основні властивості оптичних випромінювань

7.1.1. Принцип дії ОП

В основу принципу дії ОП покладена залежність параметрів потоку оптичного випромінювання від значення перетворюваної величини.

Оптичний перетворювач є перетворювачем вимірюваної величини x (x_1 або x_2) у вихідну електричну величину Y .

7.1.2. Конструкція ОП

Конструкцію оптичного перетворювача в загальному вигляді умовно можна зобразити так, як показано на рис. 7.1. ОП складається з джерела випромінювання, оптичного каналу та приймача випромінювання.

Вхідна величина x може впливати на потік випромінювання Φ_2 двома шляхами.

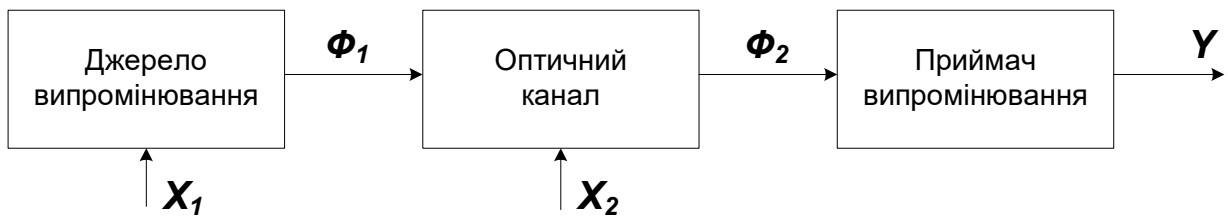


Рис. 7.1. Структурна схема оптичного перетворювача

1. Вимірювана величина x_1 (рис. 7.1) діє безпосередньо на джерело випромінювання і змінює той чи інший параметр випромінюваного потоку Φ_1 .

2. Вимірювана величина x_2 модулює відповідний параметр потоку Φ_2 в процесі його поширення по оптичному каналу.

Вихідна величина Y формується в результаті взаємодії потоку Φ_2 з речовиною приймача випромінювання.

7.1.3. Закони поширення оптичних випромінювань

Розглянемо основні закони поширення оптичних випромінювань.

Оптичний діапазон спектра випромінювань (рис. 7.2) згідно з визначенням Міжнародної комісії з освітлення становлять електромагнітні хвилі, довжина яких λ лежить в межах 1мм...1нм, що відповідає частотам $10^{12}...10^{17}$ Гц [3].

Всередині оптичного діапазону вирізняють:

- інфрачервону область випромінювання ($\lambda > 0,78$ мкм), здатного викликати теплове відчуття;
- видиму область випромінювання ($0,38 \leq \lambda \leq 0,78$ мкм), яке викликає зорове, кольорове відчуття;
- невидиму – ультрафіолетову ($\lambda < 0,38$ мкм).

Довгохвильовий край оптичного діапазону (0,1...1мм) належить до субміліметрових радіохвиль, а короткохвильовий (1...10нм) – до м'якого γ -випромінювання.

Швидкість поширення електромагнітного випромінювання, в тому числі оптичного, в середовищі

$$V = \frac{c}{n},$$

де $c=2,998 \cdot 10^8$ м/с – швидкість поширення електромагнітної хвилі у вакуумі (фундаментальна фізична константа); n – оптична густина середовища, показник заломлення; для повітря $n=1,003$.

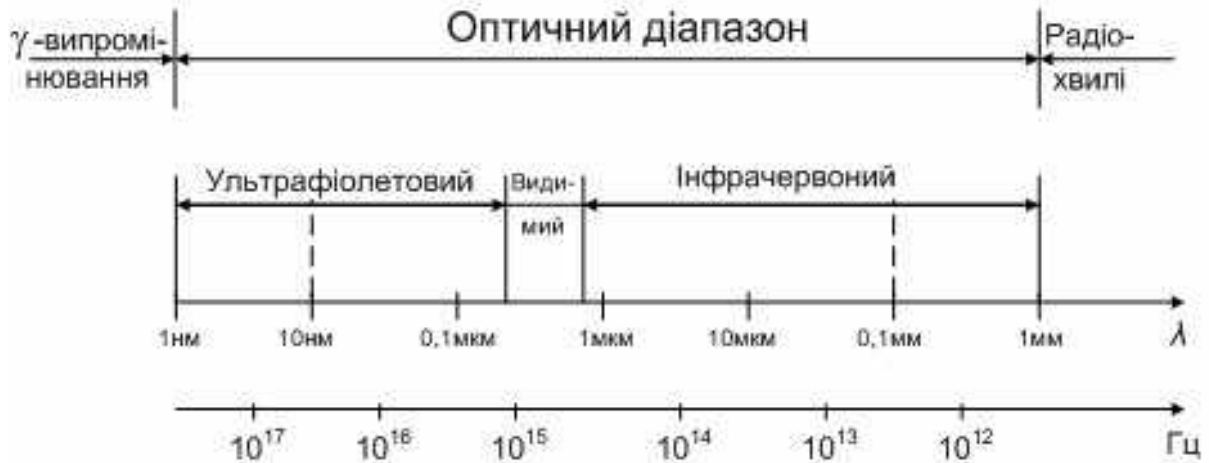


Рис. 7.2. Оптичний діапазон електромагнітних хвиль

Під час проходження оптичного випромінювання через речовину спостерігається як поглинання, так і розсіювання. При цьому інтенсивність пучка паралельних променів в процесі проходження через речовину на глибину x спадає внаслідок поглинання за законом

$$\Phi_x = \Phi_0 e^{-k_\lambda x},$$

де k_λ – коефіцієнт поглинання; він залежить від довжини хвилі λ і становить для прозорих речовин у видимій області спектра від 10^{-3} м^{-1} для повітря до 1 м^{-1} для скла.

Оптичне випромінювання генерується збудженням атомів і молекул речовини в результаті нагрівання (теплове випромінювання) або прямим перетворенням атомами чи молекулами інших видів енергії. В останньому випадку маємо холодне, або люмінесцентне, випромінювання.

Інтенсивність потоку оптичного випромінювання характеризується потужністю P , Вт, всіх довжин хвиль, що містяться в цьому потоці.

Випромінювальні властивості тіла характеризуються енергетичною світністю R , Вт/м², тобто потоком, що випромінюється одиницею поверхні.

Спектральною густиною потоку ρ_λ , Вт/м, називають інтенсивність потоку, віднесену до одиничного інтервалу довжин хвиль.

Спектральною світністю R_λ , Вт/м³, називають відношення світності до одиничного інтервалу довжин хвиль.

Деяке гіпотетичне тіло, яке здатне повністю поглинати випромінювання довільної довжини хвилі, що падає на нього, називають абсолютно чорним тілом (АЧТ).

Спектральна світність АЧТ визначається його абсолютною температурою T за формулою Планка:

$$R_\lambda^* = \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{\frac{hc}{kT\lambda}} - 1},$$

де h – стала Планка; k – стала Больцмана.

На рис. 7.3 показано криві спектральної світності АЧТ для різних температур.

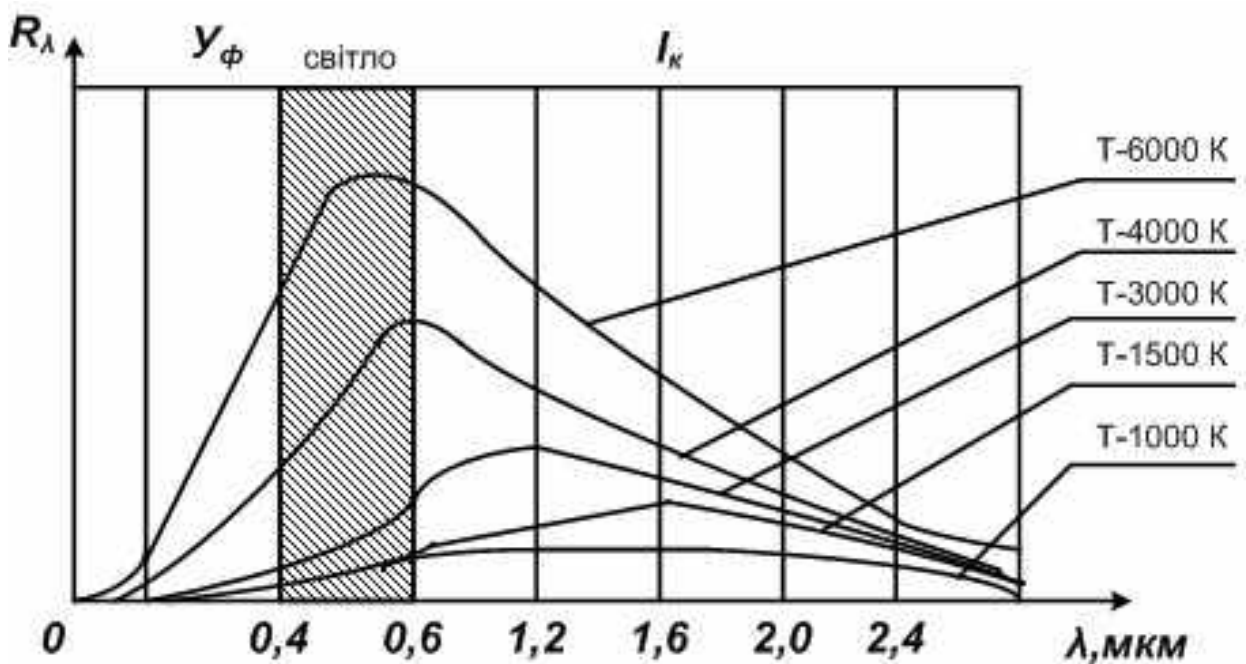


Рис. 7.3. До спектральної світності абсолютно чорного тіла

Максимальна спектральна світність для даної абсолютної температури T АЧТ

$$R_{\lambda \max}^* = 1,301 \cdot 10^{-5} T^5,$$

причому припадає вона на довжину хвилі, мкм:

$$\lambda_{\max} = 2886/T;$$

інтегральна світність АЧТ, тобто площа, обмежена відповідною кривою на рис. 7.3

$$R^* = 5,67 \cdot 10^{-8} T^4.$$

Застосування. Наведені фундаментальні залежності дозволяють використовувати оптичні методи для безконтактного вимірювання температури АЧТ, а за відомого коефіцієнта поглинання тіла K_λ – також для вимірювання температури будь-якого реального тіла, оскільки згідно з законом Кірхгофа спектральна світність будь-якого тіла $R_\lambda = K_\lambda R_\lambda^*$.

7.2. Джерела оптичних випромінювань

7.2.1. Коротка характеристика основних джерел оптичних випромінювань

Джерела оптичного випромінювання поділяються на теплові та люмінесцентні. До теплових належать лампи розжарювання, до люмінесцентних – газорозрядні лампи, електролюмінофори, оптичні квантові генератори і світлодіоди.

7.2.2. Лампи розжарювання

Лампи розжарювання мають тіло розжарювання звичайно у вигляді тонкої спіралі. Спектр випромінювання складний. Спектральний розподіл енергії випромінювання та інтегральна світність ламп розжарювання дуже залежать від температури тіла розжарювання і, отже, від режиму живлення.

До ламп розжарювання, що застосовуються в оптоелектронних перетворювачах, ставляться підвищені вимоги щодо якості скла балонів, форми та відносного розміщення тіла розжарювання.

Лампи розжарювання – високоінерційні джерела світла, тому їх використовують в режимі постійного світіння. Основні різновиди та технічні параметри ламп розжарювання наведені в [4].

7.2.3. Газорозрядні джерела світла

Світіння газорозрядних джерел світла виникає в результаті проходження електричного струму через газ або через пару.

Розрізняють газорозрядні джерела дугового, тліючого та імпульсного розрядів, а залежно від величини тиску в колбі – лампи низького, високого та надвисокого тиску.

Для досягнення великої яскравості світіння використовують ртутно-кварцові лампи надвисокого тиску. Випромінювання ртутно-кварцових ламп має лінійчастий спектр.

Широко застосовуються в оптоелектроніці електролюмінесцентні джерела.

Світіння електролюмінофорів може збуджуватися або електричним полем, що прикладається до електролюмінесцентного конденсатора, або силою струму, який протікає через електролюмінесцентну комірку.

7.2.4. Електролюмінесцентний конденсатор

Електролюмінесцентний конденсатор (рис. 7.4) складається з підкладки 1, на яку наноситься провідний шар 2 (електрод), шару електролюмінофору 3, захисного шару 4, а також другого електрода 5.

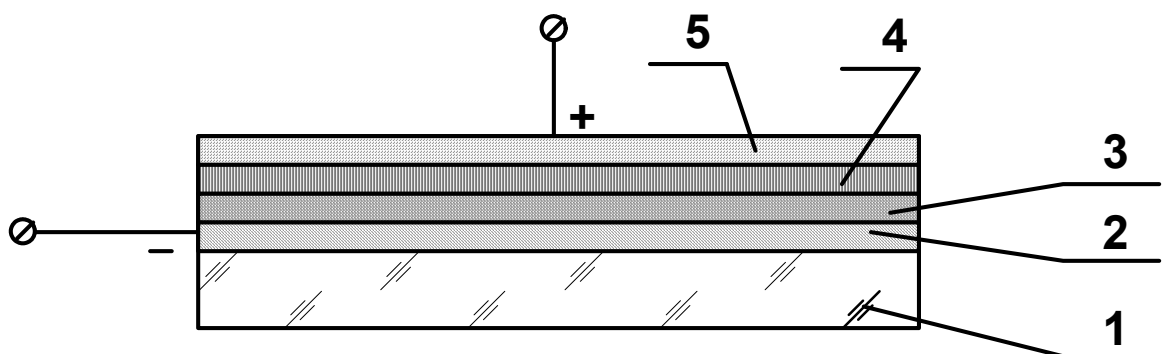


Рис. 7.4. Електролюмінесцентний конденсатор

Електролюмінесценція спостерігатиметься за наявності різниці електричних потенціалів між електродами.

Якщо світло виходить з боку підкладки, то остання виконується прозорою.

Як провідне покриття найчастіше використовують оксиди різних металів.

Матеріали електролюмінофорів – монокристалічні сполуки другої та шостої груп періодичної системи елементів (сполуки цинку та кадмію з сіркою і селеном), активовані різними домішками.

Спектральні характеристики найпоширеніших електролюмінофорів розміщені в діапазоні довжин хвиль близько 0,4...0,6 мкм.

Випромінювання джерел характеризується вузькою спрямованістю з півшириною спектрів порядку 0,05...0,1 мкм.

7.2.5. Інжекційні світлодіоди

Інжекційні світлодіоди (рис. 7.5) – це випромінювальний *p-n* перехід, світіння якого зумовлене інтенсивною рекомбінацією в ньому носіїв струму при змищенні переходу в прямому напрямі.

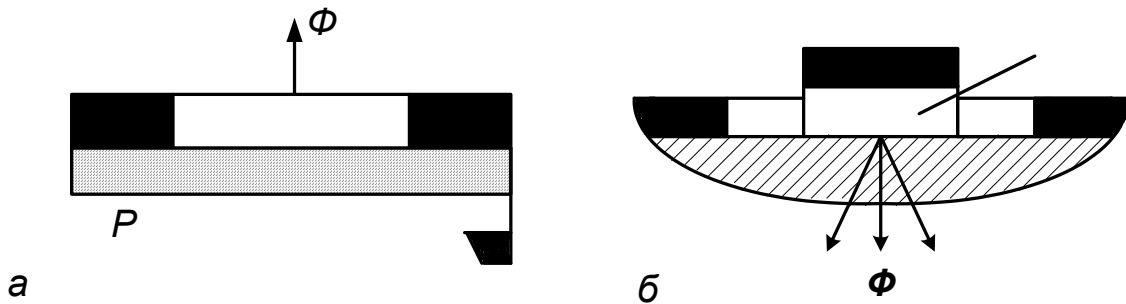


Рис. 7.5. Конструкції інжекційних світлодіодів

Матеріали для цих джерел – арсенід галію, фосфід галію, карбід кремнію тощо.

Світло в інжекційних діодах генерується поблизу поверхні *p-n* переходу, звідки воно поширюється практично прямолінійно в усіх напрямках.

Найпростішою є плоска конструкція (рис. 7.5, а). Вона дає змогу виготовляти діоди з відносно великою поверхнею (кілька квадратних міліметрів), але з порівняно невисокими ККД.

Перевага надається півсферичним світлодіодам (рис. 7.5, б), ефективність світіння яких на порядок вища, ніж плоских.

Основні характеристики світлодіодів, що випускаються серійно, наведені в [4].

7.2.6. Оптичні квантові генератори (лазери)

Оптичні квантові генератори (лазери) дають змогу отримувати інтенсивне направлене когерентне випромінювання.

Для генерації когерентного випромінювання в активній речовині потрібно створити інверсну населеність рівнів, тобто такий різкий невірноважений стан, при якому концентрація електронів на вищому енергетичному рівні більша за їх концентрацію на нижчому рівні. Інверсія населеності може бути створена в результаті таких зовнішніх впливів, як розряд в газах, збудження світлом або електронним пучком, інжекція носіїв заряду p - n переходом.

Для того щоб систему перетворити в генератор, потрібно створити додатний зворотний зв'язок, тобто частину підсиленого вихідного оптичного сигналу подати на вхід. З цією метою використовуються різні резонатори.

Типовий оптичний резонатор складається з двох дзеркал, що забезпечують багаторазове проходження світлової хвилі через активну речовину.

Для виведення випромінювання дзеркала виконують прозорими.

Основні характеристики лазерів: потужність випромінювання $P_{\text{випр}}$, поріг генерації, ККД, довжина хвилі λ , ширина спектральної лінії $\Delta\lambda$, кут розходження променя.

Найпоширенішими є три типи лазерів: газові, твердотільні, напівпровідникові.

Малопотужні газові лазери ЛГ-18, ЛГ-55, ЛГ-56 з активною речовиною у вигляді гелієво-неонової суміші мають такі характеристики: довжина хвилі випромінювання 632,8 нм, потужність випромінювання від 0,5 мВт (ЛГ-18) до 2 мВт (ЛГ-56), площа перерізу пучка 1...4 мм, кут розходження пучка не більш як 10'.

В твердотільних лазерах як активна речовина використовується кристалічний або аморфний діелектрик, наприклад рубін, що містить центри люмінесценції.

Основні переваги твердотільних лазерів порівняно з газовими: велика потужність випромінювання (особливо в імпульсному режимі), високий ККД, відносно малі габаритні розміри (одиниці та десяті частки сантиметра).

До недоліків таких лазерів слід віднести необхідність використовувати оптичне збудження, низьку довговічність.

В напівпровідникових лазерах активними речовинами звичайно є арсенід галію, фосфід галію, арсенід індію, кремній з домішкою індію. Інверсії населеності енергетичних рівнів можна досягти інжекцією носіїв заряду p - n переходом.

Основні переваги оптичних генераторів на напівпровідникових матеріалах – малі габаритні розміри, високий ККД, зручність збудження, висока швидкодія, можливість генерувати потрібну спектральну лінію, технологічна сумісність з елементами оптичних інтегральних схем [3].

7.3. Приймачі оптичних випромінювань

7.3.1. Коротка характеристика приймачів оптичних випромінювань (теплових і фотоелектричних)

Приймачі оптичного випромінювання можна поділити на теплові та фотоелектричні.

Принцип роботи теплових приймачів ґрунтується на попередньому перетворенні енергії випромінювання в теплову та наступному її перетворенні в електричний сигнал.

До теплових належать термоелементи та болометри.

Фотоелектричні приймачі – це перетворювачі, принцип роботи яких ґрунтується на використанні явища зовнішнього або внутрішнього фотоефекту.

Принцип дії фотоелементів із зовнішнім фотоефектом полягає в тому, що кванти світла, досягаючи чутливої поверхні фотокатода, спричиняють емісію фотоелектронів, які під дією зовнішнього електричного поля створюють фотострум.

Внутрішній фотоефект, що супроводжується переходами електронів і дірок всередині напівпровідника із зв'язаних станів у вільні має два прояви.

Перший з них полягає в тому, що в результаті появи вільних носіїв заряду змінюється опір напівпровідника. Фотоприймачі, які працюють на цьому принципі, називають фоторезисторами.

Другий прояв полягає у виникненні фотоЕРС на межі двох матеріалів, що контактують. Фотоприймачі, які ґрунтуються на цьому явищі, називають вентильними (фотогальванічними) фотоелементами, що є генераторними перетворювачами.

7.3.2. Теплові приймачі. Основні різновиди. Принцип дії

Тепловий приймач – це тонкий металевий диск 2 із зачорненою поверхнею 1, до якого дотикається гарячий спай термоелектричного перетворювача температури 3 (рис. 7.6).

Коли на зачорнену поверхню диска потрапляє промениста енергія, він нагрівається до температури, при якій спостерігатиметься тепловий баланс між кількістю поглиненої теплоти і теплоти, розсіяної диском у навколишній простір шляхом теплопровідності, конвекції та випромінювання.

ЕРС термопари буде мірою випромінювання, що падає на приймальну площадку. Оскільки коефіцієнт поглинання зачорненої поверхні практично дорівнює одиниці в діапазоні від ультрафіолетового до інфрачервоного випромінювання, вихідна величина такого приймача буде пропорційна до інтегральної потужності випромінювання, що падає на приймальну площадку, і не залежатиме від спектрального складу випромінювання.

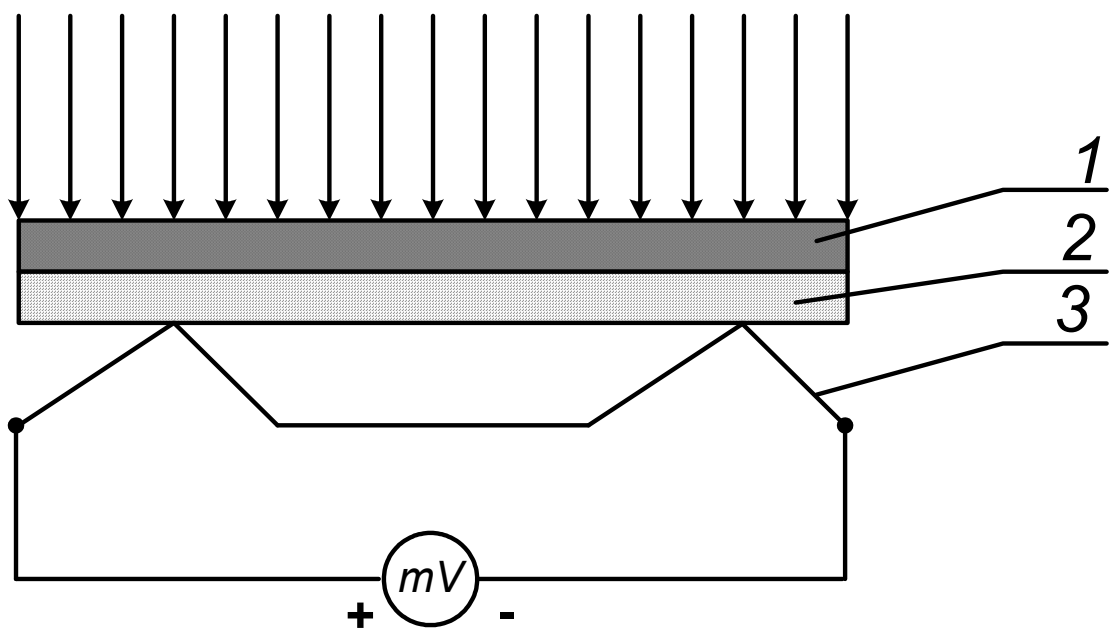


Рис. 7.6. Конструкція теплового приймача

Тепловий перетворювач може також бути виконаний у вигляді тонкої смужки з провідникового або напівпровідникового матеріалу, який змінює свій опір залежно від температури. Перетворювачі із змінюваним опором називають болометрами.

Поріг чутливості за потужністю випромінювання, при якій вихідна напруга дорівнює ефективній напрузі шумів, для найчутливіших перетворювачів випромінювання становить $10^{-8} \dots 10^{-10}$ Вт. Найменша стала часу перетворювачів 0,5...5мс.

7.3.3. Фотоелектричні приймачі (ФП). Основні характеристики ФП

Фотоелектричні приймачі є селективними перетворювачами, вихідний сигнал яких визначається не лише інтенсивністю випромінювання, що падає на них, а і його спектральним складом.

Основні характеристики фотоелементів: світлова, спектральна, статична, вольт-амперна і частотна.

Світлова характеристика виражає залежність фотоструму від світлового потоку $I_{\Phi} = f(\Phi)$, що падає на фотоелемент, при сталій напрузі між електродами $U = \text{const}$.

Спектральною чутливістю фотоелемента, вираженою в мкА/Вт, називають відношення приросту фотоструму до зміни монохроматичного променистого потоку з довжиною хвилі λ_i :

$$S_{\lambda} = \frac{\Delta I_{\Phi}}{\Delta P_{\lambda}}.$$

Спектральна характеристика визначає залежність спектральної чутливості фотоелемента від довжини хвилі світлового потоку ($S_{\lambda} = f(\lambda)$) при незмінній напрузі між електродами. За цією характеристикою знаходять максимальну спектральну чутливість фотоелементів і ширину спектральної області, в якій вони придатні для роботи.

Залежність $S_{\lambda} = f(\lambda)$ називають абсолютною спектральною характеристикою, а відношення $\gamma_{\lambda} = S_{\lambda} / S_{\lambda \text{ max}}$ — відносною спектральною характеристикою фотоелемента.

Важливий параметр фотоелемента – його інтегральна чутливість

$$S_p = \frac{\Delta I_\phi}{\Delta P} = \frac{S_{\lambda \max} \int_0^\infty P_\lambda \gamma_\lambda d\lambda}{\int_0^\infty P_\lambda d\lambda},$$

значення якої залежить від ступеня перекривання функцій відносної спектральної чутливості фотоелемента γ_λ і спектральної густини ρ_λ променистого потоку (рис. 7.7) при номінальній зовнішній напрузі.

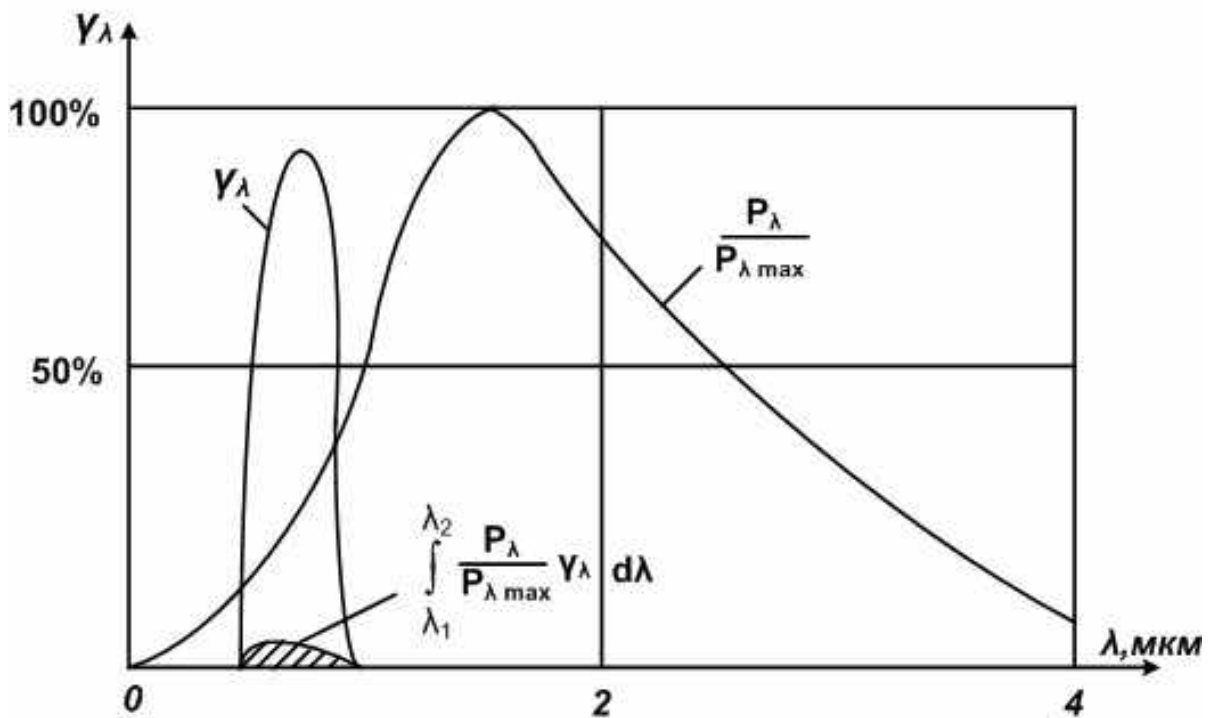


Рис. 7.7. До поняття інтегральної чутливості фотоперетворювача

Інтегральні чутливості, що наводяться в паспортних даних, визначені при використанні стандартних джерел випромінювання типу *A* ($T=2848\text{ K}$) – для фотоелементів із зовнішнім фотоелементом і типів *B* ($T=2500\text{ K}$) та *B* ($T=2360\text{ K}$) – для фотоелементів з внутрішнім фотоелементом.

Статична вольт-амперна характеристика показує залежність фотоструму в колі фотоелемента від напруги, прикладеної до його електродів ($I_f=f(U)$) при сталому значенні світлового потоку незмінного спектрального складу $\Phi_\lambda=\text{const}$.

Частотна характеристика визначає залежність амплітуди фотоструму в колі фотоелемента (або його фотоЕРС) від частоти пульсуючого з сталою амплітудою потоку випромінювання.

7.3.4. Основні різновиди ФП

Фотоелементи мають різноманітне конструктивне виконання. Розрізняють вакуумні, іонні фотоелементи; фотоелектронні помножувачі; фоторезистори.

7.3.4.1. Вакуумні фотоелементи. Конструкція. Переваги, недоліки, характеристики

Вакуумні фотоелементи конструктивно оформляються у вигляді скляного балона (рис. 7.8), на внутрішню поверхню якого наноситься світлочутливий шар з лужних металів, що утворюють фотокатод *K*.

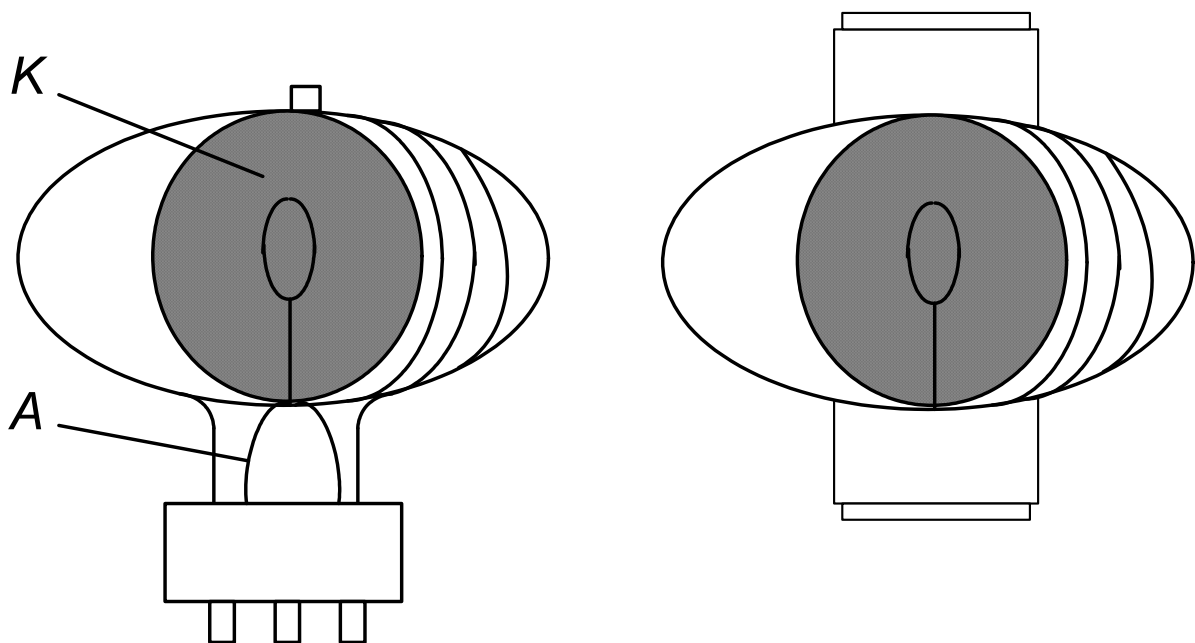


Рис. 7.8. Загальний вигляд вакуумних фотоперетворювачів

Катод займає близько половини внутрішньої поверхні балона, а вся інша прозора її частина є входним світловим вікном. Анод *A* фотоелемента виконують у вигляді металевого стрижня, кільця або сітки з нікелевого дроту і розміщують в центрі балона. Всередині балона створюється вакуум до $0,01 \dots 0,001$. Під впливом світлового потоку фотокатод випромінює потік

електронів, які за наявності між катодом і анодом сталої напруги створюють фотострум.

На рис. 7.9, а показано статичні вольт-амперні характеристики вакуумних фотоелементів. Нижня характеристика відповідає темному струму (в абсолютній темноті). Світлові характеристики вакуумних фотоелементів зображені на рис. 7.9, б.

Характеристика 1 відноситься до сурм'яно-цезієвих фотоелементів з металевою підкладкою, а характеристика 2 – до киснево-цезієвих (табл. 7.1).

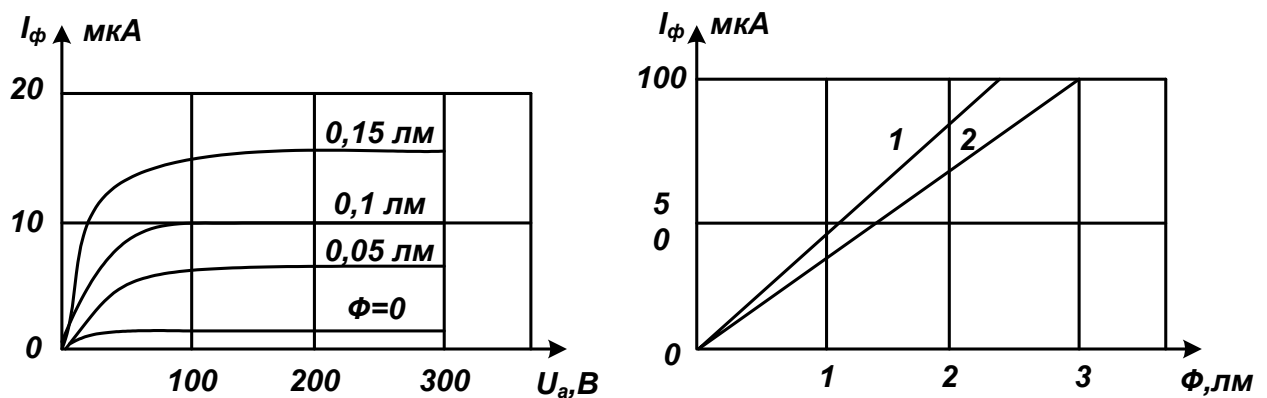


Рис. 7.9. Статичні вольт-амперні характеристики вакуумних фотоелементів

Перетворювання світлового потоку в струм у вакуумних фотоелементах практично безінерційне ($\approx 10^{-9}$), проте слід враховувати велику інерційність кола, зумовлену внутрішнім опором і ємністю фотоелемента, а також підключених до нього зовнішніх пристроїв. Чутливість вакуумних фотоелементів $\approx 10 \dots 100 \text{ мкА/лм}$, вихідні струми не перевищують кількох мікроампер.

Недоліки електровакуумних фотоелементів – їх низька інтегральна чутливість ($S_p \approx 0,002 \dots 0,1 \text{ мкА/мкВт}$) і значні габаритні розміри.

Таблиця 7.1

Основні параметри деяких типів фотоелементів

Тип фотоелемента	Тип фотокаатода, наповнення	Номінальна напруга, В	Інтегральна чутливість, мкА/лм	Область спектральної чутливості, А°	Темновий струм при $T=300\text{K}$, мкА
ЦВ-3	Киснево-цезієвий, вакуумний	240	20	4000...12000	0,1
ЦВ-4		240	20		0,1
СЦВ-3		240	80...100	4000...6000	0,01
СЦВ-4		240	80...100		0,01
СЦВ-5		240	80...100		0,01
ЦГ-1	Киснево-цезієвий, газонаповнений	240	75...150	4000...12000	0,1
ЦГ-3		240	100...250		0,1
ЦГ-4		240	100...250		0,1

7.3.4.2. Іонні фотоелементи

Іонні фотоелементи конструктивно аналогічні вакуумним. Відмінна особливість їх полягає в тому, що балони таких перетворювачів наповнені інертним газом, наприклад аргоном (називаються іноді газонаповненими елементами).

За наявності фотоелектронної емісії та електричного поля в просторі між анодом і катодом відбувається іонізація газу, за рахунок чого зростає загальний потік електронів.

Інтегральна чутливість іонних фотоелементів у кілька разів вища, ніж вакуумних. Істотні недоліки іонних фотоелементів порівняно з вакуумними – вищий рівень власних шумів, значна інерційність, виникнення самотійного (тобто некерованого світловим потоком) дугового електричного розряду в газі в разі перевищення робочої напруги. Світлова характеристика (рис. 7.10,

а) за малих світлових потоків зберігає лінійну залежність, а за великих світлових потоків лінійність порушується.

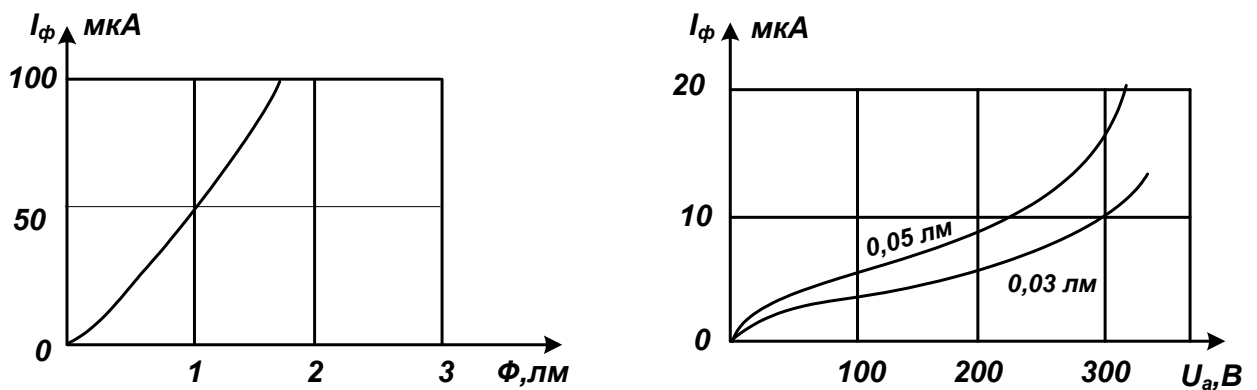


Рис. 7.10. Світлова та вольт-амперна характеристики іонних фотоелементів

Вольт-амперні характеристики (рис. 7.10, б) іонних фотоелементів істотно відрізняються від характеристик вакуумних фотоелементів. Оскільки іонні фотоелементи через те, що іонізація газу безперервно збільшується, не мають режиму насичення, їх вольт-амперні характеристики не містять горизонтальних ділянок.

Газонаповнені фотоелементи дають змогу отримувати струми, в кілька разів більші, ніж струми від вакуумних фотоелементів. Чутливість таких фотоелементів становить 100...250 мкА/лм. З наведених вольт-амперних характеристик випливає, що чутливість газових фотоелементів істотно залежить від напруги живлення, яка має стабілізуватися і не перевищувати 100...240 В, адже вище цих значень починається область самостійного розряду.

В газових фотоелементах максимальна амплітуда фотоструму досягається лише через деякий час після початку освітлення (в міру розвитку газового розряду), тому газові фотоелементи застосовуються для реєстрації світлових потоків з частотами, які не перевищують кількох сотен герц.

7.3.4.3. Фотоелектронні помножувачі (ФЕП)

Різновид електровакуумних фотоелементів – фотоелектронні помножувачі – комбіновані фотоелементи, в яких використовують первинну фотоеле-

ктронну і вторинну електронну емісію. При цьому вторинна електронна емісія спричиняється тим, що вторинні катоди, які перебувають під вищими потенціалами, бомбардуються потоком первинних електронів. Коефіцієнт вторинної емісії залежно від матеріалу і властивостей поверхні емітера, швидкості електронів може становити 2,5...4. Загальний коефіцієнт підсилення може досягати сотні тисяч і навіть кількох мільйонів.

Завдяки великому коефіцієнту підсилення та порівняно низькому рівню власних шумів фотоелектронні помножувачі успішно застосовують для реєстрації дуже слабких світлових сигналів, значення яких можуть становити одиниці фотонів. Фотоелектронні помножувачі використовуються, наприклад, у спектроскопії, товщиномірах, рівнемірах тощо.

Конструктивно фотопомножувач – це циліндричний скляний балон з розміщеною всередині системою електродів і системою фокусування електронного пучка, а також контактними виводами, розміщеними на цоколі перетворювача. Система електродів складається з катода K , анода A і вторинних катодів емітерів ε (рис. 7.11). Напруга живлення підводиться до всіх катодів і анодів через резистивний подільник $R1-R7$.

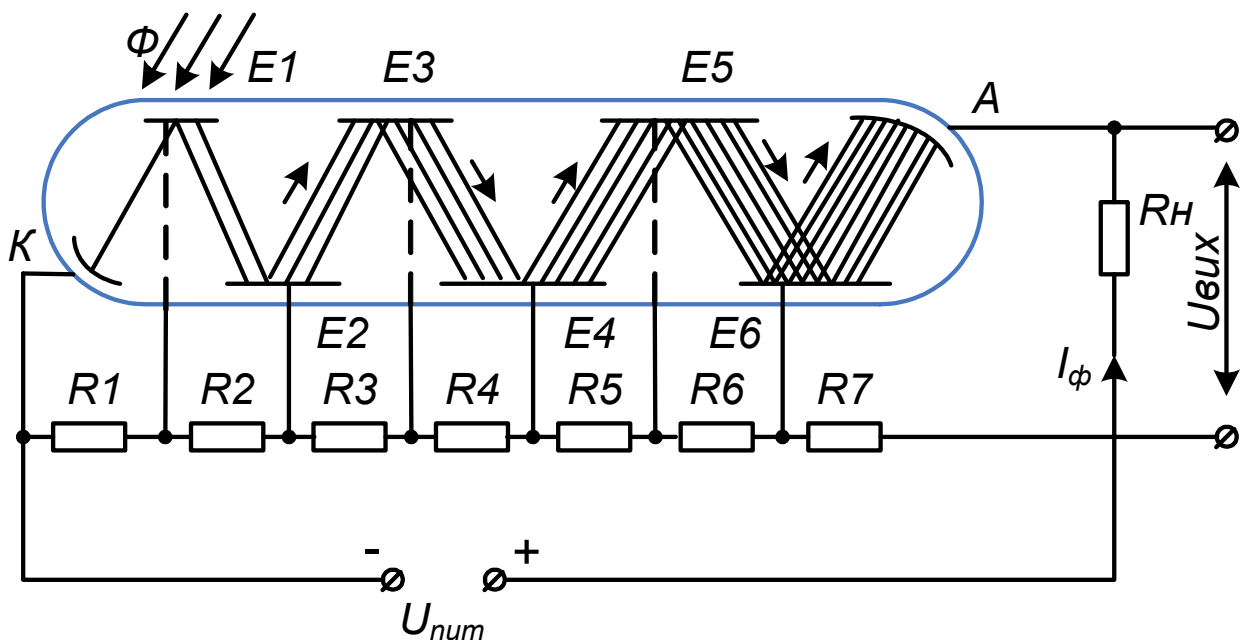


Рис. 7.11. До принципу дії фотоелектронного помножувача

Фотоелектронні помножувачі майже безінерційні, їх світлова характеристика лінійна в широкому діапазоні зміни світлового потоку, внутрішній

опір досягає 10^4 МОм, поріг чутливості дорівнює $10^{-9} \dots 10^{-12}$ лм, область спектральної чутливості для різних типів помножувачів становить приблизно $3000 \dots 8000 \text{Å}$ [7], деякі інші їх параметри наведено в табл. 7.2.

Конструктивно фотопомножувачі виготовляють в мініатюрному (ФЗУ-60), малогабаритному (ФЗУ-62) і звичайному (ФЗУ-19) виконанні.

Таблиця 7.2

Основні параметри деяких типів фотопомножувачів

Тип ФЕП (ФЕУ)	Тип первинного фотокатода	Число каскадів підсилення	Анодна напруга, В	Інтегральна чутливість, А/лм	Найбільший вихідний струм, мкА	Темновий струм, мкА
ФЗУ-17	Сурм'яно-цезієвий	13	800	1..10	100	0,03
ФЗУ-22	Киснево-срібно-цезієвий	13	1250...1400	1...3	300	0,05
ФЗУ-53	Сурм'яно-цезієвий	14	1800...2200	15	10000	0,1
ФЗУ-60	Сурм'яно-цезієвий	10	1600	30	620	0,005

7.3.4.4. Фоторезистори

Фоторезисторами називають світлочутливі напівпровідникові перетворювачі з фоторезисторним ефектом, які збільшують свою електропровідність під дією світлового потоку.

Найчастіше фоторезистор – це однорідна напівпровідникова пластина з омічними контактами, яка при освітленні зменшує свій опір в результаті внутрішнього фотоефекту, тобто внаслідок створення додаткових пар "електрон-дірка" за рахунок енергії падаючих фотонів.

Конструктивне оформлення фоторезисторів і їх світлочутливі матеріали різноманітні.

В одних фоторезисторах напівпровідниковий світлочутливий матеріал нанесено методом напилення у вакуумі або хімічним осадженням на ізоляційну пластинку, розміщену в пластмасовій або металічній оправі з віконцем для пропускання світла.

В інших резисторів, наприклад ФС-К, світлочутливий елемент виготовлено методом пресування з порошкоподібного матеріалу у вигляді прямокутних або кільцевих пластинок з наступним наклеюванням на ізоляційну підкладку. Світлочутливий елемент фоторезисторів ФСК-М виготовлено з монокристала кадмію. Світлочутливий шар всіх фоторезисторів покрито захисною лаковою плівкою.

Як приклад розглянемо одну з поширених конструкцій фоторезисторів (рис. 7.12) [7].

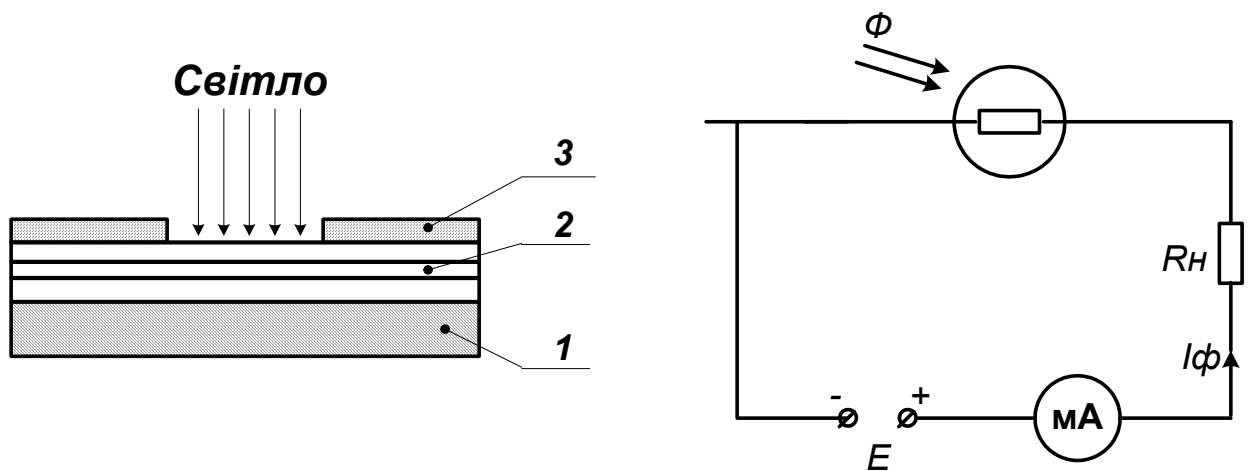


Рис. 7.12. Конструкція фоторезистора

На ізолюючу підкладку 1 методом випаровування у вакуумі наноситься тонкий шар напівпровідника 2. Як напівпровідниковий матеріал використовують селен, телуїд, сірчистий кадмій тощо. По краях напівпровідникового шару також випаровуванням у вакуумі наносять металеві електроди 3. Пластинку вміщують у ебонітову або пластмасову оправу з віконцем. Електроди з'єднують з двома вивідними клемми, за допомогою яких фоторезистор вмикається в коло.

Коли фоторезистор розміщено в темноті, то через нього тече струм, який називають темповим I_T . Якщо фоторезистор освітлений, то через нього тече світловий струм I_c . Різницю між світловим і темновим струмами дає фотострум I_ϕ .

Переваги фоторезистора: практично необмежений термін служби, висока чутливість, малі габаритні розміри (діаметр порядку 4...8 мм, товщина 1...3 мм).

Одна з основних характеристик фоторезисторів – кратність зміни опору

$$n = \frac{R_{\text{темн}}}{R_{\text{світ}}},$$

де $R_{\text{темн}}$ – темновий опір; $R_{\text{світ}}$ – опір освітленого фотоперетворювача. Значення коефіцієнта n для різних фоторезисторів лежать у межах від одиниць до кількох десятків тисяч. Вольт-амперні характеристики цих перетворювачів лінійні в межах допустимої потужності розсіювання (0,01...0,1 Вт), світлова характеристика має вигляд $I_{\text{ф}} = k\Phi^m$, де $m = 1...0,5$. Ця характеристика лінійна за малих освітленостей.

Поріг чутливості фоторезисторів, як і для звичайних резисторів, визначається тепловими шумами. Щоб знизити рівень шумів, при вимірюванні слабких сигналів резистори охолоджують.

Всі характеристики фоторезисторів істотно залежать від температури. Проте допустимий температурний діапазон більшості фоторезисторів становить $-60...+60^{\circ}\text{C}$.

Істотний недолік, що обмежує частотний діапазон, – інерційність фоторезисторів, яка досягає для деяких їх типів 0,01...0,1с (табл. 7.3).

Фоторезистори можуть мати найрізноманітніші конструктивні вирішення: герметизовані, з жорсткими та м'якими виводами, кільцевої форми тощо.

Диференціальні фоторезистори мають три виводи і можуть безпосередньо вмикатися в диференціальні вимірювальні кола.

Останнім часом випускаються, крім того, так звані позиційно-чутливі фоторезистори, що виконують роль безконтактних реохордів і подільників струму, що керуються переміщенням світлової плями.

Таблиця 7.3

Основні параметри деяких типів фоторезисторів

Параметри	ФС-А1 ФСА-Г1	ФС-К1 ФСК-Г1	ФСК-Г2	ФС-К6	СФЗ-1
Площа світлочутливої поверхні, мм ²	28	29	58	125	0,45
Темновий опір. Ом	10 ⁴ ...10 ⁶	3,3·10 ⁶	1,6·10 ⁶	3·10 ⁶	10 ⁶
Питома чутливість, мкА/лм·В	500	3000... 10000	10000	10000	60000
Стала часу, с	4·10 ⁻⁵	2·10 ⁻²	2·10 ⁻²	2·10 ⁻²	6·10 ⁻³
Темновий струм, мкА	100	15...30	20	20	0,5
Допустима потужність, Вт	0,002... 0,01	0,2	0,3	0,3	0,05
Кратність зміни опору (при E=100...20 лк, t=20°C)	1...2	100...400	100...8000	100...40 0	1500... 150000
Фотострум (при E = 200 лк), мА	0,1	2	3...4	2	1,5
Межі робочої напруги, В	10...60	50...400	50...250	50...220	3...15

7.3.4.5. Генераторні фотоелементи

В генераторних фотоелементах, як і в фоторезисторах, використовується внутрішній фотоэффект у напівпровідниках.

Проте в них створюються умови, які приводять до просторового відокремлення збуджуваних світлом носіїв струму (електронів і дірок) і, отже, до утворення фотоЕРС на затискачах фотоелементів.

Практичне застосування мають методи відокремлення за допомогою магнітного поля, а також запірних шарів *p-n* переходів.

Відповідно слід розрізняти гальваномагнітні та вентильні (запірні) фотоелементи.

Гальваномагнітний фотоелемент (рис. 7.13) складається з напівпровідникового монокристала 1, розміщеного між полюсними наконечниками 2 постійного магніту.

Потік випромінювання, що поглинається поверхнею кристала, створює поблизу неї підвищену концентрацію електронно-діркових пар, які дифун-

дують у глибину кристала. Рухомі електрони та дірки відхиляються магнітним полем в різні боки, а між електродами 3 і 4 встановлюється різниця потенціалів. Якщо замкнути ці електроди на малий зовнішній опір, то в колі виникне фотострум, пропорційний до світлового потоку.

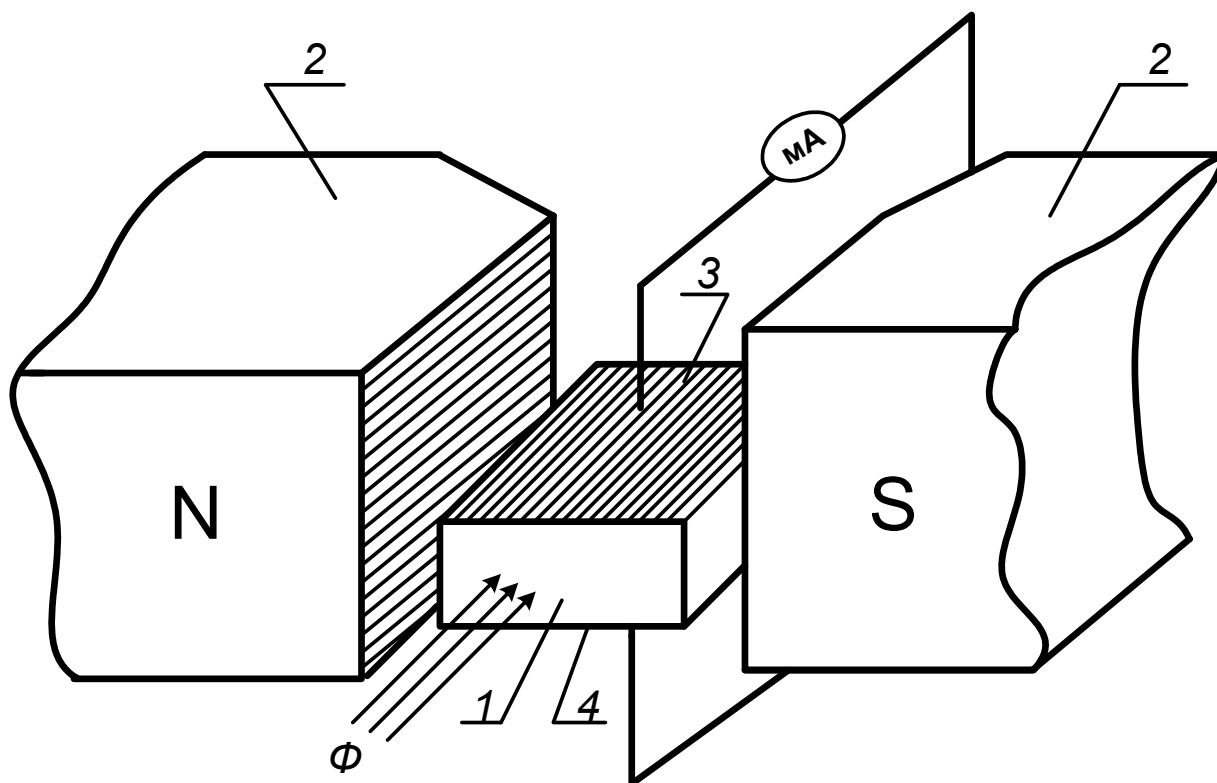


Рис. 7.13. Конструкція гальваномагнітного фотоперетворювача

Основна перевага гальваномагнітних фотоелементів – можливість вимірювати інфрачервоні випромінювання (максимум чутливості при $\lambda=6,2$) за досить малої інерційності, яка не перевищує 0,2 мкс. Цієї властивості не мають інші термочутливі та фотоелементи, які звичайно використовують для вимірювання інфрачервоних випромінювань.

В практичних конструкціях гальваномагнітних фотоелементів як чутливий елемент використовуються монокристали сурм'янистого індію високої частоти об'ємом 1...2 мм.

Фотоелемент розміщується в циліндричному корпусі, що є одночасно магнітною системою, індукція в зазорі якої становить 0,8 Тл. Коли загальна маса фотоелемента 100 г, енергетична чутливість характеризується 1 В/Вт або приблизно 30 мА/Вт.

Вентильний фотоелемент – це напівпровідниковий діод (рис. 7.14, а), чутливим елементом якого є напівпровідник p типу; над ним спеціальною обробкою створено тонкий шар напівпровідника n типу та найтонший заірний шар, який їх відокремлює і називається p - n переходом.

Зверху напівпровідник вкрито напівпрозорим металевим шаром (або сіткою 1 з срібла, золота або платини), який є верхнім електродом. Нижнім електродом є металева основа 2.

Під дією світлового потоку, що проникає через напівпрозорий електрод 1 і тонкий шар n -напівпровідника, внаслідок фотоефекту в p -напівпровіднику створюється підвищена концентрація електронно-діркових пар.

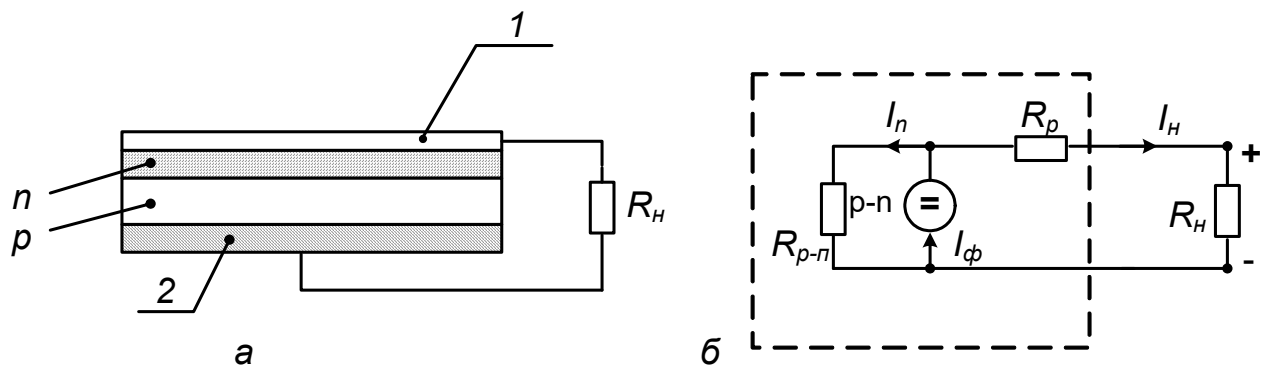


Рис. 7.14. Вентильний фотоперетворювач і його еквівалентна схема

Електрони захоплюються потенціальним бар'єром на межі p - n переходу і без перешкод проникають в шар n -напівпровідника, заряджаючи його негативно, а дірки, що залишилися в p -напівпровіднику, заряджають його позитивно.

В результаті цього процесу між електродами виникає різниця потенціалів, яка залежить від інтенсивності світлового потоку та інтегральної чутливості фотоелемента.

Опір p - n переходу в зворотному напрямі R_{pn} становить десятки кілоом, тому надлишок основних носіїв (дірок) змушений текти через менший опір R_p шару p та опір навантаження R_H .

Опір R_n різко зменшується з ростом Φ , оскільки висота потенціального бар'єру знижується на значення фотоЕРС (спад напруги на $R_p + R_H$).

Звідси випливає, що фотоЕРС не може перевищувати потенціального бар'єра 0,1...0,2 В.

Якщо до електродів освітленого вентильного фотоелемента підключити опір навантаження R_n , то під дією фотоЕРС в колі потече електричний струм, який, як це випливає з еквівалентної схеми фотогенератора (рис. 16,14, б), буде дорівнювати:

$$I_n = I_\Phi \frac{R_{pn}(\Phi)}{R_{pn}(\Phi) + R_p + R_n} = \frac{k\Phi}{1 + \frac{R_p + R_n}{R_{pn}(\Phi)}}$$

де $I_\Phi = k\Phi$ – первинний фотострум, збуджуваний у фотогенераторі (вентильному фотоелементі); $R_{pn}(\Phi)$ – внутрішній опір p - n переходу, що є функцією світлового потоку; R_p - опір шару P ; R_n – опір навантаження.

При малих значеннях потоку і малих опорах навантаження $R_n \approx 10^2 \dots 10^3 \text{ Ом}$; $R_p + R_n \ll R_{pn}(\Phi)$ і струм у навантаженні буде лінійною функцією світлового потоку.

При великих світлових потоках світлові характеристики нелінійні (навіть в режимі короткого замикання), оскільки в цьому разі $R_n(\Phi) < R_p$.

Основні технічні характеристики деяких типів вентильних фотоелементів наведено в табл. 7.4 і показано на рис. 7.15.

Таблиця 7.4

Основні параметри деяких типів вентильних фотоелементів

Тип фотоелемента	Інтегральна чутливість, мкА/лм	Внутрішній темповий опір, Ом	Максимальна частота, Гц	ФотоЕРС, мВ
К-5 (селеновий)	250...500	$10^3 \dots 5 \cdot 10^4$	50...100	—
ФЗСС-2 (сірністо-срібний)	3500...8000	1500...3000	5...10	60...150
Фотодіод ФД-1	20000	$5 \cdot 10^5$	105	—
ФД-2	10000...20000	$2 \cdot 10^5 \dots 10^6$	105	—
ФД-3	3000	$6,6 \cdot 10^6$	105	—

Вентильні фотоелементи мають велику інерційність, через що їх можна використовувати лише за сталих світлових потоків.

Фотодіодами називають вентильні фотоелементи, що застосовуються переважно в діодному режимі роботи, тобто із зовнішніми джерелами напруги (10...30В), підключеними до фотоелемента в зворотному напрямі.

За такого вмикання потенціальний бар'єр зростає і визначається зовнішньою напругою.

Умови проникнення неосновних носіїв з освітленої зони через p - n перехід істотно полегшується, а зворотний опір цього переходу R_{pn} різко зростає.

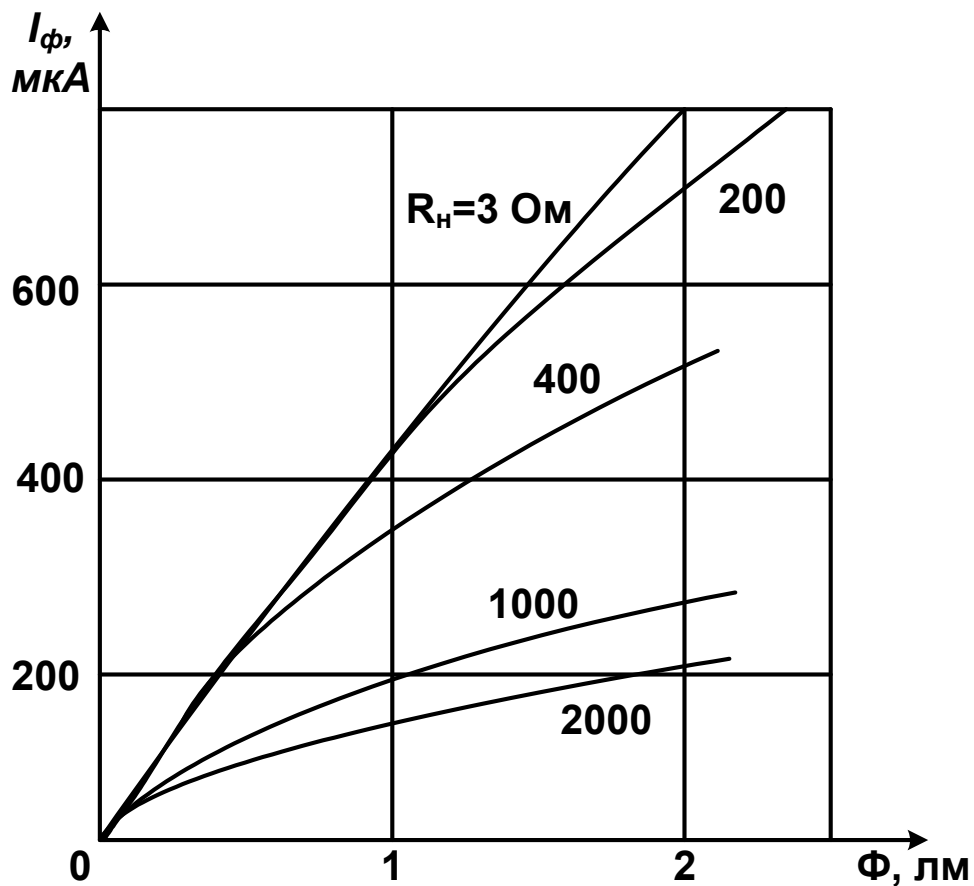


Рис. 7.15. Світлові характеристики селенових вентильних фотоперетворювачів

В результаті зростає чутливість, а світлові характеристики стають строго лінійними в широкому діапазоні світлових потоків.

Під час роботи у фотодіодному режимі струм, що протікає через навантаження, здатний створити на ньому спад напруги того самого порядку, що і напруга джерела живлення. При цьому сила струму мало залежить від напруги живлення.

Найпоширенішими є кремнієві та германієві фотодіоди ФД і ФДК (табл. 7.4). Кремнієві фотодіоди найчутливіші до інфрачервоного випромінювання, але з їх допомогою можна реєструвати і видиме випромінювання.

Інерційність фотодіодів мала ($10^{-5} \dots 10^{-6}$ с). Чутливість їх не залежить від температури. Темновий струм, навпаки, із зміною температури значно змінюється. Фотодіоди мають значну інтегральну чутливість (10 мА/лм) і малі габаритні розміри, стійкі до механічних навантажень, мають тривалий термін служби (500...5000 г).

Характеристики фотодіодів наведені в [3].

Використовуючи підсилювальні властивості комбінованих *p-n-p* або *n-p-n* переходів (напівпровідникових транзисторів), можна в десятки разів підсилувати фотострум.

Зовнішній вигляд та умовне позначення фотодіодів показані на рис. 7.16, а, б [4]. Фотодіоди характеризуються високою чутливістю (порядку 20 мА/лм). Вони можуть працювати в двох режимах – фотогальванічному та фотодіодному [4]. В фотогальванічному режимі фотодіод є джерелом електричної енергії. Схему ввімкнення зображено на рис. 7.16, в. В фотодіодному режимі фотодіод працює як споживач енергії, тобто як опір. Схему ввімкнення показано на рис. 7.16, г, в цій схемі обов'язкова наявність джерела енергії.

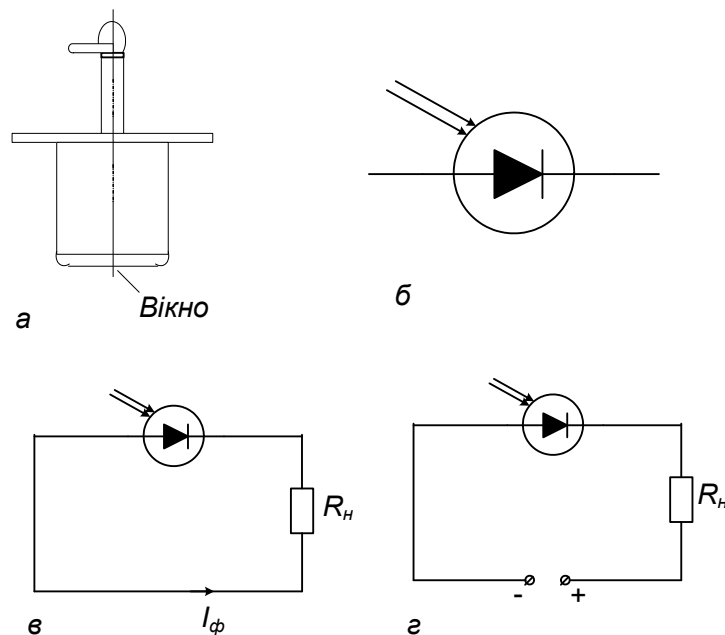


Рис. 7.16. Фотодіод: а – зовнішній вигляд; б – умовне позначення; в, г – схеми включення

7.3.4.6. Датчики на основі приладів із зарядовим зв'язком

Цей тип датчиків використовується в системах міжопераційного контролю технологічного процесу з метою забезпечення відповідного рівня якості продукції (геометричних розмірів з граничними допусками, однорідності, якості поверхні тощо).

Основними конструктивними елементами датчика на основі приладів із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) є кремнієві МОП-конденсатори та МОП-фотодіоди, з'єднані в послідовний ряд або за матричною схемою.

В однокоординатних датчиках зображення на основі ПЗЗ фотоелементи розташовані послідовно. Наприклад, датчик ТН7803 складається з 1728 елементів, загальна довжина лінійки 17,28 мм з оптичною роздільною здатністю 50 ліній на 1 мм.

Як фотоелементи в ПЗЗ використовуються пасивні фотодіоди *n-p*-типу, кожному з яких відповідає окремий МОП-конденсатор як елемент пам'яті. Таке конструктивне виконання забезпечує високу чутливість у порівнянні з ПЗЗ на основі МОП-фотоконденсаторів.

Рядок фотоелементів відокремлено від обох зсуваючих регістрів відповідними затворами. При їх відкритті накопичений заряд в паралельному режимі переноситься в регістри зсуву. Останні розташовані по обидва боки від рядка фотоелементів датчика і приймають парні або непарні заряди, посуваючи їх до виходу.

Регістри надлишкових зарядів призначені для ізоляції зсувних регістрів відносно зовнішнього поля та приглушення із-за нього електричних завад (темновий струм, шуми).

Виходи обох зсувних регістрів підключені до діода, що в мультиплексному режимі сприймає заряди від обох регістрів і перетворює їх у відповідну напругу. Імпульси напруги з виходу діода подаються на підсилювач зі схемою дискретизації та запам'ятовування відліків. Відеосигнал на виході підсилювача відображає розподілення сили освітлення вздовж рядку, що аналізується.

Схема внутрішньої керуючої логіки датчика генерує тактові імпульси скидання в нуль і імпульси сканування. Це дозволяє керувати датчиком зо-

браження лише двома зовнішніми тактовими імпульсами, а саме імпульсами передачі.

Спектральна чутливість такого датчика поширюється на діапазон від 400 нм до 1000 нм, тобто на весь діапазон видимого випромінювання.

7.4. Оптрони. Конструкція. Використання. Принцип дії. Переваги та недоліки. Режим роботи оптрона

Останнім часом оптрони стали поширеними. Оптроном називають оптоелектронний перетворювач, який являє собою конструктивно об'єднані в одному корпусі узгоджені за спектральними характеристиками та іншими властивостями джерело 1 і приймач 2 випромінювання. Між ними існує оптичний зв'язок через оптичне середовище 3 (рис. 7.17, а).

Як джерела випромінювання в оптронах найчастіше використовують світлодіоди, а як приймачі – здебільшого фоторезистори, фотодіоди.

Ступінь погодження спектральних характеристик випромінювача та приймача оцінюється коефіцієнтом погодження

$$k_{\lambda} = \frac{\int_0^{\infty} P(\lambda)S(\lambda)d\lambda}{P_{\max}S_{\max}},$$

де $P(\lambda)$, $S(\lambda)$, $P_{\max}$ і $S_{\max}$ – відповідно спектральні характеристики випромінювача і фотоприймача та їх максимальні значення.

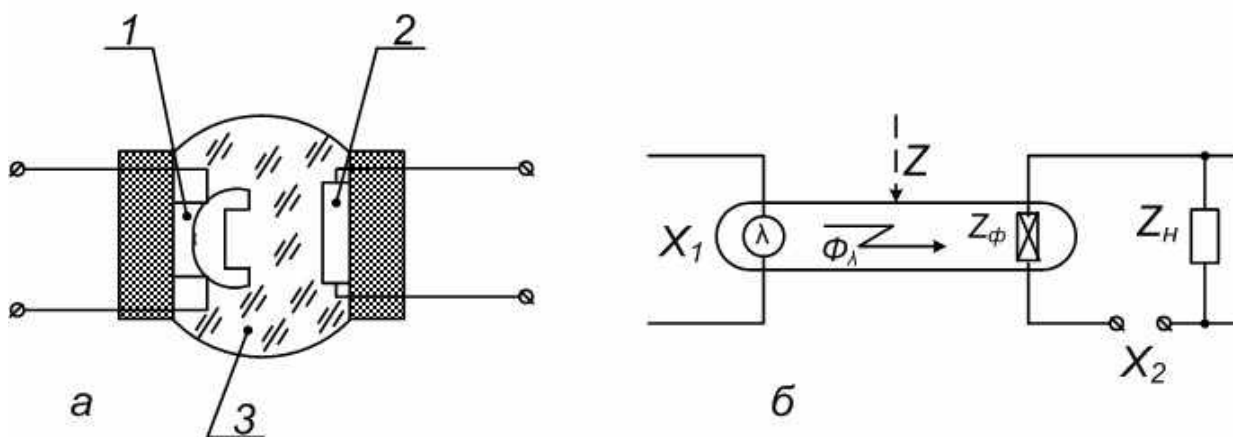


Рис. 7.17. Структура та принципова схема оптрона як функціонального елемента

В добре погоджених пар випромінювач-приймач коефіцієнт $k_{\lambda} > 0,9$.

Існують численні конструктивні різновиди оптронів [7]. Проте найпоширенішими є оптрони з прямим оптичним зв'язком, їх використовують як керуючі безконтактні опори, імпульсні модулятори та трансформатори, підсилювачі напруги, аналогові елементи лічильно-розв'язувальної техніки в режимі перемноження, ділення, підсумовування, інтегрування тощо, вони є основними структурними елементами логічних систем цифрових пристроїв.

Принцип роботи оптрона як функціонального перетворювача пояснює схема, показана на рис. 7.17, б.

Кероване джерело випромінювання λ перетворює вхідний електричний сигнал $x_1((U_1, I_1))$ у світловий $\Phi\lambda(x_1)$.

Потік $\Phi\lambda$, проходячи через оптичний канал, може зазнавати впливу сигналу Z і змінити свої параметри (інтенсивність, довжину хвилі тощо).

Отже, оптичний сигнал, який діє на фотоприймач, є в загальному випадку функцією вхідної електричної величини x_1 і вхідної оптичної величини Z .

Як перетворювачі інформації за входом Z (за оптичним входом) можуть бути використані різні магнітооптичні ефекти, які дають змогу керувати через оптичне середовище параметрами світлового потоку $\Phi\lambda$.

Імпеданс Z_ϕ фотоприймача (за інших однакових умов) залежить не лише від потоку $\Phi\lambda$, а і від значення параметрів сигналу $x_2(U_2, I_2)$ отже, в загальному випадку

$$Z_\phi = f(x_1, Z, x_2),$$

а вихідний сигнал оптрона буде функцією трьох незалежних сигналів

$$Y_{\text{вих}} = F(x_2, Z_\phi) = F(x_1, Z, x_2),$$

що дає змогу незалежно керувати оптроном за кожним з його входів.

Розглянемо роботу оптрона, який складається з пари світлодіод-резистор, в режимі аналогового перетворювача.

Фотоприймач такого оптрона може працювати як еквівалентний генератор струму (рис. 7.18, а), який розвиває незалежно від параметрів навантаження силу струму ΔI_ϕ , що дорівнює $S_i \Delta \Phi_\lambda$ (тут S_i – чутливість фоторезистора за струмом; $\Delta \Phi_\lambda$ – приріст світлового потоку), або як еквіва-

лентний генератор напруги (рис. 7.18, б), що розвиває незалежно від навантаження ЕРС

$$\Delta e_{\phi} = S_i R_i \Delta \Phi_{\lambda},$$

і має внутрішній опір R_i .

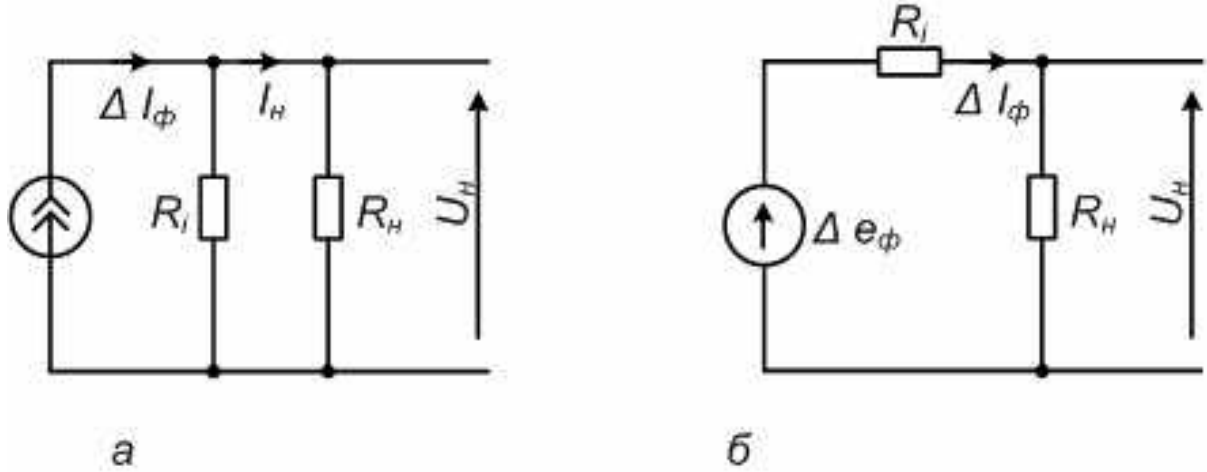


Рис. 7.18. Фоторезистор як еквівалентний генератор

За малого вхідного сигналу зміна вихідної напруги під час роботи оптрона в режимі генератора струму

$$\Delta U_n = \Delta I_n R_n = S_i \Delta \Phi_{\lambda} \frac{R_i R_n}{R_i + R_n},$$

а в режимі генератора напруги

$$\Delta U_n = \frac{\Delta e_{\phi}}{R_i + R_n} R_n = S_i \Delta \Phi_{\lambda} \frac{R_i R_n}{R_i + R_n}.$$

Отже, обидві схеми щодо вихідного сигналу рівнозначні.

Як приклад використання оптрона в режимі аналогового перетворювача на рис. 7.19, а, б, показано два можливих варіанти схем керованих подільників напруги.

Використавши обидва функціональні входи оптрона (див. рис. 7.17, б) можна отримати оптронний перемножувач.

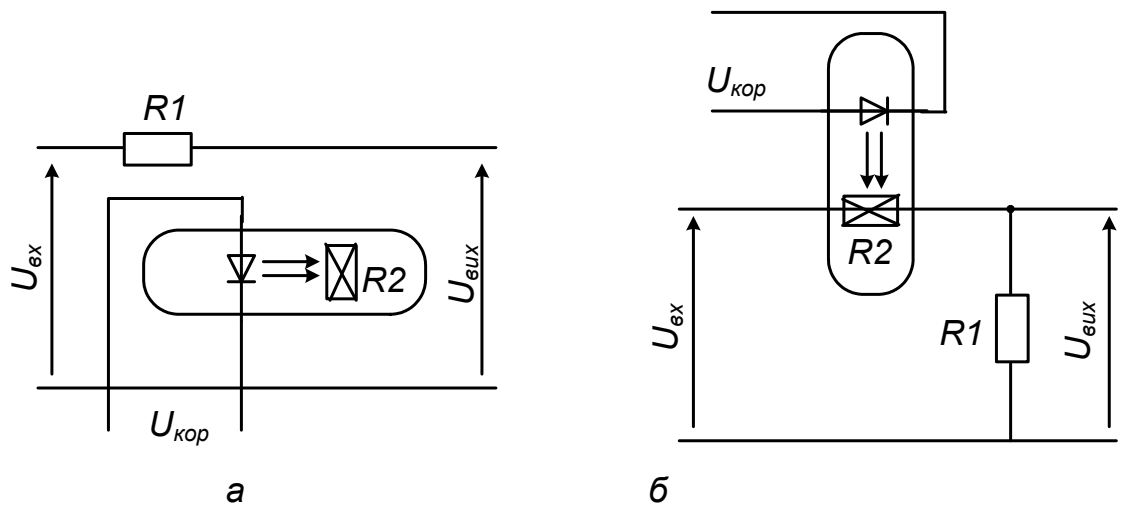


Рис. 7.19. Схеми оптронних керованих подільників напруги

Для побудови пристрою подільника сигналів можна скористатися двома оптронними парами, ввімкненими за схемою, зображеною на рис. 7.20 (де оптрон 2 живиться від джерела струму I_0). Тоді

$$U_2 = I_0 R_2 \approx \frac{1}{I_2}.$$

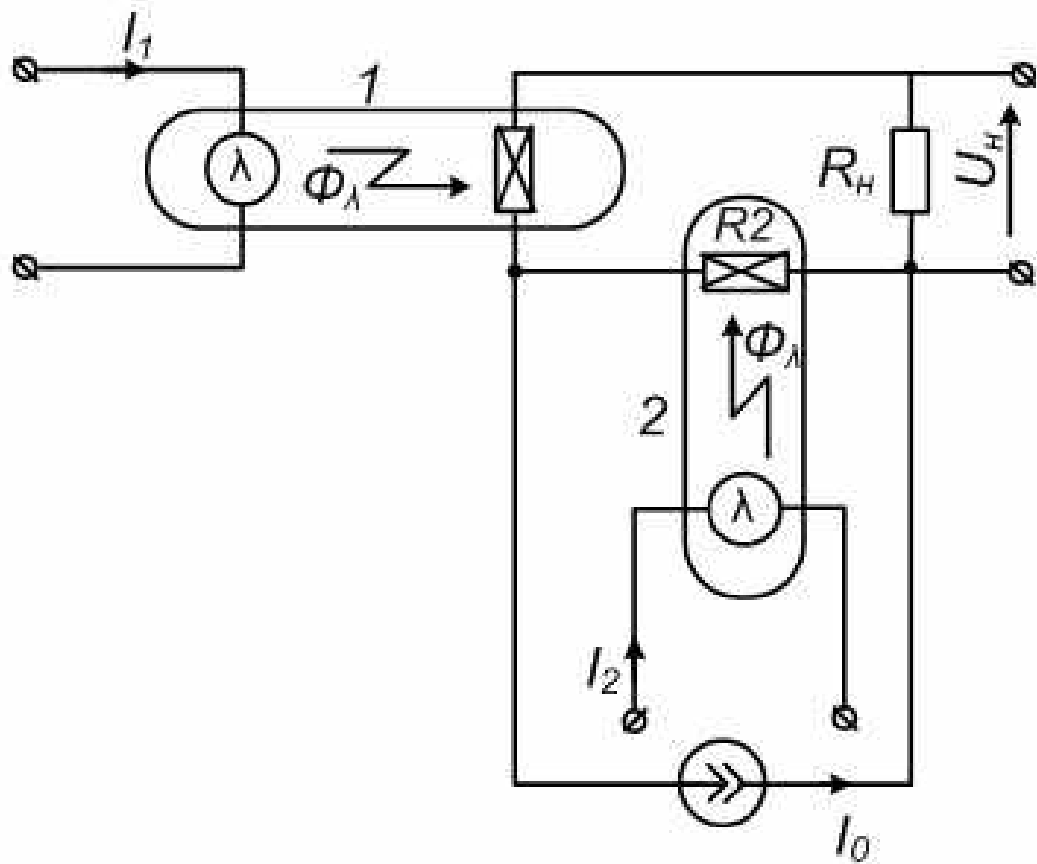


Рис. 7.20. Оптронний подільник сигналів

Оскільки U_2 відіграє роль керуючої напруги за другим входом оптрона 1, то $U_{\text{вих}} \sim I_1 U_2$, отже, $U_{\text{вих}} \sim I_1 / I_2$.

Якщо джерелом 1 є світлодіод, а приймачем 2 – плівковий фоторезистор, то оптрон можна розглядати як надмініатюрний керований електричним струмом резистор, причому кола регулювання і керування є гальванічне розв'язаними, а саме керування – малоінерційним; може застосовуватися опір від 10^8 Ом (при $I=0$) до 10^4 Ом (при $I=10$ мА).

До недоліків оптронів належать значна нелінійність їх характеристик і залежність параметрів від температури, через що похибка перетворення досягає 5–8 %.

Для зменшення таких похибок застосовують складні, зокрема мостові, схеми [7].

7.5. Вимірювальні кола оптичних перетворювачів

7.5.1. Одноканальне вимірювальне коло

Вимірювальні кола оптичних перетворювачів виконують одноканальними лише тоді, коли об'єкт вимірювання сам є джерелом випромінювання, наприклад у оптичних пірометрах – для вимірювання температури [3], люксметрах і фотоекспонетрах – для вимірювання освітленості.

7.5.2. Двоканальне або диференціальне вимірювальне коло

Якщо на потік випромінювання доводиться впливати на шляху його поширення від випромінювача до фотоприймача, оптичне вимірювальне коло виконують здебільшого двоканальним (рис. 7.21). При цьому світло від джерела випромінювання 1 дзеркалами 2 поділяється на два пучки. Один з пучків регулюється діафрагмою із змінним отвором або оптичним клином 4 і за допомогою лінз 3 та 6 спрямовується у фотоприймач 7, а другий пучок проходить через об'єкт вимірювання 5 і потрапляє у фотоприймач 8. Фотоприймачі 7 і 8 вмикаються у диференціальне електричне вимірювальне коло, і покази відлічуються за показчиком цього кола (режим прямого перетворення) або за положенням клина (або діафрагми) 4, що відповідає нульовому показу показчика (режим врівноважувального перетворення).

Використання спільного джерела випромінювання за режиму врівноважування виключає похибку від нестабільності потоку випромінювання, що дуже істотно залежить від напруги живлення джерела випромінювання. Проте лишається істотною похибка від неідентичного змінювання в часі темного струму та чутливості двох фотоприймачів 7 і 8.

Тому для досягнення вищої точності використовують схему оптичного кола, показану на рис. 7.22, де кожний з пучків світла по черзі перекривається зубцями диска, який обертається синхронним двигуном 8, а спільний фотоприймач 7 освітлюється світлом то одного, то другого пучка.

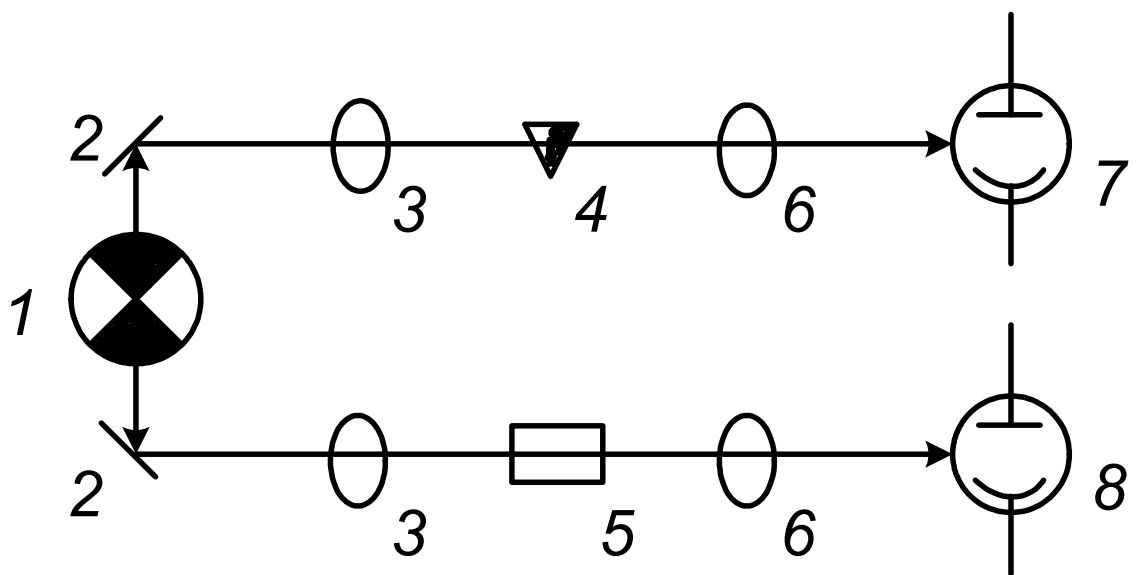


Рис. 7.21. Двоканальне оптичне вимірювальне коло

Якщо світлові потоки пучків однакові, освітлення приймача лишається сталим, а якщо не однакові, то виникає змінна складова фотоструму, яку можна легко підсилити носієм змінного струму.

Такий прилад можна зробити самозрівноважувальним, якщо оптичний клин переміщувати від двигуна, що живиться підсилювачем фотоструму. Такі вимірювальні кола чутливі до амплітуди світлового потоку, застосовуються для сприймання модульованих за фазою потоків випромінювання.

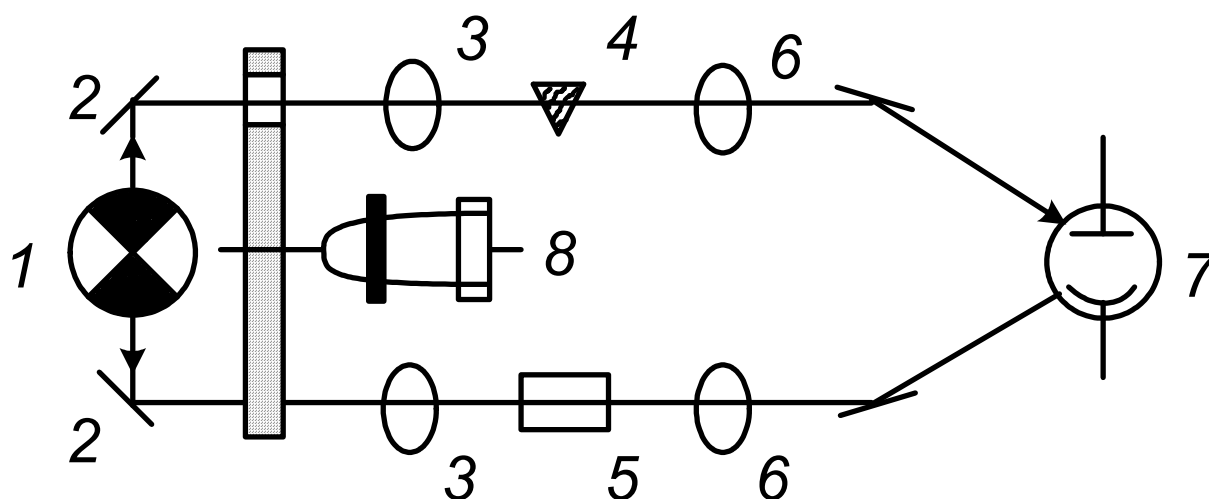


Рис. 7.22. Оптичне вимірювальне коло з почерговим перекриванням пучків світла

Використовуючи пристрої додавання двох чи більше потоків однакової частоти, але таких, що різняться за фазою, так звані інтерферометри (рис. 7.23), отримують результуючий потік, що змінюється за амплітудою, а далі коло приладу будують на основі одного з описаних методів.

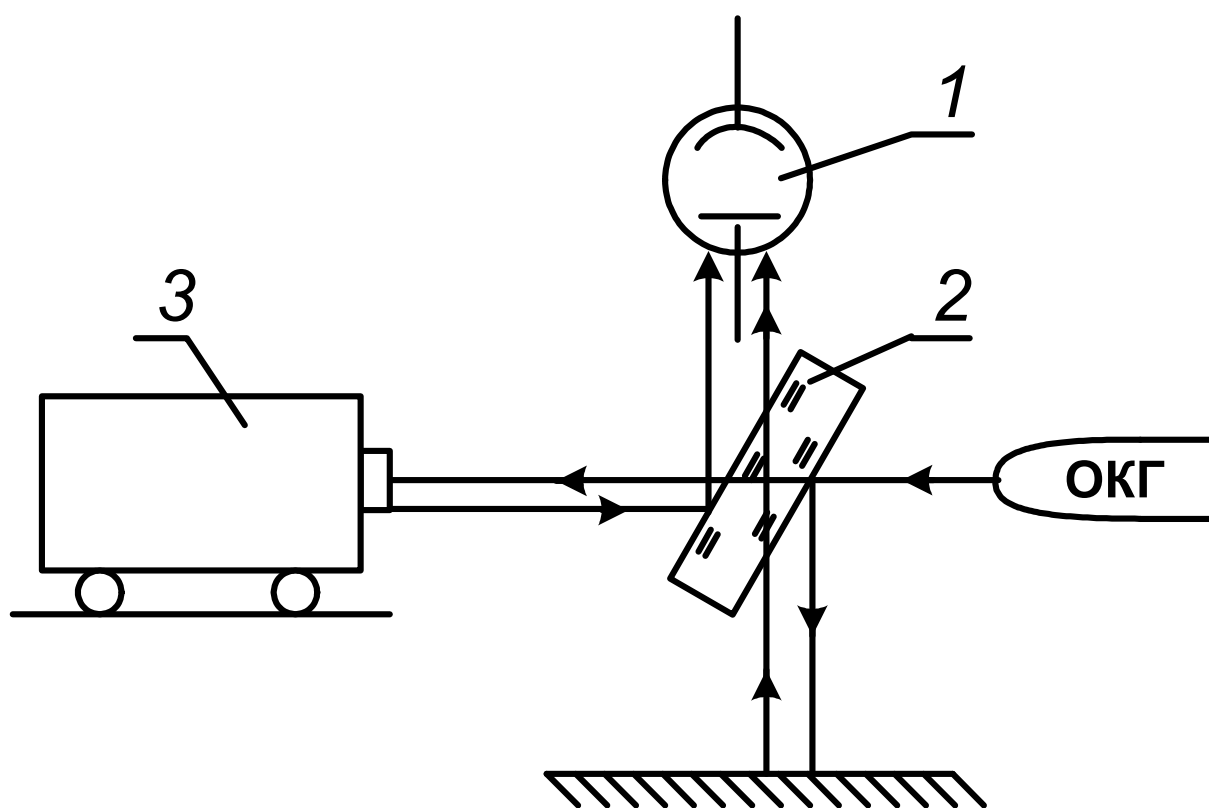


Рис. 7.23. Інтерференційний перетворювач

В практичних конструкціях інтерферометрів (рис. 7.23), призначених для вимірювання відрізків довжин або переміщень, два когерентні потоки, які надходять у фотоприймач 1, створюються за рахунок поділу світлового потоку одного джерела (ОКГ) на дві частини, наприклад за допомогою похилого напівпрозорого дзеркала 2, причому різниця фаз між ними утворюється за рахунок того, що один з потоків двічі проходить вимірювану відстань до об'єкта 3.

Сутність роботи інтерференційних перетворювачів полягає в тому, що при додаванні двох когерентних світлових потоків вони можуть послаблювати або підсилювати один одного залежно від різниці фаз між ними.

7.5.3. Основні елементи розрахунку оптичних перетворювачів

Для вимірювання кута площини поляризації на шляху потоку ставлять поляроїдну пластинку, яка пропускає (або не пропускає) світло залежно від її положення відносно площини поляризації потоку.

Обертаючи цю пластинку (навколо осі потоку), отримують потік, що пульсує за амплітудою. Фаза цих пульсацій і визначає кут площини поляризації потоку.

Для того щоб за відомими характеристиками фотоприймача розрахувати його фотострум, потрібно визначити світловий потік, який падає на нього.

В загальному випадку (рис. 7.24) світна поверхня джерела S_1 з яскравістю світіння B_1 утворює на приймачі з площею S_2 світловий потік

$$\Phi = \frac{B_1 S_2 S_1}{r^2} \cos \varphi_1 \cos \varphi_2,$$

де r – відстань між центрами S_1 і S_2 , φ_1 і φ_2 – кути між лінією, що сполучає центри площ поверхонь S_1 та S_2 , і нормальми до цих поверхонь.

Якщо джерело світла точкове, то $B_1 S_1 = I$ – його сила світла, а $\cos \varphi_1 = 1$ і $\Phi = (I S_2 \cos \varphi_2) / r^2$.

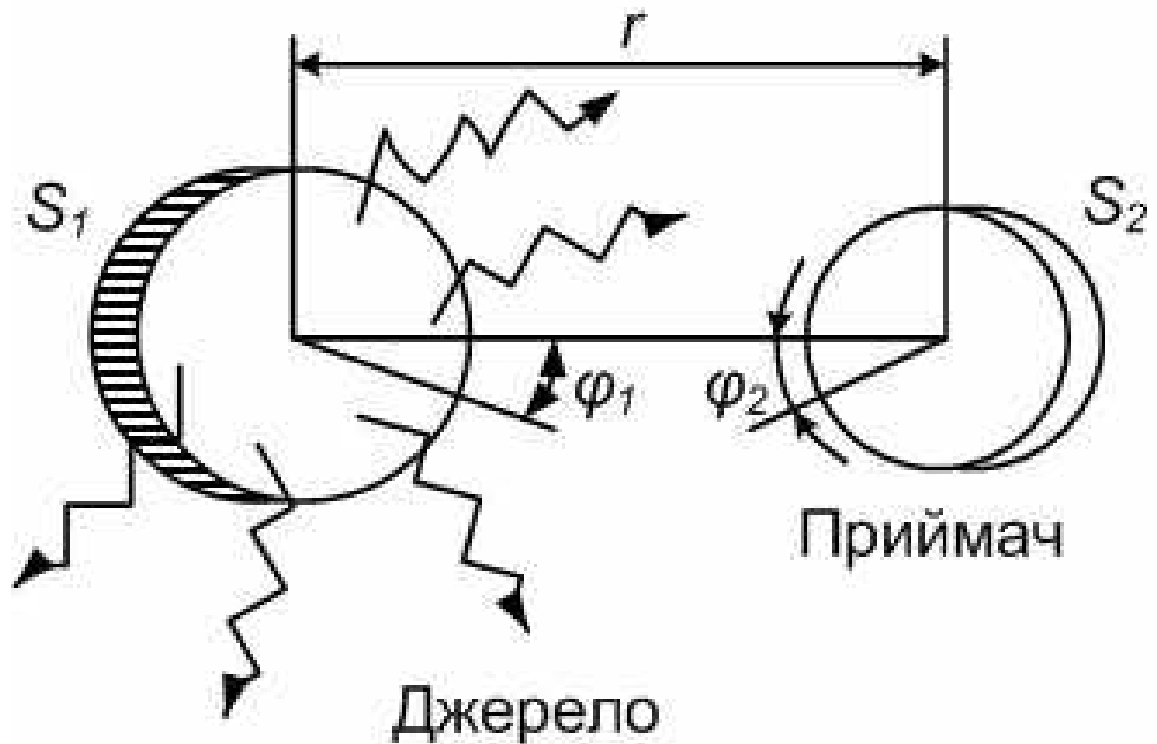


Рис. 7.24. До визначення характеристик фотоприймача

Якщо $\varphi_2=0$, то освітленість на відстані r від джерела буде $E=I/r^2$ і світловий потік $\Phi=ES_2$.

7.6. Приклади практичного застосування оптичних перетворювачів

До оптоелектричних належать такі прилади, в схемі яких як перетворювачі використовуються фотоелементи.

Практичного застосування в приладах для автоматичного контролю набули оптоелектричні перетворювачі, завдання яких – фіксувати наявність або відсутність потоку випромінювання, тобто оптореле. В таких приладах оптоелектричний перетворювач звичайно поставлений в кінці вимірювальної схеми і відіграє роль виконавчо-командного пристрою приладу.

Як первинні збільшуючі передачі у вимірювальній схемі оптоелектричного приладу широко використовують пружинні механізми та растрові сполучення.

Іноді, щоб дістати дискретний сигнал-команду, фотоелектричний перетворювач встановлюють на виході пневматичного або індуктивного приладу.

Вітчизняна промисловість серійно випускає високоточні оптоелектричні пружинні перетворювачі, призначені для побудови контрольних сортувальних автоматів (модель ПСФ) і засобів активного контролю (ПФП).

Водночас застосовуються вимірювальні схеми, де за допомогою оптоелемента вимірюється потік випромінювання, функціонально пов'язаний з розміром контрольованого параметра.

7.6.1. Оптоелектричні прилади для вимірювання лінійних розмірів

На рис. 7.25 показано принципову схему приладу, де вимірюється світловий потік, що несе інформацію про розмір деталі. Світловий потік від джерела 1 через оптичну систему 2 та щілинну діафрагму 3 падає на фотоелемент 4. Щілинна діафрагма частково закрита контрольованою деталлю 6. Отже, потік випромінювання, що падає на фотоелемент, визначається розміром деталі і спричиняє певну силу струму в мікроамперметрі 5.

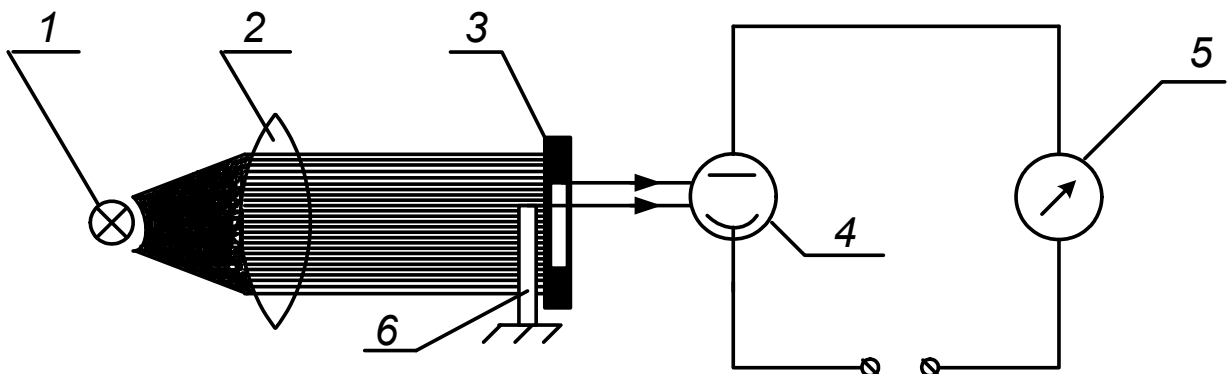


Рис. 7.25. Найпростіша схема оптикоелектричного приладу

Низька точність приладів, побудованих за цією схемою, пояснюється тим, що на результати вимірювання впливають коливання яскравості джерела випромінювання, напруги живлення, температури тощо. Ця схема також чутлива і до стороннього випромінювання, що падає на фотоелемент.

Щоб зменшити або повністю усунути вплив зазначених параметрів на результати вимірювання, застосовують диференціальні або компенсаційні схеми.

Розглянемо дві схеми оптоелектричних датчиків кута [4].

7.6.2. Оптикоелектричні прилади для вимірювання кутових розмірів

7.6.2.1. Оптикоелектричний датчик кута із заслінкою

Датчик із заслінкою (рис. 7.26) складається з джерела світла 1, фотоелемента 3, розміщених на корпусі приладу, і заслінки 2, пов'язаної з його чутливим елементом.

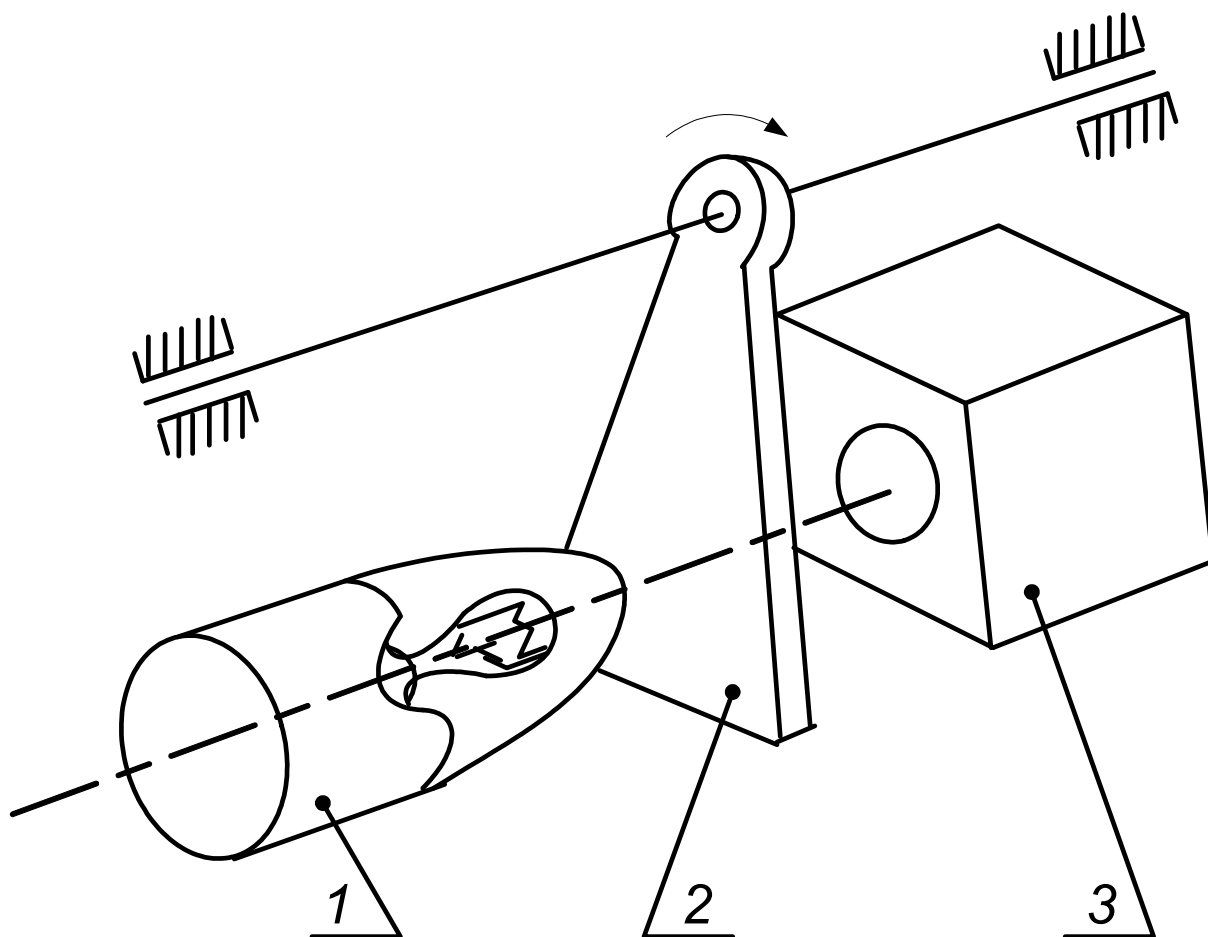


Рис. 7.26. Схема датчика кута із заслінкою

При кутових відхиленнях чутливого елемента разом з ним відхиляється заслінка, змінюючи інтенсивність освітлення фотоелемента, в результаті чого в електричному колі фотоелемента змінюється фотострум $I_{\text{ф}}$, який залежить від кута відхилення заслінки і є вихідним параметром датчика.

7.6.2.2. Оптикоелектричний датчик кута з дзеркалом

Датчик з дзеркалом (рис. 7.27) складається з джерела світла 1, фокусуючої системи 2 і фотоелемента 4, розміщених на корпусі приладу, і дзеркала 3, розміщеного на чутливому елементі приладу.

Коли відхиляється чутливий елемент, разом з ним відхиляється дзеркало, і відбиті від нього світлові промені падають на світлочутливу поверхню фотоелемента, спричиняючи або змінюючи фотострум у його електричному колі.

Основний недолік фотоелектричних датчиків кута – нестабільність у часі вихідних характеристик датчика (крутості нульового сигналу), велика залежність цих параметрів від температури, інерційність фотоелементів.

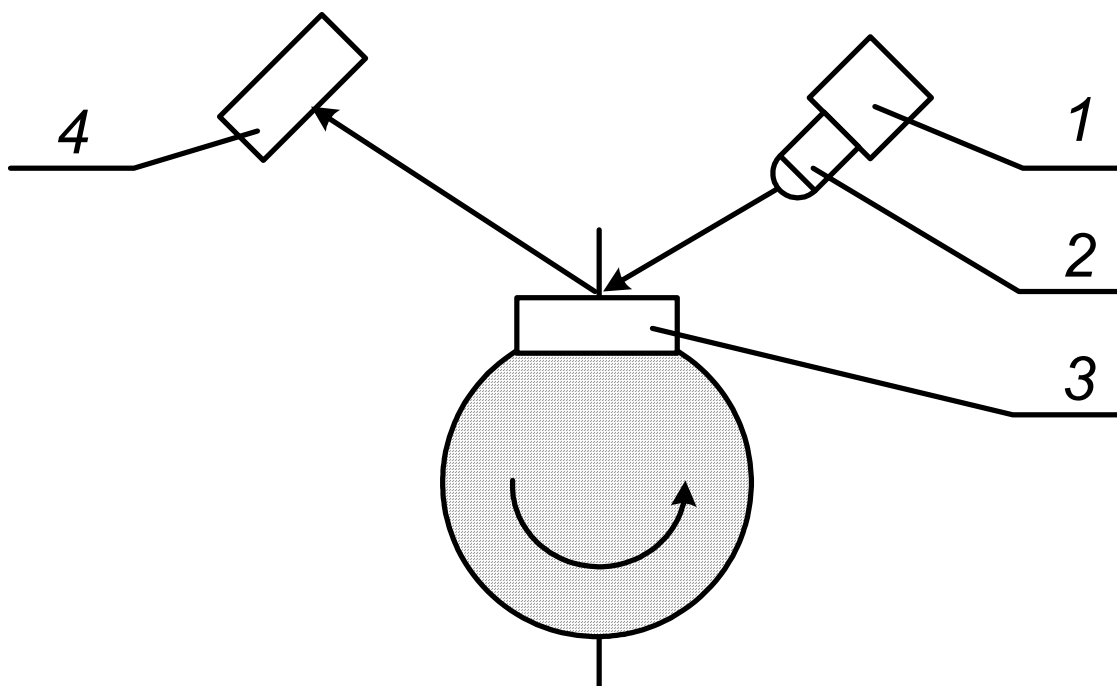


Рис. 7.27. Схема датчика кута з відбиваючим дзеркалом

В ряді гіроскопічних приладів, де датчик фіксує відносно повільні повороти рам карданового підвісу, останній недолік, як правило, не істотний.

Як фотоелементи в оптодатчиках кута часто застосовують фоторезистори та оптодіоди.

7.6.2.3. Оптиперетворювачі "кут (переміщення) – код"

В зв'язку з безсумнівною перспективністю використання ЦОМ в інерціальних навігаційних системах важливого значення набуває проблема поєднання ЦОМ з усією системою, тобто проблема перетворення безперервної вхідної інформації, яка надходить у ЦОМ, з аналогової форми в цифрову, і проблема зворотного перетворення інформації, що виходить з ЦОМ і надхо-

дять у блок інерціальних елементів. Такі перетворення виконують за допомогою вхідних і вихідних перетворювачів.

Інформація, яку потрібно ввести у ЦОМ з блока інерціальних елементів, буває, як правило, подана у вигляді кутових переміщень або електричних сигналів (напруг або струмів).

Тому основними типами вхідних перетворювачів, які використовуються в інерціальних навігаційних системах для введення інформації у ЦОМ, є перетворювачі типу "кут-код" і "напруга-код".

Один з таких перетворювачів (оптоелектричний) використовується для перетворення кутів, що визначають положення блока інерційних елементів, і згадується в літературі під назвою "оптосин" [7].

Взагалі вимоги до точності перетворювачів типу "кут-код" визначаються такими причинами:

- заданою точністю інерціальної навігаційної системи в цілому;
- способом побудови інерціальної навігаційної системи, тобто кінематикою блока інерціальних елементів;
- кінематикою зв'язку цього блока з пристроями зовнішньої корекції.

В тому разі, коли сталість кутів між осями інерціальних елементів (а також і пристроїв корекції) забезпечується самою кінематикою блока згаданих елементів, вимоги до точності перетворювачів порівняно невисокі.

Якщо сталість цих кутів забезпечується за допомогою спеціальних слідкуючих систем, як це відбувається в системах, подібних до астроінерціального орієнтатора, що ґрунтується на вимірюванні висот двох світил, то вимоги до точності перетворювачів "кут-код" досить жорсткі.

Перетворювачі "кут-код", встановлювані по осях блока інерціальних елементів, також мають задовольняти деяким специфічним конструктивним вимогам:

- малий момент опору на вхідній осі перетворювача;
- невеликі маса та габаритні розміри.

Питання щодо перетворювачів інформації для ЦОМ всебічно висвітлені в спеціальній вітчизняній та зарубіжній літературі.

В перетворювачах кутових і лінійних переміщень в цифровий код звичайно застосовують два методи перетворення: послідовної лічби і зчитування.

Перетворювачі послідовної лічби поділяють на нагромаджувальні та з проміжним перетворенням переміщення в іншу аналогову величину.

Нагромаджувальні перетворювачі виконують алгебраїчний підрахунок числа однакових елементарних переміщень, з яких складається реальне переміщення. Число елементарних приростів є цифровим еквівалентом переміщення.

Перетворювачі нагромаджувального типу характеризуються великою швидкістю, оскільки в них час, за який переміщення перетворюється в код, дорівнює часу знімання показів з лічильника.

Основний недолік перетворювачів цього типу – низька заводо захищеність: переривання подавання сигналів про елементарні прирости до лічильника і збої у процесі підрахунку приростів, через що виникає систематична похибка.

Перетворювачі з проміжним перетворенням в аналогові величини (наприклад, кут – фаза – часовий інтервал – код) характеризуються циклічністю роботи, тобто коли зафіксовано цифровий еквівалент переміщення в даний момент часу, процес перетворення повторюють, щоб отримати цифровий еквівалент переміщення у наступний момент.

В таких перетворювачах поява короткочасної завади може призвести до спотворення цифрового коду переміщення, проте в наступному циклі помилка виключатиметься.

Перетворювачі зчитування мають кодову шкалу, яка переміщується пропорційно до вимірюваної величини, і нерухомі чутливі елементи. Початок відліку за кодовою шкалою збігається з початковим положенням рухомих деталей пристрою. Кодова шкала містить набір цифрових еквівалентів переміщення, які зчитуються за допомогою чутливих елементів.

В результаті опитування чутливих елементів на їх виводах утворюються сигнали, комбінації яких дають цифрові еквіваленти положення кодової шкали і, отже, перетворюваного переміщення.

Як приклад на рис. 7.28 показано кругову чотирирозрядну шкалу, яка дає змогу відлічувати кут повороту вала з дискретністю $1/16$ оберта шкали.

При цьому переміщення кодується в двійковому коді. Коду нуля відповідають заштриховані ділянки, коду одиниці – світлі.

Чутливі елементи розміщуються по радіусу. Істотний недолік перетворювачів з двійковими кодовими шкалами – невизначеність зчитування коду на межі світлої та заштрихованої ділянок всіх розрядів, зумовлена неточністю виготовлення кодових шкал, встановлення чутливих елементів тощо.

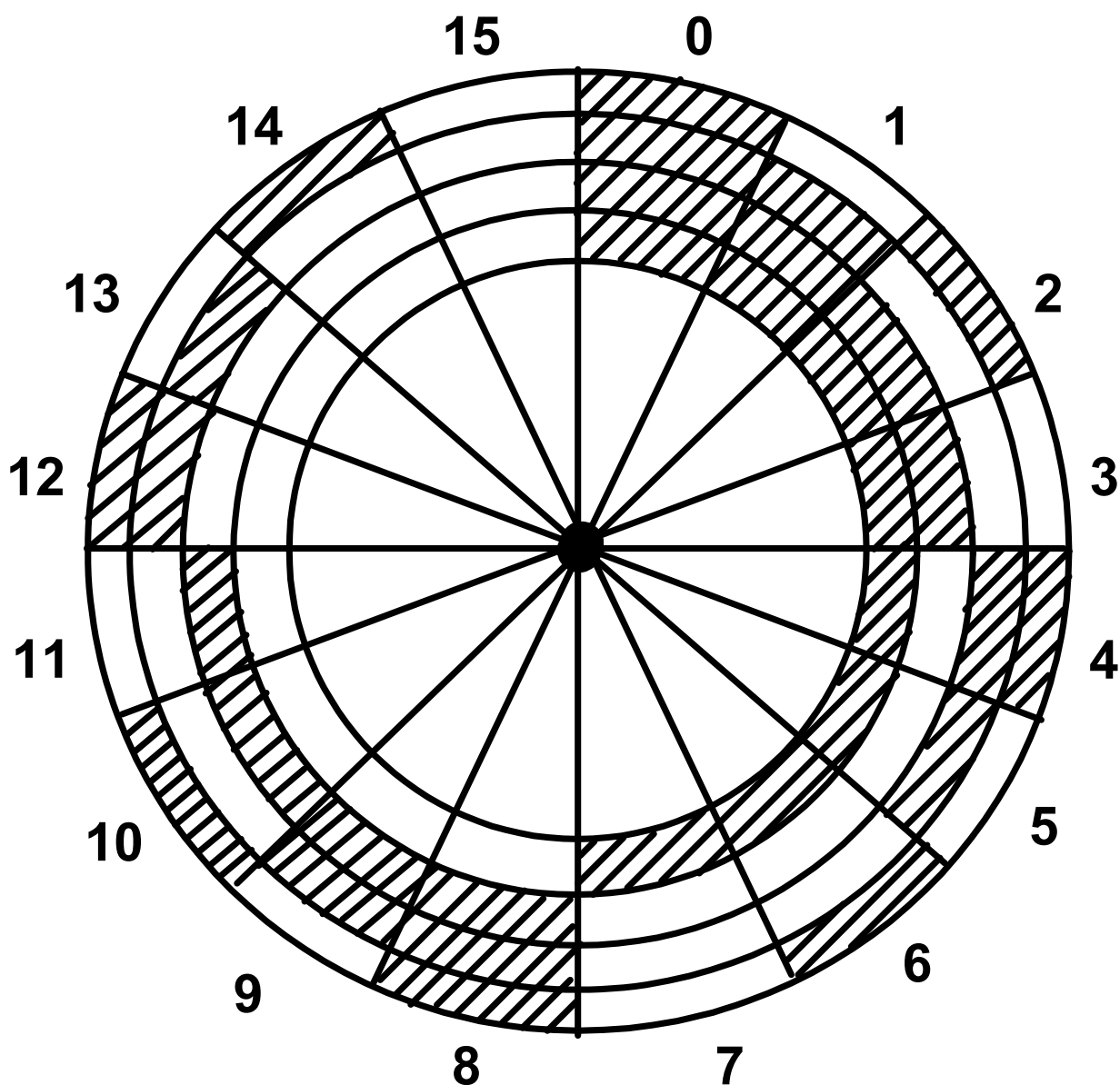


Рис. 7.28. Двійкова кодова шкала

Невизначеність зчитування коду може спричинити похибку відліку, що дорівнює одиниці старшого розряду.

Щоб зменшити похибку зчитування показів з кодової шкали до значення, яке дорівнює одиниці молодшого розряду коду, застосовують кодові шкали з масками спеціальних кодів (наприклад, Грея, Беркера).

Фізичні явища, що використовуються в перетворювачах зчитування, визначають спосіб знімання цифрових еквівалентів переміщення.

Згідно з цим розрізняють оптоелектричний, трансформаторний, ємнісний, трансфлюксний і електромеханічний способи знімання інформації.

Оптоелектричні перетворювачі, як було зазначено, мають ряд переваг порівняно з іншими: високу розподільчу здатність, велику швидкодію, безконтактне знімання інформації.

Фотоелектрична система зчитування складається з чутливих елементів – фотоприймачів (фотодіодів, фототріодів, фотоопорів тощо), джерел світла і допоміжних елементів [4].

Принцип дії оптоелектричного перетворювача "кут-код" [3] показано на рис. 7.29 [3].

Одна з найвідповідальніших деталей цього перетворювача – скляний диск 2 з нанесеними на ньому кодовими доріжками, число яких дорівнює числу розрядів і визначає його точність.

Щоб зменшити похибку при зчитуванні, кути повороту скляного диска кодують у коді Грея [7].

Кодова комбінація (із прозорих і непрозорих ділянок), яка відповідає поточному значенню кута повороту диска, зчитується за допомогою оптоелектричної системи, що складається з імпульсної лампи 1, щілинної діафрагми 3 і групи фоточутливих приймачів 4.

Сучасні оптоелектричні одношкальні перетворювачі "кут-код" характеризуються похибкою перетворення порядку $(1,5...5) \cdot 10^{-6}$ (у кутовій мірі це становить $(20...70)''$, що відповідає 14–16 двійковим розрядам відліку). Таку точність отримують за допомогою кодової шкали діаметром ~ 240 мм. Далі підвищувати точність за рахунок збільшення розрядності кодової шкали при збереженні прийнятих габаритних розмірів важко ось чому:

– обмеженою є розподільча здатність оптичної системи (з огляду на зменшення ширини молодшого розряду кодової шкали);

- збільшується вплив помилок світлонепроникних елементів (штрихів);
- ставиться вимога точного юстування фотоприймачів.

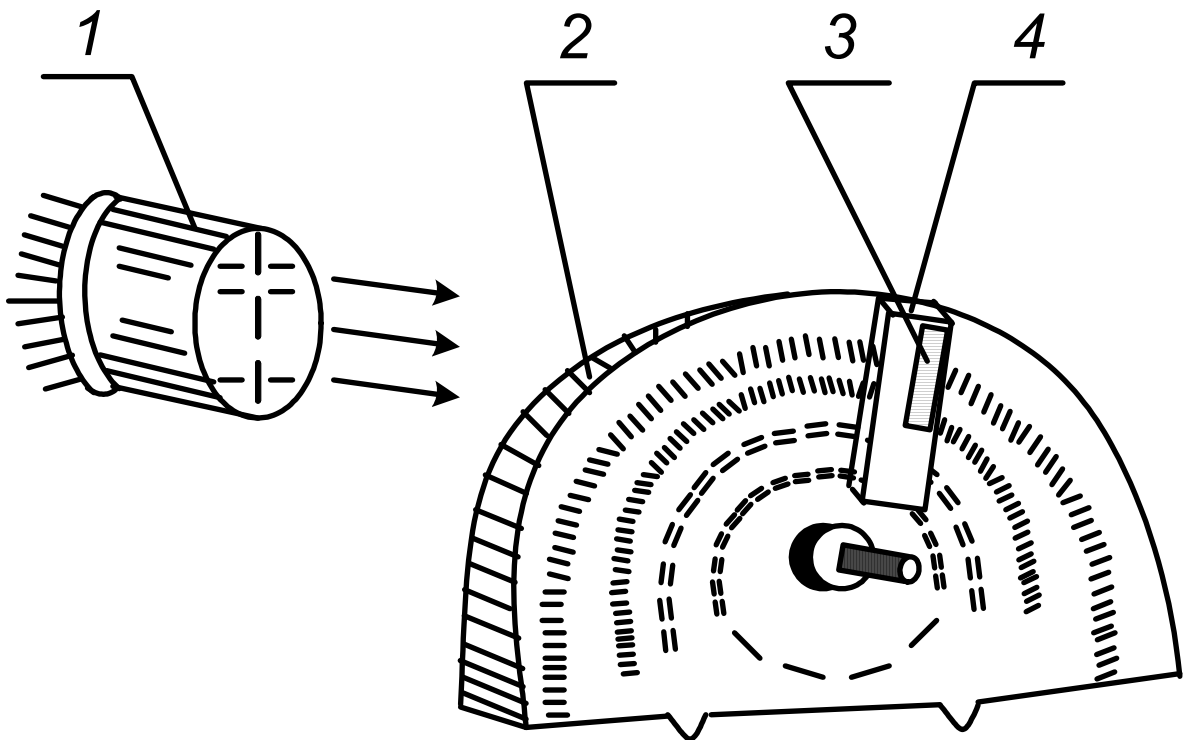


Рис. 7.29. Оптиелектричний перетворювач "кут-код"

7.6.2.4. Оптовимірювач кутових переміщень і кутових швидкостей на основі цифрової відеокамери

Структурну схему пристрою зображено на рис. 7.30. Пристрій містить насадку 1 на валу 2, що обертається, пристрій 3 формування цифрових відеозображень, а також обчислювальний пристрій 4 (цифрову електронну обчислювальну машину). Насадка 1 має форму кола і жорстко закріплена на валу 2. На насадці 1 нанесена радіальна лінія 5, яскравість якої значно відрізняється від яскравості фону. Насадка 1 і пристрій 3 формування цифрових відеозображень оптично пов'язані між собою. Вихід пристрою 3 формування цифрових відеозображень підключений до входу обчислювального пристрою 4.

Підвищена точність вимірювань та завадостійкість даного пристрою забезпечується за рахунок алгоритмічної обробки цифрових відеозображень в обчислювальному пристрої (цифровій електронній обчислювальній машині). Ця обробка включає попередню фільтрацію шумів на цифровому відео-

зображенні та виконання процедури лінійної апроксимації за методом найменших квадратів для визначення кута нахилу радіальної лінії. Початкові дані для процедури лінійної апроксимації – це координати точок цифрового відеозображення, що належать радіальній лінії.

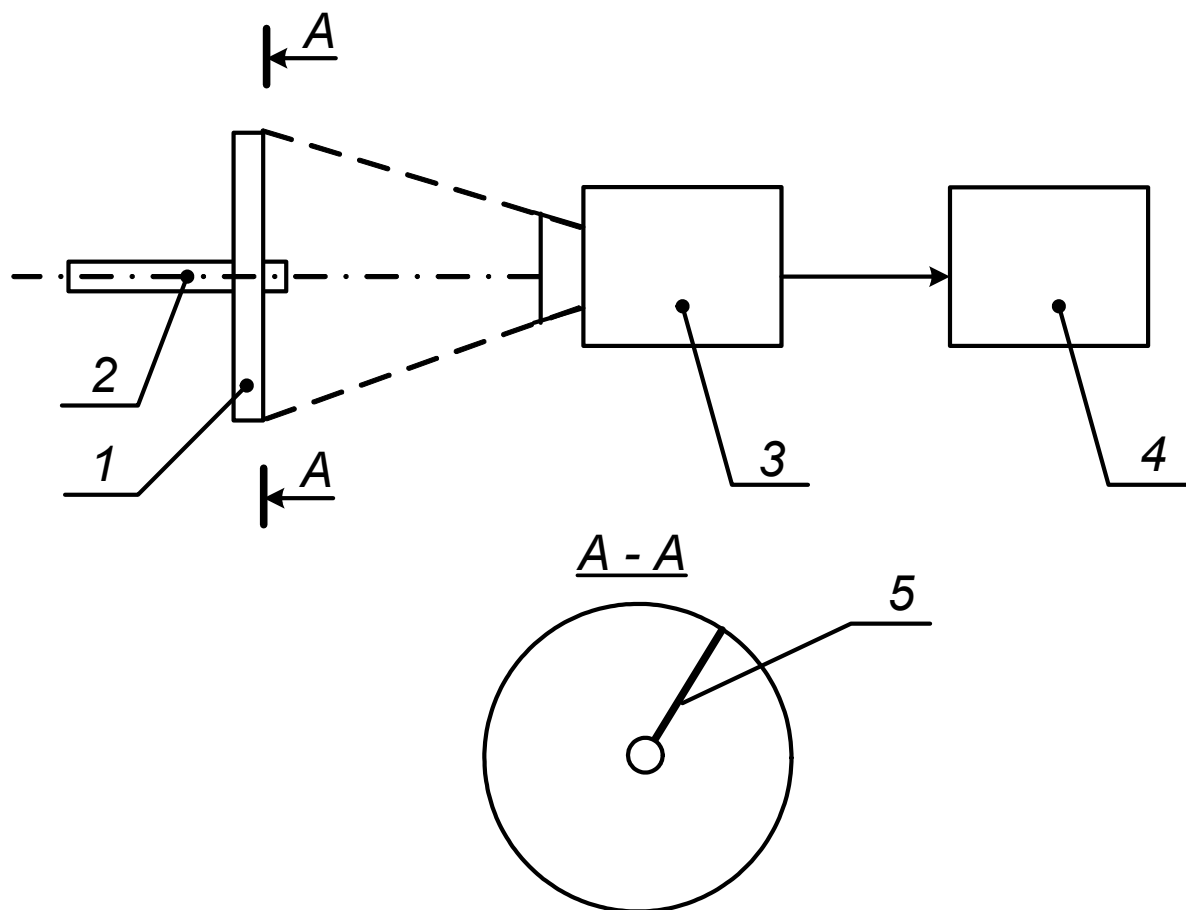


Рис. 7.30. Структурна схема оптовимірювача кутових переміщень і кутових швидкостей на основі цифрової відеокамери

Пристрій для вимірювання кутової швидкості працює наступним чином. Оптичне зображення насадки 1 за допомогою пристрою 3 формування цифрових відеозображень перетворюється в цифрове відеозображення. Таке перетворення відбувається в фіксовані моменти часу і в результаті отримуємо послідовність цифрових відеозображень, які відстоять одне від одного на певний фіксований інтервал часу T . В результаті обертання валу 2 радіальна лінія 5 на насадці протягом часу змінює кут нахилу від α_i до α_j відносно нерухомої системи координат xOy (рис. 7.31). Величина зміни куту нахилу $\Delta\alpha$ пропорційна кутовій швидкості обертання валу 2. Поточні значення кута

нахилу визначаються в результаті обробки в обчислювальному пристрої 4 (цифровій електронній обчислювальній машині) послідовності цифрових відеозображень, яка складається з окремих цифрових відеозображень (кадрів).

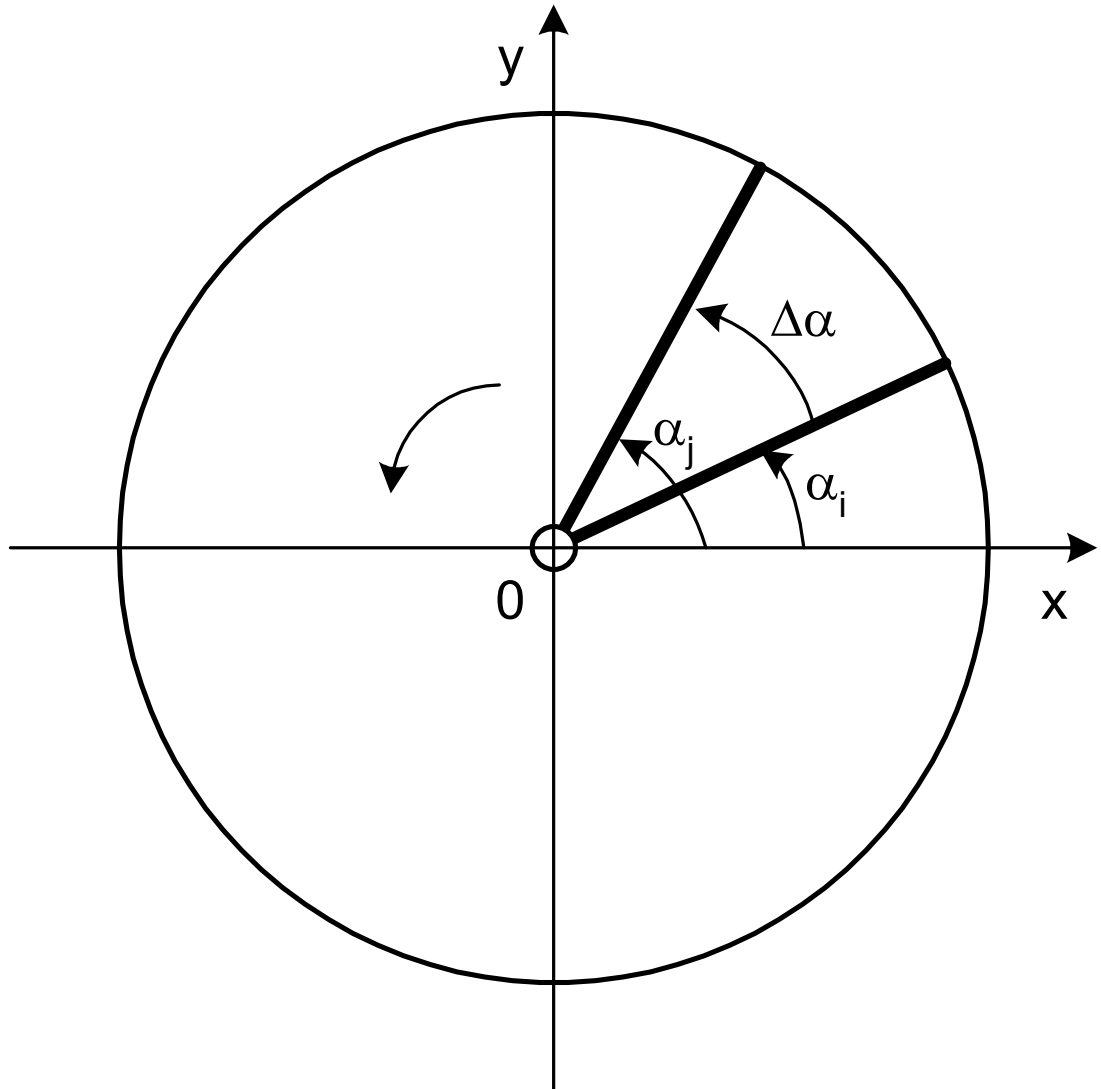


Рис. 7.31. Схема вимірювань кутового положення мітки

Процедура визначення кутів нахилу виконується наступним чином. Радіальна лінія 5 на кожному цифровому відеозображенні описується рівнянням $y = a_i x + b_i$, де a_i і b_i – коефіцієнти, що характеризують поточне розташування радіальної лінії 5 відносно нерухомої системи координат xOy .

Кут нахилу радіальної лінії 5: $\alpha_i = \arctg(a_i)$. Для визначення коефіцієнту a_i виконується процедура лінійної апроксимації за методом найменших квадратів. Початкові дані для процедури лінійної апроксимації – це координати

точок цифрового відеозображення, що належать радіальній лінії 5. Зрозуміло, що координати окремих точок радіальної лінії 5 містять похибки, пов'язані з шумами і викривленнями, що мають місце на сформованому цифровому відеозображенні. Але лінійна апроксимація за методом найменших квадратів в силу своїх властивостей суттєво зменшує ці похибки, що приводить до підвищення точності вимірювань.

Результат вимірювань кутової швидкості отримується в обчислювальному пристрої 4 (цифровій електронній обчислювальній машині) за формулою:

$$n = \frac{\alpha_j - \alpha_i}{(k_j - k_i) \cdot T} \left[\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right], \quad N = \frac{30 \cdot n}{\pi} \left[\frac{\text{обертів}}{\text{хвилину}} \right],$$

де k_j та k_i – номери кадрів у послідовності цифрових відеозображень, для яких обчислено кути α_j та α_i відповідно.

З метою перевірки працездатності пристрою для вимірювання кутової швидкості було створено його діючий макет. В макеті використовувалися насадка 1 діаметром 240 мм з фоном білого кольору і радіальною лінією 5 чорного кольору товщиною 5 мм, пристрій 3 формування цифрових відеозображень (цифрова відеокамера) Sony DCR-TRV940 і обчислювальний пристрій 4 (цифрова електронна обчислювальна машина) Pentium 4 – 1,7 ГГц. Вал 2 і насадка 1 оберталися за допомогою електричного двигуна і редуктора. Діапазон вимірюємих кутових швидкостей складав (6,28 ... 78,50) рад/с, тобто (60 ... 750) обертів/хвилину. Частота кадрів у цифровій відеокамері складала 25 кадрів/с, тобто $T = 0,04$ с. Розмір цифрового відеозображення дорівнював 768x576 дискретних точок.

Обчислення кута нахилу радіальної лінії 5 на кожному відеозображенні виконувалося на основі процедури лінійної апроксимації за методом найменших квадратів на основі координат 180 дискретних точок, що утворюють вісь радіальної лінії 5, яка має товщину 5 мм. Для цього в кожному рядку відеозображення визначалися координати точок, що належать лівому і правому контуру радіальної лінії 5, а потім визначалися координати середньої точки (по товщині радіальної лінії 5).

Величина зміни кута нахилу радіальної лінії 5 між двома сусідніми цифровими відеозображеннями склала: $\Delta\alpha = (14 \dots 180)^\circ$. Максимальна похибка визначення кута нахилу радіальної лінії 5 склала $0,05^\circ$. Значення цієї похибки було обчислено з урахуванням використання процедури лінійної апроксимації за методом найменших квадратів. Максимальна похибка визначення кутової швидкості склала $0,06$ рад/с або $1,4\%$. Для підвищення точності вимірювань необхідно використовувати більш досконалий пристрій з формування цифрових відеозображень.

За допомогою даного пристрою можливо вимірювання і більш низьких кутових швидкостей. Для цього потрібно збільшити інтервал часу між моментами формування двох цифрових відеозображень, що використовуються для визначення кутів нахилу радіальної лінії α_i та α_j . Для вимірювання більш високих кутових швидкостей необхідно використовувати спеціалізовану цифрову відеокамеру з підвищеною частотою кадрів (декілька тисяч кадрів за секунду).

7.6.3. Оптикоелектричні растрові перетворювачі

Останнім часом почала ширше використовуватися растрова вимірювальна техніка [7] у поєднанні з оптикоелектричними перетворювачами. В растрових вимірювальних системах закладено принцип використання двох шкал (рухомої і нерухомої) для здобуття усередненої інформації про їх взаємне положення.

Застосовуючи растри як міри, можна побудувати автоматичні вимірювальні системи з похибкою не більш як $\pm(0,3\dots0,5)$ мкм на довжині $1\dots2$ м і до $\pm 0,2''$ для кутових вимірювань з великою швидкістю (100 і більше відліків за секунду).

В цих системах растрове спряження використовується як початковий вимірювальний механізм, що дає високе передаточне відношення, а оптикоелектричний пристрій призначено для перетворення світлових смуг растрів у електричні імпульси. Ці імпульси спеціальними електричними пристроями зрештою перетворюються у вимірювальну інформацію, яка може бути пода-

на у вигляді цифрового відліку або перетворена в потрібні сигнали для систем з числовим програмним керуванням верстатами.

Вимірювальне растрове спряження складається з двох растрів: вимірювального та індикаторного. Вимірювальний растр (рис. 7.32, а) – це сукупність темних штрихів, нанесених на поверхню прозорого матеріалу з кроком t_1 . Найчастіше застосовують растри, в яких ширина штрихів b і ширина проміжку a однакові. Довжина вимірювального растра має бути дещо більшою за діапазон вимірювань.

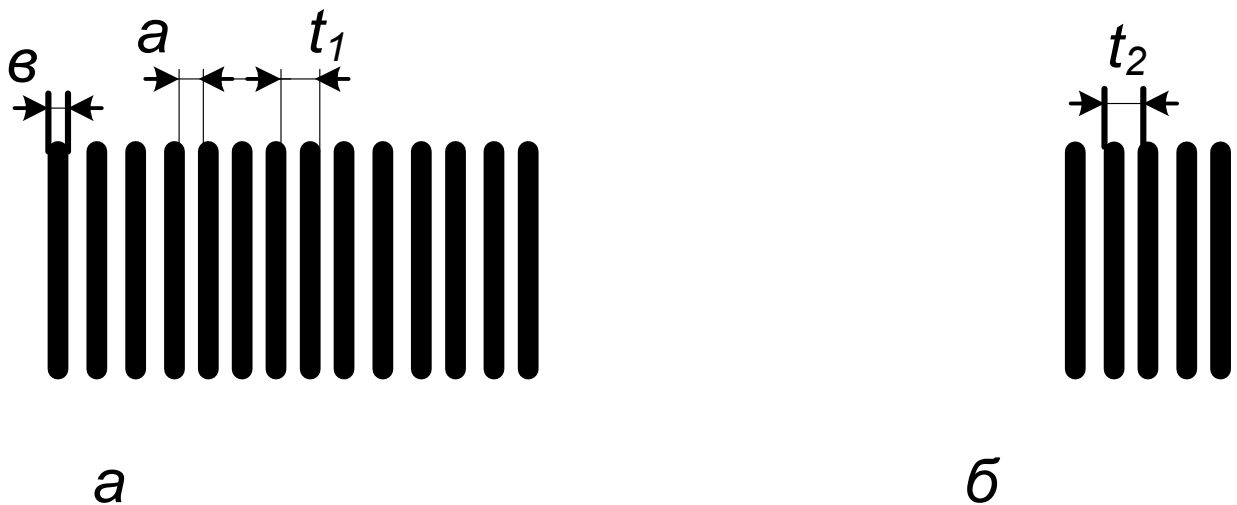


Рис. 7.32. Елементи растрового спряження

Індикаторний растр аналогічний вимірювальному, але значно меншої довжини. Крок цього растра t_2 (рис. 7.32, б) дорівнює кроку вимірювального растра або дещо відрізняється від нього. Для високоточних вимірювань застосовують растри з кроком 0,05...0,01 мм.

Якщо кроки рівні і нульовим є кут нахилу штрихів обох решіток, виникає обтюрційний комбінований растр.

Під час відносного переміщення решіток відбувається часткове або повне накладення штрихів однієї решітки на світлопровідні ділянки іншої, внаслідок чого змінюється світловий потік, який проходить від джерела світла до фотоприймача.

Повний цикл зміни світлового потоку від максимуму до мінімуму при взаємному переміщенні решіток на один крок повторюватиметься на наступних кроках.

Залежно від кроку штрихів (відстань між двома сусідніми штрихами) решітки можна поділити на крупні та дрібні (дифракційні).

Крупні решітки пропускають світло, практично не викликаючи ефекту дифракції (густина нанесення штрихів не більша за 20 на 1 мм).

Якщо індикаторний растр накласти на вимірювальний так, щоб між ними був зазор (звичайно зазор не повинен перевищувати зіниці растра) і лінії індикаторного растра розмістилися під деяким кутом φ до ліній вимірювального растра (рис. 7.33), то можна спостерігати муарові комбінаційні смуги, тобто світлі та темні смуги, що йдуть перпендикулярно до бісектриси кута з кроком $T > t$, тобто маємо комбінаційний растр.

Комбінаційні смуги утворюються внаслідок того, що на окремих ділянках растрового поля проміжки одного з растрів затемнюються штрихами іншого растра, а там, де проміжки обох растрів збігаються, ділянки залишаються незатемненими.

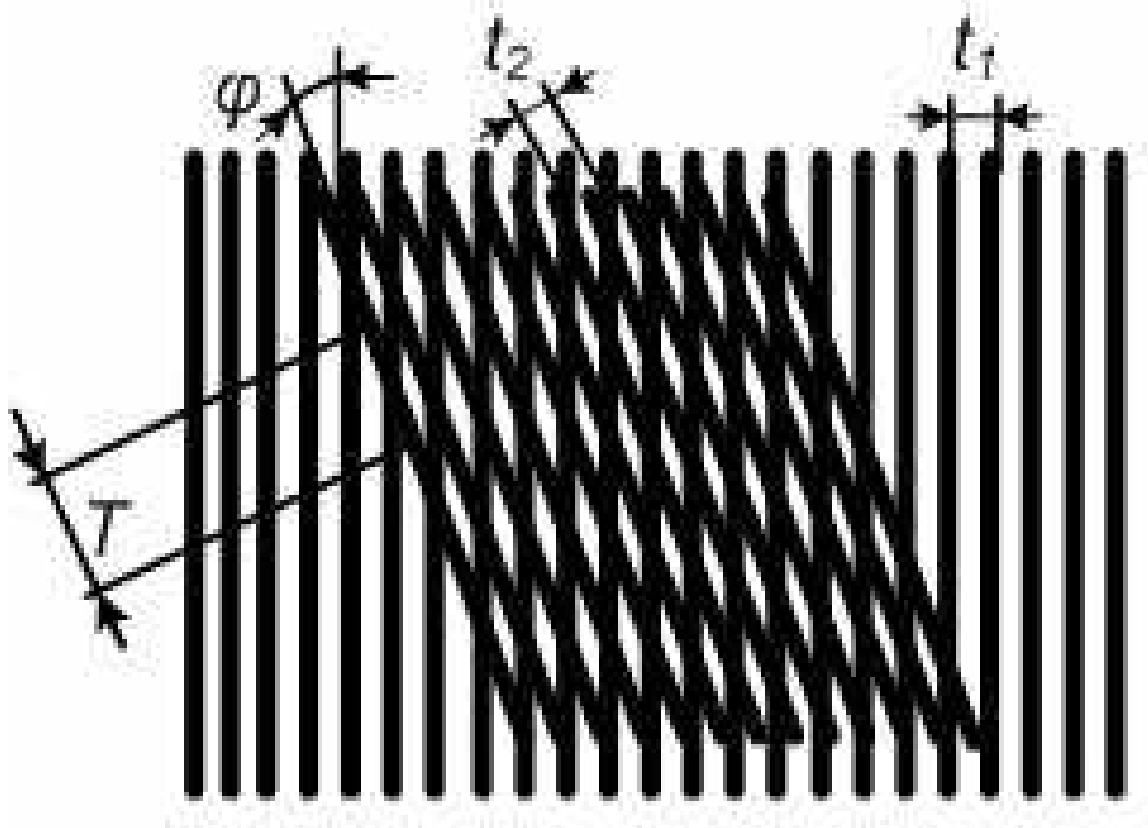


Рис. 7.33. Спряження паралельного лінійного растра

Ширина смуг муару насамперед залежить від величини кута нахилу штрихів решіток. При зменшенні цього кута смуги муару стають ширшими. Коли кут стає більшим за 30° , муар зникає, тобто комбінаційні смуги спостерігаються при $\varphi < 30^\circ$.

Якщо один з растрів переміститься відносно іншого на крок t , то комбінаційні муарові смуги зсунуться на крок T . Крім того, при переміщенні індикаторного растра (він розміщений зверху) праворуч комбінаційні смуги переміщуються згори вниз, а при переміщенні ліворуч – у зворотному напрямі. В результаті відносного переміщення растрів на один крок t штрихів муарові комбінаційні смуги пересуваються на один крок T .

Ефект переміщення муарових смуг характеризується коефіцієнтом збільшення переміщення

$$k = \frac{T}{t} = \frac{1}{2 \sin \frac{\varphi}{2}},$$

Якщо на растрове поле накласти непрозору діафрагму з щілинами (рис. 7.34), крок яких дорівнює кроку комбінаційного растра, то під час руху комбінаційних смуг відносно цих щілин світловий потік на площі щілин різко змінюватиметься.

Світлові імпульси (один імпульс при відносному переміщенні растрів на крок t) є джерелами інформації про контрольоване переміщення.

Для визначення напрямку переміщення використовують додаткові сигнали від растрової ланки, зсунуті один відносно одного на деяку фазу.

Це досягається відповідним розміщенням діафрагм – щілин відносно комбінаційних смуг.

На рис. 7.34 на одному кроці комбінаційного растра розміщені чотири щілини, зсунені на $1/4$ відносно одна одної, що відповідає зсуву фази сигналу пропорційно до $\pi/2$.

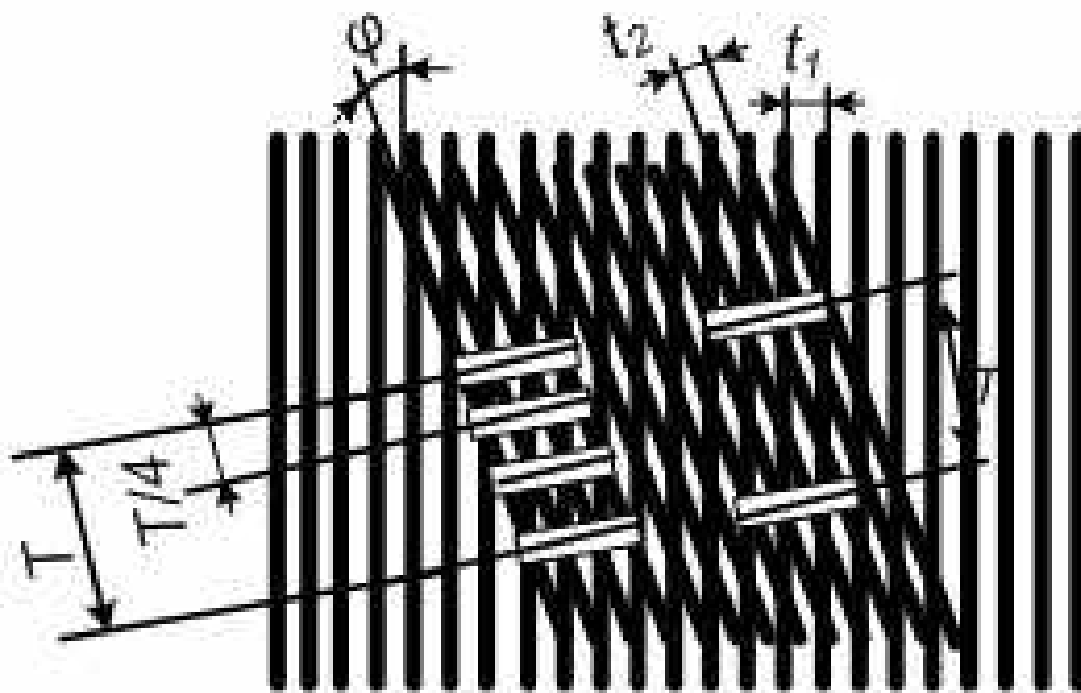


Рис. 7.34. Схема розміщення щілин діафрагми
оптичної системи

Якщо використовувати реверсивний лічильник імпульсів у відліковому пристрої, то електричні сигнали, які надходять в певному порядку від чотирьох фотоелектричних пристроїв, додаватимуться лічильником при прямому переміщенні комбінаційних смуг і відніматимуться при їх зворотному переміщенні.

Комбінаційний растр можна отримати і при $\varphi = 0$, але тоді кроки мають дещо відрізнятися один від одного.

Такий комбінаційний растр (7.35, а) називають ноніусним.

Щоб отримати зсув фази, застосовують решітки із зсувом растрових штрихів (рис. 7.35, б), тоді при спряженні з іншим растром, що не має зсуву штрихів, утворюється комбінаційний растр із зсувом комбінаційних смуг (рис. 7.35, в).

Крок ноніусних смуг комбінаційного растра (рис. 7.35, в)

$$T_n = \frac{t_1 t_2}{\Delta t},$$

де Δt – абсолютна різниця між кроками t_1 і t_2 .

Крок комбінаційних смуг, утворений лінійними растрами (див. рис. 7.34) при $t_1=t_2=t$ та кутом φ між ними

$$T_n = \frac{t}{2 \sin \frac{\varphi}{2}},$$

якщо $t_1 \neq t_2$ (див. рис. 7.33), то

$$T_n = \frac{t_1 t_2}{\sqrt{(t_1 + t_2)^2 - 4 t_1 t_2 \cos^2 \frac{\varphi}{2}}}.$$

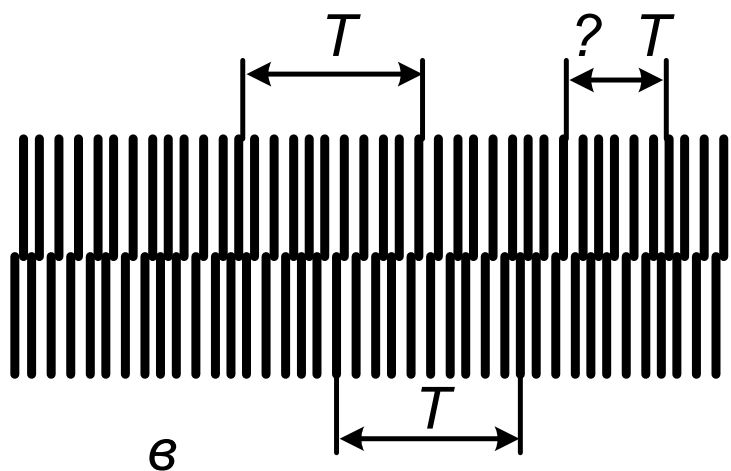
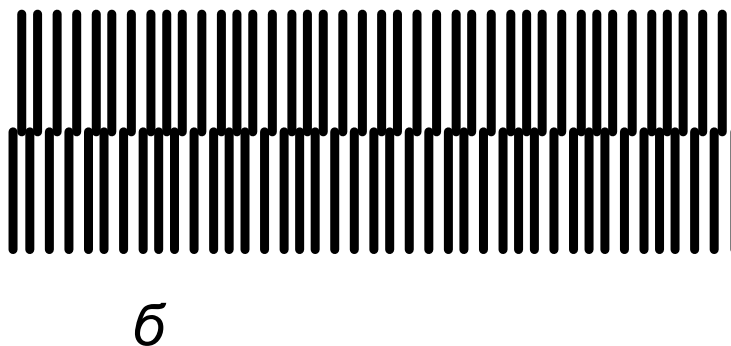
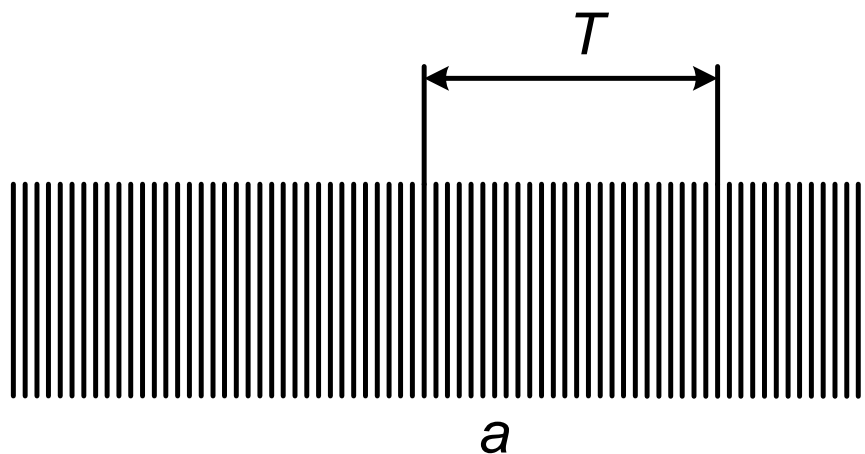


Рис. 7.35. Ноніусне спряження растрів

Похибка растрових спряжень в основному залежить від похибки кроку штрихів растра [7], яка впливає на форму та положення комбінаційних смуг растрового спряження. За значенням похибки кроку здебільшого роблять висновки про якість растрової міри.

Для вимірювання кутів штрихи растра наносять на диски, причому штрихи нерухомого диска є дотичними до кола деякого малого радіуса.

Дві радіальні растрові решітки сполучаються з суміщенням їх центрів. При освітленні растрів утворюються муарові смуги – темні та світлі концентричні кола.

Спочатку муаровий ефект використовувався для підрахунку цілого числа муарових смуг. Тому, щоб отримати високу точність, застосовували дифракційні решітки з кроком, який дорівнює потрібному розрізненню, а це значно ускладнювало конструкцію оптичної частини перетворювача. Крім того, сам метод нагромадження приросту має низьку заводозахищеність. Розподільча здатність методу підрахунку цілого числа смуг дорівнює 1...2,5 мкм. Вищої розподільчої здатності можна досягти, скориставшись методом визначення муарової смуги в межах кроку, тобто інтерполюванням. В цьому разі можна одночасно просвічувати десятки і навіть сотні штрихів решіток.

Сумарний світловий потік, що надходить на фотоприймачі, збільшується, тому вимоги до оптичної системи визначення положення муарової смуги знижуються, а як растри можна застосовувати крупні решітки, технологічніші порівняно з дифракційними.

Завдяки ефекту багатоцілинного зчитування дістають сумарний світловий потік фотоприймача – згладжену інформацію про взаємне положення решіток. Тоді вплив випадкових і дрібноперіодичних помилок положення штрихів на точність растрового відліку практично виключається.

Положення муарової смуги може визначатися растровою системою, яка містить:

- рухому растрову решітку на вимірювальній пластині;
- нерухому пластину зчитування з другою індикаторною решіткою, щілинами зчитування;

– фотоелектричний блок (освітлювач, фотоприймач, логічна схема обробки інформації фотоприймачів).

Пристрої з растровими системами, що реалізують метод інтерполювання, за принципом дії можна поділити на амплітудні та фазові растрові інтерполятори.

Амплітудні растрові інтерполятори визначають положення муарової смуги за амплітудами сигналів фотоприймачів, розміщених за напрямом її пересування в межах кроку.

Кількість фотоприймачів, у межах муарової смуги

$$n = \frac{T}{t},$$

де T – крок комбінаційних смуг; t – крок растра.

В фазових растрових інтерполяторах просторова фаза муарової смуги перетворюється в часову фазу. Часовий інтервал, що відповідає часовій фазі, вимірюється заповненням його імпульсами високої частоти і їх підрахунком. В фазових системах зчитування часовий фазовий зсув електричного сигналу лінійно залежить від просторової фази муарової смуги.

Експериментальні дослідження фазової системи зчитування показують, що фазова система забезпечує розподільчу величину не менш як $1/128$ кроку растра, коли цей крок становить $0,1$ мм.

Інтерполяційні растрові системи зчитування визначають переміщення вимірювальної растрової решітки за положенням муарової смуги в межах кроку растра.

Щоб підвищити точність відліку переміщень, можна скористатися растровою системою як точним відліком у перетворювачах з кодовими шкалами. В такому разі крок растра має дорівнювати кроку штрихової кодової шкали перетворювача в розряді, з яким сполучується растрова система. Грубим ступенем буде кодова шкала перетворювача "кут (переміщення) – код".

Такі оптико-механічні перетворювачі "кут-код" з грубим і точним відліком дають змогу отримати точність вимірювання кутів, що відповідає 19 – 20 розрядам двійкового числа, що становить $(1,5...2,5)''$ в разі кутових вимірювань.

7.7. Контрольні питання до розділу 7

1. Основні властивості оптичних випромінювань. Принцип дії ОП. Конструкція ОП. Закони поширення оптичних випромінювань.
2. Джерела оптичних випромінювань. Типи оптичних випромінювачів. Принцип дії.
3. Приймачі оптичних випромінювань. Типи оптичних приймачів. Принцип дії.
4. Основні різновиди фотоелектричних приймачів.
5. Приклади практичного застосування оптичних перетворювачів.
6. Вимірювальні ланцюги ОП.
7. Оптрон. Принцип дії. Застосування.
8. Оптосин. Принцип дії. Застосування.
9. Растрові вимірювальні ОП.
10. Основні елементи розрахунку оптичних перетворювачів.

Розділ 8. ТЕПЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

8.1. Загальні положення

8.1.1. Терміни та визначення

До теплових належать перетворювачі, принцип дії яких ґрунтується на теплових процесах і природною вхідною величиною яких є температура. Теплові перетворювання в них описуються рівнянням теплового балансу: все тепло, що надходить до перетворювача, використовується на підвищення його внутрішньої енергії.

До первинних теплових перетворювачів належать термоелектричні (термопари) та терморезисторні (резистори опору металеві та напівпровідникові) перетворювачі, які вмикаються в електричні вимірювальні кола. Рівняння теплового балансу для них має вигляд

$$Q_{\text{ел}} + Q_{\text{mn}} = Q_{\Sigma \text{mn}},$$

де $Q_{\text{ел}}$ – кількість теплоти, що створюється у результаті підведеної електричної потужності; Q_{mn} – кількість теплоти, що надходить зовні, чи віддається перетворювачем; $Q_{\Sigma \text{mn}}$ – сумарна кількість теплоти, що отримав перетворювач.

Таким чином, розрахунки теплових перетворювачів полягають у розрахунках процесів теплопередачі або теплообміну.

Теплообміном називається процес обміну внутрішніми енергіями між тілами, що торкаються, або між частинами одного тіла, який не супроводжується виконанням макроскопічної роботи. Кількісною характеристикою цього процесу є кількість теплоти Q .

Кількість теплоти – це енергія, яку передають тіла одне одному безпосередньо при контакті, чи шляхом випромінювання. Одиниця кількості теплоти – Джоуль.

Розрізняють три способи теплообміну: теплопровідність, конвекція та теплове випромінювання.

Теплопровідність – передача теплоти від одного тіла до другого при їх контакті чи від однієї, більш нагрітої частини тіла до другої, менш нагрітої,

без переносу молекул. У чистому вигляді цей процес має місце у твердих тілах. Кращими провідниками теплоти є метали. Гази мають найменшу теплопровідність.

Кількість теплоти, що передається при теплопровідності за проміжок часу τ , може бути виражена формулою

$$Q = q\tau, \quad (8.1)$$

де $q = \lambda \cdot \text{grad} \theta$ – тепловий потік, що передається за одиницю часу крізь одиницю поверхні, Вт·м²; λ – коефіцієнт теплопровідності, Вт·м⁻¹К⁻¹; $\text{grad} \theta$ – градієнт температури, К·м⁻¹.

Повний тепловий потік, що створюється різницею температур, визначається формулою

$$q_{mn} = G \cdot \Delta\theta = \Delta\theta / r, \quad (8.2)$$

де G – теплова провідність середовища; r – тепловий (термічний) опір середовища.

Теплопровідність залежить від коефіцієнту теплопровідності, а також від геометричних розмірів тіла.

Для плоскої стінки теплова провідність

$$G = \frac{\lambda S}{\delta},$$

де S – площа стінки; δ – товщина стінки. Для циліндричної стінки

$$G = \lambda \frac{2\pi l}{d_1 d_2},$$

де l – довжина циліндру; d_1, d_2 – відповідно зовнішній і внутрішній діаметри стінки.

Конвекція – перенесення теплоти потоком рідини чи газу. Передача теплоти при конвекції здійснюється шляхом перемішування та переміщення холодних та теплих слоїв рідини чи газу, або отриманням чи віддачею теплоти рідиною чи газом при їх контакті з твердим тілом, що має іншу температуру. Останній процес називають тепловіддачею. Кількість теплоти Q , що проходить крізь поверхню дотику площиною S за час τ у такому випадку визначається формулою

$$Q = \alpha S \tau \Delta\theta, \quad (8.3)$$

де α – коефіцієнт тепловіддачі, $\text{Вт}\cdot\text{м}^{-2}\cdot\text{К}^{-1}$; $\Delta\theta$ – різниця температур між твердим тілом та рідиною чи газом, К .

Коефіцієнт тепловіддачі залежить від геометричних розмірів поверхні S , кінематичної в'язкості ν рідини чи газу, їх теплопровідності λ та швидкості руху V

$$\alpha = f(S, \nu, \lambda, V).$$

Теплове випромінювання – перенесення теплоти за допомогою електромагнітних хвиль. Теплове випромінювання властиве всім тілам і кожне тіло безперервно випромінює чи поглинає енергію. Якщо температура тіл, що обмінюються випромінюваною енергією однакова, то випромінювана тілом енергія дорівнює енергії, яку воно поглинає. Згідно закону Стефана-Больцмана повна кількість енергії, що випромінюється в одиницю часу з одиниці поверхні, що має температуру θ , дорівнює

$$E_0 = \sigma_0 \cdot \theta^4,$$

де $\sigma_0 = 5,7 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}\cdot\text{м}^{-2}\cdot\text{К}^{-4}$ – константа випромінювання абсолютно чорного тіла.

В технічних розрахунках ця формула використовується у вигляді

$$E_0 = C_0 \left(\frac{\theta}{100} \right)^4,$$

де $C_0 = 5,7 \text{ Вт}\cdot\text{м}^{-2}\cdot\text{К}^{-4}$ – коефіцієнт випромінювання абсолютно чорного тіла. Для реальних сірих тіл коефіцієнт випромінювання C визначається з урахуванням ступеня чорноти тіла ξ

$$C = \xi C_0.$$

Значення коефіцієнта ξ змінюється від нуля до одиниці і наводиться в таблицях.

Кількість променевої енергії, що поглинається тілом також визначається ступенем чорноти тіла

$$E = \xi E_{\text{еф}},$$

де $E_{\text{еф}}$ – ефективне випромінювання, що надходить зовні.

Крім того, при розрахунках променевого теплообміну необхідно врахувати напрям випромінювання, розміри та відбивну властивість тіл.

Кількість теплоти на 1 м^2 площини за одну секунду при теплообміні між плоскими паралельними поверхнями q_{12} з температурами θ_1 та θ_2 може бути визначена за формулою

$$q_{12} = C_n \left[\left(\frac{\theta_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{\theta_2}{100} \right)^4 \right] S_1, \text{ Вт} \cdot \text{м}^2,$$

а між двома замкненими поверхнями, коли одна з поверхонь S_2 замикає іншу, обов'язково випуклу, поверхню S_1 (рис. 8.1)

$$q_{12} = C_n \left[\left(\frac{\theta_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{\theta_2}{100} \right)^4 \right] S_1, \quad (8.4)$$

де C_n – приведений коефіцієнт випромінювання.

Для зменшення випромінювання зменшують ступінь чорноти тіла, або використовують екран. Для паралельних поверхонь з рівними коефіцієнтами C_n використання екрану з коефіцієнтом, що дорівнює C_n/n , зменшує теплопередачу у $2n$ разів.

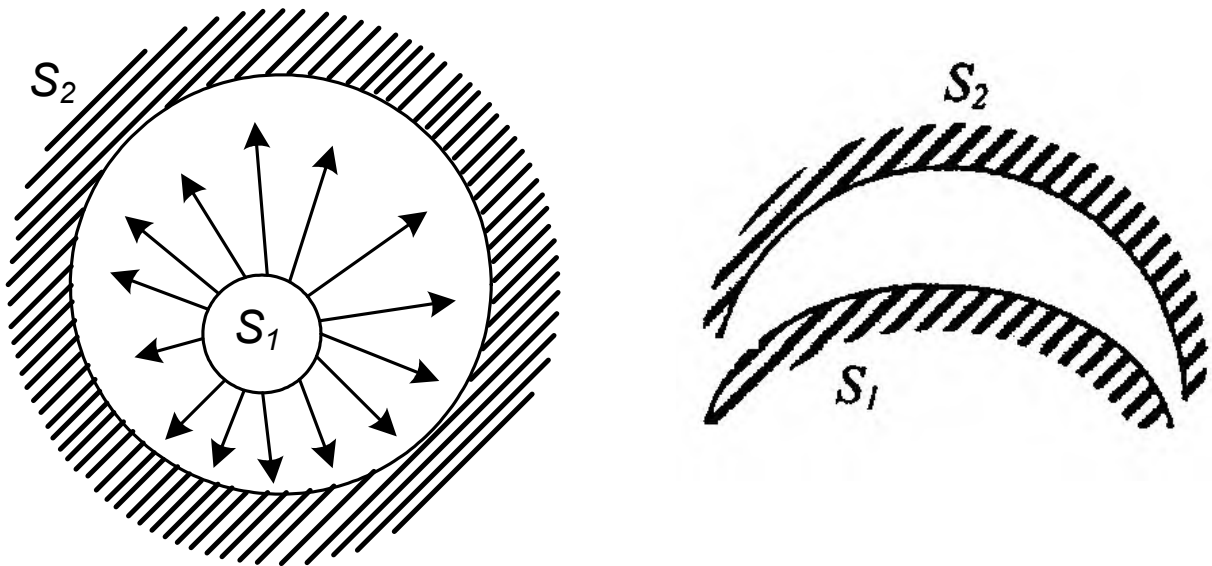


Рис. 8.1. Теплове випромінювання тіла

8.1.2. Рівняння теплового балансу

Рівняння теплового балансу визначає взаємозв'язок між тепловими потоками, що виникають внаслідок нагрівання, теплопровідності, конвекції та теплового випромінювання.

При незмінному агрегатному стані середовища та температурі рівняння теплового балансу може бути представлене у вигляді

$$q_{ел} + q_{mn} + q_{mn}' + q_{конв} + q_{мнв} = 0, \quad (8.5)$$

де $q_{ел}$ – теплота, яка виникає під дією електричного струму, що протікає по перетворювачу; q_{mn} , q'_{mn} – теплові потоки відповідно крізь перетворювач та навколишнє середовище завдяки їх теплопровідності; $q_{конв}$ – конвективний тепловий потік; $q_{тпв}$ – тепловий потік від теплового випромінювання.

Схематично проходження цих теплових потоків зображено на рис. 8.2. З урахуванням наведених вище виразів для складових рівняння (8.5), воно буде мати вигляд

$$RI^2 - G(\theta - \theta_0) - G(\theta - \theta_{сер}) - \alpha S(\theta - \theta_{сер}) - C_n S \left[(\theta/100)^4 - (\theta_{ст}/100)^4 \right] = 0. \quad (8.6)$$

де RI^2 – теплота Джоуля-Ленца, що виділяється на перетворювачі; I – сила електричного струму; R – омичний опір перетворювача; θ , θ_a , $\theta_{сер}$, $\theta_{ст}$ – відповідно температури перетворювача, зовнішнього середовища, середовища навколо перетворювача та стінок.

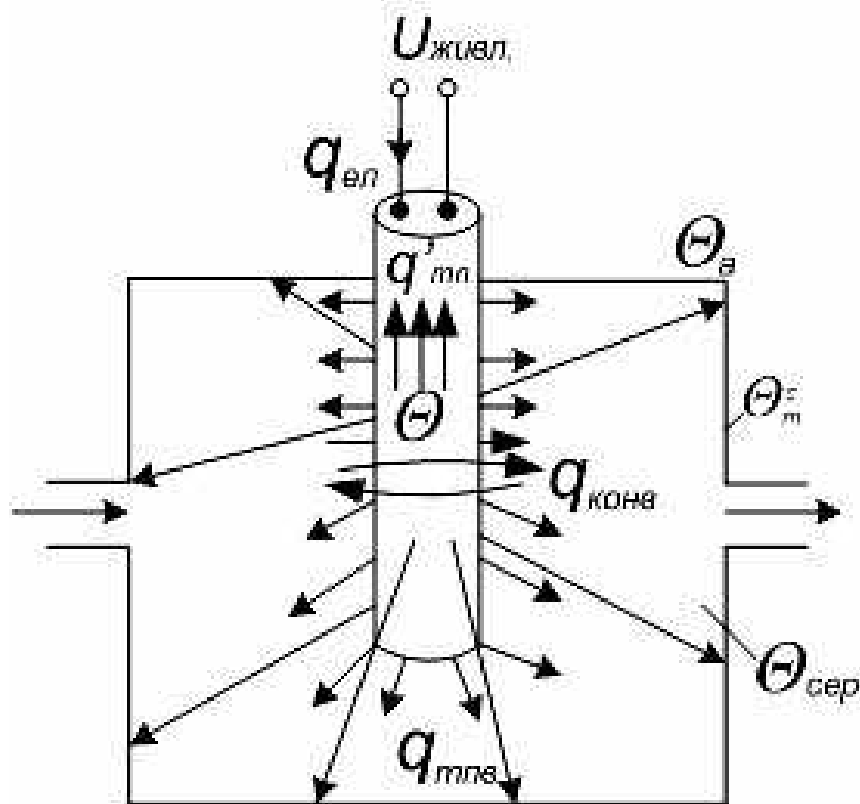


Рис. 8.2. Взаємозв'язок між тепловими потоками

З рівняння (8.6) видно, що температура перетворювача залежить від слідуєчих факторів:

- температури навколишнього середовища $\theta_a, \theta_{\text{сер}}$;
- коефіцієнта тепловіддачі α , який у свою чергу залежить від швидкості руху навколишнього середовища V ;
- теплопровідностей середовища G та самого перетворювача G' , а значить від власних характеристик середовища, геометричної форми навколишніх тіл та перетворювача;
- відстані від перетворювача до навколишніх поверхонь.

Виходячи з цього стає можливим створити пристрої для вимірювання температури, переміщень, швидкості руху середовища, а також для аналізу газового або іншого середовища.

8.1.3. Характер перехідного процесу теплопередачі

Характер процесу теплопередачі визначимо виходячи з рівняння теплового балансу, в якому врахуємо додаткову теплоту q_d , що іде на підвищення кількості теплоти перетворювача

$$q_{\text{ел}} + q_{mn} + q_{mn} + q_{\text{конв}} + q_{mn} + q_d = 0, \quad (8.7)$$

де $q_d = mc \frac{d\theta}{dt}$; c – питома теплоємність речовини; m – маса тіла.

Аналіз рівняння (8.7) показує, що тепловий перетворювач являє собою аперіодичний перетворювач з постійною часу

$$T = \frac{mc}{\alpha_{\Sigma}},$$

де α_{Σ} – сумарний коефіцієнт теплопередачі.

Без урахування теплопередачі за рахунок теплового випромінювання

$$\alpha_{\Sigma} = G' + G + \alpha S.$$

Постійна часу теплового перетворювача залежить від умов охолодження, тобто від того де знаходиться перетворювач: у газі чи у рідині, у спокійному чи рухомому середовищі. Чим більше α_{Σ} , тим швидше протікає перехідний процес.

У разі раптової стрибкоподібної зміни температури на величину $\Delta\theta_{\text{сер}}$ перехідний процес має вигляд

$$\theta = \theta_0 + \frac{1}{1 + G/(G + \alpha S)} \Delta\theta_{cep} \cdot e^{-1T}, \quad (8.8)$$

де θ_0 – початкова температура перетворювача.

Якщо не врахувати теплопровідність через перетворювач G' , то вираз (8.8) спрощується

$$\theta = \theta_0 + \Delta\theta,$$

$$\text{де } \Delta\theta = \Delta\theta_{cep} \cdot e^{-1T}.$$

При раптовій зміні одного з коефіцієнтів тепловіддачі, наприклад α , внаслідок зміни швидкості навколишнього середовища, перехідний процес та постійна часу будуть описуватися рівняннями

$$\theta = \theta_0 + \frac{\Delta\alpha S \theta_{cep}}{G + G(\alpha + \Delta\alpha)S} e^{-1T},$$

$$T_1 = \frac{mc}{G' + G + (\alpha + \Delta\alpha)S}.$$

Постійна часу перетворювача часто визначається експериментальне, тому що, як правило, її важко визначити аналітичне.

Час встановлення показань теплових перетворювачів

$$t_{вст} = T \ln \frac{\Delta\theta_{cep}}{(\Delta\theta_{cep} - \Delta\theta)},$$

де $(\Delta\theta_{cep} - \Delta\theta)$ – припустима абсолютна похибка перетворювача.

Для пульсуючих змінюваних температур, наприклад, при вимірах в пульсуючих потоках, синусоїдальна складова зміни температури перетворювача має вигляд:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\theta_{cep \max}}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \arctg(\omega T)),$$

де $\Delta\theta_{cep \max}$ – амплітуда змінної складової температури зовнішнього середовища; ω – частота зміни температури. Таким чином, внаслідок теплової інерції коливання температури відстають по фазі на кут $\varphi = \arctg(\omega T)$ і зменшені по амплітуді у $\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$ разів відносно температури навколишнього середовища.

8.2. Термоелектричні перетворювачі (термопари)

8.2.1. Принцип дії термопар

Принцип дії термоелектричних перетворювачів ґрунтується на ефекті Зеєбека, що був відкритий ним у 1823 році. У вітчизняній літературі цей ефект частіше називають явищем термоелектрики і полягає воно у наступному. Якщо з'єднати кінцями між собою два різних провідника (чи напівпровідника) та розташувати місця їх з'єднання у зоні з різними температурами θ_0 та θ_1 (рис. 8.3), то у такому колі з'явиться електрорушійна сила (ЕРС) E_{AB} , що називається термоелектрорушійною силою або термо-ЕРС.

Величина її визначається різницею температур місць з'єднання та матеріалами провідників

$$E_{AB} = f(\theta_0, \theta_1).$$

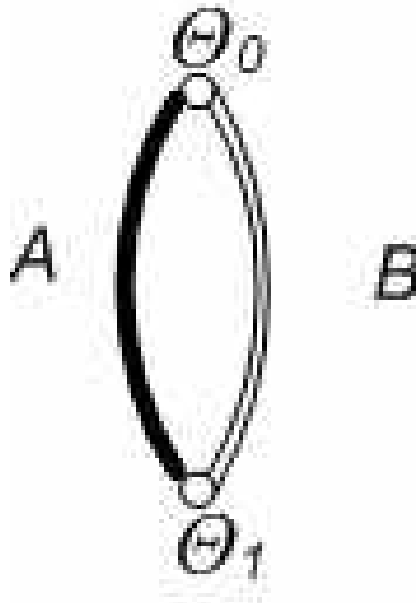


Рис. 8.3. Термопара

Таке коло називається термоелектричним перетворювачем або термопарой, провідники, що складають термопару – термоелектродами, а місця їх з'єднання – спаями.

При невеликій різниці температур спаїв термо-ЕРС майже пропорційна різниці температур $\Delta\theta$

$$E_{AB} = S_{AB} \Delta \theta.$$

Дослідження показали, що величина термо-ЕРС залежить тільки від матеріалу провідників та різниці температур і не залежить від розподілу температур вздовж провідників. Тому термоелектричне коло може бути розміщене у будь-якому місці для підключення, наприклад, вимірювального приладу. Якщо всі місця з'єднань, що з'явилися при цьому будуть знаходитись при однаковій температурі, то ніякої додаткової ЕРС термопари не виникне.

Явище термоелектрики належить до оборотних явищ. Зворотний термоелектричний ефект або ефект Пельтьє, був відкритий у 1834 р. Жаном Пельтьє і полягає у наступному. Якщо по колу, складеному з двох різних провідників, чи напівпровідників, пропустити електричний струм, то у .одному спай тепло буде виділятися, а у іншому поглинатися. Теплота Пельтьє для зв'язана з силою електричного струму лінійною залежністю (що відрізняє її від теплоти Джоуля-Ленца). Крім того нагрівання чи охолодження спаю залежить від напрямку струму

$$q_{AB} = \pi_{AB} \cdot I,$$

де π_{AB} – коефіцієнт Пельтьє, який залежить від матеріалів, що складають спай.

Крім розглянутих термоелектричних ефектів існують явища встановлення на кінцях провідника з однорідного матеріалу, що має температурний градієнт, різниці потенціалів та виділення додаткової теплоти при проходженні струму по такому провіднику. Ці явища були відкриті та досліджені Томсоном у другій половині XIX сторіччя. Але ЕРС Томсона та додаткове тепло дуже малі і у практичних розрахунках частіше ними нехтують.

У вимірювальній техніці найбільше поширення отримали термопари, як перетворювачі температури, а також напівпровідникові термоелементи, що використовуються як перетворювачі електричного струму у тепловий потік.

8.2.2. Принципові схеми термопар

Принципові схеми термоелектричних перетворювачів, що застосовуються для вимірювань температури, зображені на рис. 8.4.

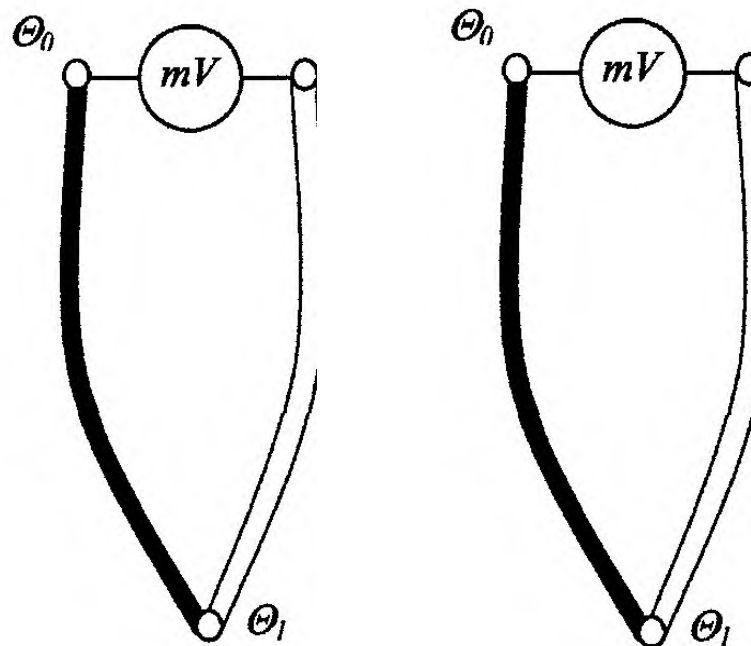


Рис. 8.4. Принципові схеми термоелектричних перетворювачів

Один з спаїв, який називають чутливим або робочим, розміщують у зоні, де потрібно виміряти температуру θ_1 , а другий (опорний) спай знаходиться у зоні, де підтримується постійна температура θ_0 . Якщо всі інші неробочі спаї також знаходяться при тій же температурі, тобто $\theta_2 = \theta_0$, то $f(\theta_0) = \text{const}$ і тоді

$$E_{AB}(\theta_1, \theta_0) = f(\theta_1).$$

З цього видно, що прилад для вимірювань термо-ЕРС, який може бути ввімкненим, як між вільними кінцями термопари (рис. 8.4, а), так і у розрив одного з провідників (рис. 8.4, б).

На рис. 8.5 зображено схему перетворювача, який, в залежності від положення перемикача, може працювати як термопара в режимі генератора термо-ЕРС (положення 1) так і як тепловий елемент Пельтьє, в режимі переносу тепла від зони з температурою θ до резервуару з температурою θ_0 , тобто в якості підігрівача або холодильника. Коефіцієнт корисної дії (ККД) η термоелектричного генератора малий (при $\Delta\theta = 300^\circ\text{C}$ $\eta = 13\%$, при $\Delta\theta = 100^\circ\text{C}$

$\eta=5\%$), тому як генератори ЕРС вони використовуються дуже рідко. В якості підігрівача або холодильника такі пристрої інколи використовуються, хоча їх ККД ще нижчий (при $\Delta\theta=5^{\circ}\text{C}$ $\eta=9\%$, при $\Delta\theta=40^{\circ}\text{C}$ $\eta=0,6\%$). При цьому слід враховувати, що при великих струмах за рахунок джоулевої теплоти ефект Пельтьє знижується. Тому треба ретельно підходити до вибору величини струму перетворювача Пельтьє.

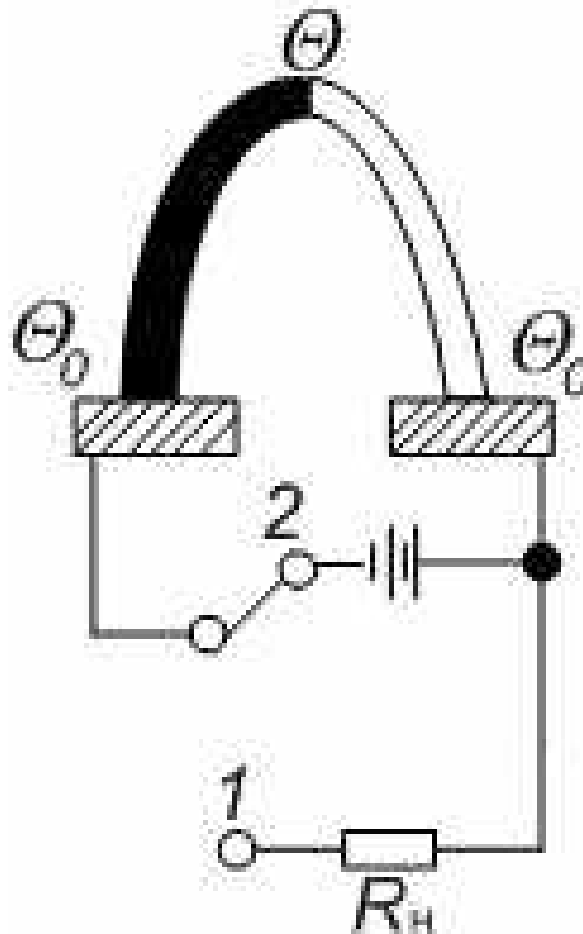


Рис. 8.5. Схема перетворювача, який в залежності від положення перемикача може працювати як термопара (положення ключа 1) або як тепловий елемент Пельтьє (положення ключа 2)

Для підвищення чутливості та вихідної ЕРС з'єднують декілька термопар, що складають батарею. Схема такого перетворювача зображена на рис. 8.6. Робочі спаї 1 розташовані у середині на чорному елементі 2, який поглинає тепло, а холодні неробочі спаї 3 - на масивному мідному кільці 4, прикритому екраном. За рахунок високої тепловіддачі мідного кільця, темпе-

ратура неробочих спаїв підтримується практично однаковою і постійною. Перетворювачі подібної конструкції використовуються у так званих радіаційних пірометрах, що служать для визначення потужності електромагнітних випромінювань.

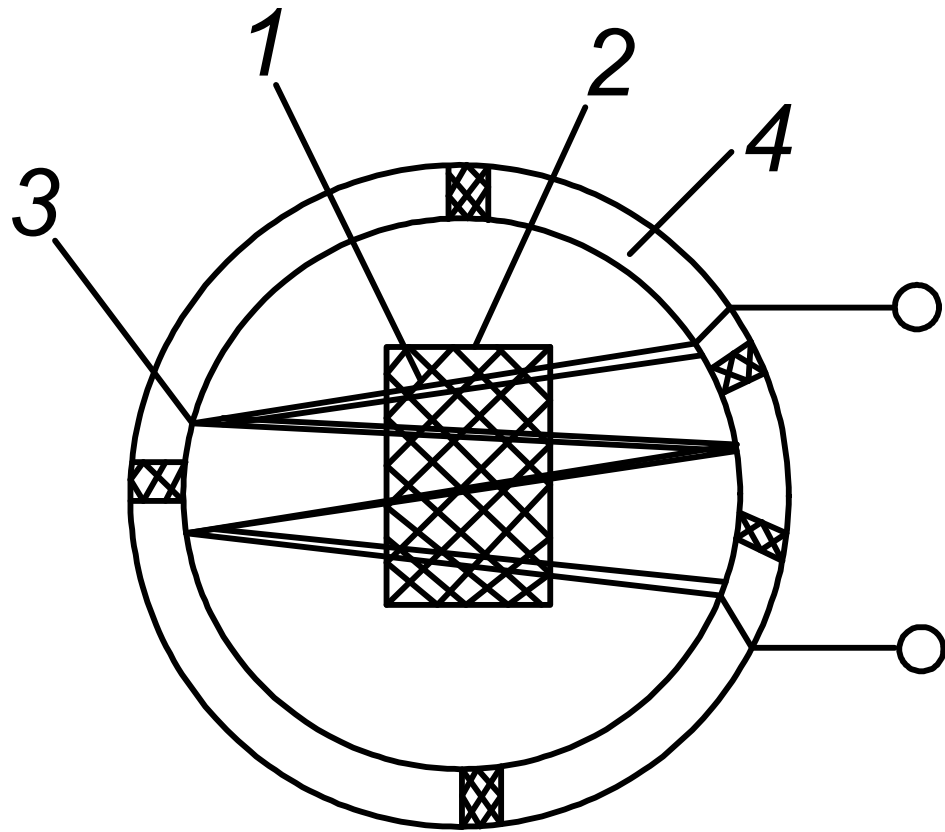


Рис. 8.6. Схема батареї, що складається з термопар

8.2.3. Матеріали для термопар

В залежності від умов застосування, для виготовлення термопар можуть бути використані різні матеріали. В таблиці 8.1 [4] наведені термо-ЕРС, яку створюють деякі матеріали в парі з платиною Pt при температурі робочого спаю $\theta_1=100^\circ\text{C}$ та неробочого $\theta_0=0^\circ\text{C}$.

В таблиці 8.2 наведені деякі типи існуючих термопар. Залежність термо-ЕРС найбільш поширеної термопари платиноводій-платина від температури зображена на рис. 8.7.

Слід відзначити, що створювана термопарою ЕРС значною мірою залежить від наявності найменших домішок в матеріалах, а також від механічної (наклеп) чи термічної обробки (відпал, загартування).

Таблиця 8.1

Термо-ЕРС, яку створюють деякі матеріали у парі з платиною *Pt* при температурі робочого спаю $\theta_1=100\text{ }^{\circ}\text{C}$ та неробочого $\theta_0=0\text{ }^{\circ}\text{C}$

Матеріал	Термо-ЕРС, мВ	Матеріал	Термо-ЕРС, мВ
1	2	3	4
Кремній Si	+44,8	Свинець Pb	+0,44
Сурма Sb	+4,7	Олово Sn	+0,42
Хромель	+2,4	Магній Mg	+0,42
Ніхром	+2,2	Алюміній Al	+0,40
Залізо Fe	+1,8	Графіт	+0,32
Сплав (90% Pt + 10% Ir)	+1,3	Вугілля	+0,30
Молібден Mo	+1,2	Ртуть Hg	0,00
Кадмій Cd	+0,9	Паладій Pd	-0,57
Вольфрам W	+0,8	Нікель Ni	-1,5
Манганин	+0,76	Алюмель	-1,7
Мідь Cu	+0,76	Сплав (60% Au +	
Золото Au	+0,75	+30%Pd+10%Pt)	-2,31
Цинк Zn	+0,75	Константант	-3,4
Срібло Ag	+0,72	Копель	-4,5
Іридій Ir	+0,65	Пірит	-12,1
Родій Rh	+0,64	Молібденіт	-69..-104
Сплав (90% Pt + 10% Rh)	<+0,64		

При виборі матеріалів електродів доцільно обирати один з них такий, що має позитивну термо-ЕРС з платиною, а інший – від'ємну. При цьому слід враховувати придатність цих матеріалів для роботи в необхідних умовах вимірювань (вплив навколишнього середовища, температури і т. ін.).

Таблиця 8.2.

Типи існуючих термопар

Матеріал термоелектродів за СТ СЭВ 1059-78 [4]	Позначення типу термопар		Діапазон вимірювань, °C
	СТ СЭВ 1059-78 [4]	ГОСТ 6616-74 [4]	
Мідь-константан	—	—	-270...100
Мідь - копель	—	—	-200...100
Мідь - міднонікелевий	—	—	-200...400
Залізо - міднонікелевий	I	-	-200...+700
Хромель - копель	—	ТХК	-50...+600
Хромель - міднонікелевий	E	—	-100...+700
Хромель - алюмель	K	ТХА	-200...+1000
Платинородій (10%)-платина	S	ТПП	0...+1200
Платинородій (30%) – - платинородій (6%)	B	ТПР	+300...+1600
Вольфрамрений (5%) - - вольфрамрений	—	ТВР	0...+2200

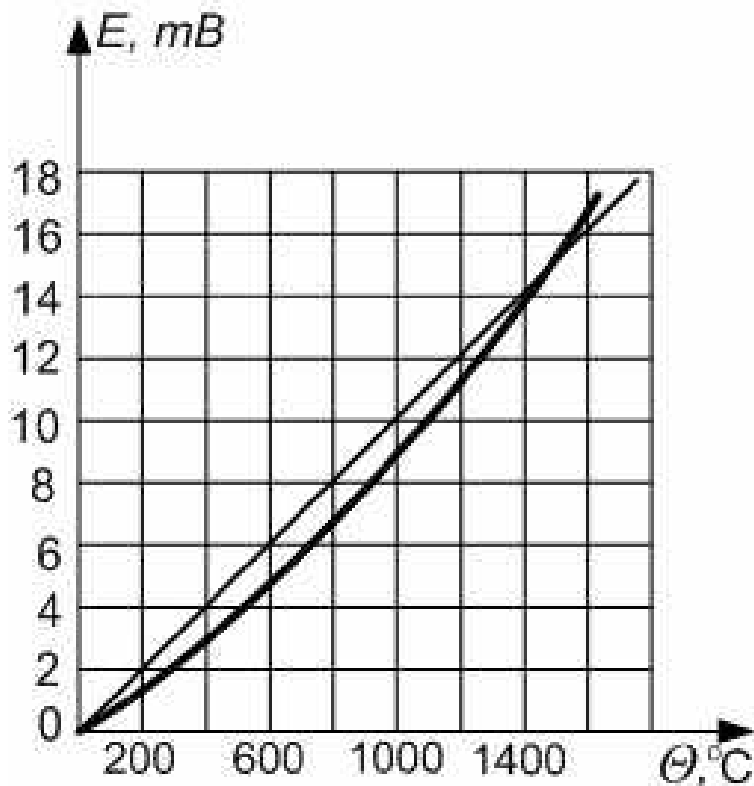


Рис. 8.7. Залежність термо-ЕРС термопар платина-родій-платина від температури

8.2.4. Подовжувальні термоелектроди

Неробочий спай, чи вільні кінці термопар повинні знаходитись при постійній температурі. Робочий спай та вимірювальний пристрій (рис. 8.8) як правило, знаходяться на досить великій відстані один від одного. Робити довгими провідники А та В. термопари не доцільно. Це особливо важливо, коли провідники виконані з благородних металів. Тому для з'єднання термопари з вимірювальним пристроєм використовують додаткові з'єднувальні проводи А та В з дешевих матеріалів, які називають подовжувальними термоелектродами. Однією стороною вони підключені до вільних кінців термопари, а протилежна їх сторона, до якої приєднуються дроти від вимірювального приладу, розміщують у ємності V , в якій підтримується постійна температура. До вимірювального приладу вже йдуть звичайні проводи.

Для того, щоб при підключенні подовжувальних термоелектродів не змінювалась термо-ЕРС термопари, необхідно виконати такі умови. Перша – місця з'єднань подовжувальних електродів до електродів термопари повинні мати однакову температуру (θ_2). Друга – подовжувальні електроди повинні бути термоелектричне ідентичні до електродів термопари, тобто мати таку ж термо-ЕРС, як і термопара в діапазоні можливих температур місця їх з'єднання θ_2 (як правило це діапазон від 0 до 200°C).

Для термопари платинородій-платина використовують подовжувальні термоелектроди з міді та сплаву ТП які утворюють пару термоідентичну до основної. Ті ж електроди використовують для термопари молібден-вольфрам. З міді та константану виконують електроди до термопари хромель-алюмель. Для термопари хромель-копель електроди виконують з того ж матеріалу, що і основні, але у вигляді гнучких проводів.

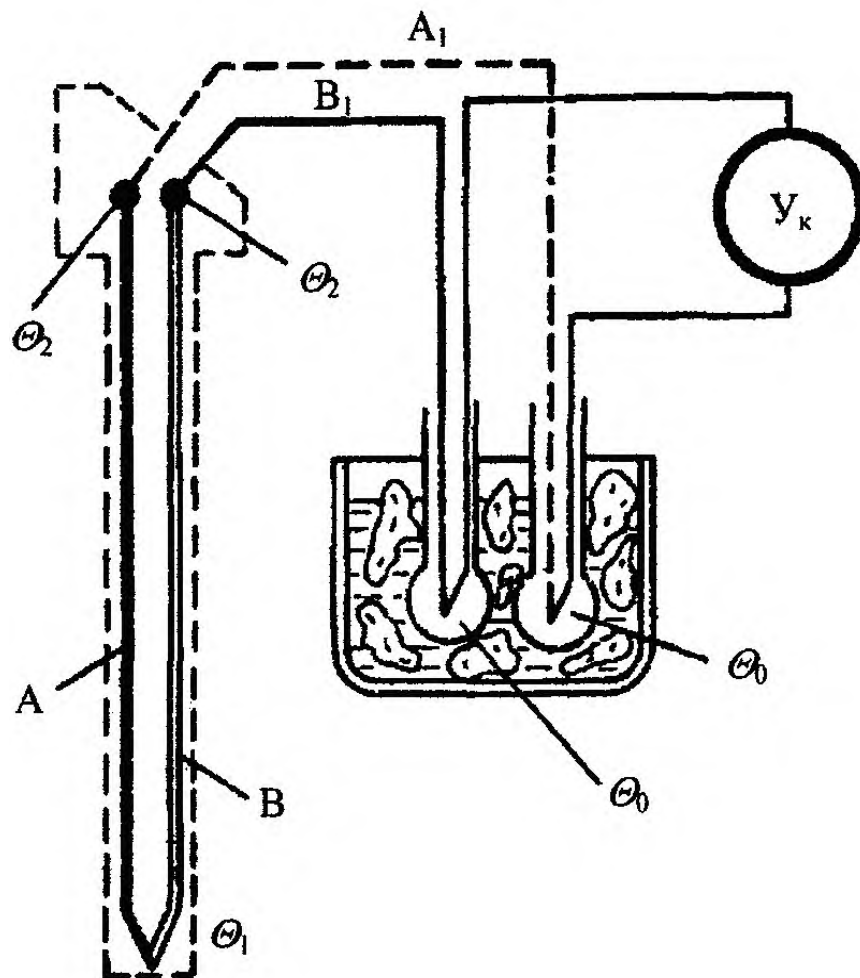


Рис. 8.8. Вимірювальний пристрій

8.2.5. Похибки термопар

Похибка, що зумовлена зміною температури неробочих спаїв. Термопары градуують при температурі неробочих спаїв $\theta'_0 = 0^\circ\text{C}$. При експлуатації ця температура частіше відрізняється від нуля. Якщо вона більша на величину $\Delta\theta_0$, то виміряна ЕРС буде менша, ніж ЕРС термопары і необхідно вводити поправку $\Delta\theta$. Але величина цієї поправки до показань показчика θ'_0 , що градуйований безпосередньо у градусах, не буде дорівнювати температурі вільних кінців θ'_0 . Це зумовлене нелінійною залежністю між термо-ЕРС та температурою спаю (рис. 8.9).

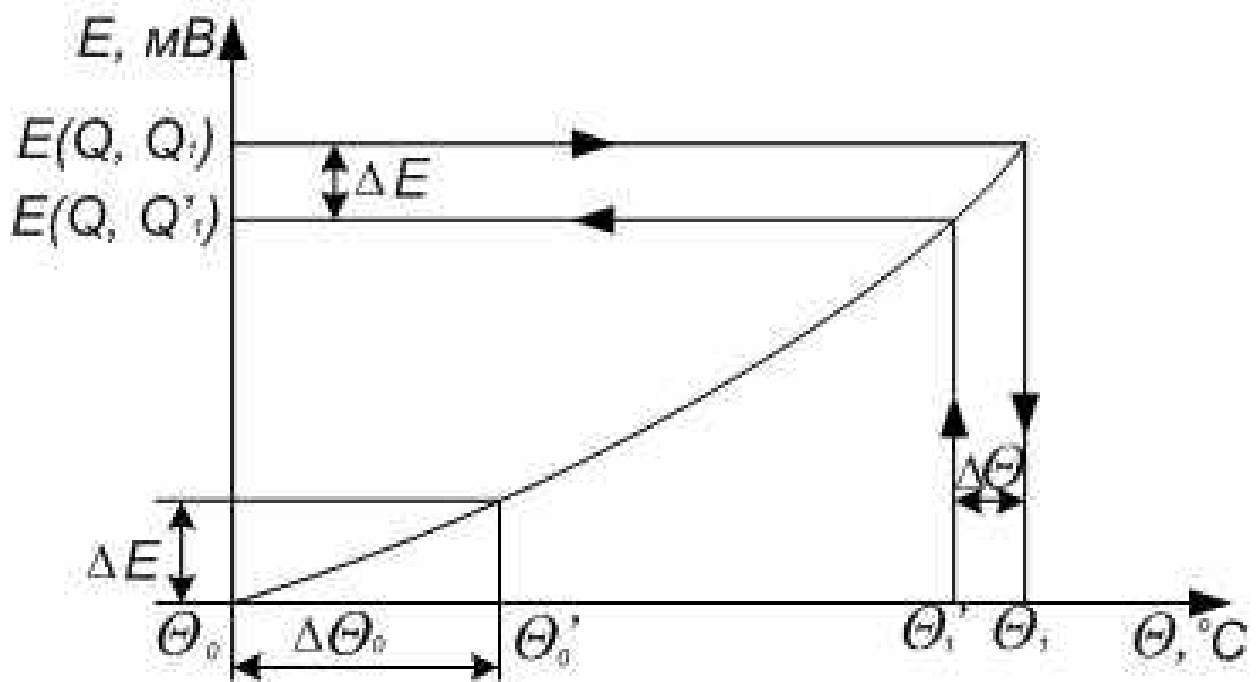


Рис. 8.9. Нелінійна залежність між термо-ЕРС та температурою спаю

Для визначення дійсної температури θ_1 в цьому випадку необхідно скористатися графіком (рис. 8.9) або градуювальною таблицею: спочатку визначити величину термо-ЕРС ΔE для температури θ_0 і додати її до значення термо-ЕРС $E(\theta, \theta_0)$, що відповідає показанням θ'_1 вимірювача

$$E(\theta, \theta_1) = E(\theta, \theta'_1) + \Delta E.$$

За отриманим значенням $E(\theta, \theta_0)$ визначити з графіка або з таблиці дійсне значення вимірюваної температури θ_1 .

Приблизно цю похибку можна врахувати за допомогою поправочних коефіцієнтів k за формулою

$$\theta_1 = \theta' + k\Delta\theta.$$

Величину коефіцієнтів k визначають з градуювальної кривої, розбиваючи її на ділянки по 100°C , і для кожної розраховують значення k .

Існують схеми для автоматичного введення цієї поправки (рис. 8.10). В колі з термопарою та вимірювачем вмикають міст, в одне плече якого ввімкнений терморезистор R_m з мідного або нікелевого дроту. Інші плечі мосту виконані манганіновими резисторами. При температурі θ_0 міст знаходиться у рівновазі і напруга на його вихідній діагоналі дорівнює нулю. З підвищенням

температури неробочих спаїв опір резистора R_m збільшується, міст виходить з рівноваги і напруга, що виникає на вихідній діагоналі, компенсує зменшення термо-ЕРС термопар. Ця схема, при використанні високостабільного джерела живлення, дозволяє компенсувати похибку з точністю як найменше 0,04 мВ на 10 К.

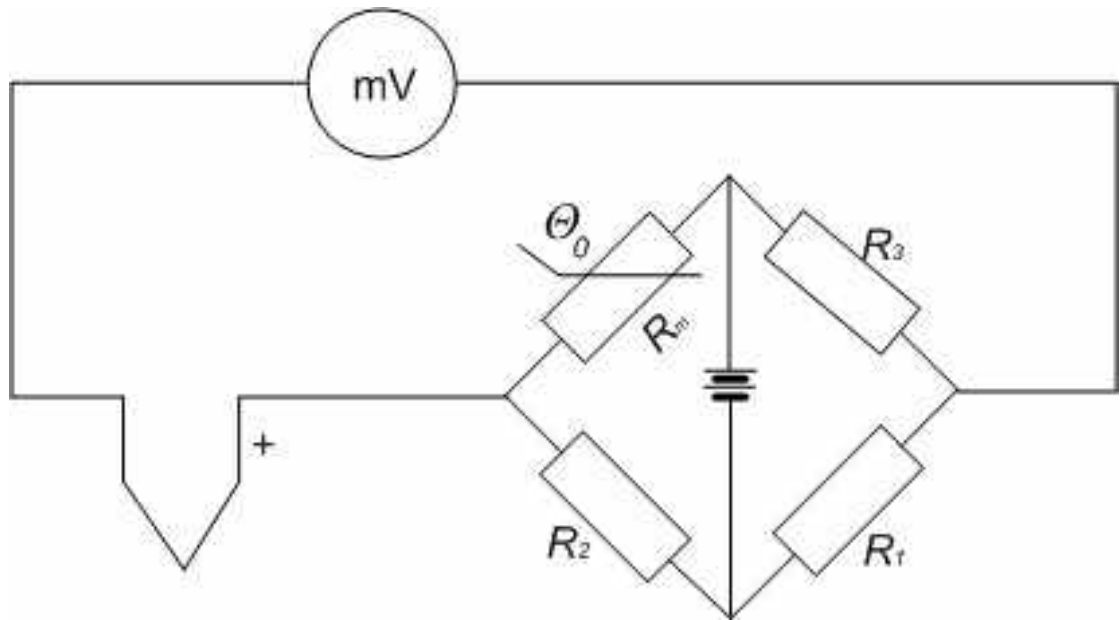


Рис. 8.10. Схема для автоматичного введення температурної похибки

Похибка від температурної зміни опору вимірювального кола. У вимірювальних колах термопар найчастіше використовують мілівольтметри або потенціометри з ручним, або автоматичним зрівноваженням. В першому випадку, завдяки зміні під дією температури опору як з'єднувальних проводів, так і електродів самих термопар виникає похибка.

Наприклад, термопара платина-платинородій, що утворена двома електродами діаметром $d=0,35$ мм та довжиною $\lambda=1$ м, при температурі 20°C має опір

$$R_m = 1,11 + 2,09 = 3,2 \text{ Ом.}$$

а при 1000°C

$$R_T = 4,06 + 2,39 = 6,45 \text{ Ом.}$$

Якщо знехтувати опором з'єднувальних проводів, то при вимірах термо-ЕРС мілівольтметром з внутрішнім опором $R_{\text{вн}}=100$ Ом падіння напруги ΔE на опорі R_m самої термопар при температурі 1000°C складе

$$\Delta E = \frac{R_m}{R_m + R_{en}} E = \frac{6,45}{6,45 + 100} E.$$

Таким чином, напруга, виміряна мілівольтметром буде дорівнювати не $U_1=9,550$ мВ, що відповідає термо-ЕРС при 1000°C , а $U_2=8,905$ мВ, що відповідає температурі 944°C , і температурна похибка буде 56°C .

Враховують цю похибку можна шляхом градуювання мілівольтметра в комплекті з термопарою при якомусь встановленому (частіше 5 Ом) опорі зовнішнього, відносно мілівольтметра кола, тобто опорі з'єднувальних дротів і самої термопари.

При монтажі приладу цей опір підбирають за допомогою додаткової котушки опору з манганіну.

Крім температурних змін, опір ще може змінюватися у процесі використання від окислення, при зміні глибини занурення термопари та інше.

Похибка від паразитних термо-ЕРС. Ці похибки виникають від наявності неоднорідностей у матеріалах, особливо термопар і можуть становити 10–100 мкВ. Наприклад, для платинового дроту при температурному градієнті 30 К/мм на довжині 30 мм величина паразитної термо-ЕРС складає 10 мкВ.

8.2.6. Конструкція термопар

Частіше термопари виготовляють у вигляді зонду, схему якого зображено на рис. 8.11. Термоелектроди 1 ізолювані між собою та від захисного кожуху 2 керамічним ізолятором 3. Рухомий фланець 4 служить для кріплення термопари та регулювання глибини її занурення у вимірюване середовище. Приєднання подовжувальних дротів виконують за допомогою клем 5, встановлених на фарфоровій колодці 6, закріпленій у корпусі 7 з кришкою 8. Проводи виводяться крізь штуцер 9 з азбестовим ущільненням. Наведемо для прикладу розміри промислової термопари типу ТПП-1378: діаметр електродів термопари 0,3 або 0,5 мм, $d=21$ мм, $d_1=2,5$ або 4 мм, $l=150\dots 10000$ мм.

Типові форми спаїв термопар зображені на рис. 8.12. Спаї виконують зварюванням або пайкою твердим срібним припоєм.

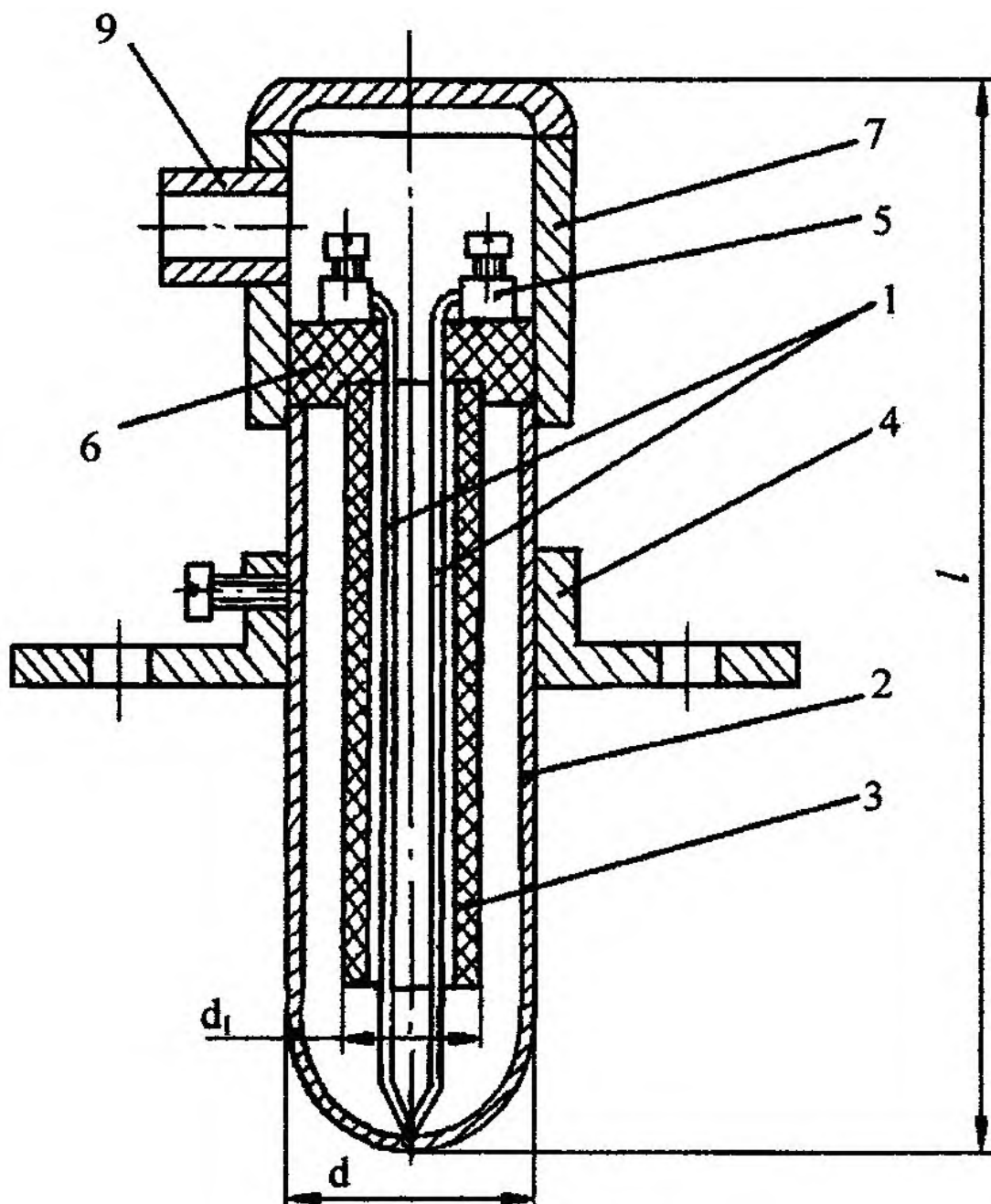


Рис. 8.11. Термопара, виготовлена у вигляді зонду

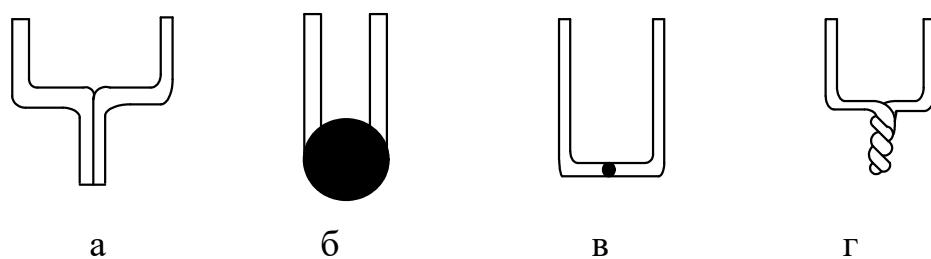


Рис. 8.12. Типові форми спаїв термопар: а – зварені впритул;
б – розвальцьовані; в – зварені в стик; г – скручені

Кінчик спаяних дротів може бути розміщений у зонді, або безпосередньо у середовищі, температура якого вимірюється. Спай виконують заземленим, або незаземленим на захисний кожух (рис. 8.13).

Термопара також може виконуватись спаєм фольги 1 змонтованої на підложці 2 (рис. 8.14). Остання може бути виконана з магнітної плівки. Яка легко кріпиться до будь-якої феромагнітної поверхні, температура якої вимірюється.

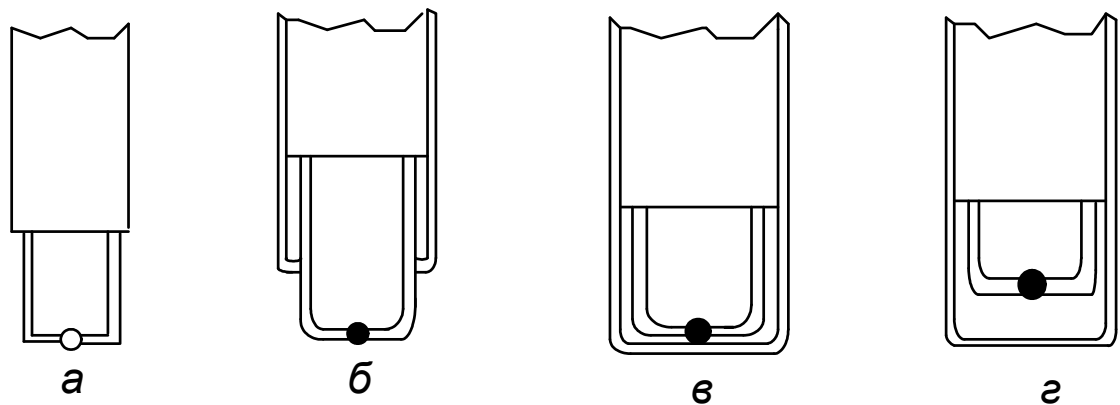


Рис. 8.13. Способи розміщення робочого спаю термопар:

а – відкритий незаземлений; б – відкритий заземлений;
в – закритий заземлений; г – закритий незаземлений

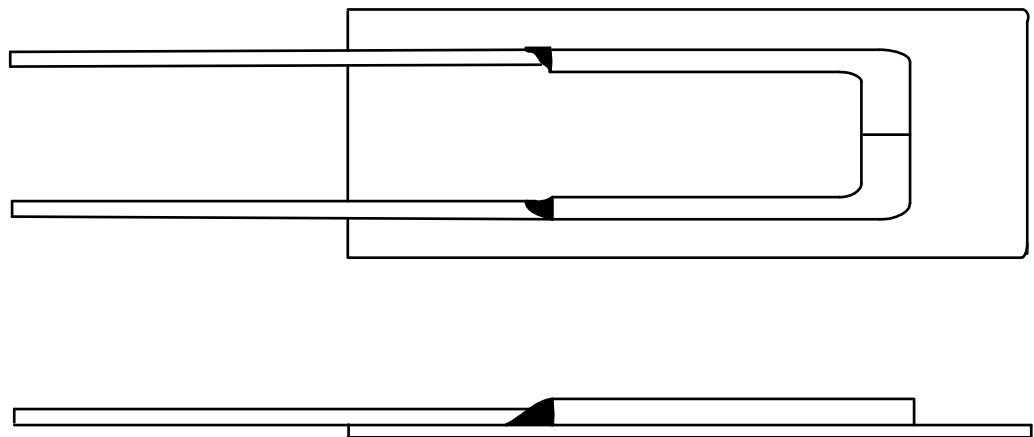


Рис. 8.14. Плівкова термопара

8.3. Терморезистори

Терморезистор являє собою прилад, опір якого залежить від температури. Використовують металеві провідникові та напівпровідникові резистори. Провідникові частіше називають термометрами опору або резистивними детекторами температури, а напівпровідникові - термісторами.

Терморезистори виготовляють з матеріалів, що мають високостабільний температурний коефіцієнт опору (ТКО). ТКО значною мірою залежить від хімічної чистоти та термообробки матеріалу. У сплавів ТКО звичайно менший, ніж у чистих металів. Якщо у чистих металів ТКО позитивний (тобто опір зростає з підвищенням температури), то для деяких сплавів він може бути навіть від'ємним. Необхідно, щоб матеріал терморезистора мав лінійну залежність опору від температури, інертність до дії навколишнього середовища.

8.3.1. Термометри опору

Найчастіше термометри опору (ТО) виготовляють з платинового дроту або плівки. Крім того використовують мідь, вольфрам, нікель та деякі інші матеріали.

В діапазоні температур від 0 до +650 °C зміна опору платини R_m може бути визначена за формулою

$$R_m = R_0(1 + A\theta + B\theta^2),$$

де R_0 – опір при 0°C; A , B – коефіцієнти пропорційності.

Для платинового дроту, що використовується для виготовлення ТО, $A = 3,96847 \cdot 10^{-3} K^{-1}$, $B = -5,847 \cdot 10^{-7} K^{-2}$.

В діапазоні температур від 0 до -200°C опір платини визначається рівнянням

$$R_m = R_0[1 + A\theta + B\theta^2 + C(\theta - 100)^3].$$

де $C = -4,22 \cdot 10^{-12} K^{-3}$.

Для міді в діапазоні температур від -50 до +180 °C опір визначається рівнянням

$$R_T = R_0(1 + \alpha\theta),$$

де $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} K^{-1}$.

Якщо відомо опір R_1 мідного ТО при температурі θ_1 , то його опір R_2 при температурі θ_2 може бути визначений за формулою

$$R_2 = R_1 \frac{1 + \alpha \theta_2}{1 + \alpha \theta_1}.$$

Вибір матеріалу ТО визначається крім іншого хімічною інертністю металу до вимірюваного середовища у необхідному діапазоні температур.

ТО з міді використовують при температурах не вище 200°C (рідко до 260°C), тому що при більш високих температурах мідь окислюється. Нижня межа вимірювань за допомогою мідних ТО складає звичайно -50°C. Платинові ТО мають діапазон вимірювань від -200 до +650°C, рідко від -264 до +1000°C.

Найвищий ТКО серед чистих металів має нікель. Тому нікелеві ТО мають найвищу чутливість. Але їх характеристика лінійна в діапазоні температур не вище 100°C. При деяких спеціальних умовах їх використовують для вимірювань до +250...300°C. При вищій температурі їх ТКО неоднозначний.

Високий ТКО мають вольфрам та тантал, але вони окислюються при температурі вище +400°C.

Для вимірювання низьких температур використовують фосфористі бронзи.

Характеристики деяких матеріалів ТО наведені у табл. 8.3.

Похибки ТО визначаються нестабільністю у часі початкового опору та ТКО, змінами опору з'єднувальних проводів, а також нагрівом ТО струмом, що проходить по ньому.

ТО відносяться до найбільш точних перетворювачів температури. Існують платинові ТО, що дозволяють проводити вимірювання з точністю 0,001°C і вище. Недолік ТО – низька чутливість та досить повільна динамічна реакція. Постійна часу ТО в залежності від конструктивного виконання, знаходиться в межах від декількох секунд до 4 хвилин та більше.

Характеристики деяких матеріалів термометрів опору

Матеріал	ТКО в діапазоні 0–100°C, K ⁻¹	Питомий опір при 20°C, Ом·мм ² /м	Температура плавлення, °C	Термо-ЕРС в парі з міддю (0–500°C), мкВ/К
Платина	0,0039	0,105	1773	7,5
Мідь	0,00427	0,017	1083	0
Вольфрам	0,0048	0,055	3410	0,5
Нікель	0,0069	0,08	1455	22,5

8.3.2. Конструкція термометрів опору

ТО виконують у вигляді зондів, що занурюються у вимірюване середовище, або у вигляді чутливого елемента, що закріплюється на поверхні. Конструкція зонду зображена на рис. 8.15.

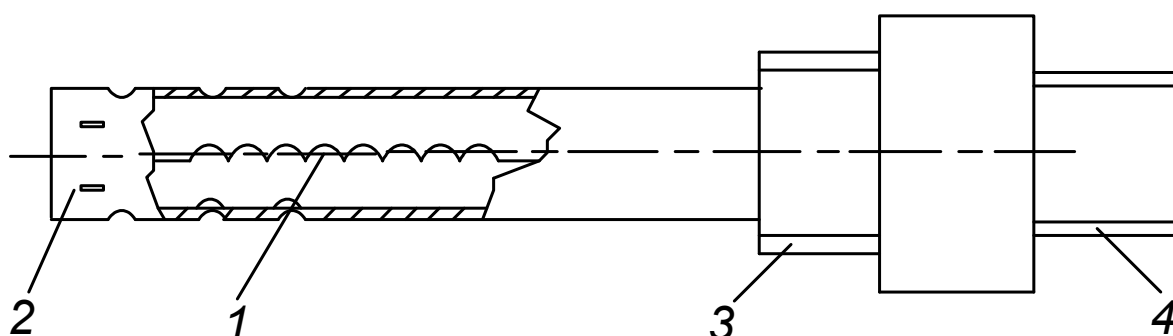


Рис. 8.15. Термометр опору, виконаний у вигляді зонду

Чутливий елемент 1 являє собою спіраль, закріплену на слюдяному каркасі, або у капілярних керамічних трубках, заповнених додатково керамічним порошком.

Чутливий елемент мідних ТО часто виконують у вигляді безкаркасної котушки, або на пластмасовому каркасі.

Інколи чутливий елемент розміщують у тонкостінних герметизованих гільзах. Захисний корпус ТО виконують подібно до термопар у вигляді захисної труби 2 з отворами, яка має різьбову головку 3 з виводами 4.

В одному корпусі можуть знаходитись один або декілька чутливих елементів з окремими виводами.

Поверхня ТО (рис. 8.16) має водонепроникну термостійку основу 1 на якій закріплений дротовий (рис. 8.16, а), або плівковий (рис. 8.16, б) чутливий елемент 2.

Плівкові ТО знаходять все більше поширення завдяки меншим розмірам та кращим динамічним властивостям ніж дротові.

8.3.3. Термістори

Напівпровідникові терморезистори (НТР) відрізняються від провідникових, меншими габаритами та більшими значеннями ТКО. Їх ТКО від'ємний і зменшується зворотно пропорційно до квадрату абсолютної температури

$$\alpha = B\theta^{-2},$$

де B – коефіцієнт пропорційності, що має розмірність температури.

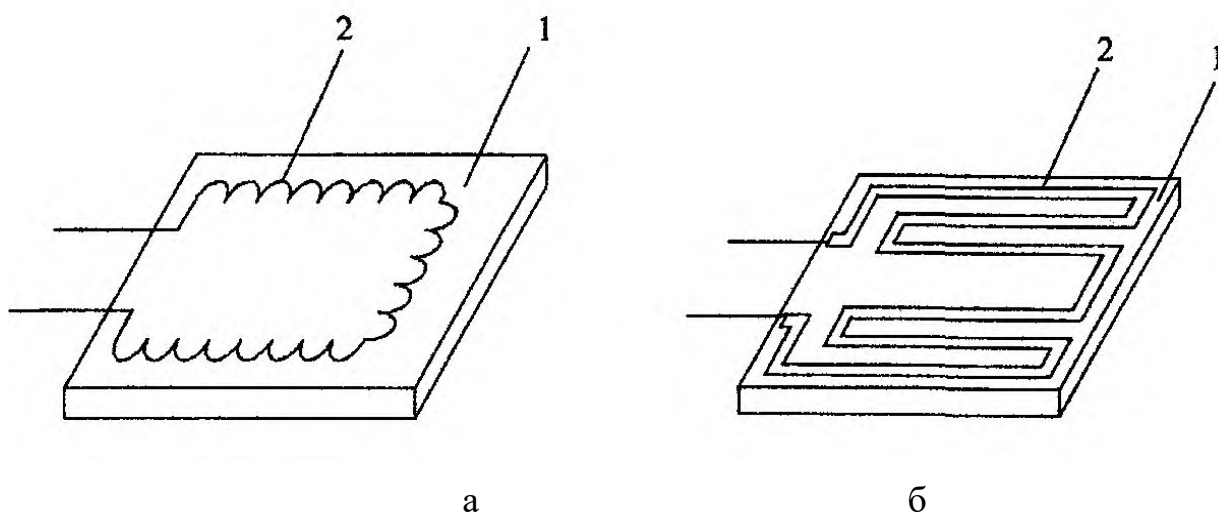


Рис. 8.16. Плівкові термометри опору

При 20°C величина ТКС складає 0,02–0,08 K⁻¹.

Залежність опору НТР від температури може бути описана залежністю (рис. 8.17, крива 1)

$$R = A \cdot \exp(B / \theta),$$

де A – коефіцієнт, що має розмірність опору.

Для порівняння на рис. 8.17 наведена температурна залежність для мідного ТО (крива 2).

НТР використовують як правило у діапазоні температур від -50 до $+300^{\circ}\text{C}$. Але є розробки НТР для вимірювань наднизьких температур у діапазоні від -110 до -196°C , а також високотемпературні датчики на діапазон до $+600\dots1000^{\circ}\text{C}$.

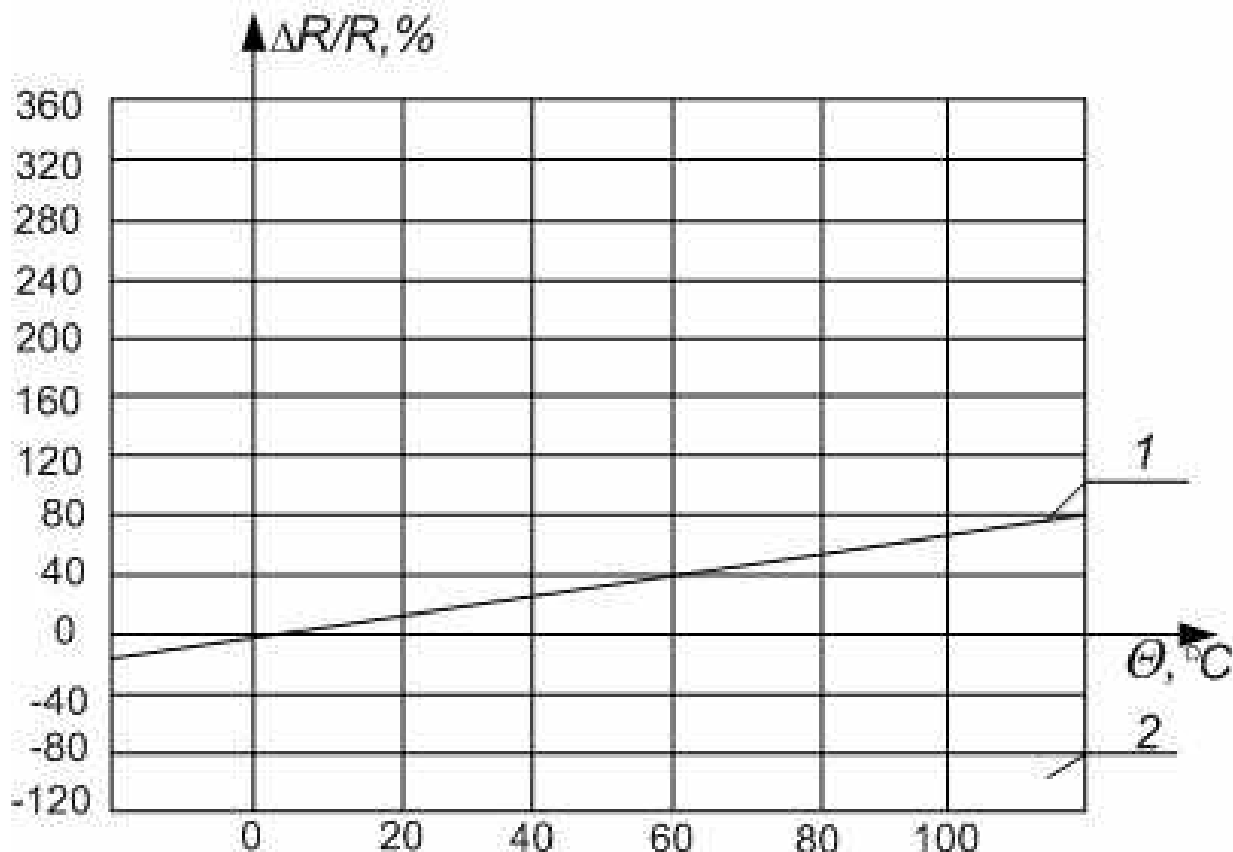


Рис. 8.17. Залежність опору НТР від температури

Точність вимірювань температури за допомогою НТР звичайно невелика, але існують зразки, що дозволяють отримати похибку у сотні і навіть тисячні частки градусу. Невеликі розміри чутливих елементів НТР забезпечують їх високу динамічну реакцію. Постійна часу деяких з них складає всього декілька мікросекунд.

8.3.4. Конструкція та матеріали термісторів

Для виготовлення НТР використовують частіше суміші сульфідів чи селенідів. Крім того використовують окиси кобальту, міді, заліза, марганцю та урану. Чутливий елемент НТР виконують у вигляді кульок, дисків, стриж-

нів чи шайб, які потім розмішують у капсули зі скла, пластика або металу, чи просто покривають цими матеріалами. По конструкції НТР можуть бути виконані у вигляді звичайних резисторів. На рис. 8.18 зображені конструкції деяких типів термісторів.

Термістори типу ММТ-1 та КМТ-1 (рис. 8.18, а) являють собою напівпровідниковий стержень вкритий емаллю з виводами і використовується у середовищах з нормальною вологістю.

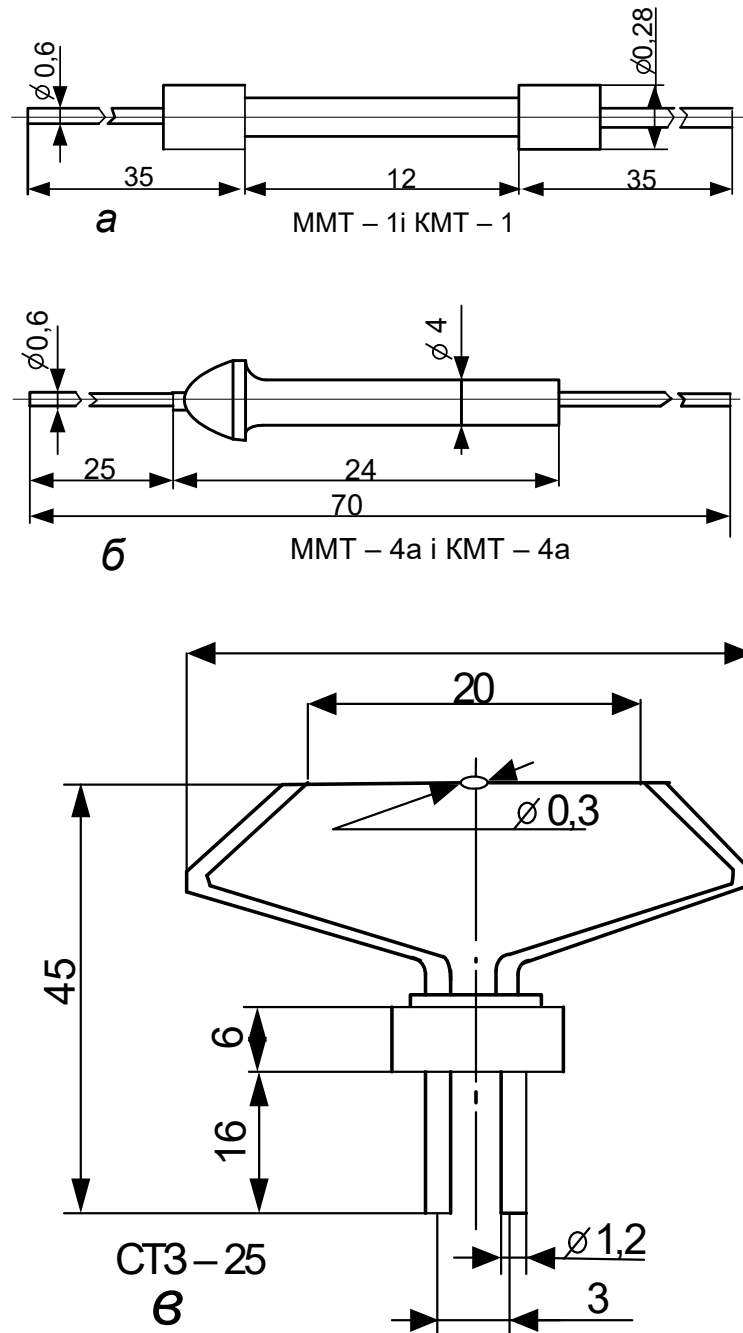


Рис. 8.18. Конструкції термісторів

Чутливий елемент термісторів ММТ-4 та КМТ-4 (рис. 17, б) розміщений у герметизованій металевій капсулі і може використовуватись у будь-якому неагресивному середовищі.

Мініатюрні термістори СТ1-19, СТ3-19 та СТ3-25 дозволяють вимірювати температуру малих об'єктів і мають дуже малу постійну часу. Чутливий елемент термісторів СТ1-19 та СТ3-19 має краплевидну форму, герметизований склом і має виводи з дроту з низькою теплопровідністю. В СТ3-25 кулькоподібний чутливий елемент герметизований скляною оболонкою діаметр якої доведений до 0,3–0,5 мм і прикріплений виводами до траверси (рис.17, в).

8.3.5. Коректуючі ланки термісторів

Недолік НТР – нелінійна залежність опору від температури та значна різниця номінального опору та коефіцієнта В для різних зразків. Ці параметри можуть коливатись від зразка до зразка у межах $\pm 20\%$. Це значно ускладнює отримання лінійних шкал та забезпечення взаємозамінюваності.

Для зменшення цих недоліків застосовують спеціальні коригуючі ланки (рис. 8.19). Вони являють собою пасивні чотирьохполюсники.

Кількість резисторів у чотирьохполюснику визначає кількість точок у яких коректована характеристика співпадає з лінійною. Найкращий результат дають ланки з трьома термонеzáлежними резисторами.

Лінеаризація та уніфікація характеристик НТР досягається ціною значної втрати чутливості перетворювача і вона тим більша, чим меншу похибку бажано мати і чим більший температурний діапазон вимірювань та розкид параметрів НТР.

Методики розрахунку пасивних коригуючих ланок та мостових ланок з терморезисторами наведені в [6].

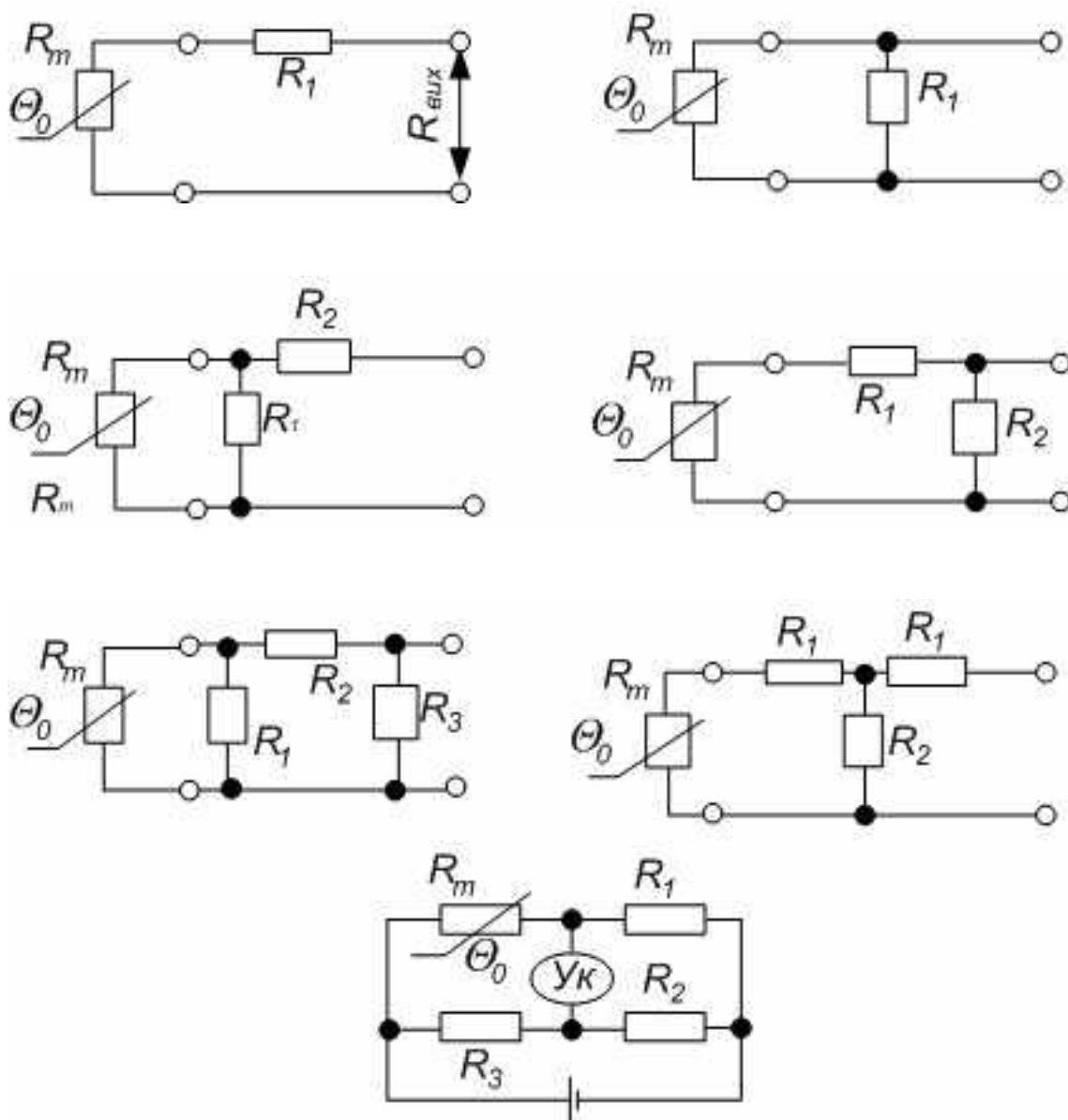


Рис. 8.19. Спеціальні коригуючі ланки

8.3.6. Вимірювальні ланки терморезисторів

Вимірювальні ланки терморезисторів працюють при невеликій зміні вимірюваного опору. При цьому необхідно врахувати опір проводів що з'єднують терморезистор з вимірювачем. Найбільш чутливі до зміни опору з'єднувальних проводів термометри опору, бо мають низький власний опір та низькоомні термістори.

Наприклад, якщо опір мідної лінії дорівнює 5 Ом, то при використанні терморезистора з $R_0=53$ Ом і зміні температури лінії на 10°C похибка приладу складе 1°C .

Для зменшення цієї похибки використовують трьохпровідну лінію (рис. 8.20, а).

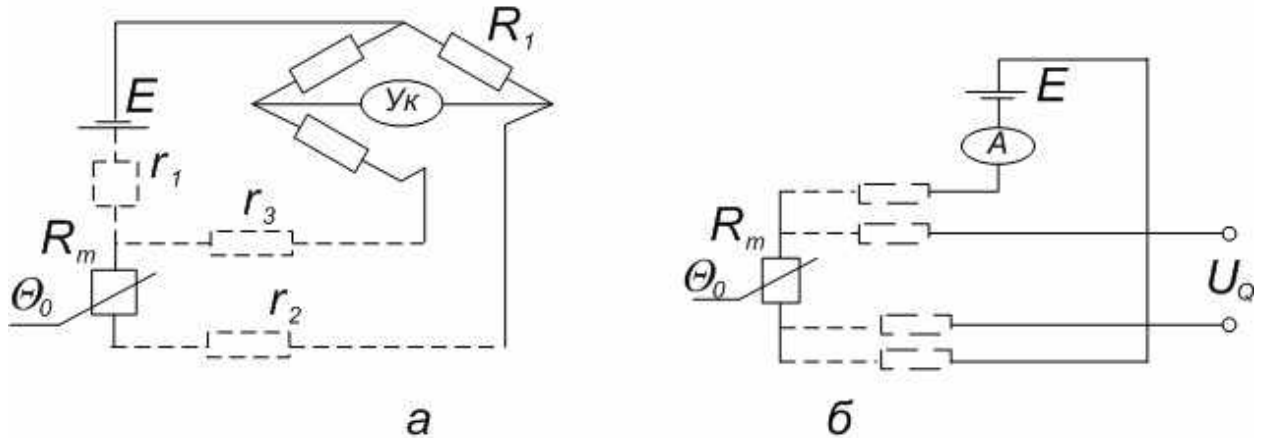


Рис. 8.20. Чотирьохпровідна лінія коригуючої ланки

Чотирьохпровідна лінія (рис. 8.20, б) дає можливість усунути вплив опору з'єднувальної лінії при використанні високоомного вольтметра для вимірювання падіння напруги U_0 на терморезисторі. Крім цього використовують мостові схеми з чотирьохпровідним підключенням та інші.

8.3.7. Позистори та критезистори

Існують матеріали, у яких різко змінюється провідність у відносно вузькому діапазоні температур, близькому до температури фазового переходу для даного матеріалу, тобто до температури точки Кюрі. Резистори, що характеризуються особливо великим значенням ТКО у зоні критичної температури, у ряді робіт отримали назву критезисторів. В залежності від матеріалу провідність в критичній області температур може як зменшуватись так і збільшуватись. НТР з позитивним ТКО отримали назву позисторів. Слід пам'ятати, що ТКО позитивний у деякій зоні температур, вище та нижче якої ТКО від'ємний, як у звичайних термісторів. На рис. 8.21 зображена залежність ТКО від температури, для деяких типів позисторів. Позистори типу СТ6 виготовляють з титанату барію BaTiO_3 .

Критезистори на основі двоокису ванадію VO_2 (резистори типу СТ9) мають високий від'ємний ТКО в області температур $-60 \dots -80^\circ\text{C}$. Залежність їх опору від температури зображена на рис. 8.22. В зазначеній зоні температур їх ТКО сягає від -1 до $-1,5 \text{ K}^{-1}$.

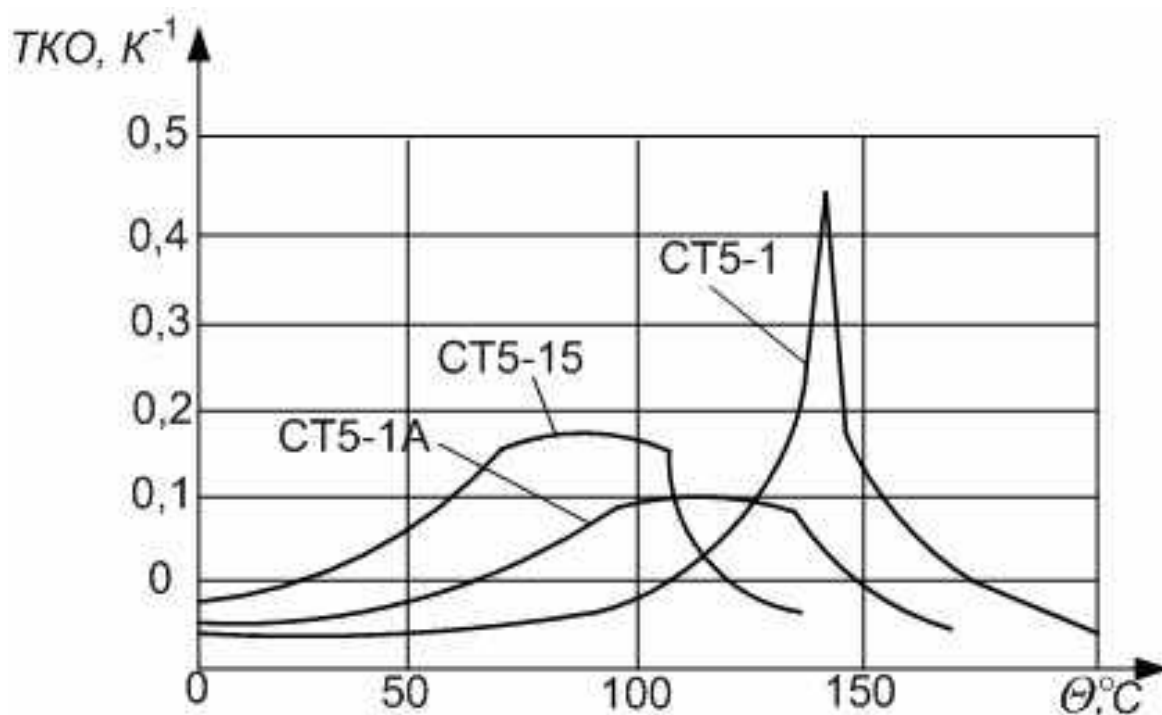


Рис. 8.21. Залежність ТКО від температури у звичайних термісторів

Позистори та критезистори використовують для вимірювань температур у вузькому діапазоні навколо критичної температури і частіше їх застосовують у термосигналізаторах та термореле.

8.4. Інші типи термочутливих елементів та їх застосування

Крім описаних вище термочутливих перетворювачів використовують елементи, засновані на інших фізичних ефектах.

У високоточних термометрах та вакуумметрах використовують термочутливі п'єзорезонатори, у перетворювачах теплових випромінювань – піроелектричні перетворювачі, у приладах температурного контролю – сегнетокерамічні ємнісні перетворювачі.

Для вимірювань наднизьких та надвисоких температур розробляються термошумові перетворювачі, вихідною величиною яких є ЕРС шуму резистивних елементів.

Для вимірювань температур у діапазоні від -80 до $+150^{\circ}\text{C}$ використовують термодіоди (ТД) та термотранзистори (ТТ). Верхня межа їх температурного діапазону обмежена тепловим пробоем p - n -переходу і для окремих

типів германієвих датчиків сягає $+200^{\circ}\text{C}$, а для кремнієвих навіть $+500^{\circ}\text{C}$. Нижня межа визначається зменшенням концентрації основних носіїв і може сягати для германієвих $-240\dots 260^{\circ}\text{C}$, для кремнієвих -200°C .

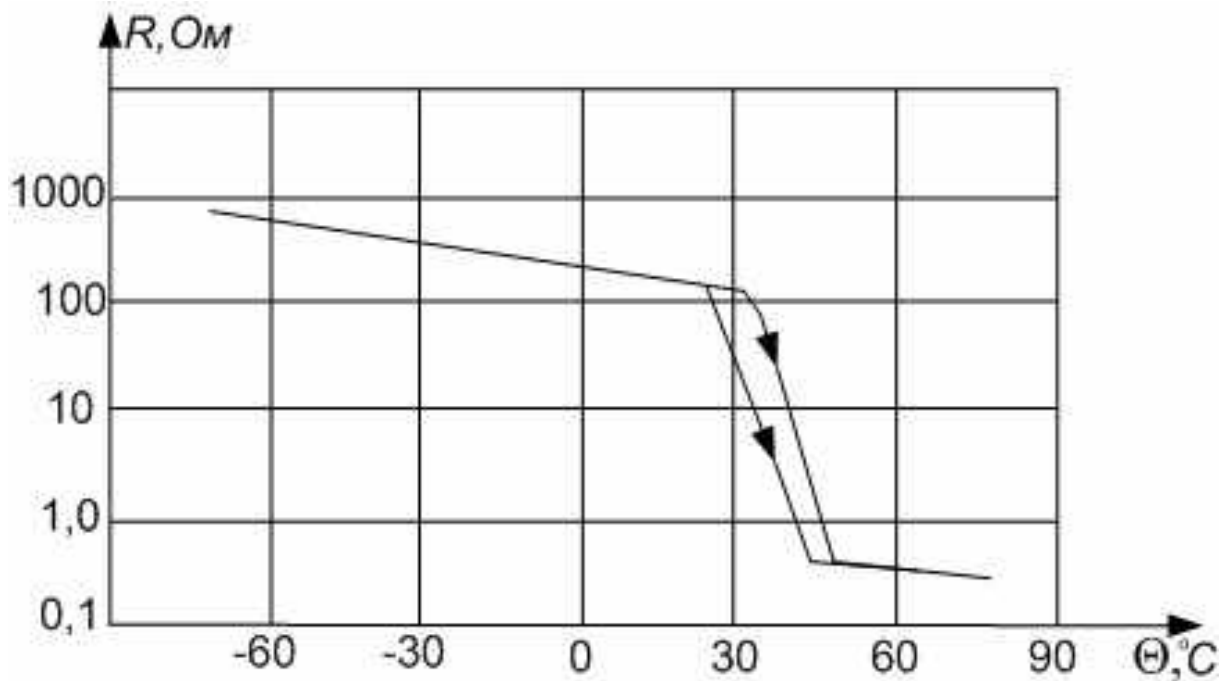


Рис. 8.22. Залежність опору критезисторів від температури

Головні переваги ТД та ТТ – це малі габарити, взаємозамінність та дешевизна, що дає змогу використовувати їх у приладах одноразового використання.

Для вимірювань температур за допомогою ТД та ТТ використовують залежність прямого та зворотного струму p - n -переходу, або залежність падіння напруги на відкритому p - n -переході від температури. Температурна чутливість p - n -переходу по напрузі може сягати 10 мВ/К, що більш ніж у 100 разів вище чутливості термопар.

Взагалі будь які звичайні напівпровідникові діоди та транзистори можуть бути використані як термочутливі елементи.

Крім безпосереднього вимірювання температури та інших теплотехнічних величин розглянуті теплові перетворювачі застосовуються у приладах для вимірювання різних фізичних величин.

8.4.1. Вимірювання швидкості потоку

Принцип дії таких перетворювачів полягає у наступному: якщо тепловий перетворювач, що нагрівається електричним струмом, розмістити у потоці рідини чи газу, то можна вважати, що ефект зносу тепла переважає всі інші охолоджуючі фактори. Тоді рівняння теплового балансу може бути представленим у вигляді

$$I^2 R = \alpha S (\theta - \theta_{cp}).$$

Коефіцієнт тепловіддачі α , як було вказано у розділі 8.1.2, є функцією швидкості потоку. Таким чином, температура θ за умов, коли не змінюється температура навколишнього середовища θ_{cp} та підводима до перетворювача потужність $I^2 R$, є функцією швидкості.

Прилади для вимірювання швидкості газового потоку називають анемометрами. На рис. 8.23, а зображена схема термоанемометра із застосуванням терморезистора. Чутливий елемент 1 нагрівають протікаючим по ньому електричним струмом до $+200 \dots 800^\circ\text{C}$ (залежно від матеріалу чутливого елемента та умов використання анемометра). Одночасно він охолоджується потоком газу. При постійному струмі підігріву температура елемента 1 буде, як зазначалось, функцією швидкості потоку $\theta = f(V)$. Якщо підтримувати постійною температуру елемента $\theta = \text{const}$, змінюючи силу струму ΔI , то функцією швидкості буде зміна струму $\Delta I = \varphi(V)$.

Нитка чутливого елементу 1 такого анемометра виготовляється частіше з платиного дроту діаметром 5–20 мкм, та довжиною 2–10 мм, прикріплюється до манганінових стержнів 2 закріплених в ручці 3, крізь яку пропущені виводи 4.

Для зменшення теплових витрат на теплопровідність та випромінювання, відношення довжини дроту l до його діаметра d слід вибирати з співвідношення $l/d = 500 \text{--} 800$. Для зменшення постійної часу слід вибирати як найменшими d та l . З підвищенням температури θ зростає чутливість, але при цьому зростають похибки від нестабільності характеристик дроту.

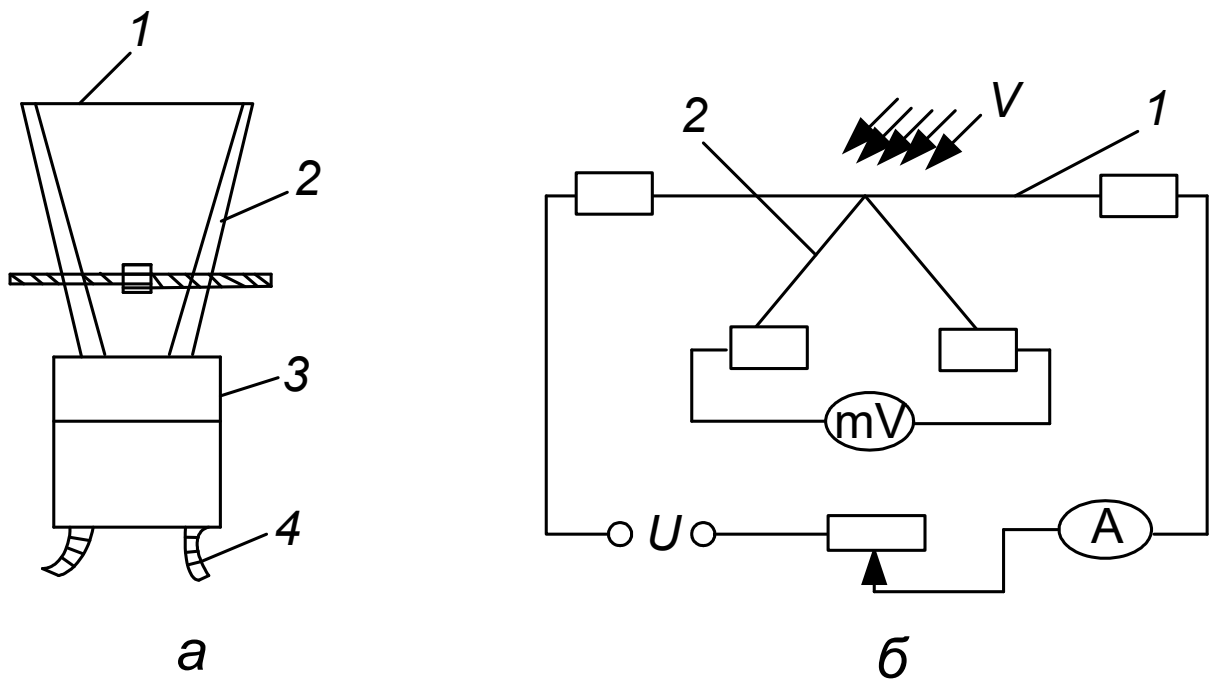


Рис. 8.23. Схема термоанемометра із застосуванням терморезистора

На рис. 8.23, б зображено термоанемометр з використанням термопари. Дріт 1 з будь-якого високотемпературного сплаву, що нагрівається постійним струмом від джерела живлення U , розміщується в потоці середовища, швидкість V якого вимірюється.

Залежно від V змінюється температура θ дроту. Остання вимірюється за допомогою термопари 2.

Вимірювальні ланки термоанемометрів будують залежно від режиму вимірювань; при заданій температурі чутливого елемента чи при заданому струмі. Частіше використовують мостові схеми ввімкнення з одним активним плечем (рис. 8.24).

При постійній температурі (рис. 8.24, а) за допомогою реостату R змінюється струм таким чином, щоб опір R_m залишався незмінним і міст знаходився в рівновазі. Функцією швидкості потоку будуть або положення движка реостату R , або падіння напруги на R_k .

При постійному струмі (рис. 8.24, б), змінюється температура і опір R_1 , і виникає розбаланс мосту. Функцією швидкості буде зміна вихідного струму мосту, яка визначається вимірювачем.

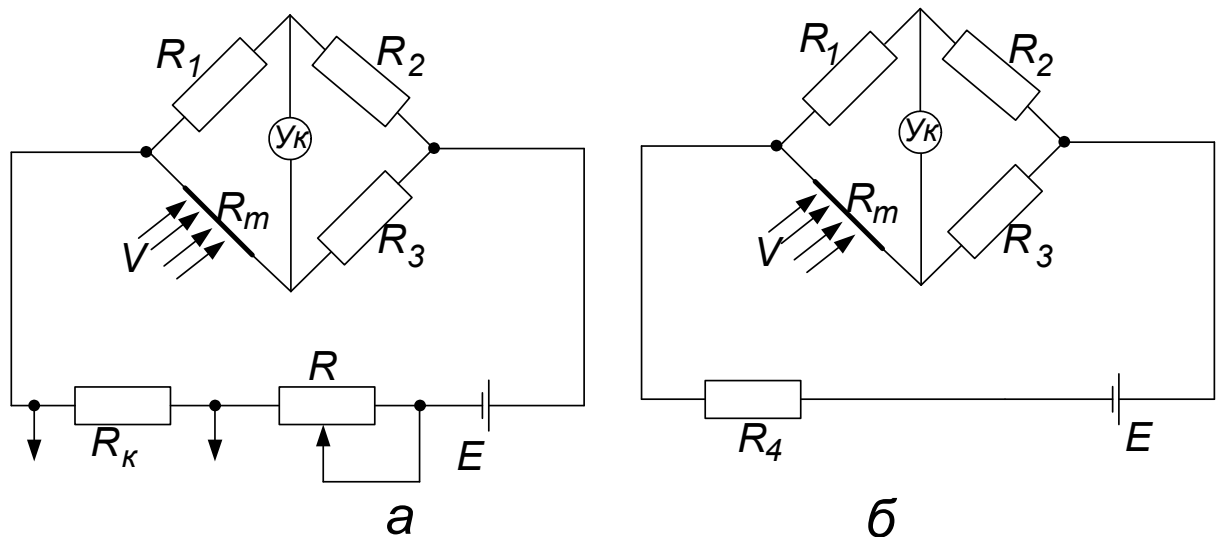


Рис. 8.24. Мостові схеми включення з одним активним плечем

Термоанемометри мають малу теплову інерційність, тому вимірювальні ланки повинні живитись постійним струмом, чи змінним високої частоти ($f > 100$ кГц).

Недолік розглянутих термоанемометрів – нелінійність характеристики. Для отримання характеристики близької до лінійної в схемі рис. 8.24, а резистор R_k виконують термозалежним (від нагріву його змінюваним струмом). Але при цьому зростає інерційність перетворювача.

Розрахунок термоанемометрів полягає у виборі матеріалу та конструктивних розмірів чутливого елемента, виходячи з умов його використання. З рівняння теплового балансу знаходять необхідну залежність $\theta = f(U)$ чи $R_m = f(U)$ при $I = \text{const}$, або $I = f(U)$ при $\theta = \text{const}$. Робочий струм вибирають за умов, щоб температура чутливого елемента у всьому діапазоні швидкості не перевищувала припустиму.

Похибки термоанемометрів визначаються такими факторами. По перше, втратами тепла на теплопровідність та випромінювання. В більшості випадків їх враховують градуванням. По друге, зміною температури потоку $\theta_{\text{сер}}$ та зміною положення чутливого елемента, тобто кута між дротом та вектором швидкості. Одна з схем корекції температурної похибки зображена на рис. 8.25. Терморезистор R_2 знаходиться у тому ж середовищі, що і терморезистор R_1 , але не обдувається потоком. По третє – частотна похибка при

вимірюванні швидкості пульсуючих потоків. Вона визначається відношенням постійної часу термоанемометра до періоду коливань (частоти) пульсуючого потоку. Наприклад, постійна часу платинового термоанемометра при $d=20$ мкм та $V=20$ м/с складає приблизно 10^{-3} с. Для вимірювань в пульсуючих потоках використовують термоанемометри із зрівноваженням.

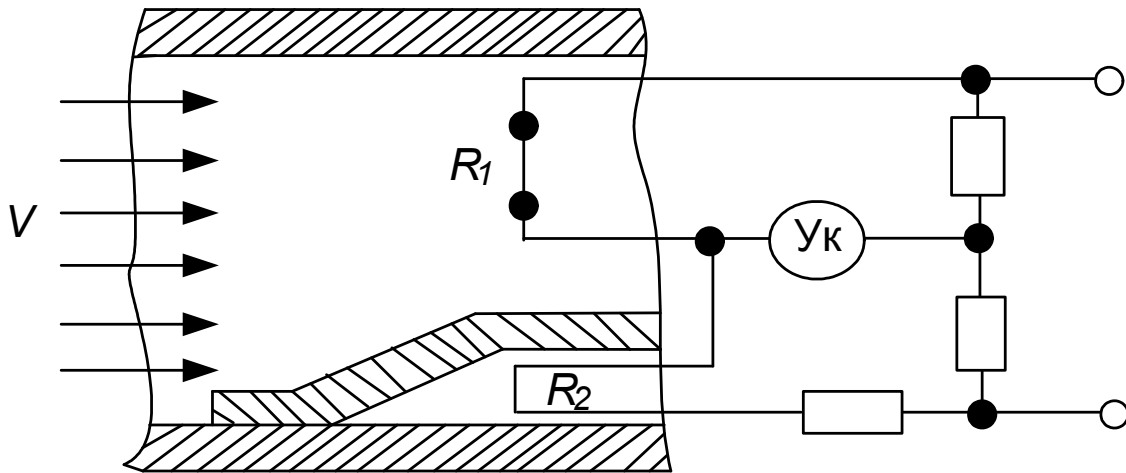


Рис. 8.25. Схем корекції температурної похибки

8.4.2. Термоелементи у газоаналізаторах

На основі термочутливих елементів створюють прилади для аналізу складу газу, його щільності, степені вакууму та інших характеристик.

На рис. 8.26 зображена схема газоаналізатора. Платиновий дріт 1 натягнутий по осі камери 2 і підігрівається електричним струмом до температури $\theta=+100\dots 200^{\circ}\text{C}$. В камеру з дуже малою швидкістю надходить досліджувана суміш. Розміри камери та дроту вибрані таким чином, щоб можна було не враховувати всі теплові втрати, окрім втрат на теплопровідність навколишнього середовища. Тоді рівняння теплового балансу матиме вигляд

$$I^2 R = G(\theta - \theta_{\text{сеп}}).$$

Внаслідок того, що коефіцієнт теплопровідності газу G залежить від його складу, то при постійному струмі I температура дроту, а значить і її опір будуть залежати від складу газу. Відомо, що теплопровідність суміші газів, які не вступають між собою у реакцію, дорівнює у першому наближенні середньому арифметичному теплопровідностей кожного з них. Тому, якщо теплопровідності компонент суттєво різняться між собою, то по теп-

лопровідності суміші можна судити про склад її компонентів. За допомогою таких аналізаторів визначають концентрацію водню, вуглекислого газу, метану, аргону та сірчаного ангідриду у повітрі.

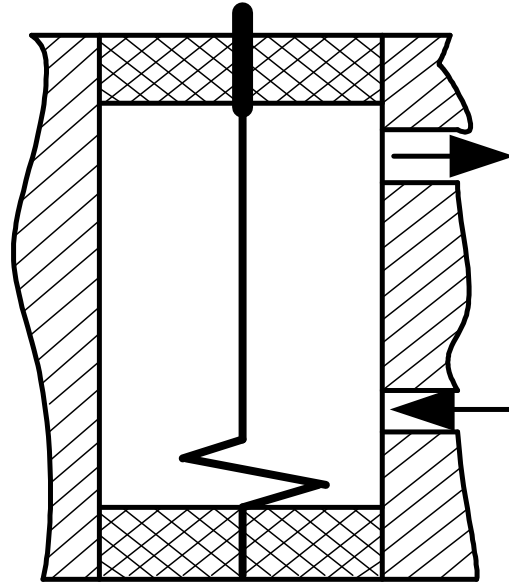


Рис. 8.26. Схема газоаналізатора

На рис. 8.27 зображено вимірювальну ланку газоаналізатора що ввімкнений за мостовою схемою з двома активними плечами. Суміш надходить до робочих камер 1. Неробочі камери 2 заповнені сумішшю того ж складу, деякої середньої концентрації. Для зменшення температурних похибок весь блок камер термостатовано. Камери виконують довжиною 50–100 мм, а терморезистор з дроту діаметром 20–50 мкм. Подібні конструкції газоаналізаторів мають інерцію 5–8 хвилин.

При щільності газу, що відповідає області атмосферного тиску, теплопровідність газу практично не залежить від щільності, тому що передача тепла здійснюється великою кількістю молекул. Зі зменшенням тиску збільшується довжина вільного пробігу молекул і коли вона стає подібною відстані між терморезистором і стінками камери, теплопровідність буде визначатись тільки кількістю молекул, що залишились, тобто щільністю (концентрацією) молекул у камері і практично не буде залежати від середньої швидкості їх руху, тобто від температури. Цей факт покладено у основу принципу дії термовакuumметра.

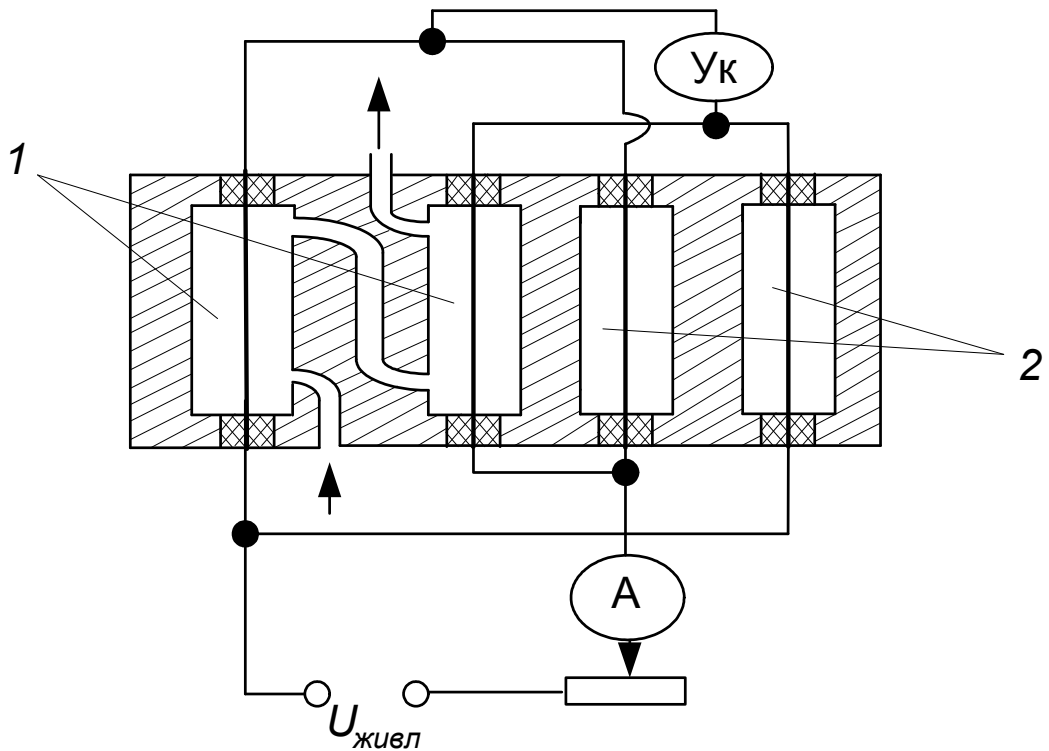


Рис. 8.27. Вимірювальна ланка газоаналізатора, ввімкненого за мостовою схемою з двома активними плечами

На рис. 8.28 зображено принципову схему вакуумметра. В колбі 1 розміщено нагрівач 2 з термопарою 3. Колба сполучається з досліджуваним середовищем крізь горловину. При постійному струмі живлення нагрівача його температура буде тим більше, чим вище вакуум. Діапазон вимірювальних тисків складає $1 \dots 10^{-4}$ Па, похибка $\pm 20\%$.

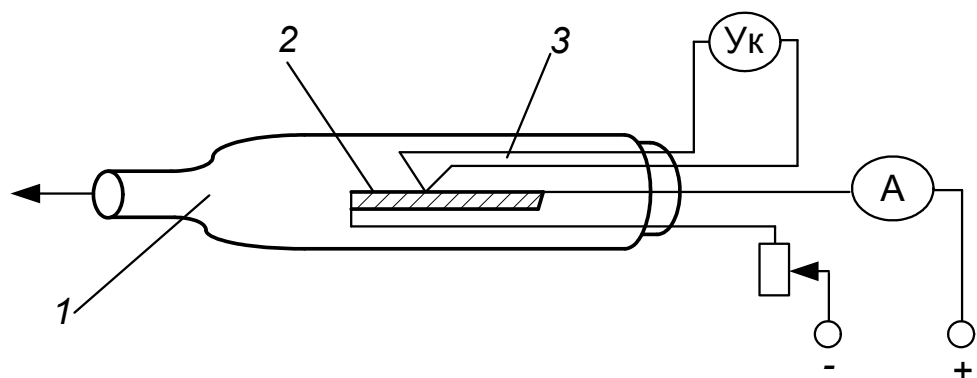


Рис. 8.28. Принципову схему вакуумметра

8.4.3. Вимірювання механічних переміщень

Термоперетворювачі механічних переміщень можуть бути побудовані різними способами. Один з них (рис. 8.29) полягає у тому, що терморезистор R_m підігрівається нагрівачем 1, положення якого відносно терморезистора залежить від вимірюваного переміщення x . В залежності від положення нагрівача буде змінюватись нагрів та опір терморезистора і відповідно вихідний струм у діагоналі моста.

Інший спосіб полягає у зміні ступеня охолодження нагріваєтьсяго струмом терморезистора за допомогою екрану чи зануренням у рідину чи газ. На рис. 8.30 зображено принципову схему диференціального перетворювача такого типу. Екран 1 змінює умови охолодження терморезисторів 2.

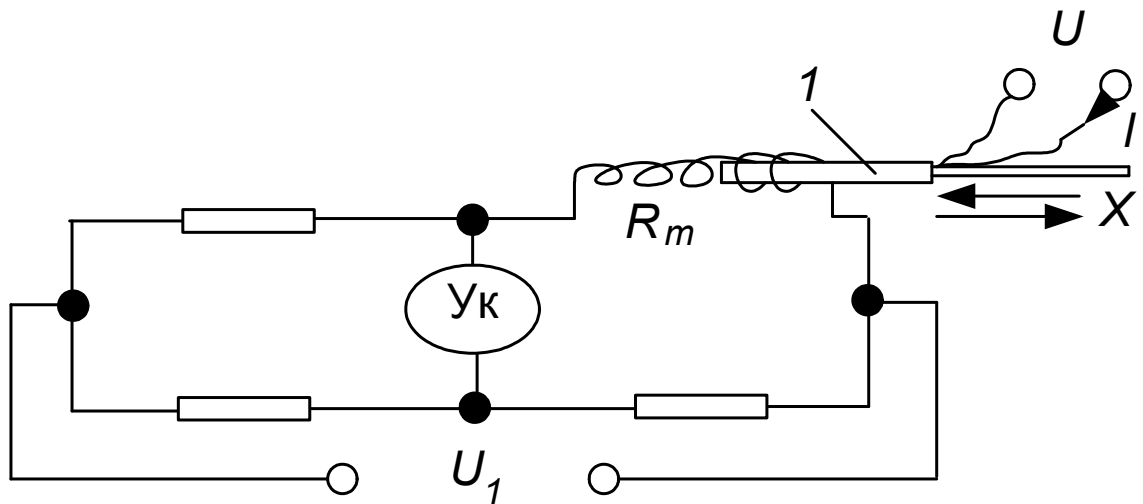


Рис. 8.29. Принципова схема перетворювача

При переміщенні екрану з середнього положення опір одного з терморезисторів збільшується, а другого зменшується. По розбалансу мосту визначають величину переміщення.

До переваг подібних перетворювачів треба віднести відсутність сил зворотної дії, як постійним, так і змінним струмом, здатність розсіювати значну потужність.

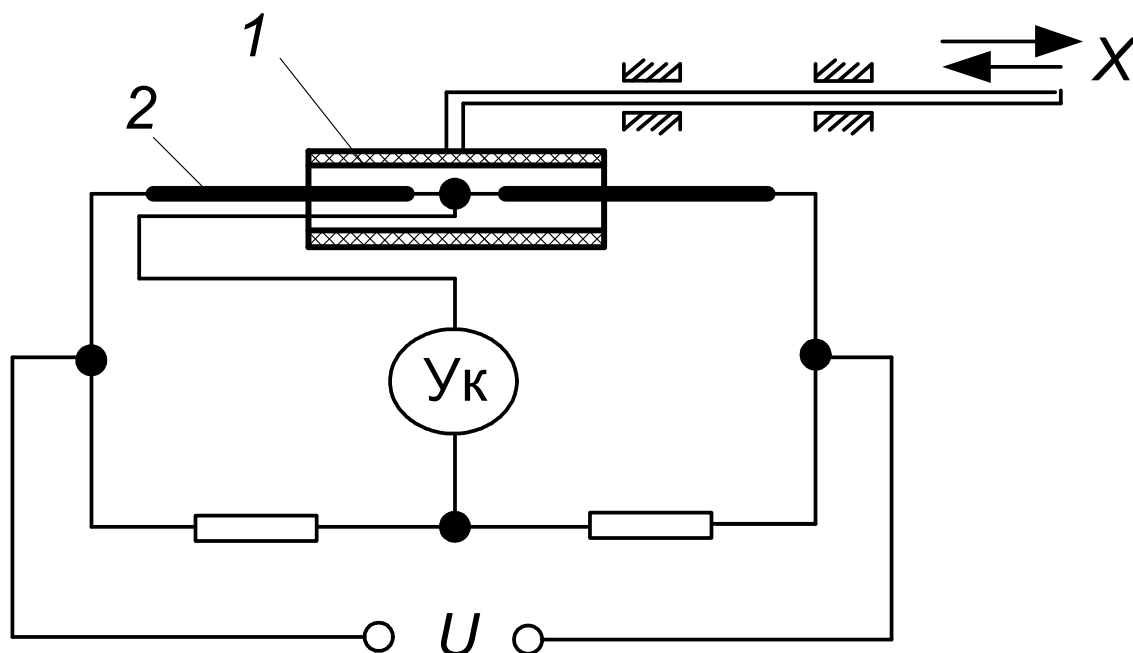


Рис. 8.30. Принципова схема диференціального перетворювача, нагріваємого струмом терморезистора

Недоліки – інерційність та велика залежність чутливості від характеристик навколишнього середовища: температури, тиску, вологості і т.п.

8.5. Контрольні питання до розділу 8

1. Теплові перетворювачі. Терміни та визначення. Рівняння теплового балансу. Характер перехідного процесу теплопередачі.
2. Термоелектричні перетворювачі. Принцип дії термопар. Схеми.
3. Матеріали термопар.
4. Подовжувальні термоелектроди.
5. Похибки термопар.
6. Терморезистори. Схеми, конструкції, похибки.
7. Термометри опору, їх конструкція.
8. Термістори, конструкція та матеріали, коректуючі ланки.
9. Позистори і критезистори.
10. Термоелементи в газоаналізаторах.
11. Вимірювання механічних переміщень термоперетворювачем.
12. Типи теплових перетворювачів, їх застосування.

Розділ 9. МАГНІТОПРУЖНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Принцип дії магнітопружних перетворювачів ґрунтується на зміні магнітної проникності μ феромагнітних тіл залежно від механічних напружень σ (магнітопружний ефект), які виникають у них і зумовлені дією на феромагнітні тіла механічних сил P (розтягуючих, стискуючих, скручувальних). Отже, у магнітопружному перетворювачі відбувається такий ланцюг перетворень:

$$P \rightarrow \sigma \rightarrow \mu \rightarrow R_m \rightarrow z \text{ або } e.$$

Існує і зворотне явище (магнітострикція), коли зовнішнє магнітне поле приводить до механічної деформації феромагнітного тіла. Під числовим значенням магнітострикції розуміють відносну зміну $\Delta l/l = \lambda$ довжини l стержня, зумовлену дією зовнішнього магнітного поля. Деякі феромагнітні тіла мають додатну магнітострикцію (збільшують свої розміри під дією магнітного поля), у деяких вона від'ємна (ці тіла зменшують свої розміри). Крім того, величина магнітострикції та її знак залежать від матеріалу магнітного кола, його термообробки, температури та напруженості магнітного поля.

Характер залежності магнітострикції $\lambda = \Delta l/l$ від напруженості H магнітного поля для різних феромагнітних матеріалів показано на рис. 9.1, а.

Магнітопружний ефект також неоднозначний. Для одного і того ж самого матеріалу під дією механічної напруги магнітна проникність у слабких полях може зростати, тоді як у сильних полях – падати. Це ілюструє рис. 9.1, б, де зображено криві зміни індукції $B = \mu H$ як функції механічного навантаження при різних значеннях напруженості поля H для дроту з м'якої сталі. Використовуючи лінійні ділянки кривих (рис. 9.1, б), тобто вибираючи певні початкові значення напруженості H в осерді, отримують близьку до лінійної зміну магнітної проникності $\Delta\mu$ осердя як функції відносної деформації $\Delta l/l$ або механічної напруги σ матеріалу осердя.

Наприклад, на рис. 9.2 показано криву $\varepsilon_\mu = \Delta\mu/\mu$ як функції зміни $\Delta l/l$ від 0 до 0,1 % або зміни σ від 0 до 200 Н/мм².

Відносну чутливість магнітопружного матеріалу можна характеризувати, як і в тензорезисторів, коефіцієнтом тензочутливості

$$k = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l} = \frac{\varepsilon_\mu}{\varepsilon_l}.$$

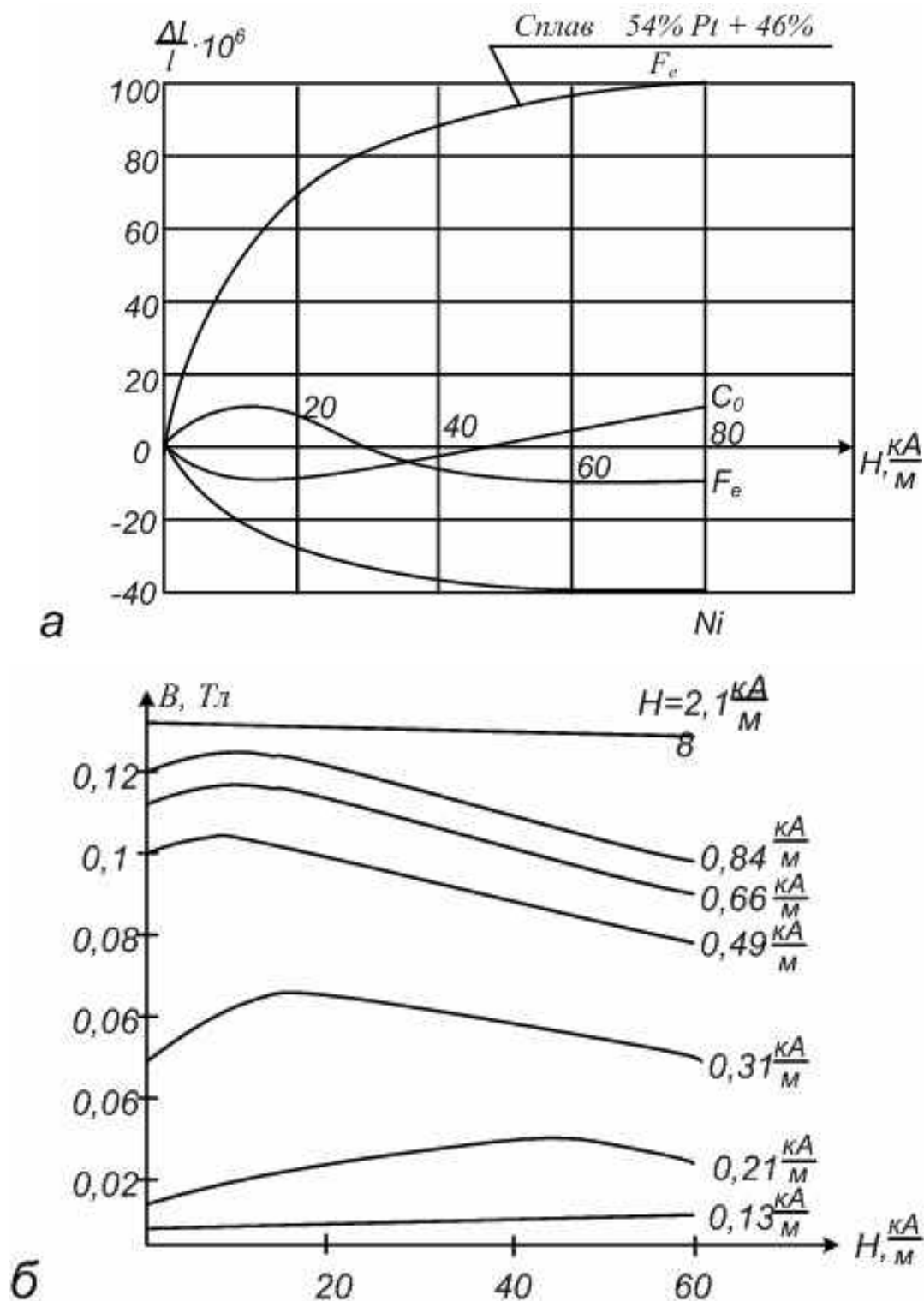


Рис. 9.1. Основні залежності для магнітопружних перетворювачів:
 а – залежність магнітострикції від напруженості намагнічуючого поля;
 б – залежність індукції в функції механічного навантаження за різних значень напруженості поля

Для кривої на рис. 9.2 цей коефіцієнт на початковій ділянці ($\sigma < 50 \text{ Н/мм}^2$) досягає значення $k=300$, а в середньому для всієї кривої $k = 220$.

Відносною магнітопружною чутливістю матеріалу називають відносну зміну магнітної проникності $\Delta\mu/\mu$, спричинену одиницею механічної напруги σ , тобто величину $S\mu = \Delta\mu/\mu/\sigma$. Для кривої на рис. 9.2 це значення становить 0,11 % на 1 Н/мм^2 .

Типи магнітопружних перетворювачів можна розбити на дві основні групи. До першої належать перетворювачі, в яких використовуються зміни магнітної проникності перетворювача в одному напрямі (рис. 9.3); до другої – перетворювачі, в яких використовується зміна магнітної проникності одночасно в двох взаємно перпендикулярних напрямках або, інакше кажучи, магнітна анізотропія матеріалу перетворювача. Перетворювачі тієї та іншої групи можуть працювати як змінні індуктивні опори, що визначаються прикладеним до осердя механічним зусиллям, і як трансформаторні перетворювачі із змінною взаємоіндуктивністю між обмотками.

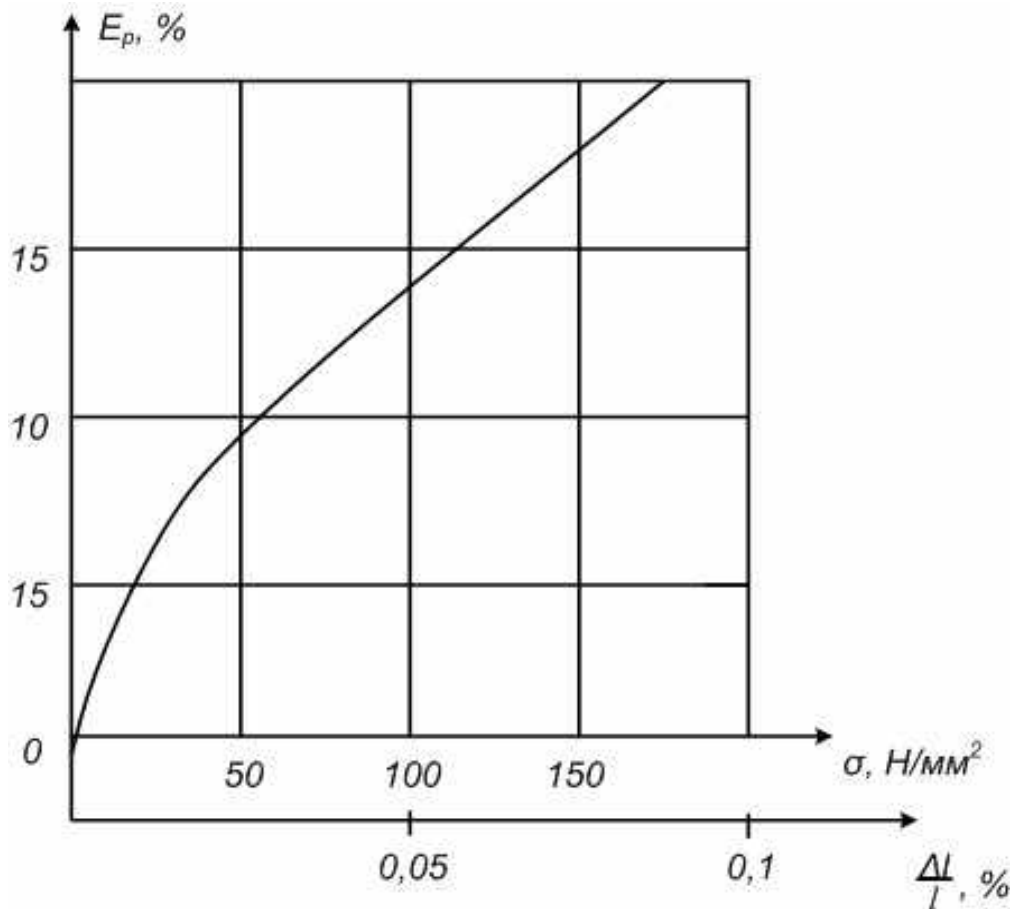


Рис. 9.2. Крива зміни $\varepsilon_\mu = \Delta\mu/\mu$ як функції $\Delta l/l$

Різновиди форми магнітних кіл і розміщення обмоток магнітопружних перетворювачів індуктивного і трансформаторного типів, призначених для вимірювання великих зусиль (десятки тисяч ньютонів), зображено на рис. 9.3, їх осердя не має розривів, і обмотки доводиться намотувати вручну.

На рис. 9.4. показано магнітне коло диференціального перетворювача, чутливий елемент якого – зовнішні кільця магнітопроводу 1 і 2, що замикають магнітне коло, утворене осердям 3 (тут використано роз’ємну конструкцію магнітопроводу). В таких конструкціях потрібно пам'ятати про магнітний опір в місцях стику осердя з ярмом навіть за умови ретельного шліфування.

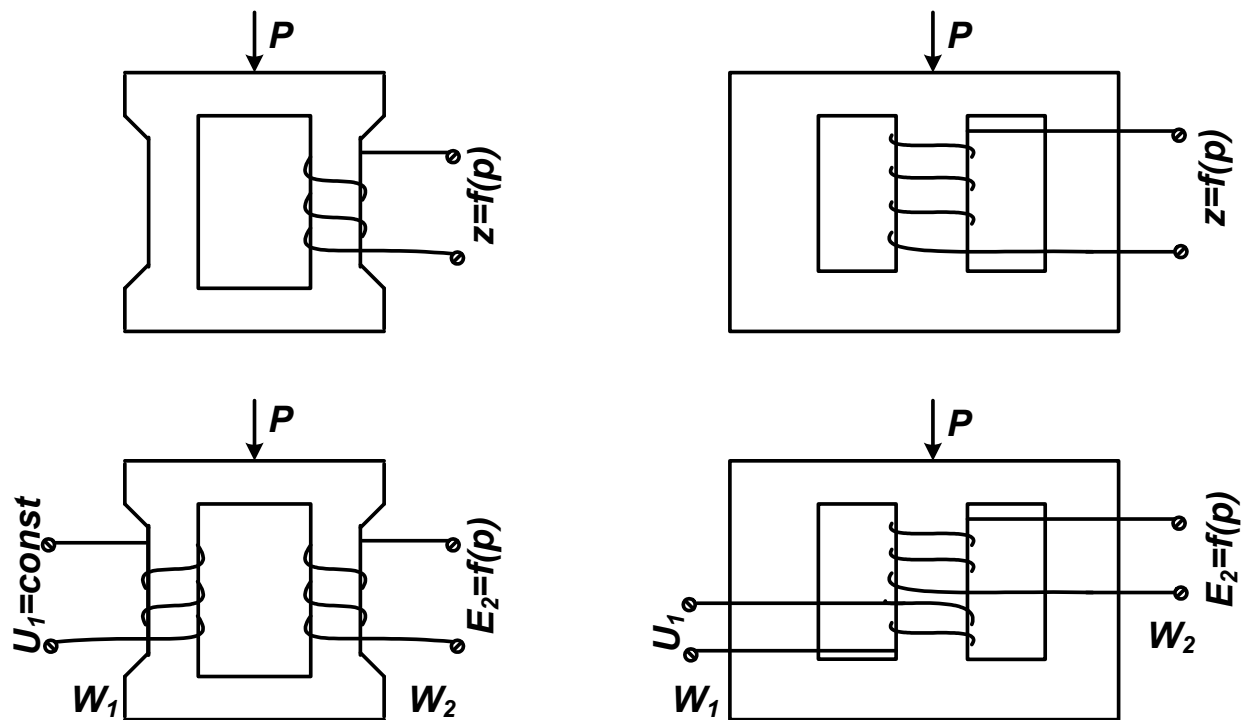


Рис. 9.3. Різновиди магнітопружних перетворювачів

На рис. 9.5, а зображено тензометричний магнітопружний перетворювач, в якому як осердя 1 котушки 2 застосовується дріт з пермалою. Конструкцію тензометричного магнітопружного перетворювача, в якому магнітне коло виконано з тонкого листа пермалою, наклеєного на досліджувану деталь, показано на рис. 9.5, б.

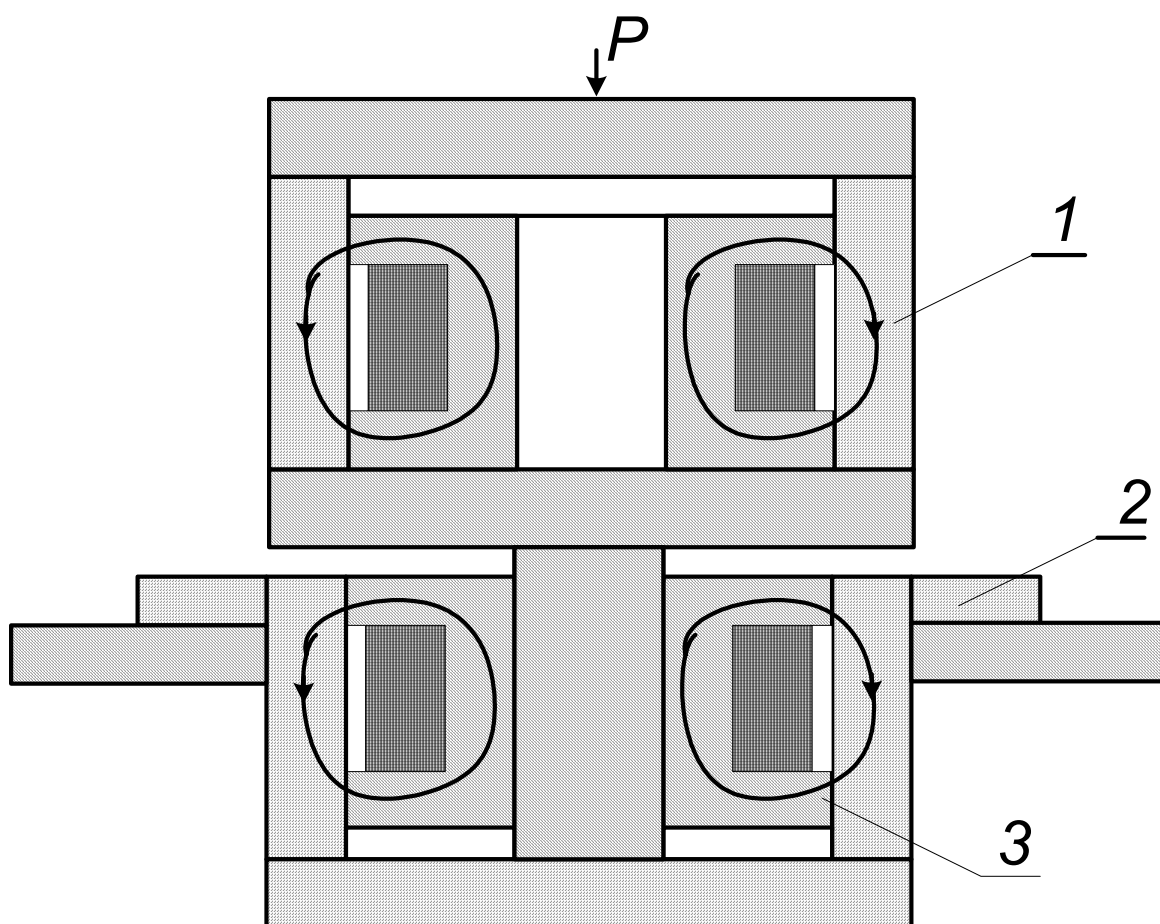


Рис. 9.4. Диференціальний магнітопружний перетворювач

Магнітоанізотропний трансформаторний перетворювач із схрещеними обмотками показаний на рис. 9.6, а.

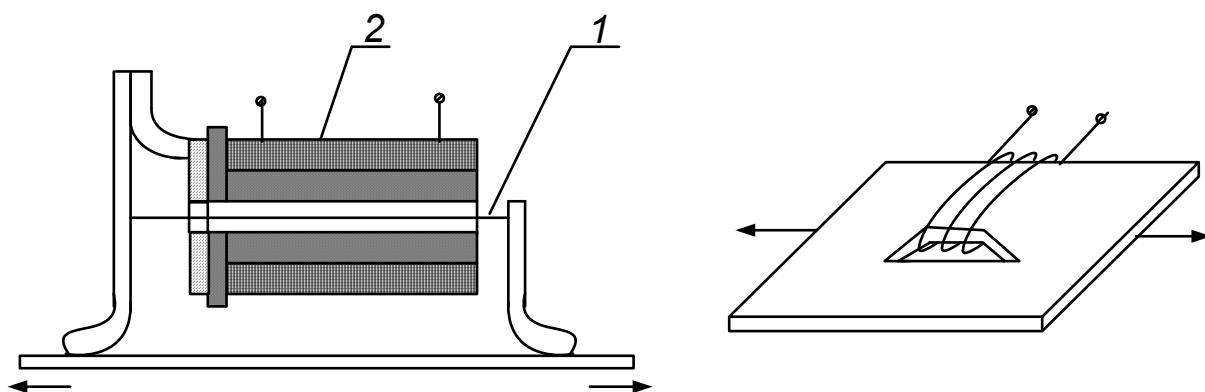


Рис. 9.5. Різні типи магнітопружних перетворювачів:

а – з осердям у вигляді дроту з пермалою; б – з магнітним колом з тонкого листа пермалою, що наклеюється на деталь

Первинна w_1 та вторинна w_2 обмотки перетворювача розміщені в суцільному магнітопроводі під прямим кутом одна до одної. Первинна обмотка живиться від джерела U_1 змінного струму. В ненавантаженому стані перетворювача силові лінії первинної обмотки (рис. 9.6, б) розміщуються симетрично і не зчеплюються з вторинною обмоткою, в результаті чого ЕРС вторинної обмотки дорівнює нулю. Після прикладання зусилля внаслідок зміни магнітної проникності матеріалу магнітне поле (рис. 9.6, в) витягується в напрямі більшої проникності, стискається в напрямі меншої проникності і, зчеплюючись з вторинною обмоткою, індукує в ній ЕРС, пропорційну прикладеному до перетворювача зусилля. Із зміною знака навантаження змінюється і фаза вихідної ЕРС. Через початкову магнітоанізотропію матеріалу за відсутності навантаження вже існує деяка ЕРС. Для її зменшення в датчиках з листового матеріалу чергують листи з взаємно перпендикулярними напрямками прокату; крім того, спеціальним чином розміщують отвори, вибираючи кут між обмотками; застосовують додаткову обмотку або магнітний шунт.

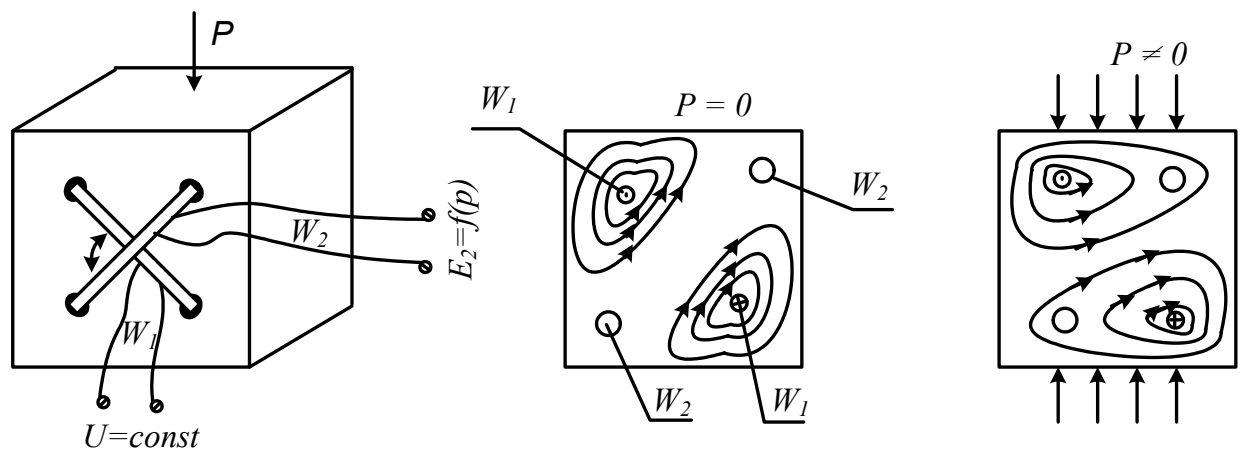


Рис. 9.6. Магнітопружний перетворювач із схрещеними обмотками: а – конструкція; б – розміщення силових ліній у ненавантаженому стані; в – розміщення силових ліній після прикладання зусиль

Магнітоанізотропні властивості матеріалу можуть бути використані для вимірювання напруги в ньому без безпосереднього контакту датчика з деталлю.

Перетворювачі з використанням ефекту Відемана застосовуються в основному для вимірювання крутного моменту. Під час скручування феромагнітного стержня в ньому виникає гвинтова складова підвищеної магнітної проникності i , отже, у магнітному полі – гвинтова складова потоку, яку можна вважати результатом суперпозиції поздовжнього та кругового потоків. Таким чином, коли струм проходить через стержень, на який діє крутний момент, в ньому, крім кругового магнітного потоку, виникає поздовжній магнітний потік (зворотний ефект Відемана). Прямий ефект Відемана полягає в тому, що сталевий стержень із струмом, що проходить по ньому, вміщений у поздовжнє магнітне поле, зазнає деформації крутіння.

На рис. 9.7, а показаний принцип дії перетворювачів для вимірювання крутного моменту, на рис. 9.7, б – для вимірювання тиску з попереднім перетворенням у деформацію крутіння.

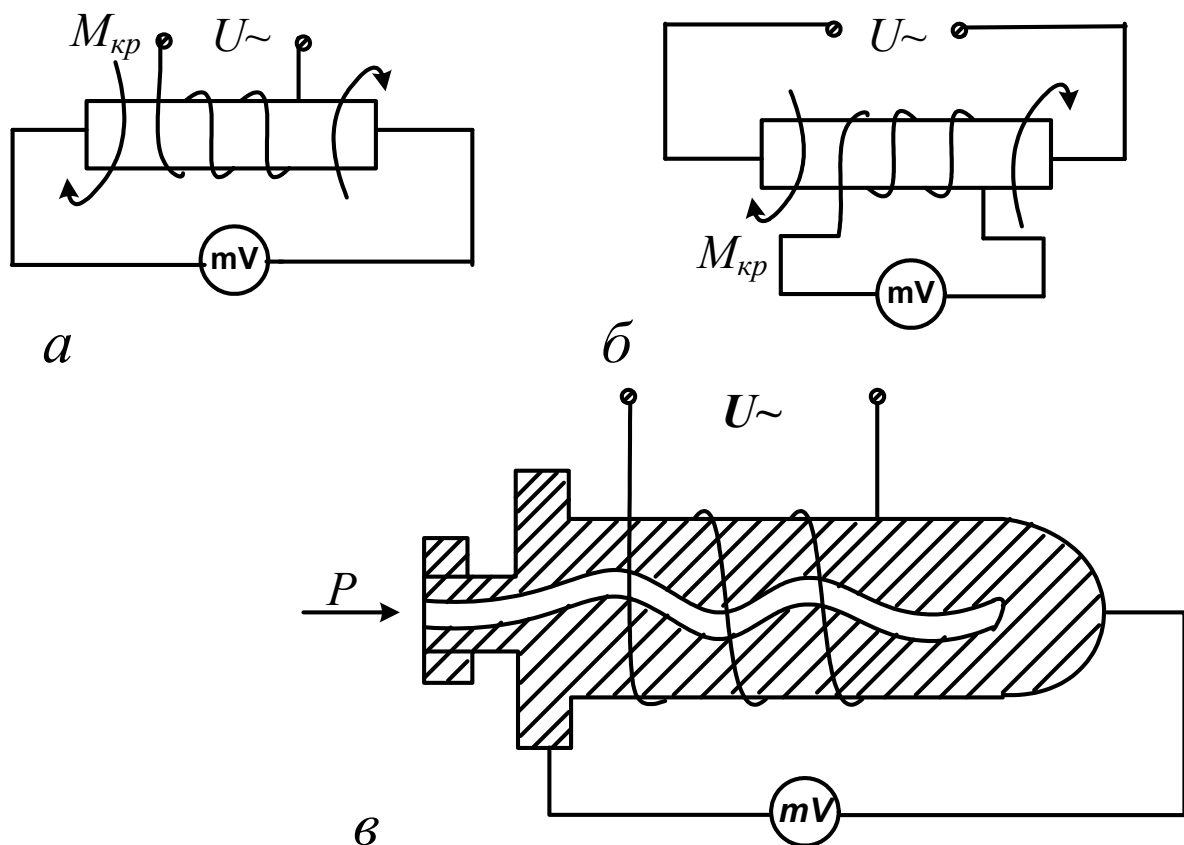


Рис. 9.7. Магнітопружні перетворювачі: а – для вимірювання крутного моменту; б – для вимірювання тиску

Діюча ЕРС, що виникла під впливом крутного моменту,

$$E = 4,44 f B_m \frac{\lambda_s \mu}{B_s^2} \sigma \frac{l}{\pi R^2} M_{кр},$$

дійсна за умови $\frac{\pi B_s^2 R^2}{24 \lambda_s \mu M_{кр}} \geq 1$, де f – частота напруги живлення; B_m – ін-

дукція магнітного поля, яка створена струмом, що проходить через стрижень за відсутності $M_{кр}$; λ_s , μ , B_s – відповідно максимальна магнітострикція матеріалу стержня, магнітна проникність та індукція насичення; l і R – довжина та радіус стрижня; $M_{кр}$ – крутний момент.

При частоті напруги живлення 10 Гц ЕРС може досягати кількох десятків мілівольт.

Основи розрахунку магнітопружних перетворювачів. Вибір розмірів осердя магнітопружного перетворювача визначається технічними умовами роботи і допустимою напругою для вибраного феромагнітного матеріалу. Напруженість магнітного поля впливає на магнітопружну чутливість.

На рис. 9.8 показано графіки $\mu = f(H)$ та $\Delta z/z = f(H)$ при $\Delta \sigma = \text{const}$ для феромагнітного осердя з матеріалу, магнітострикція якого не змінює знак із зміною H .

Як видно з рис. 9.8, максимумами величин $\Delta z/z$ і μ досягаються при близьких значеннях H . Через такий збіг можна вибирати напруженість у матеріалі магнітопружного перетворювача $H = H_{\mu \text{ max}}$ і значення її можна знайти для різних матеріалів у загальнодоступних довідниках.

Максимальне значення відносної магнітопружної чутливості матеріалу $S_\mu = \Delta \mu / \mu / \sigma$ для пермалою (45% Ni) становить 0,94% на 1 Н/мм² при $H = 0,02$ А/мм, для трансформаторної сталі (4,5% Si) – 0,84% на 1 Н/мм² при $H = 0,2$ А/мм і для сталі "армко" – 0,81 % на 1 Н/мм² при $H = 0,15$ А/мм, де всі значення S_μ приблизно відповідають максимуму магнітної проникності. Найбільшу магнітопружну чутливість має сплав Ю-12 (2,5% на 1 Н/мм²), проте він добре працює лише на стиск.

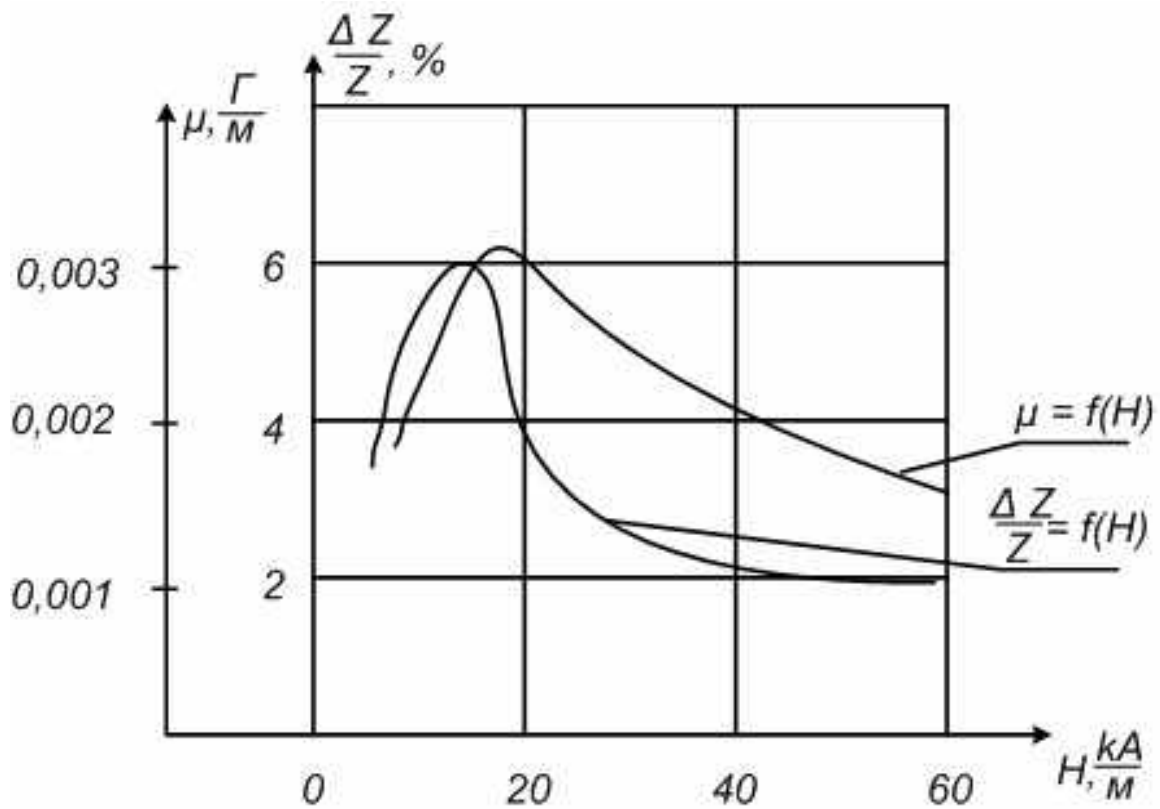


Рис. 9.8. Графіки $\mu=f(H)$ та $\Delta z/z=f(H)$ при $\Delta\sigma=\text{const}$

Опір магнітного потоку в осерді та повний електричний опір z котушки перетворювача розраховують так само, як це було викладено в розділі 7. Якщо поверхневий ефект виявляється слабо, відносна зміна магнітного опору ділянки, що зазнає деформації $\Delta z_\mu/z_\mu = \Delta\mu/\mu$. В разі рідко вираженого поверхневого ефекту магнітний опір пропорційний до $\sqrt{\mu}$, а тому відносна зміна магнітного опору $\Delta z_\mu/z_\mu = 0,5\Delta\mu/\mu$. Коли врахувати, що в магнітопроводі перетворювачів не всі ділянки зазнають деформації і, отже, змінюють опір, а також те, що повний опір перетворювача визначається не лише змінюваною індуктивною складовою, а і активним опором обмотки, відносна зміна опору може становити $\Delta z/z = 0,5S_\mu\sigma$ за відсутності поверхневого ефекту і $\Delta z/z = 0,25S_\mu\sigma$ в разі різко вираженого поверхневого ефекту.

В перетворювачах трансформаторного типу із схрещеними обмотками за відсутності навантаження $E_2=0$, за наявності навантаження напруженість E_2 прямо пропорційна до магнітного потоку перетворювача, тобто до напруги, прикладеної до первинної обмотки. Тому, якщо матеріал осердя не змінює

знака магнітострикції при збільшенні напруженості магнітного поля, то чутливість перетворювача можна збільшити за рахунок підсилення магнітного потоку підвищенням первинної напруги. Перетворювачі такого типу, як правило, працюють в умовах сильних магнітних полів, що відповідають насиченню.

Похибки магнітопружних перетворювачів. Магнітопружна похибка виражає невідтворюваність магнітного стану осердя перетворювача під час навантаження і розвантаження. Її виникнення зумовлене магнітопружним гістерезисом. Експериментальні дослідження показали, що магнітопружна похибка γ_μ при статичних навантаженнях перетворювача більша, ніж при динамічних. Так, у перетворювача індуктивного типу з осердям із сталі, що містить 4,5% Si, в разі динамічних навантажень $\gamma_\mu=1\%$, в разі статичних $\gamma_\mu=4\%$.

Як показали дослідження, γ_μ зменшується із збільшенням напруженості магнітного поля в осерді (рис. 9.9), а також в результаті механічного тренування перетворювача.

Щоб дістати якомога меншу магнітопружну похибку, осердя слід виготовляти з феромагнітних матеріалів з вузькою петлею магнітного гістерезисного циклу та високою межею пружності. Крім того, максимальне навантаження на осердя не повинно бути більшим $1/6-1/7$ межі пружності.

Досить істотною може виявитися також похибка лінійності, що визначається як перетворенням $\sigma \rightarrow \mu$, так і наступним перетворенням $\Delta\mu \rightarrow \Delta z \rightarrow U_{\text{ук}}$ або $\Delta\mu \rightarrow E$. Вибором індукції B у матеріалі перетворювача, створенням попередньо напруженого стану його, а також взаємним коригуванням нелінійності характеристик $\Delta\mu=f(\sigma)$ і $\Delta z=\varphi(\Delta\mu)$ вдається знизити сумарну похибку лінійності до значення 1–2%.

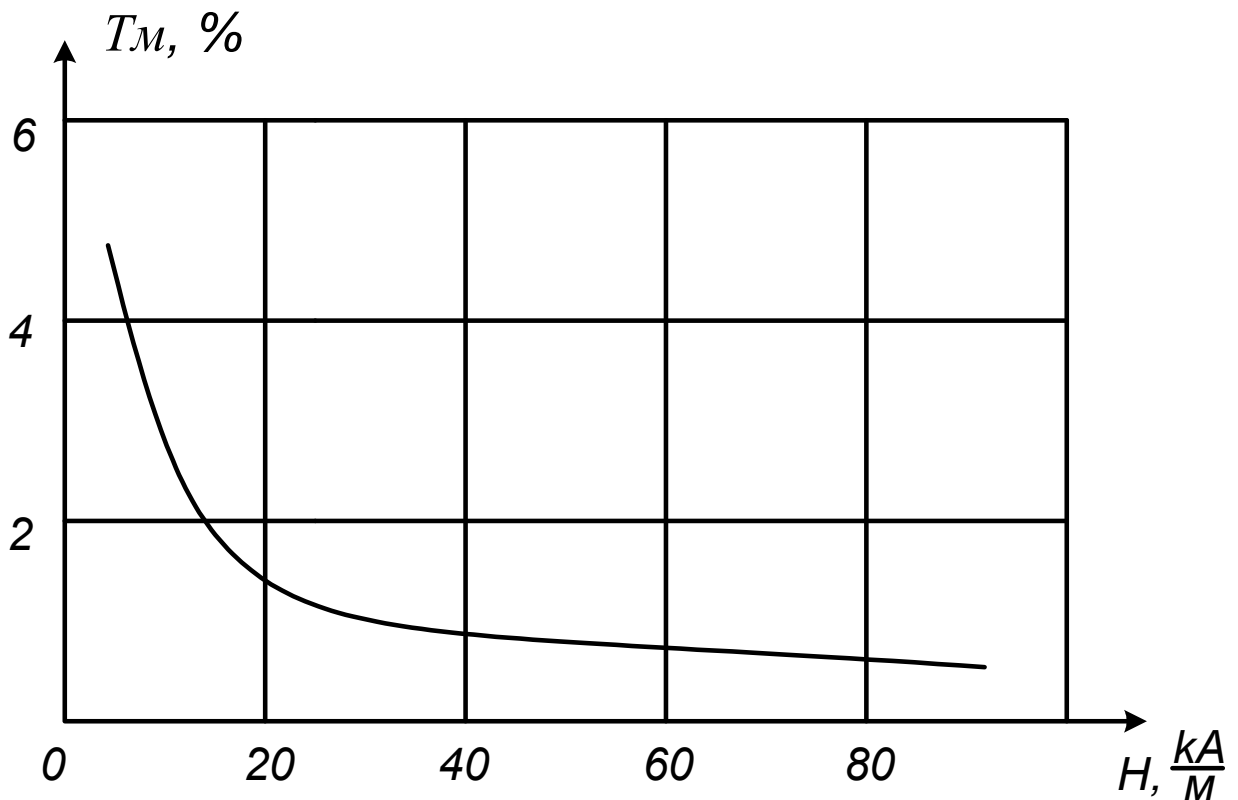


Рис. 9.9. Графік зміни магнітопружної похибки $\gamma_\mu = f(H)$

В процесі старіння матеріалу змінюється його магнітна проникність та внутрішні напруги. Це призводить до нестабільності магнітопружної чутливості, яка становить після штучного старіння (термообробка та багаторазове навантаження) не більш як 0,5% для перетворювачів з суцільного матеріалу і не більш як 2% для перетворювачів з листового матеріалу. Із зміною напруги живлення змінюється як початкове значення магнітної проникності, так і магнітопружний ефект. Тому стабілізація напруги живлення потрібна для всіх видів перетворювачів.

Коливання температури перетворювача приводить до змін опору котушки постійного струму, початкової магнітної проникності та магнітострикції, а отже, і магнітопружного ефекту. Всі ці зміни створюють температурну похибку перетворювача. У перетворювачів з осердям з електротехнічних сталей, які містять від 3 до 4,5% кремнію, в разі дуже вираженого поверхневого ефекту в інтервалі температур 10...110°C похибка від температури становить 0,5–1 %, а в разі слабо вираженого поверхневого ефекту може досягати 2–3%. Похибки істотно зменшуються завдяки використанню дифе-

ренціальних магнітопружних перетворювачів. Найменшими похибками характеризуються магнітоанізотропні перетворювачі, в яких застосовується диференціальний ефект самого матеріалу і, отже, забезпечується найповніша ідентичність зовнішніх умов і властивостей перетворювача.

9.1. Контрольні питання до розділу 9

1. Магнітопружні перетворювачі. Принцип дії.
2. Основні залежності для магнітопружних перетворювачів.
3. Типи магнітопружних перетворювачів.
4. Конструкції і принцип дії магнітопружних перетворювачів.
5. Індуктивні магнітопружні перетворювачі.
6. Трансформаторні магнітопружні перетворювачі.
7. Магнітопружні перетворювачі на ефекті Відемана.
8. Похибки магнітопружних перетворювачів.

Алфавітний покажчик термінів

- Абсолютна похибка, 284
- Вимірювальний перетворювач, 86, 164
- Вимірювач, 174
- Відносна похибка, 174, 175, 212
- Генераторні фотоелементи, 240
- Геркони, 140
- Двигуни постійного струму, 105, 106, 110, 111, 112
- Дросель, 169
- Електромагнітний перетворювач, 34, 35
- Електромеханічний перетворювач, 214
- Індукційний перетворювач, 52
- Індукція, 20, 25, 26, 30, 32, 35, 38, 39, 44, 47, 100, 147, 151, 152, 153, 241, 325
- Конденсатор, 5, 64, 131, 225, 246
- Контактний перетворювач, 132, 133
- Магнітна проникність, 318, 325, 328
- Магнітна стабілізація, 150
- Магнітна стала, 123, 141
- Магнітопружний перетворювач, 321, 322
- Напруженість, 44, 45, 46, 147, 152, 153, 161, 325, 326
- Оптрон, 276
- Перетворювачі із змінюваним опором, 230
- Реле, 4, 20, 114, 123, 130, 132, 137, 138, 139, 146, 147, 210
- Теплове випромінювання, 222, 277
- Тепловий перетворювач, 230
- Тепловий потік, 278, 281, 286
- Теплообміном, 277
- Теплопровідність, 277, 278, 283, 310, 312, 313, 314
- Термометр опору, 301
- Термопара, 285, 297, 298
- Терморезистор, 294, 306, 314, 316
- Трансформаторний перетворювач, 322
- Фериди, 140, 141
- Фотодіод, 243, 244, 246
- Фотоелектричний перетворювач, 256
- Фоторезистор, 237, 238, 251
- Фоторезистор, 228
- Частотний перетворювач, 219
- Чутливий елемент, 19, 41, 189, 209, 211, 257, 301, 310, 311, 312

Список рекомендованої і використаної літератури

1. Безвесільна О.М. Вимірювання прискорень: Підручник. – К.: Либідь, 2001. – 350 с.
2. Безвесільна О.М. Вимірювання гравітаційних прискорень: Підручник. – Житомир: ЖІТІ, 2002. – 264 с.
3. Безвесільна О.М. Технологічні вимірювання та прилади. Перетворюючі пристрої приладів та комп'ютеризованих систем: Підручник. – Житомир: ЖДТУ, 2006. – 560 с.
4. Безвесільна О.М., Подчашинський Ю.О. Інформаційно-комп'ютерні системи та технології. Наукові дослідження в галузі вимірювання механічних величин.: Підручник. – Житомир: ЖДТУ, 2007. – 320 с.
5. Безвесільна О.М., Авіаційні гравіметричні системи та гравіметри.: Монографія. – Житомир: ЖДТУ, 2007. – 604 с.
6. Безвесільна О.М., Киричук Ю.В. Технологічні вимірювання та прилади. Перетворюючі пристрої приладів та комп'ютеризованих систем.: Навчальний посібник. – Житомир: ЖДТУ, 2008. – 172 с.
7. Безвесільна О.М. Елементи і пристрої автоматики та систем управління. Перетворюючі пристрої приладів та комп'ютеризованих систем. Підручник. – Житомир: ЖДТУ, 2008. – 700 с.
8. Ловейкін В. С. Мехатроніка: навч. посібник / В. С. Ловейкін, Ю. О. Ромасевич, Ю. В. Човнюк. – Київ : ЦП «Компринт», 2012. – 358 с.
9. Bishop R. H. The Mechatronics Handbook / R. H. Bishop. – Boca Raton : CRC Press, 2002. – 1229 p.
10. Попович М. Г. Електромеханічні системи автоматичного керування та електропривод / М. Г. Попович, О. Ю. Лозинський, В. Б. Клепиков. – Київ : Либідь, 2005. – 678 с.
11. Beckers I.H. Elektrisches Messen mechanischer Broben // "VDI – Z" 118. – n17, 18. – 1976. – P. 863 – 872.
12. Дудюк Д. Л. Гнучке автоматизоване виробництво і роботизовані комплекси : навч. посібник / Д. Л. Дудюк, С. С. Мазепа, М. М. Мисик. – Львів : Магнолія плюс СПД ФО В. М. Піча, 2005. – 278 с.

13. Цвіркун Л. І. Робототехніка та мехатроніка : навч. посібник /Л. І. Цвіркун, Г. Грулер; Нац. гірничий ун-т. – 2-ге вид., випр. – Дніпропетровськ : НГУ, 2010. – 224 с
14. Яглінський В. П. Моделювання динамічних процесів роботизованого виробництва / В. П. Яглінський, Д. В. Іоргачев. – Одеса: АстроПрінт, 2004. – 234 с.
15. Рудик Т.О. Спеціальні розділи математики. Теорія функцій комплексної змінної. Операційне числення. / Т.О. Рудик, Н.М. Назаренко, О.В. Кузьма, О.В. Суліма та інш. - Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2021. - 127 с.
16. Кузьма О.В. Конспект лекцій з вищої математики. Елементи лінійної алгебри. Елементи векторної алгебри. Аналітична геометрія. Теорія і практикум: навч. посіб. / О.В. Кузьма, О.В. Суліма, Н.М. Назаренко та інш. - Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2021. - 127 с.