

Міністерство освіти і науки України

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

**Кафедра комп'ютерно-інтегрованих
технологічних процесів і виробництв**

ТЕХНІЧНІ ЗАСОБИ АВТОМАТИЗАЦІЇ

Навчальний посібник

Одеса – 2018

В75 Воробйова О.М. Технічні засоби автоматизації : навч. посіб. / Воробйова О.М., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2018. – 208 с.

У навчальному посібнику викладено теоретичні основи, принцип дії та методології практичного використання основних технічних пристроїв засобів автоматизації. Розглянуто пристрої отримання, перетворення, зберігання, оброблення й передавання інформації та керуючих сигналів каналами зв'язку. Розглянуто принципи дії виконуючих механізмів, основне призначення яких – перетворення керуючих команд у фізичний вплив на об'єкт керування або регулювання.

Посібник призначений для студентів, які спеціалізуються у галузі автоматизації технологічних процесів.

Схвалено
на засіданні кафедри КІТП і В
і рекомендовано до друку.
Протокол № 4 від 10.11.18 р.

Затверджено
методичною радою академії зв'язку.
Протокол № 4 від 27.12.2017 р.

© Воробйова О.М.,
Флейта Ю.В., 2018.
© ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2018.

ВСТУП

Ускладнення завдань, які вирішуються сучасною технікою, призвело до значного зростання систем автоматизації. Сучасні системи автоматичного керування та регулювання різного технологічного обладнання – складні динамічні системи, що зумовлено високими вимогами до продуктивності та точності таких систем, а також різноманіттям виконуваних ними функцій. Але незалежно від призначення такі системи будуються з використанням типових елементів, пристроїв та їх комбінацій. Переваги автоматизації особливо яскраво проявляються при використанні електричних елементів. Їх застосування в автоматичних системах дозволяє:

- стандартизувати елементи для вимірювання самих різних фізичних величин;
- передавати сигнал на значні відстані;
- перетворювати сигнал з одного виду в інший та підсилювати його для отримання значних потужностей;
- підвищувати чутливість, точність та швидкодію автоматичних систем;
- зменшувати габарити та вагу автоматичних систем.

Основні електричні елементи автоматики, з яких можна побудувати значну кількість сучасних автоматичних систем – самокерованих, самоналаштовуваних, самоорганізовуваних – дуже різноманітні. Правильна, раціональна побудова автоматичних систем вимагає знання основних принципів їх роботи.

1. ОРГАНІЗАЦІЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦІЇ

1.1. Основні поняття та визначення

Завдання з керування тим або іншим явищем або процесом, що виникають у повсякденній практичній діяльності людини, дуже різноманітні.

Порівняно недавно сформувалась ідея єдності законів керування незалежно від того, де вони проявляються: у живому чи неживому об'єкті.

Керування – це сукупність дій, що забезпечують проведення будь-якого процесу з метою досягнення певних результатів.

Автоматичне керування – послідовність спрямованих дій, що переводять об'єкт з деякого початкового стану до стану цільового.

Система автоматизації – сукупність спеціальних технічних засобів, що знаходяться у взаємодії і здійснюють керування технологічним процесом або його частиною.

Системи автоматичного керування створюються для того, щоб автоматично, без безпосередньої участі людини підтримувати необхідний режим роботи різних об'єктів, що обслуговуються цими автоматами. Системи автоматичного керування самостійно, без будь-якого впливу ззовні або підтримують постійними, або змінюють за певними законами одну або декілька фізичних величин, які характеризують процеси, що відбуваються в об'єктах, які обслуговуються, або самі визначають залежно від низки умов потрібний або оптимальний закон керування об'єктом.

Об'єкт, у якому відбувається керований процес, називають *об'єктом керування*. Окремим, але особливо важливим випадком керування є регулювання, за якого вимаганий перебіг процесу створюється шляхом стабілізації одного або кількох параметрів за заданих значень.

За допомогою автоматичного регулювання можна суттєво підвищити ефективність ведення технологічних процесів, створити умови для застосування надвисоких та наднизьких параметрів (температур, напруг, струмів, швидкостей тощо), вивільнити обслуговуючий персонал від безпосередньої участі в керуванні складними процесами, підвищити якість продукції, отримати можливість вести необхідний процес в умовах та місцях, недоступних для людини.

1.2. Типові форми автоматизації

Автоматизація, тобто процес передавання технічним пристроям, що називаються *автоматами*, функцій управління та контролю, може мати кілька форм.

Розглянемо найбільш загальні схеми автоматизації, що розглядаються згідно з інформаційними критеріями, показаними на рис. 1.1.

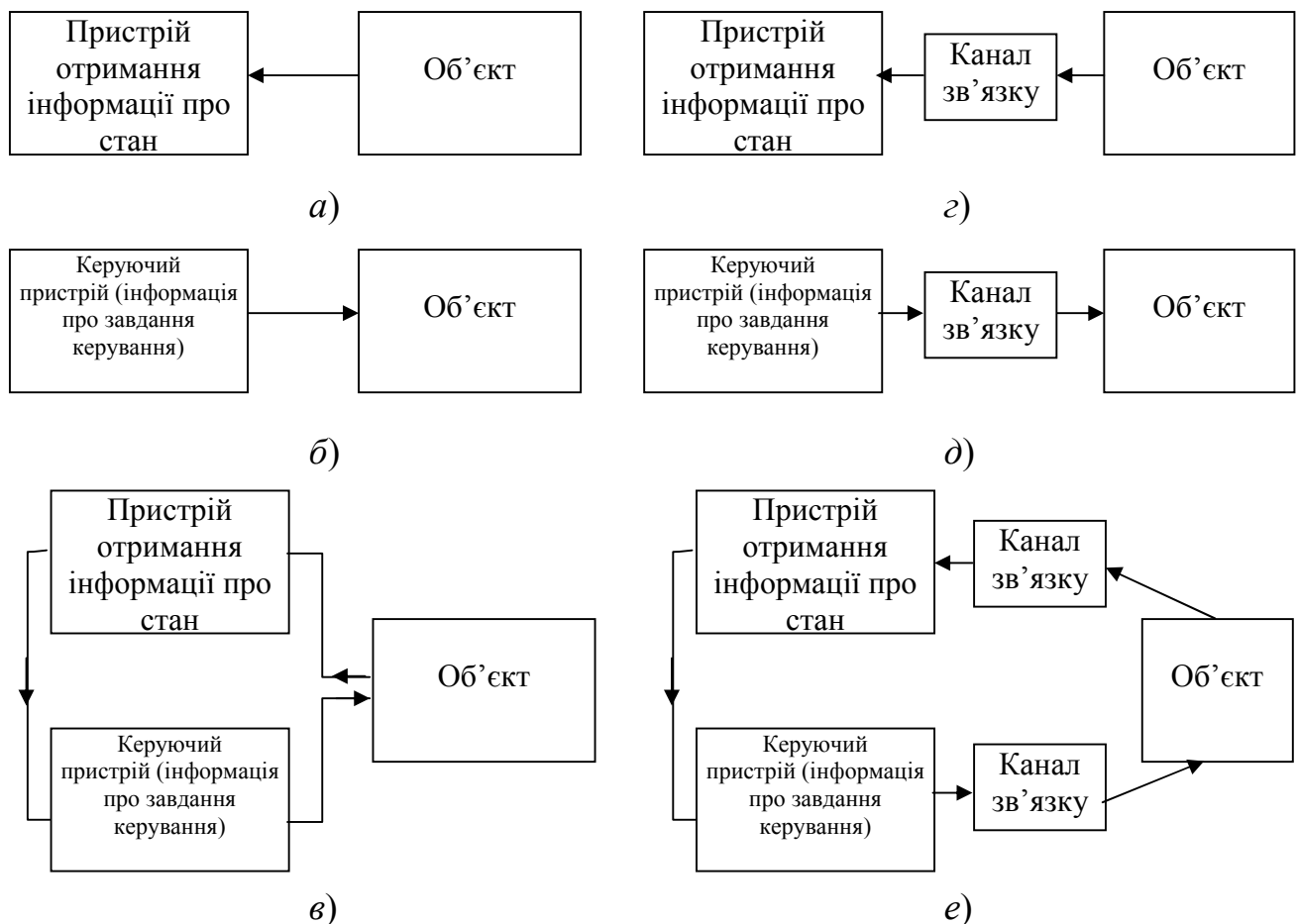


Рисунок 1.1 – Загальні схеми типових форм автоматизації

Перед автоматичною системою може стояти лише завдання збирання інформації, тобто відомостей про стан одного або кількох параметрів, що характеризують той або інший процес або об'єкт. Таке завдання вирішується пристроями автоматичного контролю.

Автоматичний контроль – спостереження за об'єктом за допомогою спеціальних пристроїв-давачів з метою перевірки значень його основних параметрів.

На рис. 1.1,а показана принципова схема автоматичного контролю за станом будь-якого параметра у контрольованому об'єкті (процесі). У подібних пристроях кінцевий результат контролю може виражатися або у формі реєстрації стану параметра, або у вигляді сигналізації при настанні певних станів, у сортуванні за тими або іншими ознаками тощо. Прикладами такого роду пристроїв контролю можуть слугувати: автоматичний запис зміни температури у печі, автоматична сигналізація про порушення нормальної величини тиску газу у газопроводі або напруги в електричній мережі, відомості про розміри будь-яких виробів й т. п.

На рис. 1.1,б показана схема частково автоматизованого керування технологічним процесом. У подібних системах обслуговуючий персонал увімкнений у процес керування, але діє лише на керований елемент

автоматичного пристрою, наприклад, на перемикач, кнопку й т. п. Останній через силовий елемент діє на об'єкт. За такого способу автоматизації керування, що передбачає лише дію пуску, зупинки, реверса будь-яких агрегатів, людина витрачає у процесі керування лише незначні зусилля. Процес керування у цих системах можна здійснювати й без участі обслуговуючого персоналу, наприклад, програмним механізмом. Прикладом такого роду автоматизованого керування може слугувати вироблене зі спеціального пульта обслуговуючим персоналом або програмними механізмами керування роботою (пуск, зупинка, збільшення або зменшення навантаження) турбогенератора або парового котла, термічної печі або прокатного стану, польотом літака й т. п.

У цьому випадку в процесі керування використовується лише інформація про задачі керування, але не інформація про його результати. Інакше, при цьому передбачається, що всі керовані розпорядження виконуються своєчасно й повністю, а тому досягнення результатів, очікуваних заздалегідь, гарантується.

Якщо ж результати такого процесу керуваннядесь контролюються, то цей контроль здійснюється поза розглядуваної автоматичної системи за допомогою іншої, повністю автономної системи.

На рис. 1.1, в надана схема автоматичного керування, що являє собою найбільш досконалий вид автоматизації, який містить у собі й використання інформації про задачі процесу керування, й відомості про його результати. У цьому випадку ведення технологічного процесу на вимаганому рівні може здійснюватися повністю без участі людини, тобто автоматично. Очевидно, що системи цього виду завжди містять замкнене коло дій керованого автомата на об'єкт та об'єкта на автомат.

Як приклад такого роду пристроїв можуть бути названі автоматичні пристрої (регулятори), які підтримують сталість регульованого параметра, наприклад, напругу генератора, рівня рідини у резервуарі, координатне положення літака у просторі тощо, незалежно від характеру й закономірностей дій, що намагаються змінити значення регульованого параметра. Інколи автоматичний пристрій підтримує одночасно на незалежно заданих рівнях значення кількох параметрів керованого процесу, що пов'язані між собою технологічно.

До цього ж типу замкнених автоматичних пристроїв належать так звані слідкуючі системи, де параметр, який підлягає керуванню, повинен мати змінне значення, величина якого може бути заздалегідь відома.

На рис. 1.1, г, д, е показні схеми автоматизації, в яких контрольований параметр вимірюється приладом, віддаленим від об'єкта на значну відстань.

При цьому результат вимірювання звичайно перетворюється у форму, зручну для передавання його по каналу зв'язку. Частіше за все будь-яка контрольована величина перетворюється на електричну величину (струм, напруга, частота). Операцію прямого перетворення виконує пристрій, що називається шифратором-передавачем. На приймальній стороні каналу зв'язку (у тих випадках, коли потрібно) сигнал може знову перетворюватися у форму, більш зручну для вимірювання або реєстрації. Операцію зворотного

перетворення виконує пристрій, що називається дешифратором-приймачем.

На початковій стадії автоматизації конкретного технологічного процесу або виробництва розроблювану *систему автоматизації*, як правило, подають у вигляді *функціональної схеми* (рис. 1.2), на якій відображають вхідні до складу системи *функціональні блоки* й вузли та зв'язки між ними із зазначенням символів фізичних величин, що надходять на вхід кожного блока.

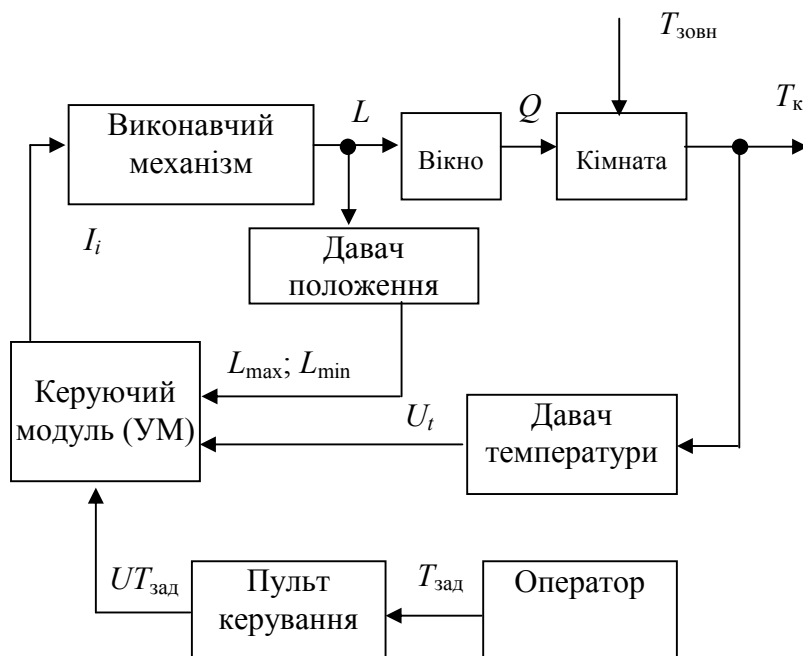


Рисунок 1.2 – Функціональна схема системи автоматичного регулювання температури виробничого приміщення

Проаналізуємо процес автоматичного регулювання температури у виробничому приміщенні у зимовий час методом провітрювання.

Відомо, що при настанні опалювального сезону батарея центрального опалення працює у постійному режимі незалежно від реальних погодних умов. Тому при настанні відлиг зниження температури досягають періодичним провітрюванням приміщень за допомогою вікон, кватирок, фрамуг тощо. Достатньо часто доступ до цих «регулюючих органів» утруднений, а іноді просто неможливий. В останньому випадку для відкривання або закривання вікна використовують реверсивні електромеханічні виконавчі механізми зворотньо-поступальної або поворотальної дії.

Для автоматичного визначення поточного значення температури, як правило, застосовують *давачі температури*, які перетворюють зміну температури у зміну електричної напруги або активного опору.

Доцільно зазначити, що залежно від характеру виробничої діяльності значення «комфортної» температури варіюється. Внаслідок цього система автоматики повинна володіти можливістю переналаштування, що досягається застосуванням *давача*, за допомогою якого можна встановлювати різні значення необхідної температури. Як задавач, як правило, застосовують змінні опори, увімкнені за схемою «подільника напруги». Таким чином, встановлюють

потенціальний сигнал, пропорційний заданому значенню температури (*сигнал цільового стану*).

Керуючий модуль, порівнюючи за допомогою *аналізатора (компаратора)* поточне та задане значення температури, формує керуючі команди у вигляді потенціальних сигналів необхідної потужності: «Відкрити» або «Закрити».

Для надійного закривання вікна виконавчий механізм повинен забезпечувати достатнє зусилля. Тому для уникнення порушення рами вікна його кутове переміщення повинно бути обмежене. Для цього на рамі вікна або на вихідній ланці виконавчого механізму, як правило, встановлюють електромеханічні *давачі положення*, що інформують про повне відкривання $L_{\min}$ й повне закривання $L_{\max}$ вікна.

При досягненні вікном вказаних крайніх станів керуючий модуль автоматично знімає керувану команду з виконавчого механізму, незалежно від наявності сигналу компаратора.

Отже, керуючий модуль бере на себе додаткові функції й формує керуючі команди на основі *логічного аналізу* інформації, яка надходить від аналізатора й давача положення.

Розглядувана автоматична система складається з окремих вузлів – засобів автоматизації. Значний розвиток автоматичного керування технологічними процесами й виробництвами призвели до необхідності уніфікації засобів автоматизації.

1.3. Основні положення формування систем автоматизації

Основні положення формування систем автоматизації повинні виходити з наступних вимог.

Система повинна складатися з нормальних рядів пристроїв та елементів з єдиними уніфікованими сигналами й параметрами живлення, нормалізованими габаритами й приєднуваними розмірами.

Система подається у вигляді окремих гілок – електричної, пневматичної, гідравлічної та гілки без використання допоміжної енергії.

Система повинна відповідати єдиним технічним вимогам, що передбачають найбільш широке її використання у різних галузях промисловості.

Система повинна забезпечувати розв'язання як найпростіших задач локального контролю й керування, так і складних задач комплексної автоматизації з використанням сучасної мікроелектронної бази для оброблення даних й керування технологічними процесами.

Структура системи повинна бути гнучкою й передбачати можливість удосконалення шляхом заміни окремих блоків та елементів без зміни системи в цілому.

За функціональною ознакою можна виокремити чотири групи пристроїв.

Першу групу функціональних виробів утворюють пристрої отримання нормованої інформації про стан процесу. Пристрої цієї групи призначені для отримання інформації про значення контрольованих параметрів у вигляді

уніфікованого електричного сигналу.

До цієї групи входять первинні вимірювальні перетворювачі, що нормують перетворювачі й власне давачі.

Первинний вимірювальний перетворювач переводить контрольований параметр у деяку фізичну величину – природний *вихідний сигнал* (переміщення, механічна напруга; електричний опір, напруга, струм). Нормуючий перетворювач переводить природний вихідний сигнал в *уніфікований електричний*.

Якщо на виході первинного вимірювального перетворювача природний вихідний сигнал є електричним, то нормуючий перетворювач звичайно являє собою окремий самостійний пристрій. Якщо ж первинний перетворювач видає сигнал у вигляді механічної фізичної величини, то вимірювальний та нормуючий перетворювачі конструктивно об'єднуються в один пристрій, наприклад, давач тиску (рис. 1.3).

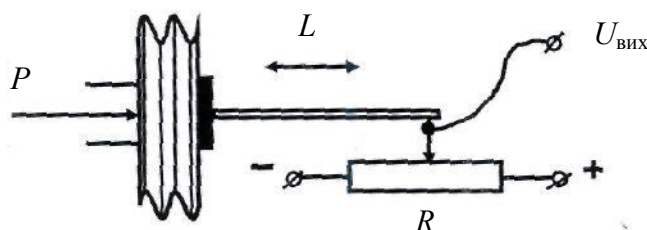


Рисунок 1.3 – Схема давача тиску

Як видно з поданої схеми, тиск P (наприклад, у гідравлічній системі автогрейдера) перетворюється сильфоном у лінійне переміщення штовхача $L = f(P)$ – первинне перетворення, а потім за допомогою потенціометра (нормуюче перетворення) у електричну напругу $U = f(P)$.

Друга група – група пристроїв, призначених для передавання інформаційних сигналів й команд керування по каналах зв'язку. До цієї групи входять підсилювачі, шифратори, дешифратори, а також спеціальні пристрої телемеханіки. У деяких системах автоматизації у межах цієї групи додатково застосовують логічні перетворювачі, контактні й безконтактні електронні комутатори.

Третя група – засоби перетворення, оброблення, зберігання інформації й формування команд керування. До неї належать аналізатори сигналів, функціональні й операційні перетворювачі, логічні пристрої, пристрої пам'яті, задавачі, керуючі мікропроцесорні комплекси. Логічні пристрої цієї групи варіюються від найпростіших стандартних до спеціально розроблених логічних автоматів комбінаційного або послідовнісного типу.

Четверту групу складають пристрої використання команд керування – виконавчі пристрої. Виконавчий пристрій, у загальному випадку, складається з підсилювача, що забезпечує необхідну потужність вихідного сигналу, й виконавчого механізму, що здійснює силову дію на об'єкт керування або регулювання. До складу Державної системи приладів та засобів автоматизації входять електричні, електромеханічні, гідравлічні, електрогідравлічні,

пневматичні й електропневматичні виконавчі механізми. При автоматизації підприємств будівельної індустрії, як правило, застосовують електропневматичні й електромеханічні виконавчі механізми, при автоматизації мобільних об'єктів – електрогідравлічні й електромеханічні з напругою живлення 12 або 24 В постійного струму.

Розглянемо основні параметри елементів, використовуваних у автоматичних системах та їх вплив на роботу останніх.

Більшість елементів автоматичних систем характеризується наявністю інерційності (наприклад, за рахунок індуктивності котушок й т. п.). Тому при стрибкоподібній зміні сигналу x на вході елемента на величину Δx (рис. 1.4,а) сигнал y на його виході у більшості випадків змінюється на Δy не стрибкоподібно, а за деякою кривою, яка визначає хід так званого *перехідного процесу* в елементі. Інерційність елемента звичайно характеризується *постійною часу* T , яка може бути розрахована для кожного конкретного елемента й визначає швидкість зростання y , тому що $\operatorname{ctg} \psi = \tau$. Якщо елемент має кілька інерційних частин, тобто характеризується більш ніж одна постійна часу, то перехідний процес у ньому на відміну від простої експоненти може мати більш складний характер (пунктирна крива на рис. 1.4,а).

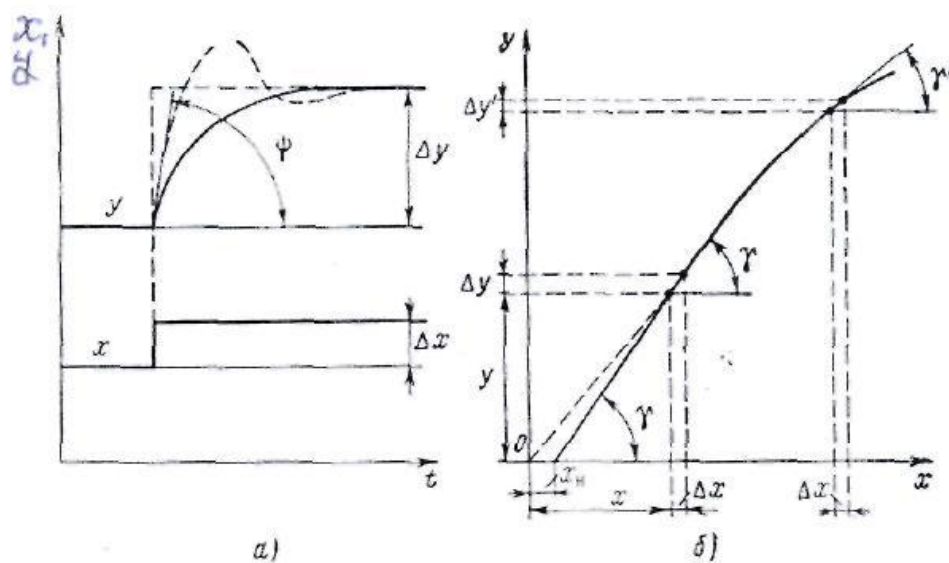


Рисунок 1.4 – Основні характеристики елемента

У зв'язку з цим звичайно розрізняють *динамічний* режим роботи елемента, який відповідає періоду протікання перехідного процесу, та *усталений* режим, коли після перебігу достатнього часу процес закінчується. Характеристиками динамічного режиму елемента є його постійні часу.

Для оцінки роботи елемента в усталеному режимі використовують такі його характеристики, як чутливість, поріг чутливості та коефіцієнт передачі.

Порогом чутливості x_n (рис. 1.4,б) називається найменше значення вхідного сигналу x , яке здатне викликати зміну вихідного сигналу y . Більшість елементів автоматичних систем характеризується наявністю деякого порога чутливості.

Коефіцієнт передачі k – це відношення величини вихідного сигналу y до величини вхідного сигналу x , тобто

$$k = \frac{y}{x}. \quad (1.1)$$

З рис. 1.4,б неважко помітити, що якщо для достатньо великих сигналів знехтувати величиною порога чутливості, то для елементів з лінійною залежністю $y = f(x)$, називаною характеристикою елемента, коефіцієнт передачі є величина постійна. Для елементів з нелінійною характеристикою $y = f(x)$ величина коефіцієнта передачі залежить від величини вхідного сигналу x .

Чутливістю S називається відношення усталеної зміни вихідного сигналу y до викликаної нею зміни вхідного сигналу за даного значення вхідного сигналу, тобто

$$S = \left(\frac{\Delta y}{\Delta x} \right)_{\Delta x \rightarrow 0} = \frac{dy}{dx} = \operatorname{tg} \gamma. \quad (1.2)$$

З рис. 1.4,б видно, що чутливість елемента постійна лише у випадку лінійної характеристики елемента. При цьому, звичайно, достатньо знати або k , або S , тому що між ними існує певне співвідношення:

$$k = \frac{y}{x} = \frac{y}{(x - x_n) + x_n} = \frac{\frac{y}{x - x_n}}{1 + \frac{x_n}{x - x_n}} = S \left(1 - \frac{x_n}{x} \right) < S, \quad (1.3)$$

а якщо знехтувати x_n порівняно з x , то

$$k \approx S. \quad (1.4)$$

Однак величина чутливості набуває суттєвого значення, якщо характеристика елемента нелінійна. У цьому випадку реакцію елемента на незначні зміни вхідного сигналу в усталеному режимі можна визначити, лише скориставшись поняттям його чутливості.

Якщо декілька елементів з'єднуються послідовно, то неважко показати, що їх загальний поріг чутливості дорівнює

$$x_n = x_{n1} + \frac{x_{n2}}{k_1} + \frac{x_{n3}}{k_1 k_2} + \dots + \frac{x_{ni}}{\frac{k}{k_i}}, \quad (1.5)$$

де k – загальний коефіцієнт передачі усіх i елементів, що визначається як добуток коефіцієнтів передачі окремих елементів:

$$k = k_1 k_2 k_3 \dots k_i. \quad (1.6)$$

З формули (5) видно, що найбільш суттєве значення має завжди поріг чутливості першого елемента з послідовно з'єднаних елементів.

Контрольні питання

1. Що таке автоматичне управління?
2. Що таке система автоматизації?
3. Що таке об'єкт керування?

4. За якою функціональною схемою здійснюється автоматичний контроль?
5. Накресліть схему часткового автоматичного контролю.
6. Яка схема автоматичного керування являє собою найбільш досконалий вид автоматизації?
7. Які групи пристроїв утворюють систему автоматизації технологічного процесу?

2. ПРИСТРОЇ ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

2.1. Загальні характеристики здавачів виробничих параметрів

Для того, щоб використовувати у системах автоматики будь-яку неелектричну величину, яка характеризує той або інший процес, її у більшості випадків спочатку перетворюють в електричну величину за допомогою давача. Способів такого перетворення, а отже, й типів давачів у сучасній техніці багато.

Давач – це пристрій, який сприймає вимірюваний параметр та виробляє відповідний сигнал у колах передавання його для подальшого використання або реєстрації. Досить часто поняття «давач» та «вимірювальний перетворювач» не розділяють і використовують один термін «давач». У конструкторській справі під давачем слід розуміти первинний вимірювальний перетворювач, який розміщений у корпусі та забезпечений пристроями для його встановлення на об'єкті, а також кабелем для передавання сигналу плюс різніми.

Основні вимоги, які пред'являються до давача, наступні:

- здійснення необхідної безперервної залежності його вхідної величини у від вимірюваної вхідної величини x ;
- застосовність до наявної вимірювальної апаратури та джерел живлення;
- достатня чутливість давача;
- певні для кожного завдання припустимі габарити та вага;
- відповідність необхідному діапазону змін вимірюваної величини;
- відсутність зворотної взаємодії давача на вимірюваний сигнал;
- достатньо мала інерційність перетворення.

При виборі давача слід враховувати особливості досліджуваного процесу та умови проведення експерименту і подальшої роботи на об'єкті.

На об'єкт вимірювання звичайно встановлюється давач, який складається з одного або кількох вимірювальних перетворювачів.

Вимірювальне перетворення – це відображення однієї фізичної величини за допомогою іншої. Існують важкі умови експлуатації. Лише один параметр – це вимірювана величина. Решта – зовнішні параметри, що характеризують виробниче середовище – є завадами. Давач повинен на тлі завад реагувати лише на вимірювану величину.

2.2. Принципи побудови давачів

Пристрої отримання інформації можна підрозділити на два класи:

1) Параметричні давачі, де вимірюється будь-який параметр, що змінюється під впливом самої вимірюваної величини. Такий давач вимагає підімкнення до будь-якого зовнішнього джерела енергії. До параметричних давачів належать:

- резистивні, тобто активного опору;
- індуктивні;
- трансформаторні;
- ємнісні.

2) Генераторні давачі, де сам давач генерує вихідний сигнал і не вимагає відімкнення до зовнішнього джерела енергії.

До генераторних давачів належать:

- термоелектричні;
- індукційні;
- п'єзоелектричні;
- фотоелектричні.

2.3. Деякі параметри та характеристики давачів

Досить важливою характеристикою давача є *функція перетворення* – це залежність вихідної величини від вхідної, що задається або аналітичним виразом, або графіком, або таблицею.

Чутливість перетворювача – це іменована величина, яка показує наскільки зміниться вихідна величина під впливом зміни вхідної величини на одиницю. Наприклад: одиниця чутливості термопар мВ/К° ; електродвигуна *оберти за секунду на 1 В*.

Роздільна здатність – це найменша зміна вхідного сигналу, яка може бути виміряна перетворювачем.

Відтворюваність – міра того, наскільки близькі один до одного результати вимірювань однієї і тієї самої вхідної величини.

Точність (похибка) показує наскільки показання давача близькі до його істинного значення.

Для вимірювальних перетворювачів вводяться поняття наступних похибок:

Абсолютна похибка – різниця між виміряним приладом (A_v) та дійсним значенням контролюваного параметра (A_d), виражена в одиницях вимірюваного параметра

$$\pm \Delta A = A_v - A_d. \quad (2.1)$$

Як дійсне значення (A_d) приймається значення, відраховане за зразковим приладом при проведенні перевірки.

Інколи для підвищення точності вимірювань до показів контрольно-вимірювального приладу додають поправку, яка дорівнює абсолютній похибці, взятій зі зворотним знаком.

Абсолютна похибка вимірювального перетворювача за входом – це різниця між розрахованим значенням параметра на вході (A_{p1}) (визначається за допомогою градуйованої характеристики перетворювача для кожного дійсного значення параметра на виході) та дійсним (A_d) значенням параметра на вході перетворювача

$$\pm \Delta A = A_{p1} - A_d. \quad (2.2)$$

Абсолютна похибка вимірювального перетворювача за виходом – це різниця між дійсним (A_d) та розрахунковим (A_{p2}) значенням параметра на виході (визначається за допомогою градуйованої характеристики перетворювача для кожного дійсного значення параметра на вході)

$$\pm \Delta A = A_{p2} - A_d. \quad (2.3)$$

Відносна похибка – це відношення абсолютної похибки до дійсного значення вимірюваної величини, звичайно виражається у відсотках:

$$\delta = \pm(\Delta A/A_d) \cdot 100. \quad (2.4)$$

Приведена похибка – це відношення абсолютної похибки до нормуючого значення (A_N), звичайно виражається у відсотках:

$$\gamma = \pm(\Delta A/A_N) \cdot 100. \quad (2.5)$$

Інерційність – це час, за який показання перетворювача відбувається відповідно зі значенням вимірюваної величини.

Надійність – це здатність перетворювача зберігати свої характеристики у заданих межах протягом вимаганого проміжку часу. Нерозривно пов'язана з надійністю; працездатність – стан пристрою, за якого він може виконувати задані функції з параметрами, встановленими вимогами технічної документації. Події, які полягають у порушенні працездатності перетворювача, називається відмовою.

Безвідмовність – це властивість пристрою зберігати працездатність протягом деякого часу напрацювання без вимушених перерв.

2.4. Параметричні давачі

Параметричними називають такі давачі, які перетворюють вхідну величину у зміну будь-якого параметра (R , L , C) електричного кола або магнітної проникності феромагнітного осердя.

Для отримання вихідного сигналу необхідно до параметричних давачів підвести напругу від зовнішнього джерела.

2.4.1. Давачі з перетворенням активного опору

До них належать:

- реостатні або потенціометричні;
- тензометричні або тензорезистори;
- термометри опорів;
- напівпровідникові терморезистори;
- магніторезистори;
- фоторезистори.

В основі роботи перетворювачів даного типу лежить здатність провідників змінювати електричний опір залежно від зміни одного або кількох параметрів.

$$R = \rho \frac{l}{s}, \text{ Ом}, \quad (2.6)$$

де l – довжина провідника, м; s – площа перерізу провідника, м²; ρ – питомий опір провідника, Ом·м.

Значення питомого опору металів, застосовуваних у приладобудуванні, надані у табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Питомий опір деяких провідників

Метал	ρ , Ом·м	Метал	ρ , Ом·м
Срібло	0,016	Платина	0,107
Мідь	0,0178	Манганін	0,43
Золото	0,022	Константан	0,5
Алюміній	0,0287		

2.4.1.1. Потенціометричні давачі

Потенціометричні або реостатні давачі як такі слугують для перетворення лінійних або кутових переміщень у зміні електричного опору. У таких перетворювачах використовують змінні резистори з манганінового або константанового дроту, намотаного на каркас із ізоляційного матеріалу. По робочій ділянці обмотки, зачищеній від ізоляції, переміщується рухома щітка (рухомий контакт), закріплена на важелі, який здійснює поступальний або обертальний рух (рис. 2.1).

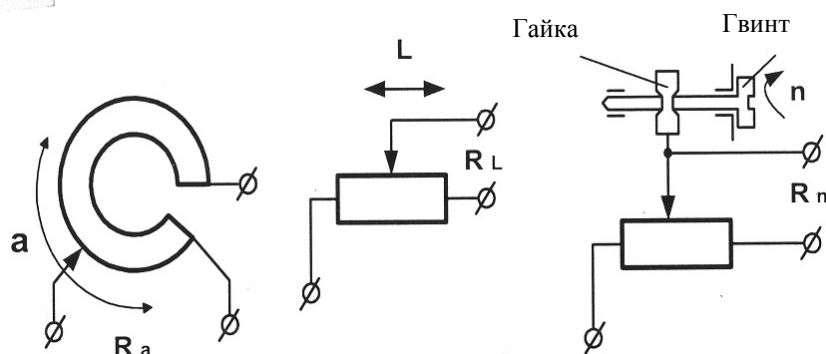


Рисунок 2.1 – Основні конструкції потенціометричних перетворювачів

Якщо каркас змінного резистора має однаковий переріз по всьому периметру, величина опору змінюється лінійно залежно від переміщення рухомого контакту. Щоб отримати нелінійну (квадратичну, логарифмічну або іншу) залежність, каркасу надають відповідну форму.

Часто потенціометри використовують як нормуючі електричні перетворювачі у складі давачів, призначених для перетворення інших фізичних величин, наприклад, температури (рис. 2.2). У цьому випадку змінний резистор включають за схемою подільника напруги та з виходу давача знімають сигнал у вигляді електричної напруги, пропорційної значенню вимірюваної фізичної величини, у даному випадку – температури.

Давач температури – електричний термометр – складається з тонкостінної металевої ампули, з'єднаної з сильфоном й потенціометром. Чутливий елемент давача (ампула) заповнений рідиною, пари якої мають високий коефіцієнт об'ємного розширення. При нагріванні ампули, установлених, наприклад, у системі охолодження дизеля трактора, об'єм пари збільшується, що призводить до переміщення задньої рухомої стінки сильфона. Штовхач, встановлений на стінці сильфона, за допомогою точного механізму переміщує рухомий контакт потенціометра на кут, пропорційний зміні температури.

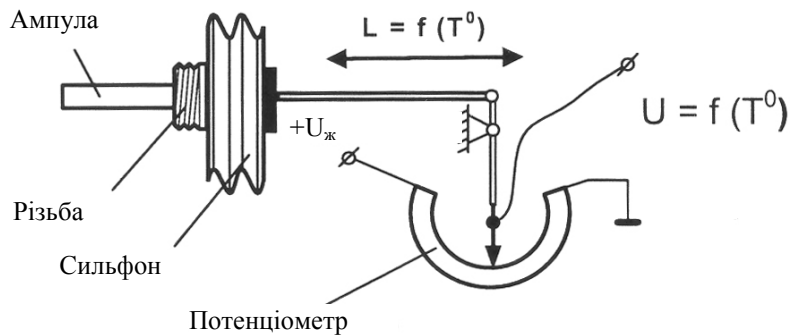


Рисунок 2.2 – Електричний термометр

Основна перевага потенціометричних давачів – простота та відсутність необхідності наступного підсилення, якщо вони застосовуються для цілей вимірювання.

Основні їх недоліки – наявність ковзного електричного контакту, необхідність відносно великих переміщень повзунка й значного зусилля для його переміщення. Простий реостат, який змінює струм в електричному колі при переміщенні його повзунка, майже не знайшов застосування в автоматичі через значну нелінійність його характеристики $I = U/R$.

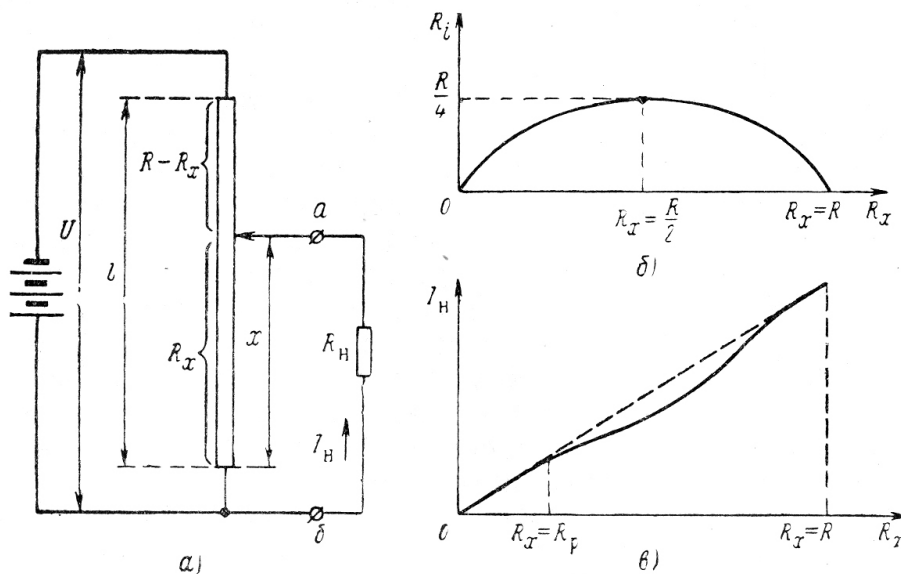


Рисунок 2.3 – Потенціометричний давач та його характеристики

Оцінимо похибку перетворення під час роботи з таким давачем.

Реостат звичайно вмикають за схемою потенціометра (рис. 2.3,а), характеристика якої може бути виконана приблизно лінійною правильним вибором режиму роботи потенціометра. Характеристикою потенціометричного давача у загальному випадку є залежність струму I_H у навантаженні (наприклад, вимірювальному пристрої) R_H від переміщення x повзунка потенціометра, тобто

$$I_H = f(x). \quad (2.7)$$

Знайдемо величину струму у навантаженні, скориставшись теоремою про еквівалентний генератор:

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{аб}}^{\text{xx}}}{R_{\text{н}} + R_i}, \quad (2.8)$$

де

$$U_{\text{аб}}^{\text{xx}} = \frac{U}{R} R_x; \quad (2.9)$$

$$R_i = \frac{R_x(R - R_x)}{R}. \quad (2.10)$$

Підставляючи ці величини, отримаємо

$$I_{\text{н}} = \frac{R_x}{R} \frac{1}{\left[R_{\text{н}} + \frac{R_x(R - R_x)}{R} \right]} U. \quad (2.11)$$

За сталості R_i величина струму $I_{\text{н}}$ залежала б лінійно від величини переміщення x . Однак насправді величина R_i залежить від x (рис. 2.3,б) і тому ця лінійність можлива лише у тому випадку, коли опір навантаження набагато більший опору потенціометра. Тоді величиною R_i можна знехтувати порівняно з $R_{\text{н}}$ й характеристику потенціометра зобразити пунктирною прямою (рис. 2.3,в). Вигляд характеристики у загальному випадку, коли $R_{\text{н}}$ порівняний за величиною з R_i , зображений на рис. 2.3,в суцільною кривою. При роботі з потенціометричним давачем потрібно або оцінювати похибку, можливу через нелінійність характеристики, або обмежувати робочу ділянку давача інтервалом $0 - R_p$ характеристики зі ще знехтувано малою нелінійністю.

Знайдемо величину цієї похибки, уводячи позначення (за рівномірного намотування):

$$R = kl; \quad (2.12)$$

$$R_x = kx; \quad (2.13)$$

$$R - R_x = k(l - x). \quad (2.14)$$

Тоді формула для струму у навантаженні набере вигляду

$$I_{\text{н}} = \frac{U}{R_{\text{н}}} \frac{x}{l} \frac{1}{1 + \frac{kx(l-x)}{lR_{\text{н}}}} = \frac{U}{R_{\text{н}}} \frac{x}{l} \frac{1}{1 + \frac{x}{l} \left(1 - \frac{x}{l}\right) \frac{R}{R_{\text{н}}}}, \quad (2.15)$$

а при $R_{\text{н}} \gg R_i$

$$I_{\text{н0}} = \frac{U}{R_{\text{н}}} \frac{x}{l}. \quad (2.16)$$

Отже, відносна похибка струму у навантаженні внаслідок кінцевості її опору буде дорівнювати

$$\frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н0}}} = \frac{I_{\text{н0}} - I_{\text{н}}}{I_{\text{н0}}} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{R_x(l-x)}{l^2 R_{\text{н}}}} = \frac{1}{1 + \frac{l^2}{x(l-x)} \frac{R_{\text{н}}}{R}}. \quad (2.17)$$

Вважаючи $x = \frac{l}{2}$, легко віднайти максимальну величину цієї похибки:

$$\left(\frac{\Delta I_H}{I_{H0}} \right)_{\max} = \frac{1}{1 + 4 \frac{R_H}{R}}. \quad (2.18)$$

Ця похибка практично дорівнює нулю, коли напруга з потенціометра подається на вхід електронного підсилювача. Однак у подібних випадках, коли навантаження реагує на дуже малі переміщення повзунка потенціометра, доводиться рахуватися з іншими видами похибок, які виникають внаслідок перекриття повзунком певної частини довжини потенціометра (так звана «роздільна здатність» потенціометра) і наявністю порога чутливості, який визначається у даному випадку діаметром дроту намотки.

2.4.1.2. Тензорезистори

Тензометричний вимірювальний перетворювач – параметричний резистивний перетворювач, який перетворює деформацію твердого тіла, викликану прикладеною до нього механічною напругою, в електричний сигнал.

Резистивний тензодавач являє собою основу із закріпленим на ній чутливим елементом. Принцип вимірювання деформацій за допомогою тензометричного перетворювача полягає у тому, що при деформації змінюється активний опір тензорезистора. Ефект зміни питомого опору металевого провідника під дією всебічного стиснення (гідростатичного тиску) був відкритий у 1856 році лордом Кельвіном та у 1881 році О.Д. Хвольсоном.

У сучасному вигляді тензометричний вимірювальний перетворювач конструктивно являє собою тензорезистор, чутливий елемент якого виконаний з тензочутливого матеріалу (дроту, фольги тощо), закріплений за допомогою зв'язуючого (клею, цементу) на основу (рис. 2.4). Для приєднання чутливого елемента до електричного кола у тензорезисторі є з'єднувальні дроти. Деякі конструкції тензорезисторів для зручності встановлення мають підкладку, розташовану між чутливим елементом та досліджуваною деталлю, а також захисний елемент, розташований поверх чутливого елемента.

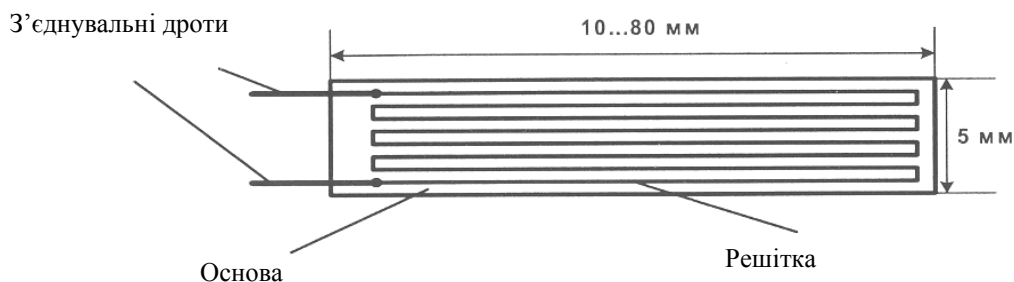


Рисунок 2.4 – Конструкція дротового тензорезистора

Тензорезистори приклеюють до поверхонь деталей, на які впливає деформація (рис. 2.5).

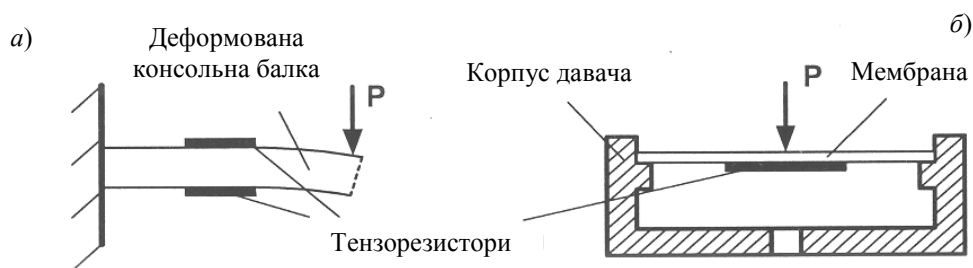


Рисунок 2.5 – Встановлення тензорезисторів

При деформації деталі, наприклад консольної балки, під впливом зовнішньої сили її верхня поверхня розтягується, нижня – стискається (рис. 2.5,а). Отже, опір верхнього тензорезистора буде збільшуватися, а нижнього – зменшуватися пропорційно амплітуді деформації.

У давачах тиску сипучих матеріалів або рідин (рис. 2.5,б) застосування верхнього тензорезистора неможливе у принципі. Що стосується тензорезистора, приклеєного на нижній бік мембрани, то його опір буде збільшуватися при зростанні зовнішньої сили.

В основі роботи тензоперетворювачів лежить явище тензоефекта, що полягає у зміні активного опору провідників при їхній механічній деформації. Характеристикою тензоефекту матеріалу є коефіцієнт відносної тензочутливості K , який визначається як відношення зміни опору до зміни довжини провідника:

$$K = \frac{\Delta R}{R\varepsilon}, \quad (2.19)$$

де R – опір тензорезистора, Ом; ΔR – зміна опору, Ом; ε – відносна деформація тензорезистора

$$\varepsilon = \frac{L_1 - L_0}{L_0}, \quad (2.20)$$

де L_0 і L_1 – відповідно довжина тензорезистора до та після деформації, м.

Дротові тензорезистори, застосовувані у системах автоматизації, мають значення коефіцієнта тензочутливості $K_{\text{дрот}} = 2,0$.

Нині значне застосування знаходять напівпровідникові тензорезистори – *гедистори*, які мають коефіцієнт тензочутливості $K_{\text{гед}} = 200$, що дозволяє виконувати вимірювання незначних зусиль й деформацій. Однак через свою крихкість гедистори не можуть бути використані при вимірюванні значних відносних деформацій.

За всього різноманіття задач, які розв'язуються за допомогою тензометричних вимірювальних перетворювачів, можна виокремити дві основні області їх використання:

- дослідження фізичних властивостей матеріалів, деформацій та напруг в деталях та конструкціях;
- застосування тензодавачів для вимірювання механічних величин, які перетворюються в деформацію пружного елемента.

Для першого випадку характерна значна кількість точок тензометрування, широкі діапазони зміни параметрів оточуючого середовища, а також неможливість градування вимірювальних каналів. У даному випадку похибка вимірювання складає 2...10%. У другому випадку давачі градуються за вимірюваною величиною й похибка вимірювань лежить у діапазоні 0,5...0,05%.

Широке розповсюдження тензодавачів пояснюється цілою низкою переваг:

- малі габарити та вага;
- малоінерційність, що дозволяє застосовувати тензодавачі як при статичних, так і при динамічних вимірюваннях;
- мають лінійну характеристику;
- дозволяють дистанційно й у багатьох точках проводити вимірювання;
- спосіб встановлення їх на досліджувану деталь не вимагає складних пристосувань та не спотворює поле деформацій досліджуваної деталі.

А їх недолік, який полягає у температурній залежності, можна у більшості випадків скомпенсувати.

Для оброблення сигналів тензометричних давачів застосовують *тензопідсилювачі* – біполярні підсилювачі постійного струму, які мають високостабільні параметри живлення і підсилення та забезпечують можливість відімкнення тензодавачів за напівмостовою (рис. 2.6,а) або за мостовою схемою (рис. 2.6,б).

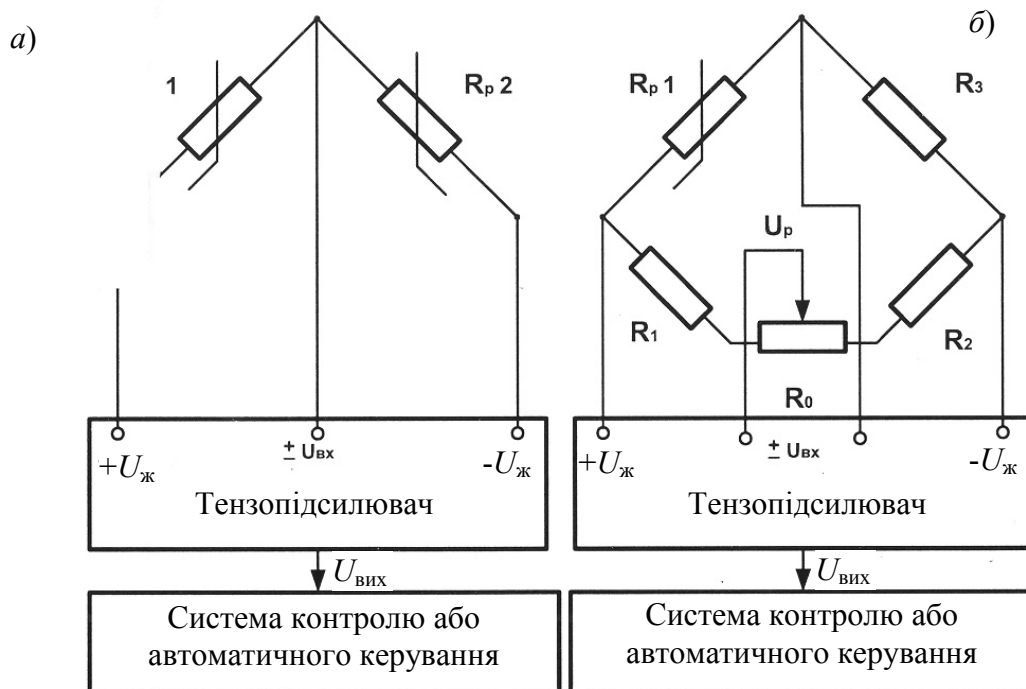


Рисунок 2.6 – Схеми відімкнення тензометричних давачів

2.4.1.3. Термометри опору

Електричні термометри опору отримали широке розповсюдження для вимірювання температур різних середовищ у межах 220...1000°. Ці термометри ґрунтуються на властивості провідників або напівпровідників змінювати свій опір R при зміні температури. Залежність опору металевих терморезисторів від температури виражається формулою

$$R = ce^{\alpha_T T}, \quad (2.21)$$

де c – постійний коефіцієнт;

α^T – температурний коефіцієнт опору; $T = 273 + 0^\circ\text{C}$ – абсолютна температура в K° .

При нагріванні металу енергія, а отже, й швидкості руху вільних електронів зростають, зіштовхування їх з вузлами кристалічної решітки (іонами) частішають і, отже, збільшується електричний опір металу. Тому для більшості провідників коефіцієнт α_T позитивний.

Знаючи опір провідника за якоїсь початкової температури T_0

$$R_0 = ce^{\alpha_T T_0}, \quad (2.22)$$

можна визначити опір цього провідника за довільної температури T

$$R_T = ce^{\alpha_T T}, \quad (2.23)$$

зі співвідношення

$$\frac{R_T}{R_0} = e^{\alpha_T (T - T_0)}. \quad (2.24)$$

Розкладаючи праву частину цього виразу у ряд та обмежуючись першими двома членами ряду, отримаємо просту залежність, яка використовується у термометрах опору:

$$R_T = R_0[1 + \alpha_T (T - T_0)]. \quad (2.25)$$

Величина α_T для діапазону температур $273 \dots 473^\circ\text{K}$ може бути прийнята постійною і для міді рівною $0,00428 \text{ } 1/^\circ\text{K}$. У цьому діапазоні працюють мідні та нікелеві давачі термометрів опору. Для платинових давачів, що працюють у діапазоні температур $473 \text{--} 1000^\circ\text{K}$, враховуючи залежність температурного коефіцієнта опору від температури, формулу (2.25) записують з третім членом розкладення у ряд:

$$R_T = R_0[1 + \alpha_T (T - T_0) + \beta_T (T - T_0)^2], \quad (2.26)$$

де

$$\alpha_T = 3,94 \cdot 10^{-3} \left[\frac{1}{^\circ\text{K}} \right]; \quad \beta_T = -5,8 \cdot 10^{-7} \left[\frac{1}{(^{\circ}\text{K})^2} \right].$$

Основні похибки терморезисторів опору виникають внаслідок непостійності напруги живлення та температури навколишнього середовища, самонагріву термопередавача струмом, що ним протікає, та теплової інерційності тензодавача.

Чутливість металевого термодавача

$$S_T = \frac{\Delta R}{\Delta T} = \alpha_T R_0 \text{ [Ом/град]}. \quad (2.27)$$

Величина опору напівпровідникових терморезисторів (так званих *термісторів*) залежно від температури складає

$$R = Ae^{B/T}, \text{ Ом}, \quad (2.28)$$

де A і B – коефіцієнти, що залежать від матеріалу й розмірів термістора;

T – абсолютна температура, $^\circ\text{K}$.

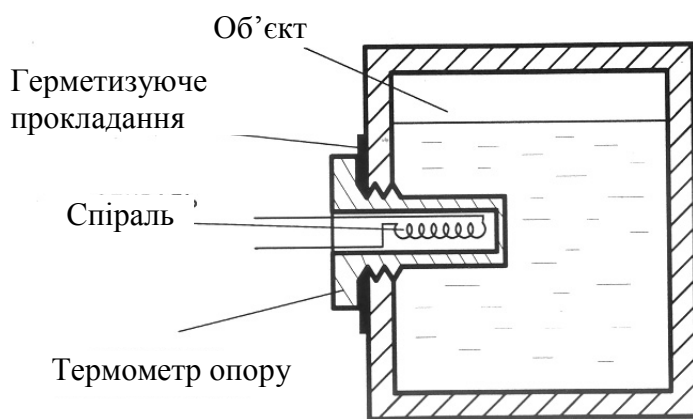


Рисунок 2.7 – Термометр опору

капсул із фторопласту або кераміки, всередину яких розміщені мідні або платинові спіралі (рис. 2.7, табл. 2.2). Капсули мають герметичні кріплення, що дозволяють встановлювати їх в об'єкти, температуру змісту яких необхідно виміряти. Місце встановлення давачів в об'єкті визначають звичайно експериментальним шляхом за найбільш достовірного термічного стану об'єкта.

Таблиця 2.2 – Основні параметри металевих терморезисторів

Матеріал терморезистора	Температурний коефіцієнт опору α , $^{\circ}\text{C}^{-1}$	Діапазон вимірюваних температур, $^{\circ}\text{C}$	Температура плавлення, $^{\circ}\text{C}$
Мідь	0,0038	-50...+180	1083
Платина	0,0039	-260...+1300	1769

2.4.1.4. Магнітотерморезистори

Для перетворення переміщень використовують ефект зміни електричного опору напівпровідників і металів у магнітному полі. Прилади, виконані на основі цього ефекту, називають магнітоомічними перетворювачами або *магніторезисторами*.

Пластини для перетворювачів виготовляють або з кристалів, розрізаючи їх на пластинки товщиною 0,1...0,2 мм, або у випадку застосування композиційних матеріалів – у вигляді плівок товщиною 1...10 мкм, які отримані методом випарювання у вакуумі на слюдяну основу.

Магнітне поле у магніторезисторних перетворювачах створюється як постійними магнітами, так і електромагнітами. В обох випадках спостерігається зростання опору перетворювача пропорційно підвищенню напруженості магнітного поля (рис. 2.8).

Зі зростанням температури опір металевих терморезисторів збільшується, а напівпровідникових – зменшується. Значення температури визначають за величиною напруги у діагоналі урівноваженого мосту, в одне з плечей якого установлений термоопір (рис. 2.6, б).

Широке розповсюдження знаходять металеві термометри опору, які виконані у вигляді

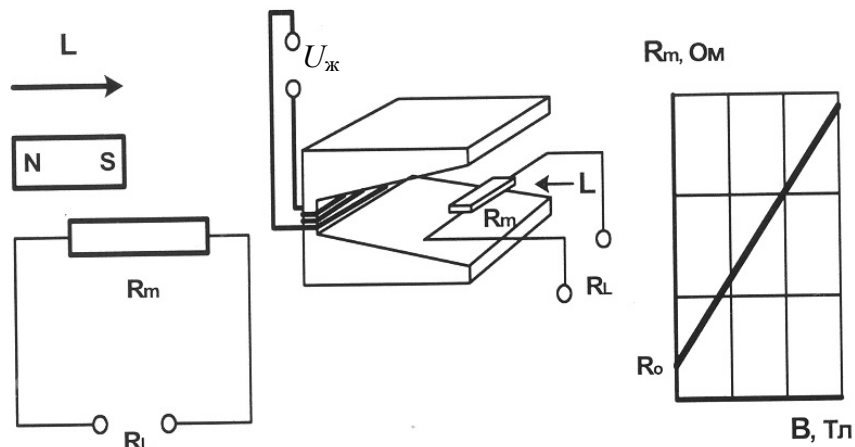


Рисунок 2.8 – Принцип дії магніторезисторів

$$R_m = R_0(1 + S B), \text{ Ом}, \quad (2.29)$$

де $S = \frac{\Delta R / R_0}{B}$, Tл^{-1} – коефіцієнт магнітної чутливості; B – магнітна індукція, Tл .

Значення магнітної чутливості суттєво залежать від форми перетворювача (рис. 2.9).

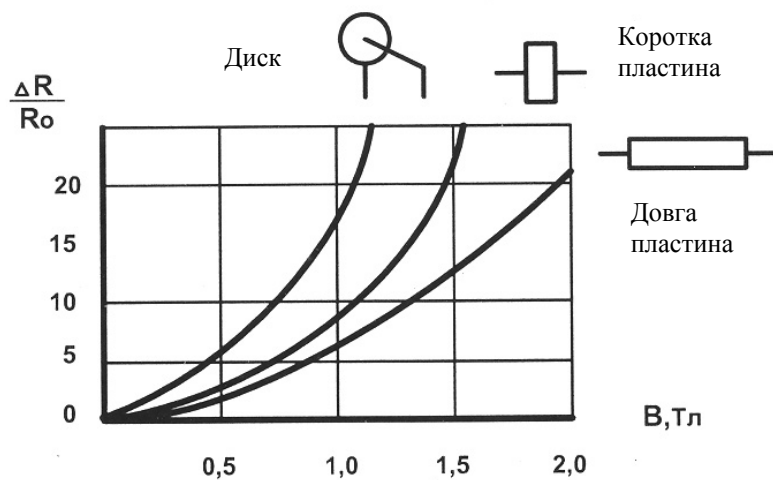


Рисунок 2.9 – Залежність магнітної чутливості від форми перетворювача

Як вихідні матеріали для виготовлення магніторезисторів застосовують германій, кремній, вісмут, а також композиції типу: ртуть-селен, ртуть-телур, індій-сурма та ін. (табл. 2.3).

Таблиця 2.3 – Питомий опір матеріалів магніторезисторів

Матеріал	ρ , Ом·см	Матеріал	ρ , Ом·см
Ge	40...50	HgSe	$2,5 \cdot 10^{-3}$
Si	$6 \cdot 10^{-5}$	HgTe	$0,8 \cdot 10^{-3}$
Bi	10^{-4}	InSb	$7 \cdot 10^{-3}$

2.4.1.5. Фотоеlementи з внутрішнім фотоефектом (фоторезистори)

Кількість вільних електронів у напівпровідниках збільшується під дією падаючої на них променевої енергії. Збільшення внаслідок цього електропровідності при сталості температури називається *внутрішнім фотоефектом*.

Перевагами фотодавачів є їх простота, малі габарити, висока чутливість, відсутність механічного зв'язку з вимірюваним процесом і мала інерційність. Основним недоліком є мала величина фотоструму, внаслідок чого необхідно або його підсилення, або застосування високочутливих вимірювальних пристроїв.

Найважливіші три характеристики фотоеlementів:

– *світлова характеристика* $I_\Phi = f(\Phi)$, тобто залежність фотоструму від величини світлового потоку Φ в люменах при постійній напрузі, поданій до фотоеlementа;

– *вольтамперна характеристика* $I_\Phi = f(U_\Phi)$, тобто залежність фотоструму від величини прикладеної до фотоеlementа напруги U_Φ за $\Phi = \text{const}$;

– *інтегральна чутливість* $S_\Phi = \frac{\Delta I_\Phi}{\Delta \Phi}$ (або $k_\Phi = I_\Phi/\Phi$ за прямолінійності світлової характеристики), тобто відношення величини зміни фотоструму до зміни світлового потоку при постійній напрузі, поданій до фотоеlementа. Для порівняння різних фотоеlementів їх інтегральну чутливість домовилися вимірювати, використовуючи в якості джерела світла лампу, що має вольфрамову нитку, розжарену до температури 2840 °K, тобто при завжди однакових колірному спектрі і температурі джерела випромінювання.

Слід враховувати, що чутливість S_R фотоеlementів, які працюють на опір навантаження R_n , менша, ніж інтегральна чутливість S_Φ (рис. 2.10, а). Дійсно, однакова зміна $\Delta \Phi$ світлового потоку в обох випадках викличе однакову зміну ΔR_Φ опору R_Φ фотоеlementа. Відповідна зміна ΔI_Φ струму у колі без опору навантаження при $\Delta R_\Phi \ll R_\Phi$ буде

$$\Delta I_\Phi = \frac{U}{R_\Phi - \Delta R_\Phi} - \frac{U}{R_\Phi} = \frac{U \Delta R_\Phi}{R_\Phi (R_\Phi - \Delta R_\Phi)} \approx U \frac{\Delta R_\Phi}{R_\Phi^2}, \quad (2.30)$$

а у колі з опором R_n навантаження

$$\begin{aligned} \Delta I'_\Phi &= \frac{U}{R_\Phi - \Delta R_\Phi + R_n} - \frac{U}{R_\Phi + R_n} = \\ &= \frac{U \Delta R_\Phi}{(R_\Phi - \Delta R_\Phi + R_n)(R_\Phi + R_n)} \approx U \frac{\Delta R_\Phi}{(R_\Phi + R_n)^2}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Звідси

$$\Delta I'_\Phi = \frac{\Delta I_\Phi}{\left(1 + \frac{R_n}{R_\Phi}\right)^2} \quad (2.32)$$

і чутливість фотоеlementа у схемі з навантаженням (динамічна чутливість)

$$S_R = \frac{\Delta I'_\Phi}{\Delta \Phi} = \frac{S_\Phi}{\left(1 + \frac{R_H}{R_\Phi}\right)^2}, \quad (2.33)$$

а величина фотоструму

$$I_\Phi = S_R \Phi = \frac{S_\Phi}{\left(1 + \frac{R_H}{R_\Phi}\right)^2} \Phi. \quad (2.34)$$

Тому що внутрішній опір фотоелементів звичайно досить великий, то вплив опору навантаження позначається лише за відносно великих значень R_H .

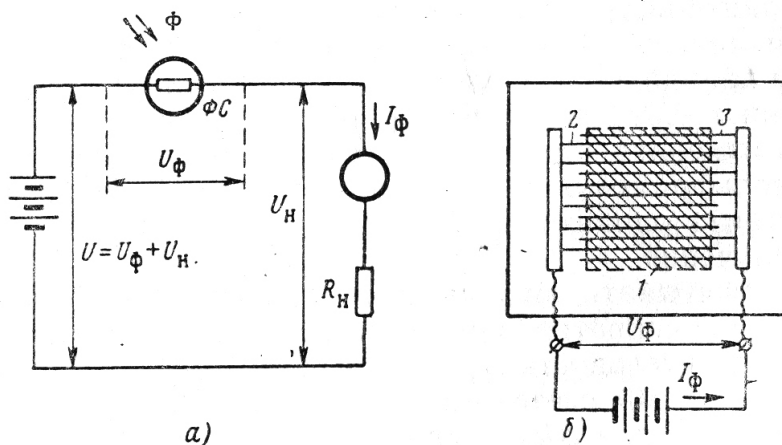


Рисунок 2.10 – Схема увімкнення (а) і конструкція (б) фоторезистора

Фоторезистори (рис. 2.10, б) звичайно виготовляють шляхом нанесення тонкого шару 1 напівпровідникового матеріалу (сірчистий свинець, сірчистий вісмут, сірчистий кадмій тощо) на решітки 2 і 3 з тонких провідників. При зміні освітленості E такого фотоелемента змінюється його опір R_Φ , а отже, й величина струму I_Φ в електричному колі. Величина фотоструму залежить від прикладеної напруги U_Φ , яка для фотоопорів може змінюватися у широких межах. У зв'язку з цим фотоопори часто характеризують питомою (на 1 В) інтегральною чутливістю:

$$S_{\Phi 0} = \frac{S_\Phi}{U_\Phi} [\text{мкА/В} \cdot \text{лм}]. \quad (2.35)$$

Вольтамперні характеристики більшості фотоопорів практично лінійні, тобто їхня інтегральна чутливість пропорційна напрузі $S_\Phi = S_{\Phi 0} U_\Phi$.

Перевагами фоторезисторів є малі габарити, висока чутливість та можливість вимірювання слабкого теплового випромінювання (інфрачервоний спектр).

До числа недоліків слід віднести нелінійність світлових характеристик, інерційність, температурна похибка та наявність «темнового» струму за відсутності освітленості.

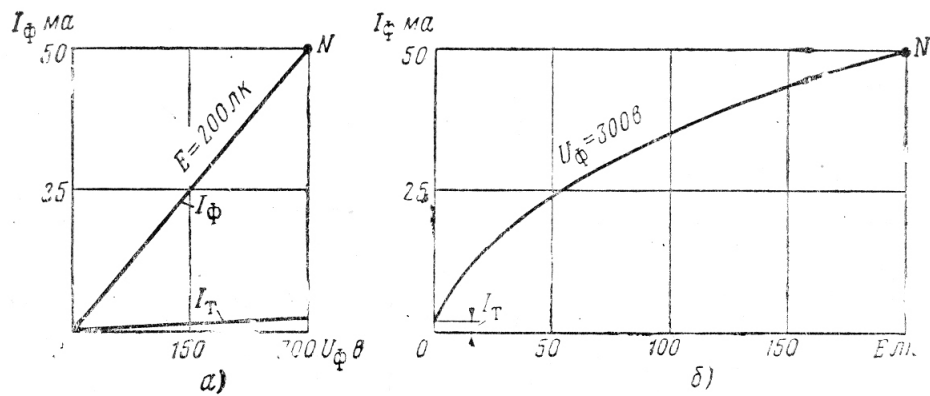


Рисунок 2.11 – Вольтамперна (а) та світлова (б) характеристики сірчисто-кадмієвого фоторезистора ФСД

На рис. 2.11 показані вольтамперна й світлова характеристика сірчисто-кадмієвого фотоопору, зняті за освітленості $E = 200$ лк й напрузі на фотоелементі $U_{\Phi} = 300$ В. Як видно зі світлової характеристики, за $E = 0$ є темновий струм I_T , зумовлений кінцевою величиною темнового опору R_T . При точних розрахунках величину

$$I_T = \frac{U_{\Phi}}{R_T}$$

необхідно додати до фотоструму I_{Φ} .

2.4.2. Давачі з перетворювачем індуктивного типу

Основним елементом індуктивних перетворювачів лінійних або кутових переміщень в електричний сигнал є змінна індуктивність або трансформатор зі змінним коефіцієнтом взаємної індукції.

Індуктивні давачі, основані на зміні індуктивного опору котушки зі сталлю, при переміщенні сталюого якоря отримали широке розповсюдження в усіх областях техніки. Їх суттєві переваги:

- а) простота, надійність та відсутність ковзних контактів;
- б) відносно значна величина електричної потужності, що віддається;
- в) можливість роботи на змінному струмі промислової частоти.

Основним недоліком є значна залежність їх від частоти джерела напруги живлення.

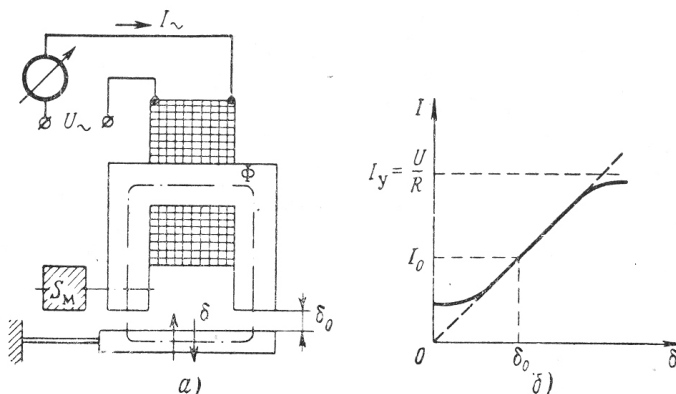


Рисунок 2.12 – Індуктивний давач

Індуктивність котушки з числом витків w найпростішого індуктивного давача (рис. 2.12,а) дорівнює

$$L = \frac{w\Phi}{I}, \text{ Гн}, \quad (2.36)$$

де Φ – магнітний потік у Вб;
 I – струм котушки в А.

Якщо δ – величина повітряного проміжка [м], а S_M –

площа перерізу магнітопроводу $[м^2]$, то магнітний потік

$$\Phi = \frac{Iw}{R_m} = \frac{0,4\pi Iw}{R_{ст} + \frac{2\delta}{S_m\mu_0}}, \quad (2.37)$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнітна проникність повітря, у Гн/м; R_m – магнітний опір кола, яке складається із опору сталюого магнітопроводу $R_{ст}$ та опору двох повітряних проміжків, що дорівнюють $2\delta/S_m\mu_0$ (у даному випадку $S_b \approx S_m$).

Підставляючи (2.37) в (2.36), знайдемо

$$L = \frac{w^2}{R_{ст} + \frac{2\delta}{S_m\mu_0}}, \quad (2.38)$$

звідки струм у котушці

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \left[\frac{w^2}{R_{ст} + \frac{2\delta}{S_m\mu_0}} \right]^2}}, \quad (2.39)$$

тобто за незмінних конструктивних параметрів давача струм залежить від величини повітряного проміжка δ , частоти напруги живлення ω та активного опору обмотки. Характеристика давача, тобто залежність величини струму I від величини повітряного проміжка, показана на рис. 2.12, б.

У типових конструкціях індуктивних давачів $R_{ст} \ll 2\delta/S_m\mu_0$ і активний опір обмотки значно менші, ніж її індуктивний опір. Якщо знехтувати величинами $R_{ст}$ й R , то отримаємо спрощену формулу, яка застосовується при найпростіших розрахунках:

$$I \approx \frac{U \cdot 10^6}{0,2\pi\omega w^2 S_m\mu_0} \delta = k_1 \delta, \quad (2.40)$$

де $k_1 = I/\delta$ – коефіцієнт передачі давача за струмом.

Для врахування зменшення робочого магнітного потоку внаслідок явища розсіювання можна користуватися у формулах (2.39) і (2.40) поправочним множником порядку 0,7...0,8.

Реальна характеристика індуктивного давача відрізняється від ідеальної, побудованої за формулою (2.40) і показаної на рис. 2.12, б пунктиром, наявністю деякої нелінійності за рахунок залишкового струму при нульовому повітряному проміжку ($R_m \neq 0$) і прагнення струму до усталеного значення $I_v = U/R$ при великих проміжках, коли активний опір стає порівнянним з індуктивним ($R \neq 0$).

Індуктивні давачі застосовуються лише на відносно низьких частотах (до 3000...5000 Гц), тому що на високих частотах різко зростають втрати у сталі на перемагнічування і реактивний опір обмотки. Для кожного типу давача існує якась найкраща частота, за якої співвідношення між активними та реактивними

опорами у схемі буде оптимальним. Для більшості конструкцій ця частота знаходиться у діапазоні 100...1000 Гц.

Істотними недоліками індуктивного давача, показаного на рис. 2.12, є наступні:

- для вимірювання переміщення якоря в обох напрямках необхідний початковий повітряний проміжок δ_0 , тобто і початковий струм I_c у навантаженні. Це створює незручності при вимірюванні і значні похибки від коливань температури і напруги живлення;

- наявність електромеханічного зусилля притягнення якоря, що залежить від величини повітряного проміжка.

Від цих недоліків значною мірою вільний диференціально-трансформаторний індуктивний давач, який має до того ж значну чутливість.

2.4.2.1. Диференціально-трансформаторні перетворювачі

Диференціально-трансформаторний перетворювач складається з циліндричного каркаса, всередині якого переміщується феромагнітне осердя. На каркасі по всій його довжині рівномірно розміщена первинна обмотка W_1 . Вторинні обмотки W_2 й W_3 намотані поверх первинної обмотки симетрично, відносно її середини, і відімкнені зустрічно, тобто початок кожної обмотки з'єднаний між собою, а кінці – виведені назовні.

Розглянемо принцип дії подібного перетворювача на прикладі давача рівня рідини (рис. 2.13).

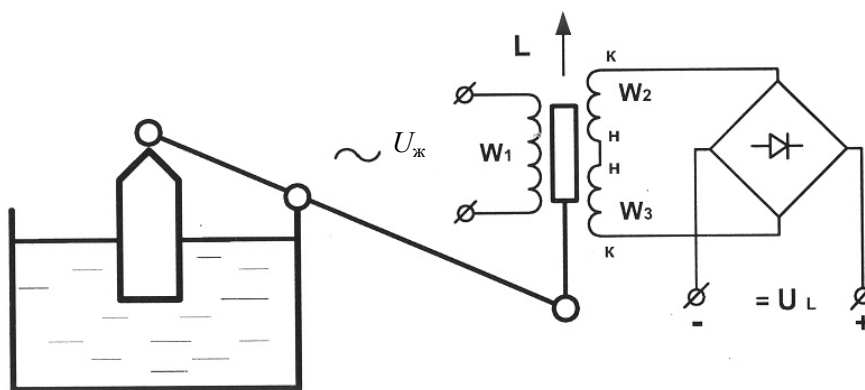


Рисунок 2.13 – Давач рівня з диференціальним трансформатором

При зміні рівня рідини у бачку змінюється положення поплавка й положення осердя у давачі. До тих пір поки осердя знаходиться у середній частині диференціального трансформатора, в обох вторинних обмотках W_2 і W_3 індукуються однакові е.р.с. Але оскільки обмотки увімкнені зустрічно, то різниця потенціалів на виході трансформатора дорівнює нулю. При зменшенні рівня рідини у баці поплавків буде опускатися, а осердя, навпаки, підніматися. Внаслідок цього е.р.с., що індукуються в обмотці W_2 , збільшиться, а е.р.с. в обмотці W_3 зменшиться й на виході трансформатора з'явиться сигнал змінної напруги, пропорційний зниженню рівня рідини у бачку. Для поєднання давача з системами автоматичного контролю та керування застосовують випрямний міст, з виходу якого знімають сигнал постійної напруги, чий рівень також пропорційний амплітуді контрольованої величини.

2.4.2.2. Магнітопружні перетворювачі

Принцип дії магнітопружних перетворювачів заснований на зміні магнітної проникності μ феромагнітних тіл залежно від виникаючих у них механічних напруг (магнітопружний ефект), внаслідок дії механічних зусиль P (стиснення, розтягування, згинання або скручування).

Розрізняють дві основні групи магнітопружних перетворювачів.

До першої групи належать перетворювачі, в яких використовують зміну магнітної проникності чутливого елемента в одному напрямі. Магнітний потік у цих пристроїв спрямований у більшій частині магнітопроводу вздовж напрямку зусилля. У перетворювачах даної групи під дією вимірюваного зусилля змінюється індуктивність обмотки (рис. 2.14,а) або індуктивність між обмотками (рис. 2.14,б).

У першому випадку реалізується наступне коло перетворювань:

$$P \rightarrow \delta \rightarrow \mu \rightarrow Z_M \rightarrow L \rightarrow Z.$$

Зусилля – механічна напруга – магнітна проникність – магнітний опір – індуктивність – повний опір обмотки.

У другому випадку

$$P \rightarrow \delta \rightarrow \mu \rightarrow Z_M \rightarrow E_2.$$

Зусилля – механічна напруга – магнітна проникність – магнітний опір – магнітний потік – е.р.с. вторинної обмотки.

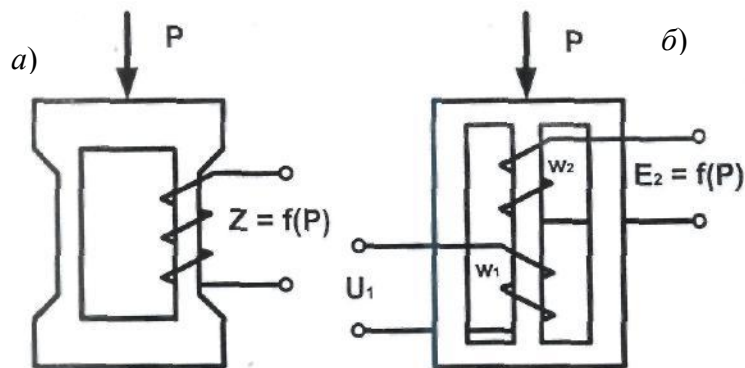


Рисунок 2.14 – Конструкції магнітопружних перетворювачів першої групи

До другої групи належать перетворювачі, в яких змінення магнітної проникності відбувається одночасно у двох взаємоперпендикулярних напрямках (магнітна анізотропія матеріалу чутливого елемента). У таких перетворювачах магнітний потік спрямований під кутом 45° до лінії дії вимірюваного зусилля (рис. 2.15, а).

За відсутності зовнішнього навантаження (рис. 2.15,б) силові лінії магнітного поля первинної обмотки розташовані симетрично та не «зчеплені» з вторинною обмоткою, в результаті чого е.р.с. вторинної обмотки дорівнює нулю.

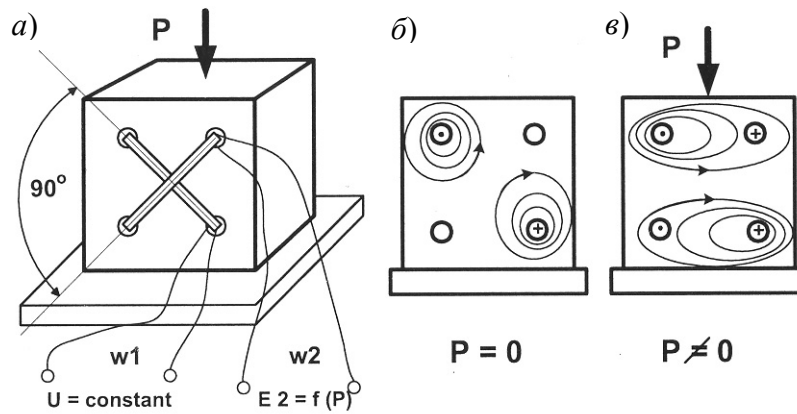


Рисунок 2.15 – Магнітоанізотропний перетворювач

В результаті прикладення зовнішнього зусилля, внаслідок зміни магнітної проникності перетворювача, магнітні силові лінії «витягуються» у напрямі більшої проникності та «стискаються» у напрямі меншої проникності, забезпечуючи «зчеплення» з вторинною обмоткою та індукування в ній е.р.с., пропорційній прикладеному зусиллю (рис. 2.15,в).

2.4.2.3. Безконтактні кінцеві вимикачі

Безконтактні кінцеві вимикачі надані двома групами електронних пристроїв, які перетворюють кінцеве переміщення об'єкта у потенціальний сигнал високого рівня.

До першої групи належать перетворювачі, у яких як чутливий елемент використовують трансформатор, що має три обмотки, дві з яких намотані на загальне осердя з повітряним проміжком відносно третьої обмотки. Фіксація кінцевого стану об'єкта виконується при уведенні у проміжок між обмотками металевго екрана («прапорця»), закріпленого на об'єкті. Ця група надана вимикачами БК-А (рис. 2.16,а), ВКБ (рис. 2.16,б) й КВД (рис. 2.16,в), в яких чутливий елемент та електронний блок змонтовані в одному корпусі.

До другої групи належать так звані **торцеві вимикачі** з чутливим елементом, виконаним у вигляді мініатюрної котушки, що віддаляється від електронного блока на відстань до одного метра. У цих пристроях визначення кінцевого стану відбувається при наближенні до осердя котушки на відстань менше двох міліметрів сталюого предмета масою не менше одного грама.

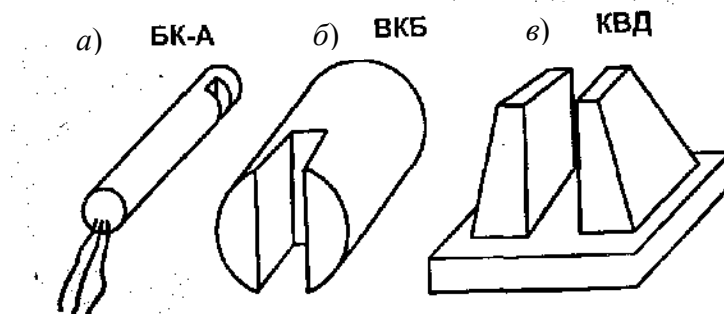


Рисунок 2.16 – Безконтактні кінцеві вимикачі

Принципова схема давачів першої групи (рис. 2.17) містить генератор синусоїдальних сигналів, виконаний на базі транзистора $VT1$, у контурі зворотного зв'язку якого встановлені обмотки $L1$ і $L2$; вторинна обмотка трансформатора $L3$; однопівперіодний випрямляч $VD1$ та двокаскадний транзисторний підсилювач $VT2$, $VT3$, організований у вигляді тригера Шмітта. Опір навантаження на виході давачів повинен бути не менше 1,2 кОм.

Живлення $E = \pm 24$ В подано таким чином, щоб забезпечити транзисторам $VT1$ – $VT3$ (типу p - n - p) нормальну роботу.

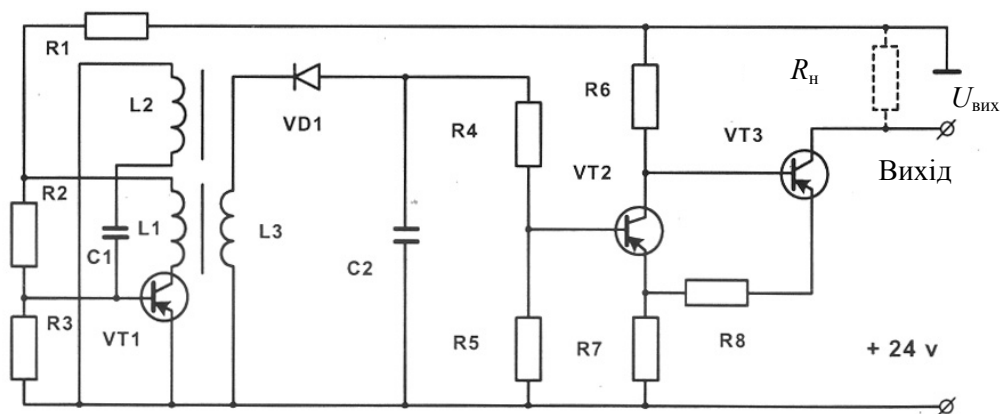


Рисунок 2.17 – Принципова електрична схема безконтактних кінцевих вимикачів БК-А, ВКБ, КВД

Якщо металевий екран, встановлений на переміщуваному об'єкті, не уведений у проріз перетворювача (рис. 2.18,а), генератор працює у звичному режимі. На обмотці $L3$ індукуються синусоїдальний сигнал. Однопівперіодний випрямляч від'ємної напруги, побудований на діоді $VD1$, формує на вході фільтра $C2$ від'ємну півхвилю синусоїди. Після виконання фільтрації через подільник напруг $R4$ – $R5$ на базу транзистора $VT2$ подається від'ємний потенціал, який повністю відкриває транзистор p - n - p типу $VT2$. При цьому на базу транзистора $VT3$ надходить додатний потенціал, який викликає повне закриття цього транзистора.

В результаті рівень $U_{\text{вих}} = 0$.

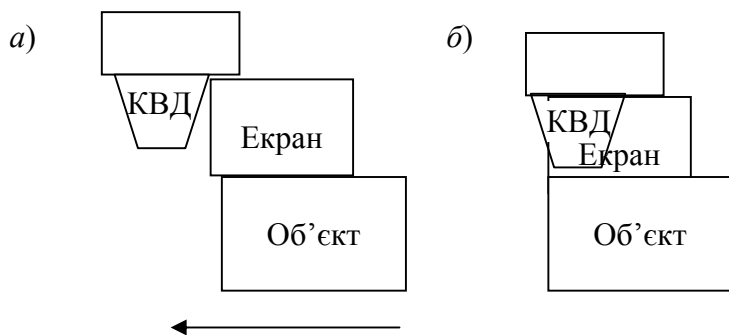


Рисунок 2.18 – Взаємодія екрану з чутливим елементом безконтактного кінцевого вимикача

При уведенні металевого екрана у проміжок між обмотками $L1$ і $L2$ (рис. 2.18,б) відбувається зрив коливань генератора синусоїдальних коливань. На виході однонапівперіодного випрямляча напруга дорівнює 0. На базу транзистора $VT2$ надходить додатна напруга від джерела $+E$. Транзистор $VT2$ ($p-n-p$ типу) закривається, а транзистор $VT3$ при цьому відкритий. На виході перетворювача при цьому встановлюється потенціал, близький до рівня напруги живлення $E = +24$ В.

Принципова схема торцевого перетворювача (рис. 2.19) виконана аналогічно до схеми давачів першої групи з деякою зміною генератора синусоїдальних сигналів, за якого зв'язок між генератором та випрямлячем здійснений не через трансформатор, а за допомогою конденсатора $C2$.

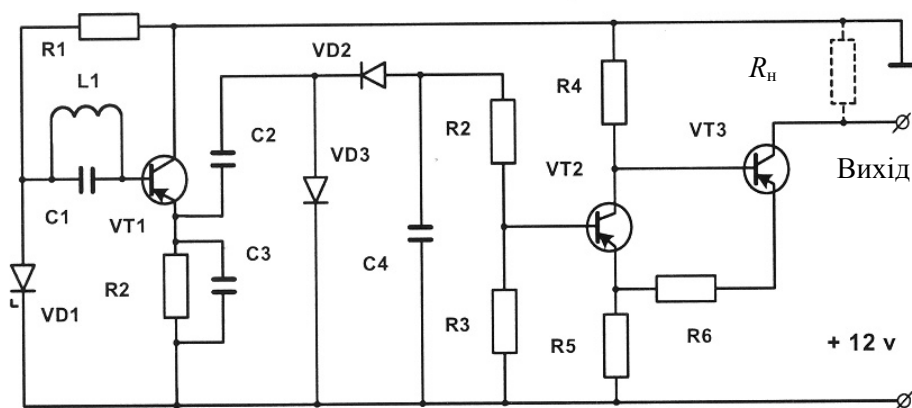


Рисунок 2.19 – Принципова електрична схема торцевого перетворювача

Тут коливальний контур складений на котушці $L1$ та конденсаторі $C1$. У штатному режимі синусоїдальне коливання надходить на вхід однонапівперіодного випрямляча, потім йде фільтр, в результаті описаних вище перетворень транзистор $VT2$ відкривається, а вихідний транзистор $VT3$ закритий. При цьому встановлюється $U_{\text{вих}} = 0$.

2.4.3. Ємнісні перетворювачі

Ємнісним давачем називають перетворювач параметричного типу, в якому зміна вимірюваної величини перетворюється у зміні ємнісного опору.

Спеціальна схема перетворює зміну ємності у пороговий сигнал давача (наприклад, сухий контакт). У найпростіших давачах це звичайно перетворювач «частота-напруга» й компаратор. Інколи, якщо зміна ємності у відповідь на дію незначна, доводиться ставити схеми на мікроконтролерах, які займаються автопідстроюванням чутливості та нуля давача.

Принцип дії ємнісних перетворювачів заснований на зміні значення ємнісного реактивного опору залежно від зміни електричної ємності чутливого елемента – конденсатора

$$X_C = \frac{1}{\omega C}, \text{ Ом}, \quad (2.41)$$

де $C = \frac{\epsilon S}{4\pi d}$ – електрична ємність конденсатора, Ф; $\omega = 2\pi f$ – кутова частота електричного струму, рад. Гц; f – частота електричного струму, Гц; ϵ – діелектрична проникність, Ф/м; S – площа пластин, м²; d – відстань між пластинами, м.

Можливі області застосування ємнісних давачів надзвичайно різноманітні. Вони використовуються у системах регулювання й керування виробничими процесами майже в усіх галузях промисловості. Ємнісні давачі застосовуються для контролю заповнення резервуарів рідкою, порошкоподібною або зернистою речовиною, як кінцеві вимикачі на автоматизованих лініях, конвеєрах, роботах, обробних центрах, верстатах, у системах сигналізації, для позиціонування різних механізмів і т. д.

Нині найбільш широкого застосування отримали давачі наближення (присутності), які окрім своєї надійності, мають значну низку переваг. Маючи порівняно низьку вартість, давачі наближення охоплюють величезний спектр спрямованості за своїм застосуванням в усіх галузях промисловості. Типовими областями використання ємнісних давачів цього типу є:

- сигналізація заповнення ємностей із пластику або скла;
- контроль рівня заповнення прозорих упаковок;
- сигналізація обриву обмотувального дроту;
- регулювання натягу стрічки;
- поштучний рахунок будь-якого виду та ін.

Ємнісні перетворювачі можуть бути використані при вимірюванні різних величин за трьома напрямками залежно від функціонального зв'язку вимірюваної неелектричної величини з наступними параметрами:

- змінною діелектричною проникністю середовища ϵ ;
- постійно змінюваною відстанню між обкладинками d ;
- площею перекриття обкладинок S .

У першому випадку ємнісні перетворювачі можна застосовувати для аналізу складу речовини, оскільки діелектрична проникність є функцією властивостей речовини. При цьому природною вхідною величиною перетворювача буде склад речовини, що заповнює простір між пластинами. Особливо широко ємнісні перетворювачі цього типу застосовуються при вимірюванні вологості твердих та рідких тіл, рівня рідини, а також визначення геометричних розмірів невеликих об'єктів. У більшості випадків практичного використання ємнісних перетворювачів їхньою природною вхідною величиною є геометричне переміщення електродів один відносно одного. На основі цього принципу побудовані давачі лінійних та кутових переміщень, прилади вимірювання зусиль, вібрацій, швидкості і прискорення, давачі наближення, тиску й деформації (екстензометри).

Подібні пристрої можуть бути як дискретної, так і аналогової дії.

Широке застосування знаходять так звані електронні сигналізатори рівня сипучих матеріалів у бункерах підприємств будівельної індустрії (рис. 2.20,а), а також аналогові давачі рівня рідини в резервуарах (рис. 2.20,б). В обох

модифікаціях відстані між пластинами конденсатора і площа пластин залишаються постійними.

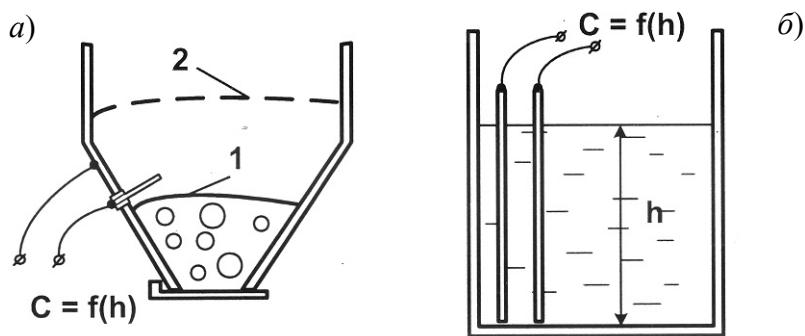


Рисунок 2.20 – Ємнісні давачі рівня

У другій групі ємнісних перетворювачів (рис. 2.21,а) використовують здатність конденсаторів змінювати електричну ємність залежно від варіації відстані між пластинами, які мають постійну площу взаємодії. Як правило, подібні перетворювачі застосовують для виміру мікропереміщень.

У третій групі використовують ефект зміни електричної ємності залежно від зміни площі взаємодії пластин конденсатора при постійній відстані між пластинами (рис. 2.21,б). В основному такі давачі служать для визначення кутового переміщення об'єктів.

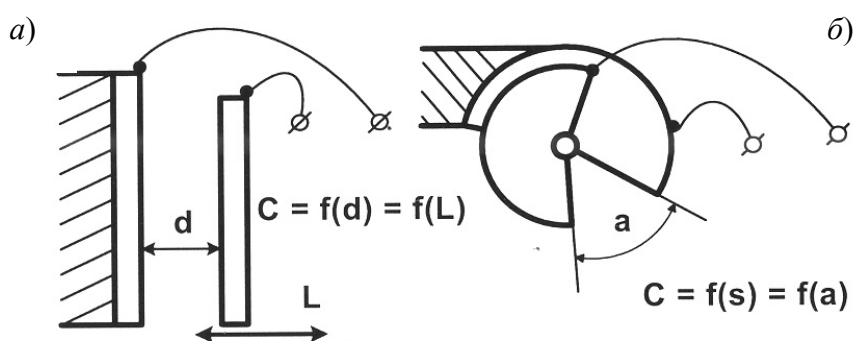


Рисунок 2.21 – Ємнісні перетворювачі для вимірювання лінійних та кутових переміщень

Ємнісні вимірювальні перетворювачі кутових переміщень подібні за принципом дії ємнісним давачам лінійних переміщень, причому давачі зі змінною площею також більш доцільні у разі не дуже малих діапазонів вимірювання (починаючи з одиниць градусів), а ємнісні давачі зі змінним кутовим проміжком можуть з успіхом використовуватися для вимірювання малих і надмалих кутових переміщень. Звичайно для кутових переміщень використовують багатосекційні перетворювачі зі змінною площею обкладинок конденсатора.

У таких давачах один із електродів конденсатора кріпиться до вала об'єкта, і при обертанні зміщується відносно нерухомого, змінюючи площу перекриття пластин конденсатора. Це, у свою чергу, викликає зміну ємності, що фіксується вимірювальною схемою.

Точність вимірювання при використанні перетворювачів другої та третьої груп суттєво залежить від стабільності діелектричних властивостей оточуючого середовища.

Первинні перетворювачі – конденсатори в усіх розглянутих випадках встановлюють в електричний міст змінного струму в якості одного з плечей. Зніманий з вимірювальної діагоналі мосту потенціальний сигнал, пропорційний зміні ємності конденсатора, випрямляють за допомогою двопівперіодного випрямляча і спрямовують або на аналоговий компаратор і далі на сигнальний перетворювач (рис. 2.22), або на вимірювальний перетворювач (рис. 2.23).

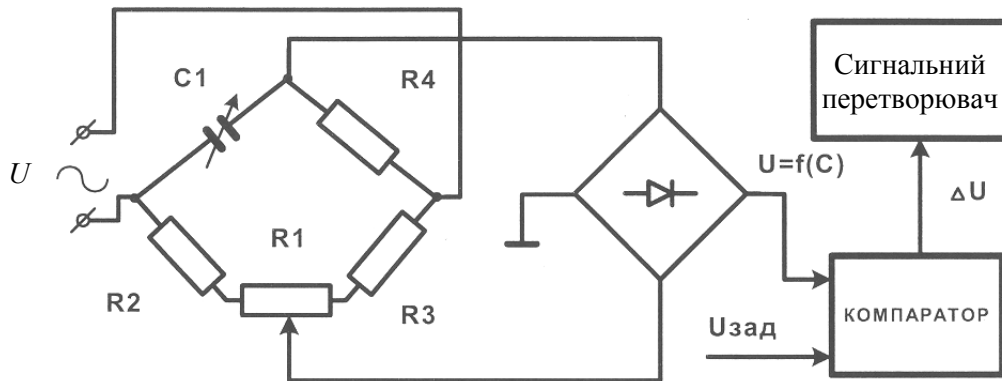


Рисунок 2.22 – Ємнісний давач з сигнальним перетворенням

Сигнальне перетворення застосовують для визначення лише кінцевих станів об'єкта при його переміщенні або для фіксування будь-якої події, наприклад, наявності сипучого матеріалу в бункері.

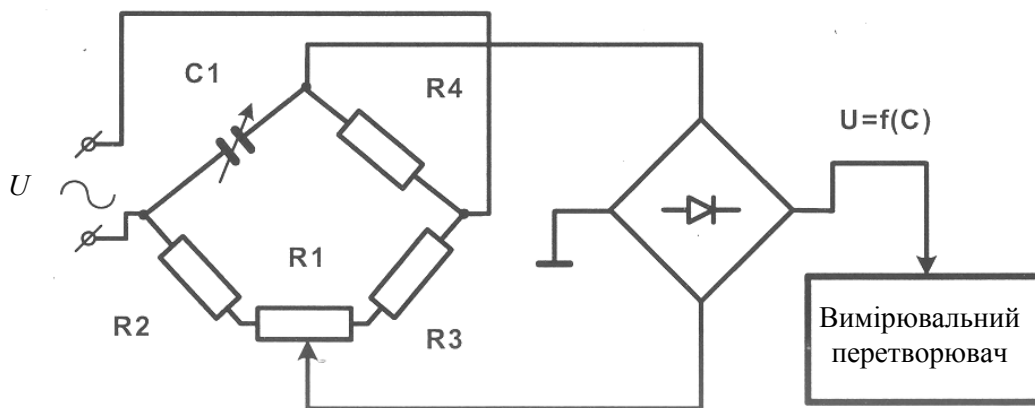


Рисунок 2.23 – Ємнісний давач з вимірюваним перетворенням

Вимірювальне перетворення застосовують у разі необхідності визначення поточного значення вимірюваного параметра, наприклад, рівня рідини у технологічній ємності.

2.5. Контактні давачі

2.5.1. Механічні контактні давачі

Контактні давачі перетворюють механічне переміщення (лінійне, кутове) у зміну стану електричного кола – його замикання або розмикання.

Як контактні давачі використовують різні за конструкцією і виконанням кінцеві вимикачі та мікроперемикачі.

Кінцеві вимикачі, в основному, призначені для використання у складі систем автоматичного керування, що мають напругу живлення 220/380 В для визначення положення у просторі великогабаритних вузлів агрегатів або виконавчих механізмів.

За конструктивними особливостями кінцеві вимикачі поділяються на пристрої нажимної (рис. 2.24, а) і поворотної (рис. 2.24, б) дії.

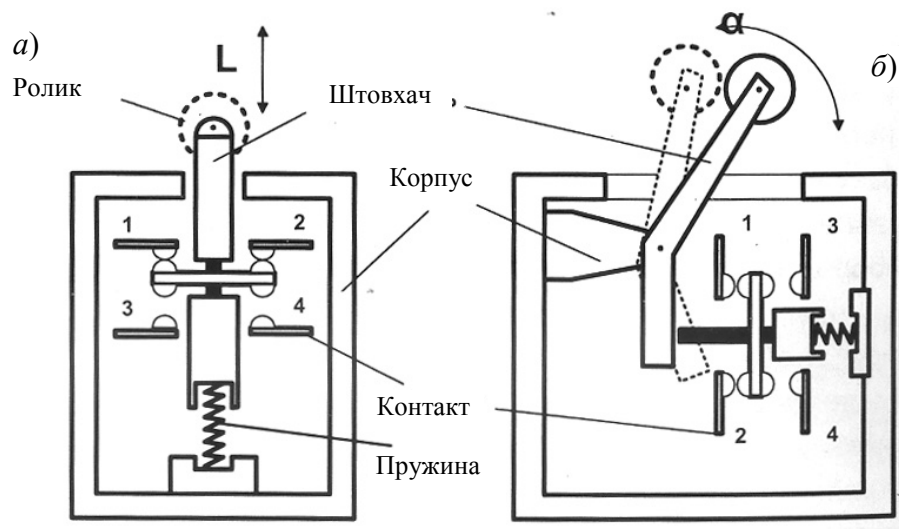


Рисунок 2.24 – Конструкції кінцевих вимикачів нажимної та поворотної дії

Аналіз конструктивних особливостей кінцевих вимикачів показує, що за лінійного або кутового переміщення штовхача спочатку розмикається контакт «1-2», а потім після деякого додаткового переміщення ΔL або $\Delta \alpha$ замикається контакт «3-4» (рис. 2.25). Таке виконання кінцевих вимикачів зумовлено тим, що подібні пристрої, як правило, використовують для замикання і розмикання високовольних кіл (напругою до 380 В), в яких повне електричне розчеплення настає лише за амплітуди розмикання контактів не менше 2 мм.

Мікроперемикачі відповідно до своєї назви мають мініатюрне виконання з габаритними розмірами від 10×5×3 мм до 30×15×20 мм. Ці пристрої призначені для роботи у системах автоматичного контролю й керування з напругою живлення не більше 30 В. Комутовані струми при зазначеній напрузі залежно

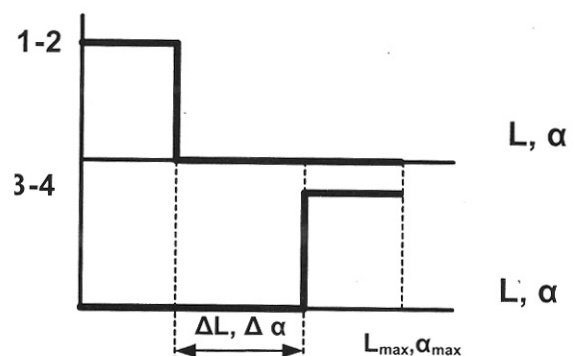


Рисунок 2.25 – Діаграма роботи кінцевого вимикача

від типу мікроперемикача можуть сягати 15 А.

Конструктивно мікроперемикачі суттєво відрізняються від кінцевих вимикачів. Основна відмінність полягає у застосуванні пружинного рухомого контакту у сукупності з фігурною повертальною пружиною. При переміщенні штовхача рухомий контакт, який спирається вільним кінцем на фігурну пружину, спочатку прогинається у своїй центральній частині, і лише після подолання опору пружини здійснює перемикавання (рис. 2.26). Таким чином, відбувається видалення невизначеності про стан контактів, характерною для кінцевих вимикачів. Подібне виконання мікроперемикачів забезпечує підвищення точності позиціювання при автоматичному керуванні рухомими об'єктами.

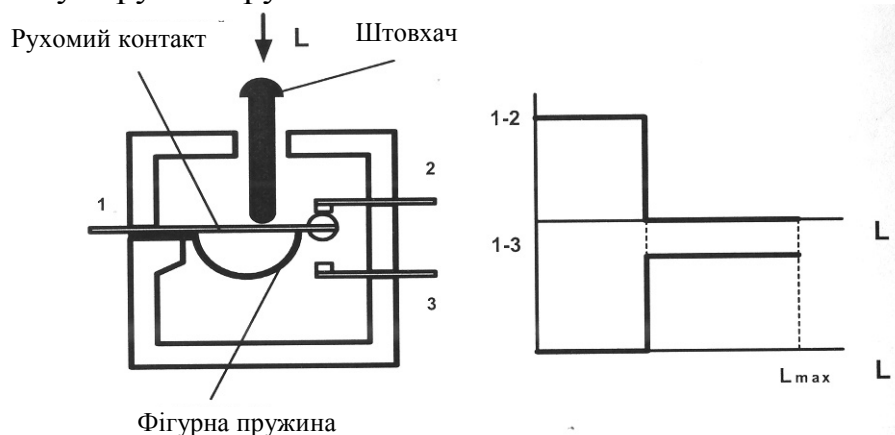


Рисунок 2.26 – Конструкція та діаграма роботи мікроперемикача

Мікроперемикачі застосовують як самостійні давачі лінійних та кутових переміщень (рис. 2.27), а також нормуючі сигнальні перетворювачі у складі давачів, призначених для перетворення інших фізичних величин (рис. 2.28).

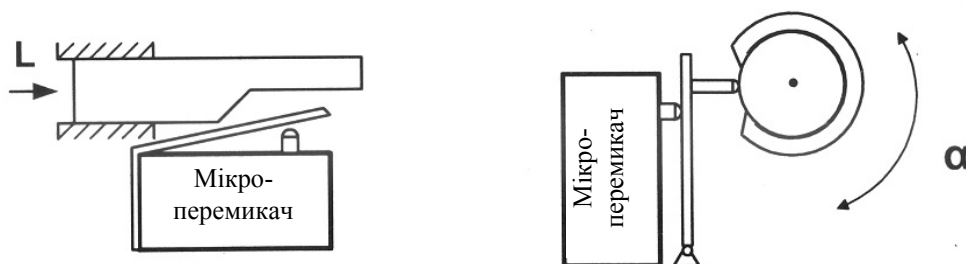


Рисунок 2.27 – Дискретні давачі переміщень

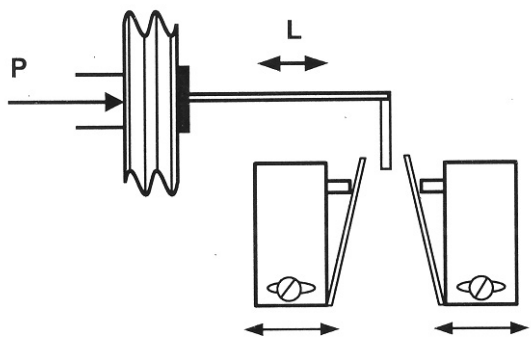


Рисунок 2.28 – Мікроперемикачі у складі давача тиску

У складі давача тиску (див. рис. 2.28) мікроперемикачі установлюють з можливістю поперечного переміщення і подальшою фіксацією. Це дозволяє фіксувати граничні значення в усьому можливому діапазоні зміни тиску.

Поряд з доступністю, простотою та легкістю експлуатації контактні давачі мають суттєвий недолік – «брязкання контактів» при спрацьовуванні –

багаторазове замикання контактної групи внаслідок механічного коливання пружинного рухомого контакту. Тривалість «коливання» становить $n \cdot 10^{-6}$ с. При роботі контактних давачів в автоматичних системах, виконаних на реле, зазначене явище не має жодного значення, оскільки час спрацьовування електромагнітного реле становить $n \cdot 10^{-3}$ с. Однак при роботі контактних давачів у системах, виконаних на основі інтегральних мікросхем і мікропроцесорів, що мають тривалість перемикання $n \cdot 10^{-9}$ с і менше, «брязкання контактів» може викликати *помилкові спрацьовування*. Наприклад, при підрахунку частоти обертання вала за допомогою мікроперемикача, підключеного до лічильника-подільника, вміст лічильника після кожного спрацьовування мікроперемикача буде збільшуватися не на одиницю, а на деяке *непостійне* число. Для виключення впливу «брязкання» у зазначених системах використовують спеціальні нормуючі перетворювачі, наприклад, RS-тригери.

2.5.2. Електроконтактні давачі

Давачі цього типу будуються на основі перетворювачів, які перетворюють механічні переміщення у замкнений або розімкнений стан. Найпростіший вигляд таких давачів – двоконтактні.

При побудові та експлуатації електроконтактних здавачів проблема полягає у зменшенні струму, що протікає через контакти. Ця проблема вирішується в електронних контактних реле (рис. 2.39).

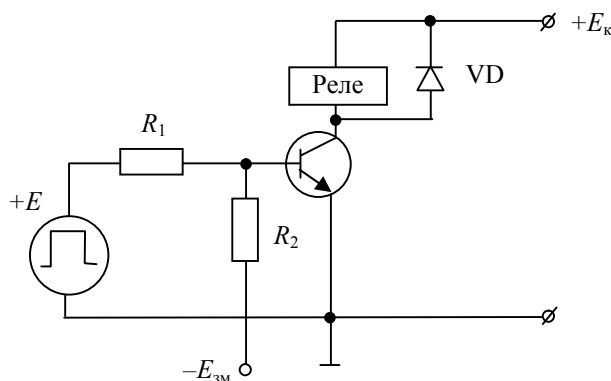


Рисунок 2.39 – Схема підключення реле

У вихідному стані транзистор закритий, тобто через резистор R_2 подається напруга E_{3M} .

R_2 обирається з умови

$$R_2 \leq \frac{E_{3M}(\min)}{I_{3B}(\max)}, \quad (2.42)$$

де $I_{3B}(\max)$ – зворотний струм, що протікає у базі закритого транзистора за самої високої робочої температури.

Абсолютна величина напруги зміщення обирається з умови

$$|E_{зм}| = (0,1 \dots 0,3)|E_{к}|.$$

При подачі вхідного сигналу $+E$ транзистор відкривається і в його базі стрибком виникає струм

$$I_{\text{б}} = \frac{E - U_{\text{бє}}}{R_1} = \frac{E_{зм} - U_{\text{бє}}}{R_2}. \quad (2.43)$$

Струм бази викликає зміну колекторного струму, який стрибком зрости не може через інерційні властивості транзистора та обмотки реле.

За деякого наближення можна говорити, що $I_{\text{к}}$ зростає за експонентою

$$i_{\text{к}}(t) = I_{\text{б}} \cdot h_{21\text{е}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}} \right) \cdot \tau_L, \quad (2.44)$$

де постійна часу $\tau_L = \frac{L_{\text{обм}}}{r_{\text{обм}}}$; $L_{\text{обм}}$ – індуктивність обмотки реле.

Збільшення струму колектора прагне до рівня $I_{\text{б}} h_{21\text{е}} = I_{\text{б}} \beta$. Струм колектора збільшується, контакти реле розмикаються. При цьому транзистор входить у режим насичення і робочий струм стає рівним

$$I_{\text{роб}} = I_{\text{кн}} = \frac{E_{\text{к}}}{r_{\text{обм}}}. \quad (2.45)$$

Якір реле починає рухатися і його контакти займають робоче положення. Час початку та час спрацювання визначаються за формулами:

$$t_{\text{поч}} = \tau_L \ln \frac{I_{\text{б}} h_{21\text{е}}}{I_{\text{б}} h_{21\text{е}} + I_{\text{кроб}}}; \quad (2.46)$$

$$t_{\text{спр}} = t_{\text{д}} + t_{\text{поч}} \approx (1,4 \dots 2,0) t_{\text{поч}}. \quad (2.47)$$

У момент зняття вхідної напруги $+E$ через базу протікає зворотний струм, транзистор швидко закривається. Реле повертається у вихідне положення.

Для усунення зворотного викиду напруги живлення $+E_{\text{к}}$ або появи коливального процесу у колекторному колі, паралельно обмотці реле вмикають діод VD, який відривається, якщо збільшується $+E_{\text{к}}$, та шунтує обмотку реле.

При використанні електронних контактних давачів (реле) суттєво зменшується потужність керування.

Швидкодія обмежена часом спрацювання та відпускання реле.

2.6. Генераторні здавачі

2.6.1. Термопары

Термоелектричний метод набув широкого застосування для точного вимірювання та регулювання високих ($370 \dots 2000$ °K) температур. Перевагами методу є мала інерційність, простота і дуже малі габарити давачів, названих звичайно термопарами.

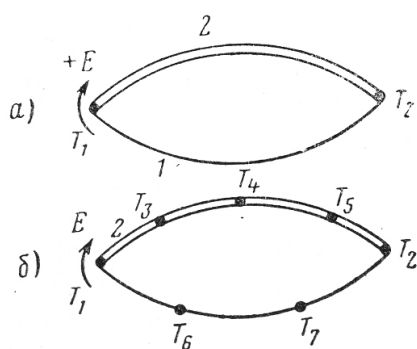


Рисунок 2.30 – Термо-електричне коло

Принцип дії термопари заснований на явищі термоелектричного ефекту, відкритому у 1756 р. російським академіком Ф. У. Епінусом. Це явище полягає у тому, що якщо з'єднати кінцями два різномірних за матеріалом провідники 1 і 2 (рис. 2.30,а) й помістити місця з'єднань у середовища з різними температурами T_1 і T_2 , то в отриманому таким чином електричному колі з'явиться електричний струм через наявність термо-е.р.с. E . Ця термо-е.р.с. пропорційна за величиною різниці $T_1 - T_2$ температур двох кінців електричного кола і

залежить від матеріалів обох провідників.

Будь-яка термопара характеризується наступними основними властивостями:

1) абсолютна величина термо-е.р.с. не залежить від розподілу температур вздовж однорідних провідників (рис. 2.30,б). Це означає, що величина термо-е.р.с. не зміниться, якщо, наприклад, нагрівати якусь довільну точку провідника, не змінюючи при цьому температур гарячого і холодного спаїв;

2) величина термо-е.р.с. не зміниться за будь-якого включення довільного третього провідника у розрив термокола.

Для порівняння різних матеріалів можна визначати їх термо-е.р.с. окремо у парі з будь-яким еталонним матеріалом (звичайно платина). Тоді для двох різних матеріалів термо-е.р.с. розраховується як різниця термо-е.р.с. кожного матеріалу у парі з платиною.

При точних вимірюваннях слід враховувати, що величина термо-е.р.с. лише приблизно лінійно залежить від вимірюваної температури. Тому для точного визначення температури за величиною термо-е.р.с. необхідно користуватися стандартними градуировочними таблицями, позначення яких надано в табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Характеристики деяких термопар

Термопара	Позначення градування	Термо-е.р.с. при $T_1=373\text{ }^{\circ}\text{K}$ і $T_2=273\text{ }^{\circ}\text{K}$, мВ	Межі довготривалого застосування, $^{\circ}\text{K}$
Платина – платинородій	ПП	0,64	250–1600
Сплав НК – СА	НС	1,85*	573–1300
Хромель – алюмель	ХА	4,10	220–1300
Хромель – копель	ХК	6,95	220–900
Мідь – константан	–	4,25	20–700
Вольфрам – реній – вольфрам – реній	–	1,45*	273–2473
Вольфрам – молибден	–	0,50	1500–2473

* Середня на 100 ° в діапазоні.

Величину термо-е.р.с. можна розрахувати за формулою:

$$E = S_T (T_1 - T_2), \quad (2.48)$$

де S_T – чутливість термопар. Значення S_T приблизно беруть з табл. 2.4; $(T_1 - T_2)$ – різниця температур гарячого та холодного спайв в ОК.

За стрибкоподібної зміни температури T_1 середовища, у якому знаходиться гарячий спай термопар, на величину ΔT , її термо-е.р.с. визначається наступним чином:

$$\Delta E = S_T \Delta T (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad (2.49)$$

де t – час; τ – постійна часу термопар

$$\tau = \frac{C_d \cdot q \cdot V}{k_\tau \cdot S}.$$

Тут: C_d – теплоємність; V – об'єм; S – поверхня дотику з середовищем; k_τ – коефіцієнт теплопередачі; q – щільність середовища; τ – постійна часу термопар.

Звичайно τ визначають експериментальним шляхом.

2.6.2. Магнітоіндукційні давачі (тахогенератори)

При побудові давачів такого типу в основу покладено наступне твердження.

Якщо обвиток довжиною l , м переміщується зі швидкістю V , м/с, відносно магнітного поля з індукцією B , Тл, то в ньому індукується е.р.с.

$$e = BlV, \text{ В}, \quad (2.50)$$

а при числі обвитків w у котушці

$$e = BlwV, \text{ В}. \quad (2.51)$$

Цей принцип використовується у різних як за призначенням, так і за конструкцією магнітоіндукційних давачах е.р.с. Найчастіше використовують два конструктивні варіанти: переміщення котушки у проміжок постійного магніту й переміщення постійного магніту відносно нерухомої котушки. Замість постійного магніту можна встановити електромагніт. Магнітоіндукційні здавачі застосовують при вимірюванні вібрацій, швидкостей руху та витрати рідких й газоподібних потоків тощо.

Розглянемо роботу магнітоіндукційних давачів як давачів швидкості.

Давачі швидкості – пристрої, призначені для отримання інформації про значення частоти обертання валів стаціонарних й мобільних агрегатів.

Ці пристрої розділені на три групи: механічні, електричні та електронні.

У свою чергу, пристрої кожної групи, за винятком першої, можуть забезпечувати три види перетворення: аналогове, дискретне й цифрове.

Механічні давачі швидкості – *тахометри* – застосовують для ручного та автоматичного контролю частоти обертання валів. Розрізняють *відцентрові* та *магнітні тахометри*.

У відцентрових тахометрах (рис. 2.31) як вимірювальний перетворювач застосовують або стрілку, переміщувану ковзною муфтою (ручний контроль),

або потенціометр (автоматичний контроль). Для сигнального перетворення використовують мікроперемикач.

Переміщення ковзної муфти «вниз» забезпечується розбіжністю вантажів при примусовому обертанні вала. Амплітуда зазначеного переміщення пропорційна частоті обертання вала. При зниженні кутової швидкості змінна муфта під впливом пружини переміщається «вгору». Відцентрові тахометри, що оснащені сигнальними перетворювачами, часто застосовують при автоматизації поточно-транспортних систем на підприємствах будівельної індустрії.

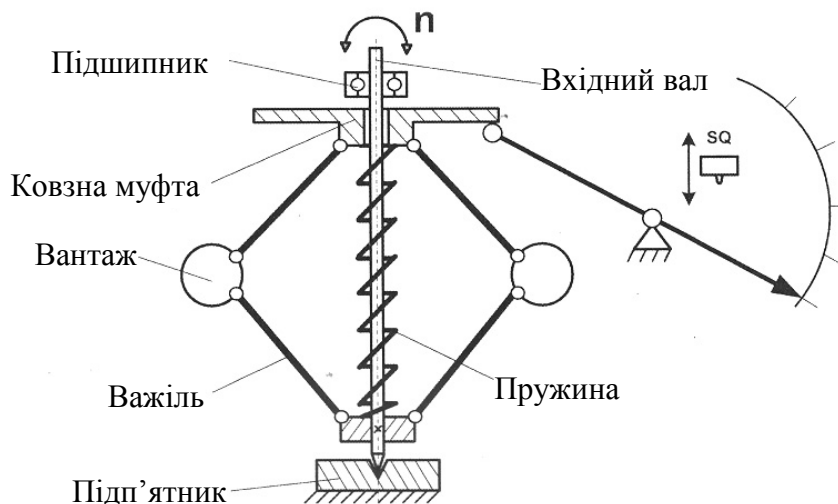


Рисунок 2.31 – Відцентровий тахометр

У магнітних тахометрах (рис. 2.32) переміщення стрілки здійснюється за допомогою підпружиненого ротора, що повертається під впливом обертаючого постійного магніту, закріпленого на вхідному валу. Кут повороту ротора також пропорційний частоті обертання вала. Магнітні тахометри знаходять застосування у складі «спідометрів» не дуже сучасних автомобілів.

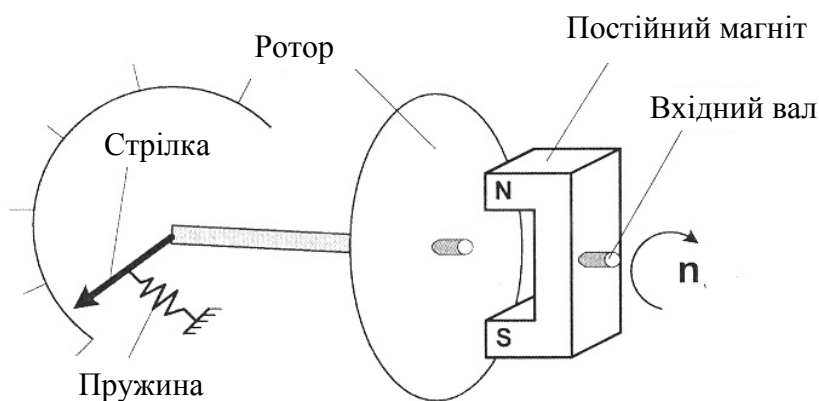


Рисунок 2.32 – Магнітний тахометр

Для автоматики найбільший інтерес являють магнітоіндукційні давачі, у яких е.р.с. E пропорційна кутовій швидкості ω обертання рухомої частини. Такі давачі, називані тахогенераторами, являють собою невеликі електричні машини, конструкція яких передбачає створення максимально лінійної

залежності E від ω . Розміри і момент інерції рухомої частини повинні бути мінімальними, щоб не створювати моменти навантаження на досліджуваний вал. Для зменшення гістерезисної похибки при збільшенні й наступному зменшенні швидкості обертання для магнітопроводів тахогенераторів зазвичай використовують листовий пермалой.

Тахогенератори – пристрої, призначені для отримання *аналогової інформації* про поточне значення частоти обертання будь-яких валів, наприклад, колінчастого вала двигуна внутрішнього згоряння.

Тахогенератор є електрична машина постійного або змінного струму, що працює в режимі генератора. В обох типах пристроїв амплітуда напруги, що генерується, пропорційна частоті обертання ротора.

Тахогенератори постійного струму. Як ір 3 тахогенераторів постійного струму (рис. 2.33, а) для полегшення часто виготовляють у вигляді тонкостінної склянки з ізоляційного матеріалу (іноді паперу), на якому розміщують секції обмотки 2, що виводяться до колектора 4. Зі щіток колектора знімається е.р.с.

$$E = k_e \Phi \omega = k_T \omega, \text{ В,} \quad (2.52)$$

де, як відомо з електротехніки,

$$k_T = \frac{pN}{2\pi a} \Phi, \quad (2.53)$$

p – число пар полюсів (звичайно $p = 1$); N – кількість провідників обмотки якоря; a – число паралельних гілок обмотки якоря; ω – кутова швидкість обертання якоря в рад/с; Φ – магнітний потік збудження у Вб; $k_T = \frac{E}{\omega} = k_e \Phi$ – коефіцієнт передачі тахогенератора.

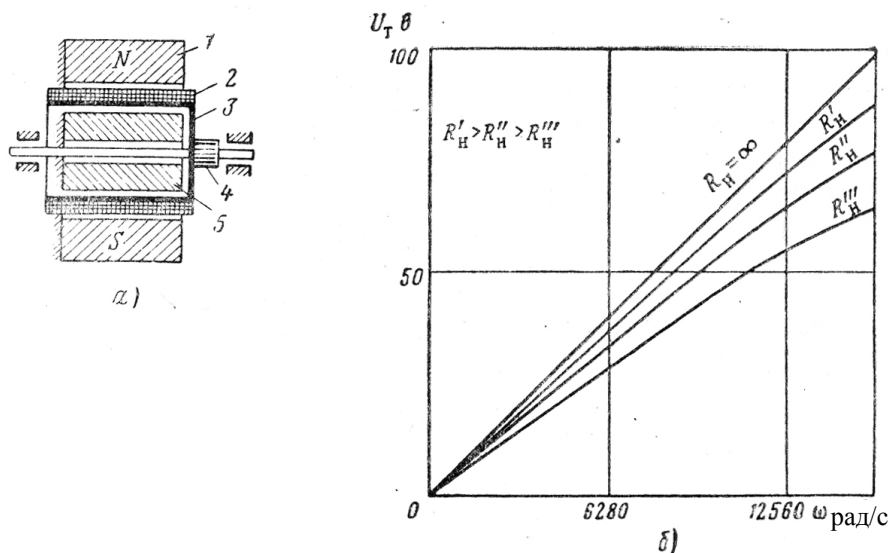


Рисунок 2.33 – Схема конструкції і характеристики тахогенератора постійного струму: 1 – магніт; 2 – обмотка; 3 – якор; 4 – колектор; 5 – осердя

Для зменшення пульсацій е.р.с. число секцій обмотки якоря беруть не менше 20...25, а іноді застосовують також додаткові фільтри на виході. Магнітний потік Φ створюється або постійним магнітом 1, або спеціальною обмоткою збудження на статорі. В останньому випадку

$$\Phi = k_{\Phi} I_{\text{в}},$$

де k_{Φ} – коефіцієнт пропорційності; $I_{\text{в}}$ – струм в обмотці збудження, А.

Отже, коефіцієнт передачі тахогенератора

$$k_T = k_e \Phi = k_e k_{\Phi} I_{\text{в}} \quad (2.54)$$

залежить від величини струму в обмотці збудження. Для збільшення Φ всередині якоря встановлюють циліндричне феромагнітне осердя 5. Конструкція зі збудженням від постійного магніту значно простіша і не вимагає додаткового джерела живлення, тому вона широко застосовується в тахогенераторах постійного струму.

Формула (2.52) справедлива лише для холостого ходу тахогенератора. При роботі тахогенератора на опір навантаження $R_{\text{н}}$ напруга на його затискачах

$$U_T = E - I_{\text{н}} R_{\text{я}} < E, \quad (2.55)$$

де

$$I_{\text{н}} = \frac{E}{R_{\text{я}} + R_{\text{н}}},$$

$R_{\text{я}}$ – опір обмотки якоря.

Зменшення U_T викликається також тим, що струм $I_{\text{н}}$ у роторі створює магнітний потік реакції якоря

$$\Phi_{\text{р.я}} = k_{\text{р.я}} I_{\text{н}} \omega, \quad (2.56)$$

що залежить як від величини струму $I_{\text{н}}$, так і від швидкості обертання якоря та зменшує результуючий магнітний потік збудження. У зв'язку з цим строга лінійність характеристик тахогенераторів (рис. 2.33, б) спостерігається лише за незначних швидкостей обертання якоря.

Основний недолік тахогенераторів постійного струму полягає в наявності колектора та щіток з нестабільним перехідним контактним опором. Це викликає деяку нестабільність напруги, що знімається з тахогенератора, а також зону нечутливості при близьких до нуля швидкостях обертання. Для регулювання магнітного потоку збудження тахогенератори з постійними магнітами часто постачають регульованими магнітними шунтами. Зміна магнітного опору шунта, через який замикається частина загального магнітного потоку, дозволяє підтримувати незмінною частину загального магнітного потоку, що використовується для збудження.

Полярність е.р.с., що знімається зі щіток колектора, залежить від напрямку обертання. Тому тахогенератори постійного струму дозволяють визначити не лише частоту, але й напрям обертання за рахунок зміни полярності сигналу (рис. 2.34, б).

Недоліком електричних машин постійного струму, у тому числі й тахогенераторів, є наявність колекторного струмознімання, що зумовлює «іскріння» між колектором та щітками. При подачі сигналу

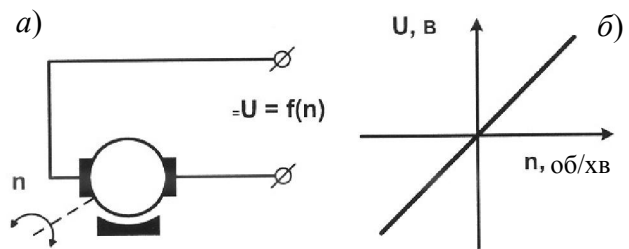


Рисунок 2.34 – Схемотехнічне зображення тахогенератора постійного струму та характеристика залежності е.р.с. від напрямку обертання

тахогенератора на прилад з достатньою інерційністю, наприклад, вольтметр, проградуєований в одиницях кутового обертання, проблем не виникає. Однак при використанні для вимірювання параметрів обертання мікроелектронних пристроїв, таких, як аналого-цифрові перетворювачі або аналогові компаратори, виникає необхідність у виготовленні спеціальних узгоджувальних пристроїв.

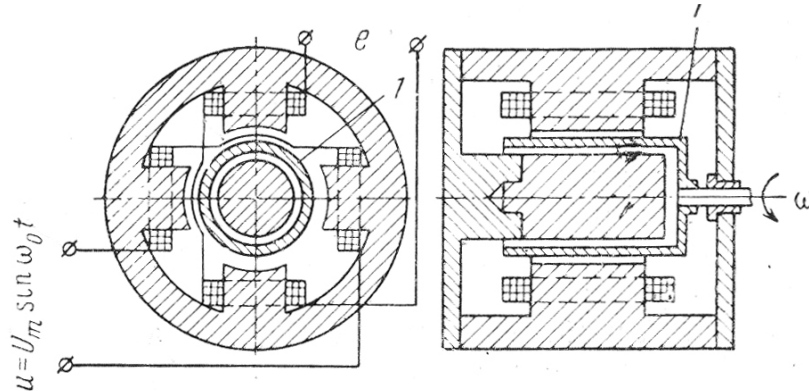


Рисунок 2.35 – Конструкція двофазного асинхронного тахогенератора

Тахогенератори змінного струму. Основною перевагою тахогенераторів змінного струму є відсутність колектора і щіток. Крім того, вихідна е.р.с. має у них синусоїдальну форму, що дозволяє використовувати безпосередньо після тахогенератора підсилювач змінного струму з високим входним опором. Як тахогенератор змінного струму може бути використана або машина з постійним магнітом в якості ротора, що наводить змінну е.р.с. в обмотці статора, або малопотужний двофазний асинхронний електродвигун з коротко замкнутим ротором. Перший тип тахогенератора отримав незначне розповсюдження, тому що е.р.с., що в ньому наводиться, пропорційна швидкості обертання ротора, а за фазою не залежить від напрямку обертання.

Двофазний асинхронний тахогенератор, принцип конструкції якого показано на рис. 2.35, вільний від цих недоліків. Ротор 1 для полегшення звичайно виготовляють у вигляді тонкостінної металевої склянки. Одна з обмоток живиться напругою $u = U_m \sin \omega_0 t$ від мережі з частотою ω_0 й створює пульсуючий магнітний потік збудження $\Phi_B = \Phi_{Bm} \sin \omega_0 t$, що перетинає ротор у напрямі, перпендикулярному осі другої (сигнальної) обмотки. Якщо ротор нерухомий, то у сигнальній обмотці е.р.с. не наводиться. При обертанні ротора в ньому, крім е.р.с. трансформації, що наводиться потоком обмотки збудження, з'явиться е.р.с. обертання внаслідок перетину ротором магнітних ліній потоку збудження. Створені цією е.р.с. у короткозамкненому роторі такі струми зумовлюють появу змінного магнітного потоку Φ , що збігається з віссю сигнальної обмотки та наводить в ній е.р.с., величина якої залежить від швидкості ω обертання ротора, а фаза визначається напрямом обертання.

Короткозамкнений круглий ротор можна подати у вигляді двох взаємно перпендикулярних еквівалентних «обмоток», які створюють при обертанні ротора магнітні потоки

$$\Phi_1 = k_1 \omega \Phi_B \cos \omega t$$

$$\Phi_2 = k_1 \omega \Phi_B \sin \omega t,$$

сума проєкцій яких на вісь сигнальної обмотки

$$\Phi_x = \Phi_{1x} + \Phi_{2x} = k_1 \omega \Phi_B (\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t) = k_1 \omega \Phi_B$$

буде викликати у ній е.р.с.

$$e = k_2 \Phi_x = k_3 \omega \Phi_B = k_3 \omega \Phi_{Bm} \sin \omega_0 t = k_\tau \omega, \quad (2.57)$$

що змінюється у часі з частотою ω_0 мережі, яка не залежить від швидкості ω обертання ротора. За відповідного вибору параметрів тахогенератора можна у широких межах забезпечити лінійність залежності e від ω .

Синхронний тахогенератор містить магнітний ротор, поле якого впливає на одну, частіше на три обмотки, встановлені у статорі. Таким чином, на виході тахогенератора формується трифазний сигнал змінної напруги, амплітуда якого пропорційна частоті обертання ротора.

Для узгодження такого тахогенератора з вимірювальним або сигнальним перетворювачами, виконаними на базі інтегральних мікросхем, сигнал змінного струму, що знімається, випрямляють за допомогою трифазного діодного моста і пропускають через RC -фільтр для усунення пульсацій (рис. 2.36,а).

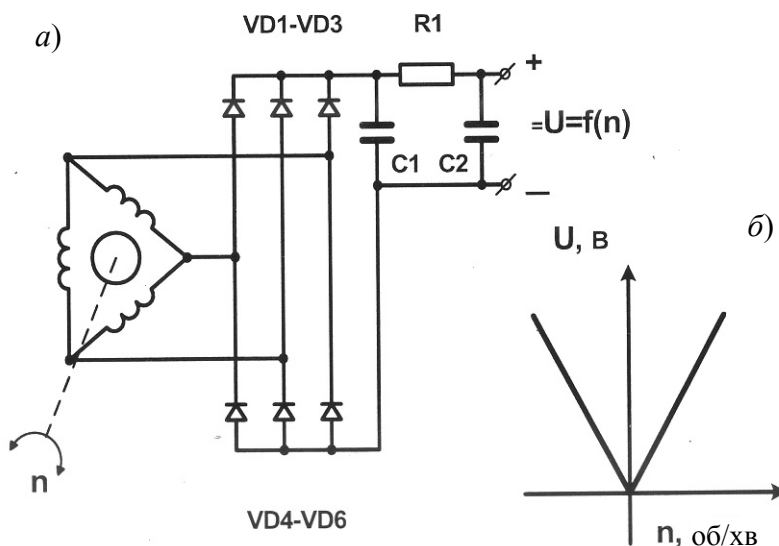


Рисунок 2.36 – Синхронний тахогенератор змінного струму

На відміну від пристроїв постійного струму, тахогенератори змінного струму не забезпечують визначення напрямку обертання (рис. 2.36,б).

Недоліком тахогенераторів є низький рівень корисного сигналу за малої частоти обертання досліджуваного вала ($n < 100$ об/хв).

Для отримання точної інформації про частоту обертання в усьому можливому діапазоні застосовують електронні імпульсні давачі, виконані на основі *ефекту Холла*.

Якщо до точок А і В напівпровідникової пластинки розміром 5×5 мм (рис. 2.37,а) підключити постійну напругу, а до центра пластинки піднести постійний магніт, то між точками Е і F виникне різниця потенціалів (е.р.с.

Холла). Виникаюча поперечна е.р.с. має напругу на 3 В менше, ніж напруга живлення.

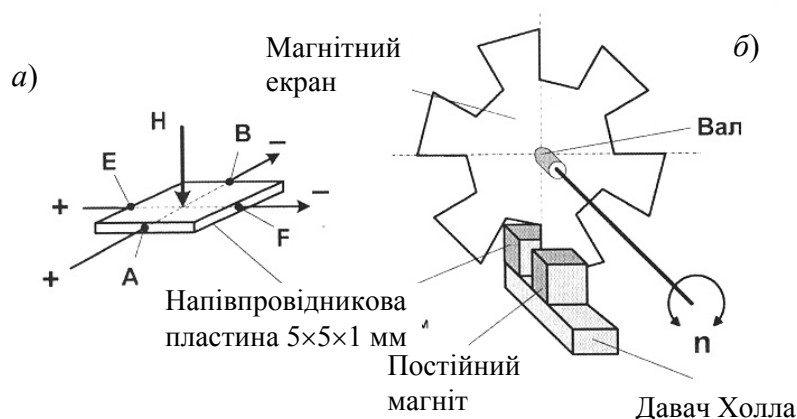


Рисунок 2.37 – Давач Холла

Якщо між магнітом та напівпровідником помістити переміщуваний екран з прорізами (рис. 2.37,б), отримаємо імпульсний генератор Холла.

Частота слідування імпульсів визначається зі співвідношення

$$F = kn, \text{ Гц}, \quad (2.58)$$

де k – кількість прорізів у магнітному екрані; n – частота обертання вала, об/с.

Давачі Холла забезпечують високу точність визначення швидкості обертання валів при частоті слідування імпульсів від 0 до 10 кГц.

Контрольні питання

1. Які типи давачів називають параметричними?
2. Які типи давачів називають генераторними?
3. Назвіть типи параметричних давачів.
4. Поясніть роботу потенціометричного давача на прикладі електричного термометра.
5. Що таке тензорезистор?
6. Який ефект покладений в основу тензоперетворювача?
7. Що таке електричні термометри опору?
8. Дайте приклади використання термометра опору.
9. Який ефект покладений в основу магнітоомічних перетворювачів або магніторезисторів?
10. Поясніть принцип дії магніторезисторів.
11. Що таке фоторезистор? Який ефект покладений в основу роботи фотодавачів?
12. Поясніть принцип дії давача з перетворенням індуктивного типу.
13. Дайте приклад давача рівня з диференціальним трансформатором.
14. Поясніть принцип дії безконтактних кінцевих вимикачів.
15. Що таке ємнісний давач?
16. Що таке контактний давач? Які перетворення виконуються у безконтактних давачів?
17. Що таке електроконтактний давач?

18. Дайте приклади генераторних давачів.
19. Поясніть принцип дії термопари.
20. Яке явище покладено в основу роботи тахогенераторів?
21. Назвіть типи механічних давачів швидкості.
22. Основні переваги та недоліки тахометрів постійного струму.
23. Основні переваги та недоліки тахометрів змінного струму.
24. Що таке давач Холла та де він використовується?

3. ПІДСИЛЮВАЧІ

Вихідний сигнал електричного давача в автоматичних системах використовується для приведення у дію будь-яких виконавчих механізмів. Це можуть бути електродвигуни, електричні реле, електромагнітні виконавчі пристрої тощо. У більшості випадків величина вихідної потужності давачів недостатня не лише для спрацювання механізмів, але й для транслявання її каналами зв'язку навіть на значні відстані $V_{\text{дав}} = (n \cdot 10^{-2} \dots n \cdot 10^{-1}) \text{ В}$.

При трансляванні сигналів високого рівня ($V_{\text{дав}} = n \cdot 10^1 \text{ В}$) на значні відстані ($S > 10 \text{ м}$) рівень корисного сигналу може знизитися до неприпустимого значення за рахунок падіння напруги на провідній ділянці лінії зв'язку.

Отже, вихідний сигнал давачів необхідно збільшити, для чого застосовують електричні підсилювачі.

Сигнал на виході давача може бути постійним або періодичним (змінним). На виконавчий елемент також повинен подаватися або постійний, або періодичний сигнал. Залежно від необхідного поєднання використовують різні типи електричних підсилювачів.

Тип електричного підсилювача вибирають також залежно від потужності, споживаної виконавчим елементом. У системах силової автоматики з давачами постійного струму для підсилення сигналу, що подається на виконавчий елемент постійного струму, часто застосовують *електромашинні підсилювачі*, а в разі виконавчого елемента змінного струму – *магнітні підсилювачі*. Для підсилення сигналів змінного струму у цьому випадку, як правило, застосовують *електронні підсилювачі потужності*. У ряді випадків використовують комбінації електромашинних та магнітних підсилювачів з напівпровідниковими.

В автоматичних системах малої потужності для підсилення сигналів давачів застосовують, напівпровідникові підсилювачі.

Основними особливостями роботи електричних підсилювачів приладової автоматики є:

1) дуже широкий діапазон зміни вхідних сигналів. Підсилення надто малих сигналів є основним режимом роботи, тобто від підсилювача потрібні досить високий коефіцієнт передачі, вхідний опір та стабільність нуля й малий поріг чутливості. Можливість появи великих сигналів вимагає нечутливості підсилювача до перевантажень;

2) достатня швидкодія (мала величина постійної часу);

3) необхідність почуття полярності (або фази) вхідного сигналу;

4) високі вимоги до коефіцієнта передачі лише на початковій ділянці характеристики. Лінійність та стабільність коефіцієнта передачі підсилювача у більшості випадків важливі лише на початковій ділянці його характеристики, так як в якості вихідного виконавчого елемента звичайно використовується або електродвигун, або електромагніт (реле). В обох випадках абсолютна величина і форма вихідного сигналу підсилювача не відіграють суттєвої ролі, якщо тільки вона перевищує зону нечутливості x_n виконавчого елемента. Проте

суттєве значення має відповідність полярності (фазі) вихідного сигналу полярності (фазі) сигналу на вході підсилювача.

3.1. Електронні підсилювачі

3.1.1. Основні технічні показники підсилювача

Підсилювач електричних сигналів – це електронний пристрій, призначений для збільшення потужності, напруги або струму сигналу, підведеного до його входу. Оскільки потужність сигналу на виході підсилювача більша, ніж на вході, то за законом збереження енергії *підсилювач* повинен містити у собі джерело живлення. Тоді узагальнену структурну схему підсилювача можна зобразити, як показано на рис. 3.1.

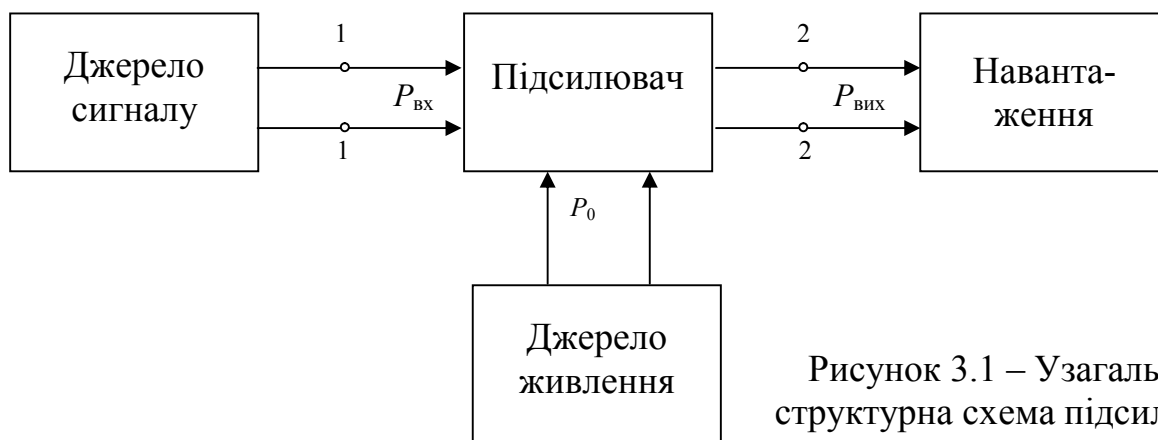


Рисунок 3.1 – Узагальнена структурна схема підсилювача

Від джерела живлення підсилювач відбирає потужність P_0 , необхідну для підсилення вхідного сигналу. Джерело сигналу забезпечує потужність на вході підсилювача $P_{вх}$, вихідна потужність $P_{вих}$ виділяється на активній частині навантаження. У підсилювачі для потужностей виконується нерівність: $P_{вх} < P_{вих} < P_0$. Отже, *підсилювач* – це *перетворювач* енергії джерела живлення в енергію вихідного сигналу, яким керує вхідний сигнал. Перетворення енергії здійснюється за допомогою нелінійних елементів – біполярних, польових транзисторів, електронних ламп та інших. Сам підсилювач відносно двох пар вхідних та вихідних клем є *нелінійним чотириполюсником*.

Основні технічні показники підсилювачів

Для сигналу підсилювач можна показати активним чотириполюсником, тому що він містить у собі джерело живлення. Навантаження і джерело сигналу замінимо еквівалентними двополюсниками. Тоді структурну схему підсилювача для сигналу можна зобразити, як показано на рис. 3.2.

Трикутник – це умовне позначення підсилювача. Для спрощення аналізу будемо вважати, що $\underline{Z}_г = R_г$, $\underline{Z}_н = R_н$, тобто є активними опорами.

Розглянемо основні технічні показники підсилювачів.

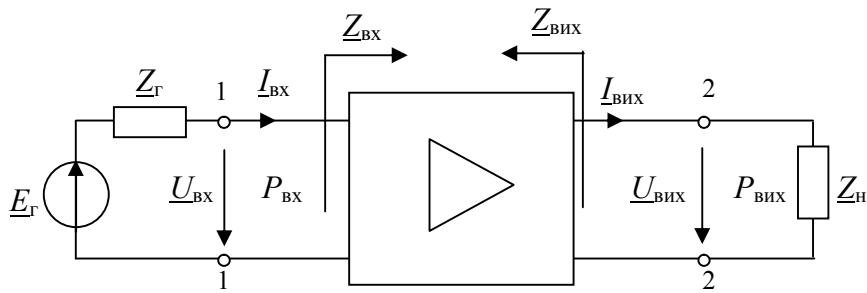


Рисунок 3.2 – Структурна схема підсилювача для сигналу

Коефіцієнти підсилення

Коефіцієнти підсилення виражають підсилювальні властивості підсилювача. Вони є передатними функціями підсилювача. В підсилювальній техніці використовують різні коефіцієнти підсилення:

– коефіцієнт підсилення напруги:

$$\underline{K}_u = \frac{\underline{U}_{\text{ВИХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = K_u \cdot e^{j\varphi_u}; \quad (3.1)$$

– коефіцієнт підсилення струму:

$$\underline{K}_i = \frac{\underline{I}_{\text{ВИХ}}}{\underline{I}_{\text{ВХ}}} = K_i \cdot e^{j\varphi_i}; \quad (3.2)$$

– наскрізний коефіцієнт підсилення (коефіцієнт підсилення ЕРС):

$$\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{\text{ВИХ}}}{\underline{E}_\Gamma} = K_e \cdot e^{j\varphi_e}; \quad (3.3)$$

– коефіцієнт підсилення потужності, який дорівнює відношенню активних потужностей на виході і вході,

$$K_p = \frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (3.4)$$

Таким чином, функції $\underline{K}_u$, $\underline{K}_i$ і $\underline{K}_e$ є комплексними. Найбільш повно підсилювальні властивості підсилювача характеризує наскрізний коефіцієнт підсилення $\underline{K}_e$.

Підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення складається з декількох каскадів, як показано на рис. 3.3.

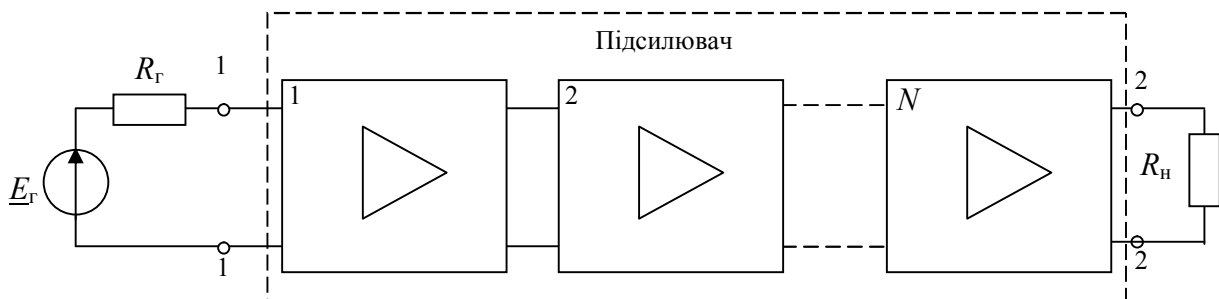


Рисунок 3.3 – Багатокаскадний підсилювач

Для багатокаскадних підсилювачів, що містять N каскадів, загальний коефіцієнт підсилення дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення каскадів

$$\underline{K}_u = \underline{K}_{u1} \cdot \underline{K}_{u2} \dots \underline{K}_{uN} = K_u \cdot e^{j\varphi_u}. \quad (3.5)$$

Звідси випливає, що модулі коефіцієнтів підсилення перемножуються, фази складаються:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \dots K_{uN}, \quad (3.6)$$

$$\varphi_u = \varphi_{u1} + \varphi_{u2} + \dots + \varphi_{uN}. \quad (3.7)$$

Модулі коефіцієнтів підсилення можна виразити в децибелах,

$$K_{u \text{ дБ}} = 20 \lg K_u, \quad (3.8)$$

тоді

$$K_{u \text{ дБ}} = \sum_{n=1}^N K_{un \text{ дБ}}. \quad (3.9)$$

Отже, у логарифмічних одиницях (дБ) коефіцієнти підсилення складаються. Коефіцієнт підсилення за потужністю в логарифмічних одиницях визначається за формулою

$$K_{p \text{ дБ}} = 10 \lg K_p. \quad (3.10)$$

Коефіцієнт корисної дії

Підсилювач споживає від джерела живлення потужність P_0 . Для оцінки ступеня корисного використання цієї потужності в підсилювачі вводять *коефіцієнт корисної дії* (ККД). Під *промисловим* (повним) ККД підсилювача розуміють відношення потужності сигналу $P_{\text{вих}}$, що віддається у навантаження, до сумарної потужності P_0 , яка споживана всіма колами підсилювача від усіх джерел живлення,

$$\eta_{\text{п}} = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0}. \quad (3.11)$$

Вхідний та вихідний опори підсилювача визначаються як відповідні опори чотиріполюсника

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad \underline{Z}_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вихXX}}}{I_{\text{вихКЗ}}}, \quad (3.12)$$

де $U_{\text{вихXX}}$ – вихідна напруга в режимі ненавантаженого стану («холостого ходу» – $R_{\text{н}} = \infty$); $I_{\text{вихКЗ}}$ – вихідний струм у режимі короткого замикання ($R_{\text{н}} = 0$).

Спотворення сигналу

Під спотвореннями розуміють зміну форми сигналу на виході підсилювача порівняно з формою сигналу на його вході. Будь-який підсилювач вносить спотворення в підсилюваний сигнал. В залежності від причин, які викликають зміну форми сигналу на виході підсилювача, розрізняють лінійні і нелінійні спотворення.

Лінійні спотворення зумовлені тим, що параметри електронних приладів (транзисторів, діодів, електронних ламп тощо), а також опори конденсаторів та індуктивностей, які використовують у підсилювачах, залежать від частоти. Лінійні спотворення оцінюються за амплітудно-частотною (АЧХ), фазочастотною (ФЧХ) та перехідною (ПХ) характеристиками підсилювача.

АЧХ підсилювача являє собою залежність модуля будь-якого коефіцієнта підсилення від частоти вхідного сигналу. На рис. 3.4 показано АЧХ підсилювача. Область частот, в якій K_e практично не залежить від частоти, називають *областю середніх частот*.

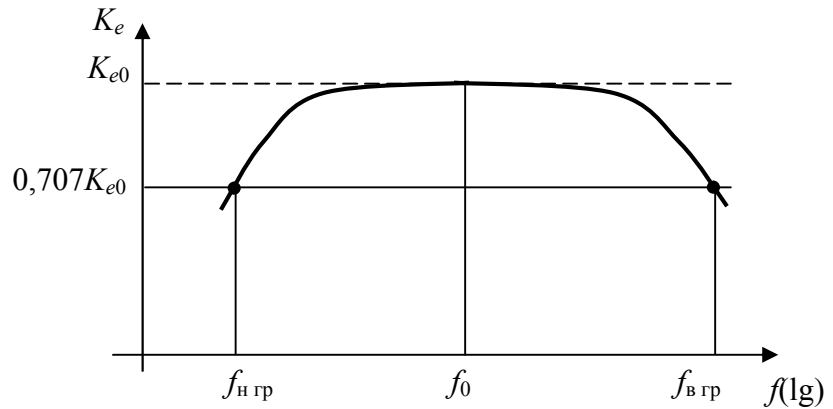


Рисунок 3.4 – АЧХ підсилювача

Ідеальна АЧХ, за якої не виникають частотні спотворення, зображена на рис. 3.4 пунктирною лінією. Вона являє собою пряму лінію, паралельну осі частот: $K_{e0} = \text{const}$, тобто не залежить від частоти. Реальна АЧХ підсилювача відрізняється від ідеальної. Цю відмінність можна охарактеризувати коефіцієнтом частотних спотворень на частоті f

$$M_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{K_{e0}}{K_e(f)}, \quad (3.13)$$

де K_{e0} – модуль коефіцієнта підсилення на середній частоті f_0 ; $K_e(f)$ – модуль коефіцієнта підсилення на заданій частоті f . Граничні частоти підсилювача $f_{\text{н гр}}$ та $f_{\text{в гр}}$ визначаються на рівні $K_{e0} / \sqrt{2} = 0,707 K_{e0}$. На цих частотах коефіцієнт частотних спотворень дорівнює

$$M_{\text{дБ}} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}. \quad (3.14)$$

Область частот, яка розміщена нижче частоти $f_{\text{н гр}}$, називають *областю нижніх частот*, вище частоти $f_{\text{в гр}}$ – *областю верхніх частот*. Смугою пропускання підсилювача називають область частот, у межах якої частотні спотворення не перевищують задані значення. Якщо задані значення $M_{\text{н дБ}} = 3 \text{ дБ}$ і $M_{\text{в дБ}} = 3 \text{ дБ}$, то смуга пропускання визначається областю частот від $f_{\text{н гр}}$ до $f_{\text{в гр}}$ (або записують так: $f_{\text{н гр}} \dots f_{\text{в гр}}$). В залежності від призначення підсилювача спотворення $M_{\text{н дБ}}$ і $M_{\text{в дБ}}$ можуть задаватися різної величини.

ФЧХ підсилювача являє собою залежність фази будь-якого коефіцієнта підсилення від частоти вхідного сигналу. На рис. 3.5 показано ФЧХ підсилювача, де φ_e – фазовий зсув між вихідною і е.р.с. джерела сигналу.

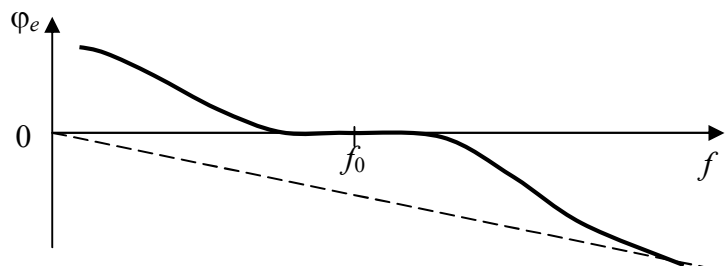


Рисунок 3.5 – ФЧХ підсилювача

Ідеальна ФЧХ являє собою пряму лінію, що виходить з початку координат, тобто фазовий зсув прямо

пропорційний частоті,

$$\varphi(\omega) = -t_3 \omega. \quad (3.15)$$

Ідеальна ФЧХ зображена на рис. 3.5 пунктирною лінією.

Лінійні спотворення підсилювачів імпульсних сигналів оцінюються за *перехідною характеристикою* як різниця реальної перехідної характеристики від ідеальної.

Нелінійні спотворення в підсилювачах виникають через нелінійність ВАХ елементів підсилювачів, у першу чергу підсилювальних елементів вихідних каскадів, тому що в них сигнал має максимальне значення. Через нелінійність ВАХ змінюється форма вихідного сигналу. Нелінійні спотворення оцінюють по-різному в залежності від призначення підсилювача.

Нелінійні спотворення підсилювачів гармонічних сигналів оцінюють *коефіцієнтом гармонік* при подачі на вхід одного гармонічного коливання (звичайно, частоти f_0)

$$k_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{\text{вих}2}^2 + U_{\text{вих}3}^2 + U_{\text{вих}4}^2 + \dots}}{U_{\text{вих}1}}, \quad (3.16)$$

де $U_{\text{вих}2}, U_{\text{вих}3}, U_{\text{вих}4}, \dots$ – діючі значення напруг вищих гармонік частоти сигналу; $U_{\text{вих}1}$ – діюче значення першої гармоніки на виході підсилювача. У високоякісних підсилювачах звукових частот має бути $k_{\Gamma} < 0,5 \%$.

Амплітудна характеристика і динамічний діапазон

Амплітудною характеристикою (АХ) підсилювача називають залежність амплітудного (або діючого) значення вихідної напруги від амплітудного (або діючого) значення вхідної напруги, якщо на вхід підсилювача надано гармонічне коливання незмінної частоти.

Частота вхідного сигналу звичайно обирається f_0 . Реальна АХ показана на рис. 3.6. На цьому ж рисунку пунктирною лінією показана *ідеальна амплітудна характеристика*. Вона являє собою пряму лінію, яка виходить з початку координат під кутом α' . Кут α' визначається коефіцієнтом підсилення напруги на частоті вхідного сигналу f_0

$$\text{tg} \alpha' = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = K_{u0}.$$

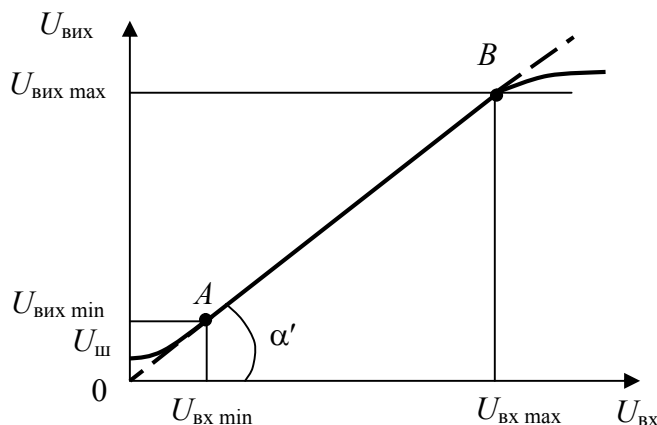


Рисунок 3.6 – Амплітудна характеристика підсилювача

Як впливає з рис. 3.6, реальна АХ збігається з ідеальною тільки на ділянці $A...B$, що відповідає значенням вхідної напруги $U_{\text{вх min}}...U_{\text{вх max}}$. При великих напругах нелінійність АХ зумовлена нелінійністю ВАХ елементів підсилювача, при цьому з'являються нелінійні спотворення вихідного сигналу. Вхідній напрузі $U_{\text{вх max}}$ відповідає вихідна напруга $U_{\text{вих max}}$, за якої забезпечується заданий коефіцієнт гармонік k_T .

Нелінійність АХ при малих вхідних напругах $U_{\text{вх}}$ пов'язана з наявністю в підсилювачі власних завад, в основному, шумів. Шуми можуть повністю забивати або сильно маскувати слабкий сигнал. Захищеність підсилювача від впливу шуму може оцінюватися різними показниками: відношенням сигнал/шум (с/ш), коефіцієнтом шуму, шумовою температурою або іншими показниками. Для нормальної роботи підсилювача мінімальна вихідна напруга $U_{\text{вих min}}$ повинна в декілька разів перевищувати напругу шуму $U_{\text{ш}}$. Перевищення визначається заданими шумовими показниками, наприклад, відношенням с/ш.

Динамічним діапазоном підсилювача $D_{\text{п дБ}}$ називають величину, що дорівнює

$$D_{\text{п дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}. \quad (3.17)$$

Динамічний діапазон є важливим технічним показником підсилювача. На даний час для кращих підсилювачів $D_{\text{п дБ}} = (80...100)$ дБ.

При роботі підсилювача е.р.с. джерела сигналу також змінюється від мінімального $E_{\text{с min}}$ до максимального $E_{\text{с max}}$ значень. Динамічним діапазоном сигналу $D_{\text{с дБ}}$ називають

$$D_{\text{с дБ}} = 20 \lg \frac{E_{\text{с max}}}{E_{\text{с min}}}. \quad (3.18)$$

Динамічний діапазон звучання симфонічного оркестру може досягати 100 дБ, художнього читання 40 дБ. Для підсилення сигналу з допустимими нелінійними спотвореннями і необхідною захищеністю від впливу шуму необхідно, щоб виконувалася умова: $D_{\text{п дБ}} \geq D_{\text{с дБ}}$. У тих випадках, коли це співвідношення не виконується, у підсилювачі використовують ручне або автоматичне регулювання підсилення.

3.1.2. Зворотний зв'язок у підсилювачах

Зворотним називається зв'язок, що забезпечує передачу енергії сигналу з вихідного кола підсилювача у вхідне. Він використовується для поліпшення технічних параметрів і характеристик підсилювача. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком (33) зображена на рис. 3.7.

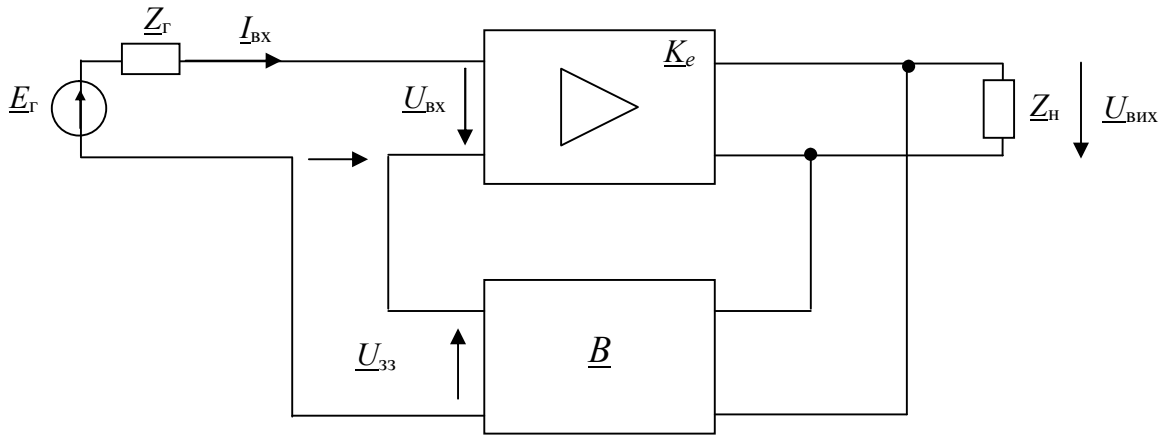


Рисунок 3.7 – Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

Передача сигналу з виходу на вхід підсилювача здійснюється за допомогою чотириполіусника B . Чотириполіусник $ЗЗ$ являє собою зовнішнє електричне коло, що складається з пасивних або активних, лінійних або нелінійних елементів. Якщо $ЗЗ$ охоплює весь підсилювач, то $ЗЗ$ називається *загальним*; якщо охоплює окремі каскади або частини підсилювача, називається *місцевим*. На рис. 3.7 показано структурну схему підсилювача із загальним $ЗЗ$.

У схемній реалізації підсилювача і кола $ЗЗ$ можливий варіант, коли зворотний зв'язок існує тільки для складової вихідного сигналу, що повільно змінюється. У цьому випадку кажуть, що існує $ЗЗ$ з *постійним струмом*. Якщо сигнал зворотного зв'язку визначається змінною складовою вихідного сигналу, то $ЗЗ$ уводиться за *змінним струмом*. Як правило, у підсилювачах є кола $ЗЗ$ і за постійним, і за змінним струмом. Зазвичай, розглядається $ЗЗ$ за змінним струмом, кола за постійним струмом розглядаються окремо.

Коефіцієнт передачі чотириполіусника $ЗЗ$ дорівнює

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{зз}}{\underline{U}_{вих}}. \quad (3.19)$$

Коефіцієнт B показує, яка частина вихідної напруги $U_{вих}$ передається знову на вхід. Тому цей коефіцієнт називають *коефіцієнтом зворотного зв'язку*. Найчастіше у колі $ЗЗ$ використовують пасивні чотириполіусники, тому $B < 1$.

Вплив зворотного зв'язку на параметри та характеристики підсилювача

Зворотний зв'язок впливає на всі параметри та характеристики підсилювача.

Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком $\underline{K}_{e\text{ }зз}$ визначається виразом

$$\underline{K}_{e\text{ }зз} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\underline{K}_e}, \quad (3.20)$$

де $\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{вих}}{\underline{E}_r}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку; $\underline{E}_r = E_r e^{j\varphi_r}$ – комплексне значення е.р.с. джерела сигналу;

$\underline{U}_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} e^{j\varphi_{\text{вих}}}$ – комплексне значення вихідної напруги без зворотного зв'язку;
 $\underline{K}_{e33} = \frac{U_{\text{вих } 33}}{E_{\Gamma}}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком.

Чотириполюсники $\underline{K}_e$ і $\underline{B}$ утворюють петлю 33. Добуток $\underline{B}\underline{K}_e$ характеризує коефіцієнт передачі сигналу по петлі 33, його називають *петльовим підсиленням*

$$\underline{B}\underline{K}_e = \frac{U_{33}}{E_{\Gamma}} = B \cdot K_e \cdot e^{j\varphi} = BK_e(\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (3.21)$$

де $\varphi = \varphi_e + \varphi_b$ – зсув фаз у петлі 33.

З виразу (3.20) знайдемо модуль коефіцієнта підсилення підсилювача із 33

$$K_{e33} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\underline{K}_e|} = \frac{K_e}{\gamma}, \quad (3.22)$$

величину

$$\gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| \quad (3.23)$$

називають *глибиною 33*.

З виразу (3.22) випливає, що при уведенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення підсилювача із 33 змінюється у γ разів.

Зворотний зв'язок називають *негативним*, якщо при уведенні 33 коефіцієнт підсилення зменшується, тобто $K_{e33} < K_e$. Зворотний зв'язок називають *позитивним*, якщо при уведенні 33 коефіцієнт підсилення збільшується, тобто $K_{e33} > K_e$. Якщо коефіцієнт підсилення при уведенні 33 не змінюється, такий зв'язок називають *нейтральним*.

Як випливає з формули (3.23), величина γ залежить від знака петльового підсилення $\underline{B}\underline{K}_e$, знак у свою чергу визначається зсувом фаз у петлі 33 $\varphi = \varphi_e + \varphi_b$. Вид 33 може змінюватися залежно від значень величин φ_e і φ_b . Значення зсуву фаз φ_e і φ_b змінюються при зміні частоти, тому вид 33 (негативний або позитивний) визначається в області середніх частот підсилюваного діапазону.

Якщо $\varphi = \pi$, то $\underline{B}\underline{K}_e$ – негативна дійсна величина (згідно з формулою 3.21), $\gamma = 1 + BK_e$ (згідно з формулою 3.23); глибина 33 більша одиниці, $K_{e33} < K_e$, отже, зв'язок *негативний*.

Якщо $\varphi = 0$, то $\underline{B}\underline{K}_e$ – позитивна дійсна величина; $\gamma = 1 - BK_e$ згідно з формулою (3.23), а глибина 33 менша одиниці, $K_{e33} > K_e$, отже, зв'язок *позитивний*.

Іншими словами, якщо сигнал зворотного зв'язку приходить у *протифазі* зі *вхідним сигналом* (з інверсією, $\varphi = \pi$), то такий зв'язок – *негативний* (НЗЗ). Якщо сигнал зворотного зв'язку приходить у *фазі* з *вхідним сигналом* ($\varphi = 0$), то такий зв'язок – *позитивний* (ПЗЗ).

Якщо глибина негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) $\gamma \gg 1$, то такий НЗЗ називають *глибоким*, для неї

$$K_{e_{33}} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}, \quad (3.24)$$

тобто коефіцієнт підсилення підсилювача з глибоким НЗЗ визначається тільки параметрами кола ЗЗ.

У багатокаскадних підсилювачах фазові зсуви φ_e можуть призвести до того, що у смузі пропускання та за її межами зв'язок стане позитивним.

У підсилювачах для поліпшення якісних показників та характеристик використовується негативний ЗЗ (НЗЗ):

1) НЗЗ зменшує частотні й фазові спотворення, розширює смугу пропускання при малих фазових зсувах у петлі ЗЗ φ ;

2) НЗЗ зменшує коефіцієнт гармонік;

3) НЗЗ зменшує нестабільність коефіцієнта підсилення;

4) НЗЗ змінює вхідний та вихідний опори в залежності від способу введення та зняття сигналу НЗЗ. Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір, паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір. НЗЗ за струмом збільшує вихідний опір, НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір.

Позитивний ЗЗ (ПЗЗ) протилежно впливає на параметри та характеристики підсилювача, тобто їх погіршує. ПЗЗ використовується у спеціальних схемах, наприклад, для реалізації активних двополюсників з еквівалентним від'ємним опором або еквівалентною негативною провідністю, а також у схемах автогенераторів.

Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком

Негативний ЗЗ у підсилювачах широко використовується для поліпшення їх показників. Однак ЗЗ, здійснюваний у середині робочого діапазону як негативний, може виявитися позитивним на краях діапазону або за його межами через фазові зсуви, що вносяться підсилювачем і колом ЗЗ. У цьому випадку можуть виникнути умови, за яких на виході підсилювача з'явиться напруга у відсутності напруги на вході. Виникнення власних коливань у підсилювачі називається *самозбудженням* або *генерацією*.

Якщо коефіцієнт петльового підсилення буде дорівнювати одиниці

$BK_e = 1$, знаменник виразу (3.22) буде дорівнювати нулю, а коефіцієнт підсилення підсилювача із ЗЗ збільшується до нескінченності. Умова (3.23) є умовою *самозбудження* підсилювача із ЗЗ. З умови (3.23) випливають дві умови $BK_e = 1$ для модуля й фази петльового підсилення:

1) умова амплітуд

$$BK_e = 1;$$

2) умова фаз

$$\varphi = 0, 2\pi, \dots, n \cdot 2\pi \quad (n = 0, 1, \dots). \quad (3.25)$$

Умова фаз означає, що для самозбудження підсилювача зворотний зв'язок повинен бути *позитивним*.

При виконанні на будь-якій частоті умов амплітуд і фаз у підсилювачі виникнуть коливання, які не залежать від наявності сигналу на його вході. Поява цих коливань зумовлена тим, що енергія з виходу, яка надходить по колу ЗЗ на вхід, компенсує втрати сигналу у колі підсилювача. У цьому випадку в підсилювачі встановлюються стаціонарні автоколивання за будь-якого, навіть незначного впливу (наприклад, від флуктуацій теплового шуму джерела сигналу, шумів підсилювальних елементів, флуктуацій напруги джерела живлення тощо). Власні коливання у підсилювачі або значно спотворюють корисний сигнал, або однозначно погіршують технічні показники підсилювача, або (найчастіше) просто пригамовують корисний сигнал. Тому виникнення генерації (автоколивань) у підсилювачі неприпустиме. Забезпечення стійкості підсилювача є одним із найважливіших завдань при розробці та експлуатації підсилювачів зі зворотним зв'язком.

3.1.3. Режими роботи підсилювального елемента у схемі

Режим роботи підсилювального елемента визначається положенням робочої точки O на наскрізній динамічній характеристиці підсилювального елемента. Робоча точка O (точка спокою) визначає величину струмів і напруг на виводах підсилювального елемента за відсутності вхідного сигналу.

Наскрізною динамічною характеристикою називають залежність вихідного струму $i_{\text{вих}}$ підсилювального елемента (ПЕ) від е.р.с. джерела сигналу e_{Γ} : $i_{\text{вих}}(e_{\Gamma})$, де $e_{\Gamma} = i_{\text{вх}}R_{\Gamma} + U_{\text{вх}}$. Для побудови цієї характеристики використовують статичні ВАХ підсилювального елемента і навантажувальну пряму. Наскрізна динамічна характеристика дозволяє врахувати нелінійності як вхідного, так і вихідного кіл ПЕ.

Якщо підсилювальним елементом є *біполярний транзистор*, то наскрізна динамічна характеристика для схеми з СЕ являє собою залежність $i_{\kappa}(e_{\Gamma})$, де $e_{\Gamma} = i_{\text{б}}R_{\Gamma} + u_{\text{бс}}$.

Підсилювальні елементи можуть працювати в різних режимах, які відрізняються один від одного тим, що струм у вихідному колі ПЕ може протікати протягом різної частини періоду сигналу, що діє на його вході. *Розрізняють такі основні режими роботи підсилювальних елементів: А, В, С, D.*

Режим А. У режимі A робоча точка O ($I_{\text{вих}0}$) вибирається на прямолінійній ділянці наскрізної динамічної характеристики таким чином, щоб вхідний сигнал знаходився у межах прямолінійної ділянки (рис. 3.8).

Як впливає з рис. 3.8, в режимі A вихідний струм $i_{\text{вих}}$ існує протягом усього періоду підсилювального сигналу e_{Γ} і практично повторює форму вхідного сигналу. Нелінійні спотворення вихідного сигналу виходять мінімальними.

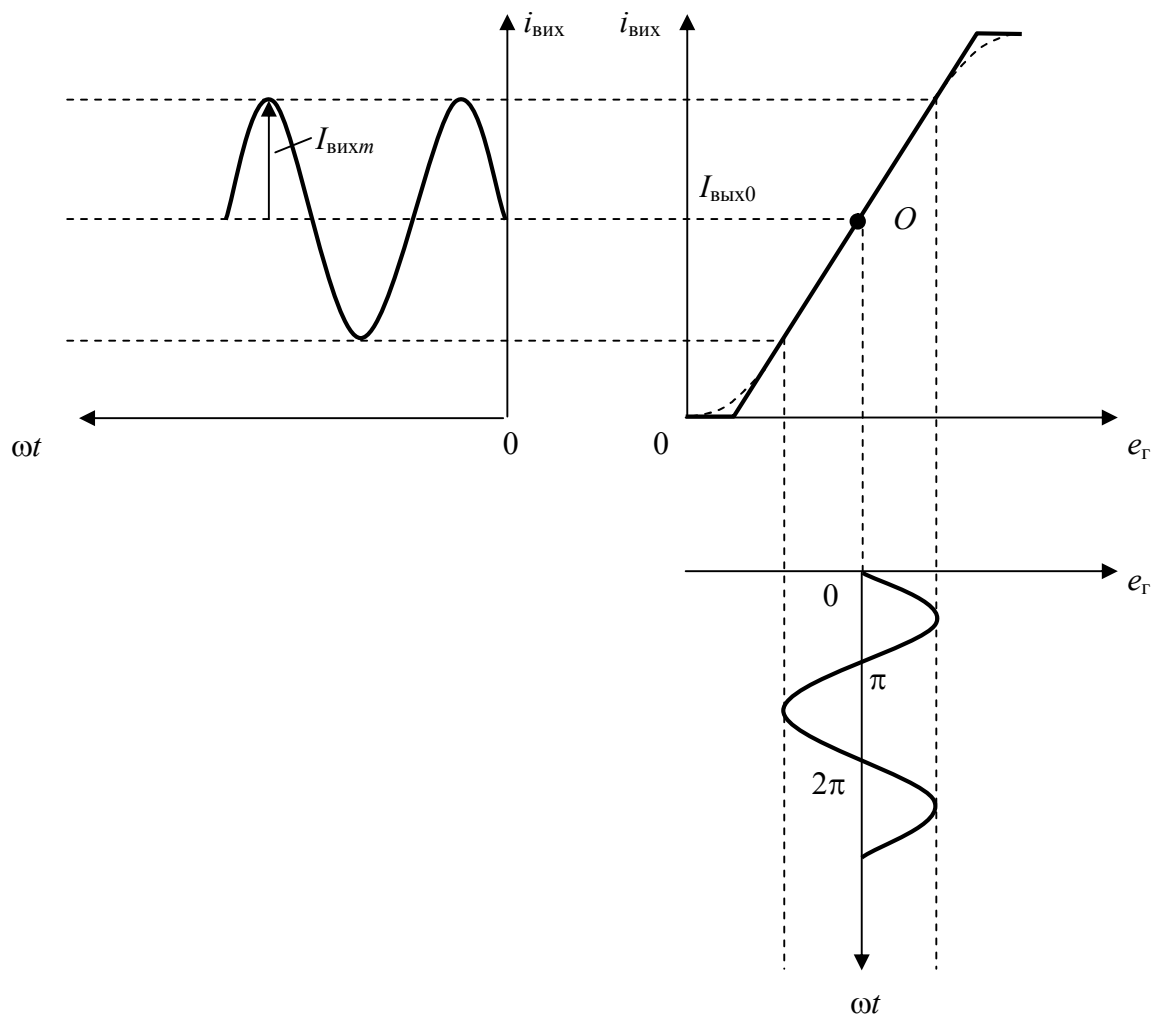


Рисунок 3.8 – Діаграма роботи транзистора в режимі А

При цьому середнє значення вихідного струму дорівнює $I_{\text{вих сер}} \approx I_{\text{вих0}}$, воно більше амплітуди змінної складової $I_{\text{вих0}} > I_{\text{вих m}}$. Тому ККД каскаду в режимі А виходить невеликим: максимальний ККД у резисторних підсилювачах не перевищує 25%, у трансформаторних – 50%, реальний ККД значно менший.

Суттєвою перевагою режиму А є малі нелінійні спотворення сигналу. Через зазначені властивості режим А використовується в підсилювачах попереднього підсилення, а також у вихідних підсилювачах невеликої потужності.

Режим В. При роботі транзистора в режимі В його вихідний струм існує протягом половини періоду підсилювального сигналу, протягом іншої половини періоду струм дорівнює нулю, тобто підсилювач працює з відсіканням струму. Однак таке визначення режиму В справедливе тільки для ідеалізованого випадку, коли наскрізну динамічну характеристику апроксимують лінійно-ламанною прямою. За такої ідеалізації струм спокою $I_{\text{вих0}}$ у режимі В дорівнює нулю, проте в реальному випадку струм має мале кінцеве значення. На рис. 3.9, що ілюструє роботу транзистора в режимі В, безперервною лінією показана ідеальна наскрізна характеристика, штриховою – реальна.

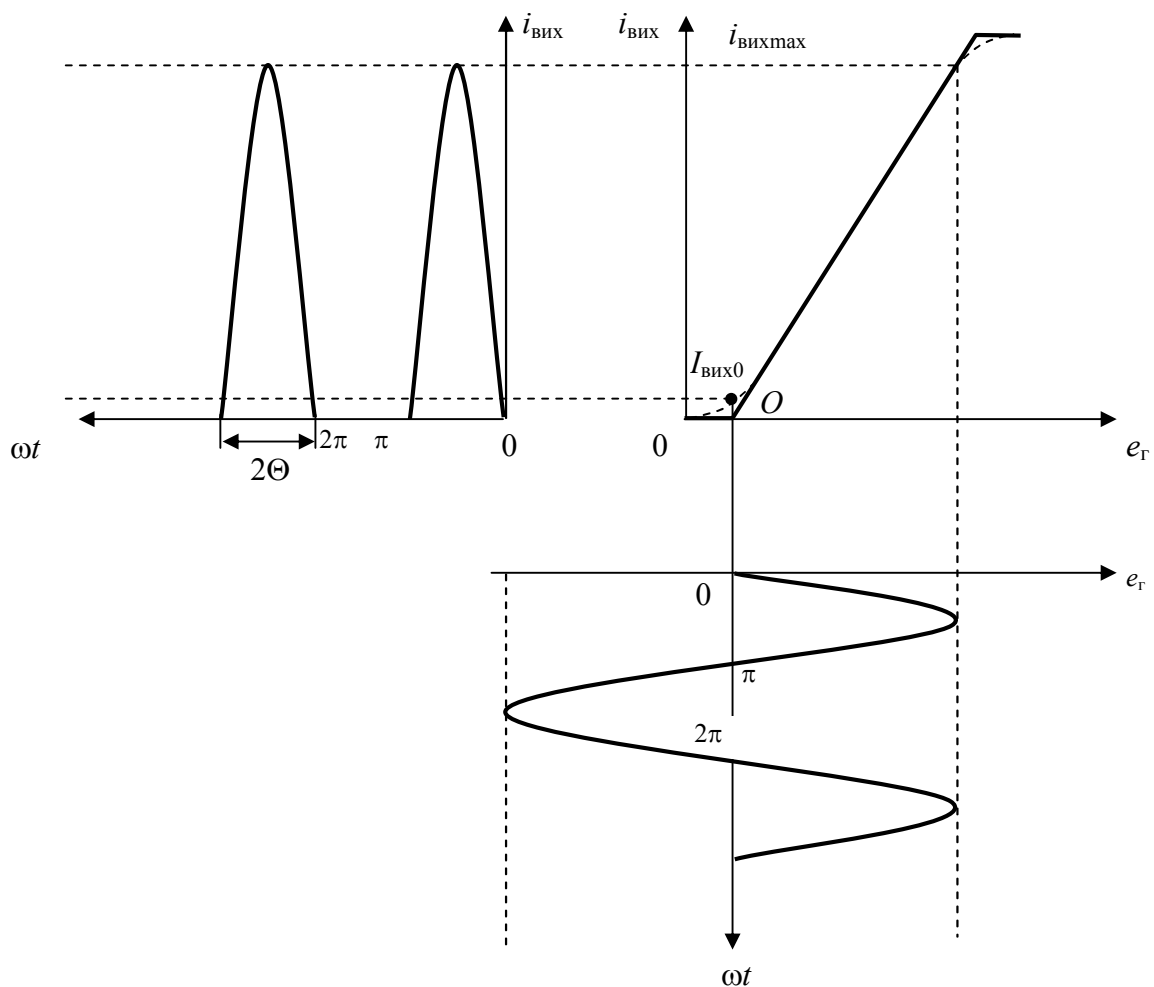


Рисунок 3.9 – Діаграма роботи транзистора в режимі *B*

При роботі транзистора з відсіканням вихідного струму вводять поняття *кута відсікання* Θ . *Кутом відсікання називають половину тієї частини періоду, протягом якої існує вихідний струм*. Вимірюється кут відсікання в радіанах або в градусах. Як впливає з діаграми рис. 3.9 у режимі *B*, в ідеалізованому випадку $\Theta = \frac{\pi}{2}$, в реальному $\Theta > \frac{\pi}{2}$. У режимі *A* кут відсікання $\Theta = \pi$, тому що струм протікає протягом усього періоду вхідного сигналу.

Одною з головних переваг режиму *B* є більший ККД: максимальне значення для реальних схем дорівнює $\eta_b = 0,6$; для ідеалізованого випадку – $\eta_b = 0,785$, тому що за відсутності сигналу в ідеалізованому випадку струм від джерела живлення не споживається ($I_{\text{вих сер}} = 0$). У реальній схемі споживається слабкий струм $I_{\text{вих0}}$. При тривалій роботі підсилювача в режимі *B* витрата енергії джерела живлення виявляється значно меншою, ніж при роботі в режимі *A*.

Суттєвим недоліком режиму *B* є високий рівень вищих гармонічних складових. Для підсилення гармонічних сигналів режим *B* можна використовувати тільки у двотактовому вихідному підсилювачі. У двотактовому підсилювачі одне плече працює протягом позитивного півперіоду сигналу, а інше

– протягом негативного. У навантаженні обидва сигнали складаються, утворюючи повний сигнал.

В ідеальному двотактовому підсилювачі (при повній симетрії схеми) парні гармоніки вихідного сигналу компенсуються, що призводить до зменшення його нелінійних спотворень. Якщо у схемі існує несиметрія, нелінійні спотворення зростають. Через нелінійності реальної наскрізної характеристики (пунктирна лінія) нелінійні спотворення великі при малому рівні сигналу: у вихідному сигналі з'являється так звана «сходінка узгодження» (рис. 3.10).

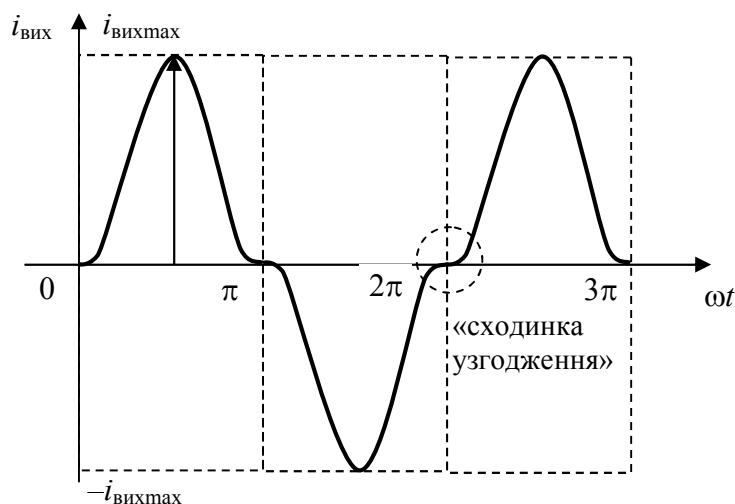


Рисунок 3.10 – Спотворений вихідний сигнал у двотактовому каскаді в режимі *B* (при малому рівні сигналу)

Для зменшення «сходінки узгодження» необхідно збільшувати значення струму $I_{\text{вих}0}$, що призводить до зменшення ККД двотактового підсилювача. Такий режим називають *AB*.

Режим C. Кут відсікання вихідного струму транзистора, що працює в режимі *C*, менший $\pi/2$, що забезпечується вибором робочої точки *O* на осі абсцис лівіше точки перетину з нею ідеальної наскрізної характеристики (рис. 3.11). Характерним для режиму *C* є те, що за відсутності сигналу, а також при малому його рівні, вихідний струм дорівнює нулю.

Перевагою режиму *C* порівняно з режимами *A* і *B* є більш висока економічність. Але нелінійні спотворення сигналу в підсилювачах, що працюють у режимі *C*, значно більші. Через високий ККД режим *C* використовується у потужних підсилювачах, навантаженням яких є вибіркові кола, що здійснюють ефективне придушення вищих гармонік.

Режим D. Одним з недоліків режимів *A*, *B* і *C* є зменшення ККД при зменшенні амплітуди підсилюваного сигналу. Тому зміна в широких межах амплітуди сигналу призводить до зниження середнього ККД порівняно з його максимально можливим значенням. Цей недолік усунуто у підсилювачах з режимом *D*. У підсилювачах з режимом *D* транзистор працює у ключовому режимі, тобто знаходиться або у закритому, або у відкритому стані. Якщо підсилювальним елементом служить біполярний транзистор (БТ), то закритий стан БТ відповідає режиму відсікання, а відкритий – режиму насичення.

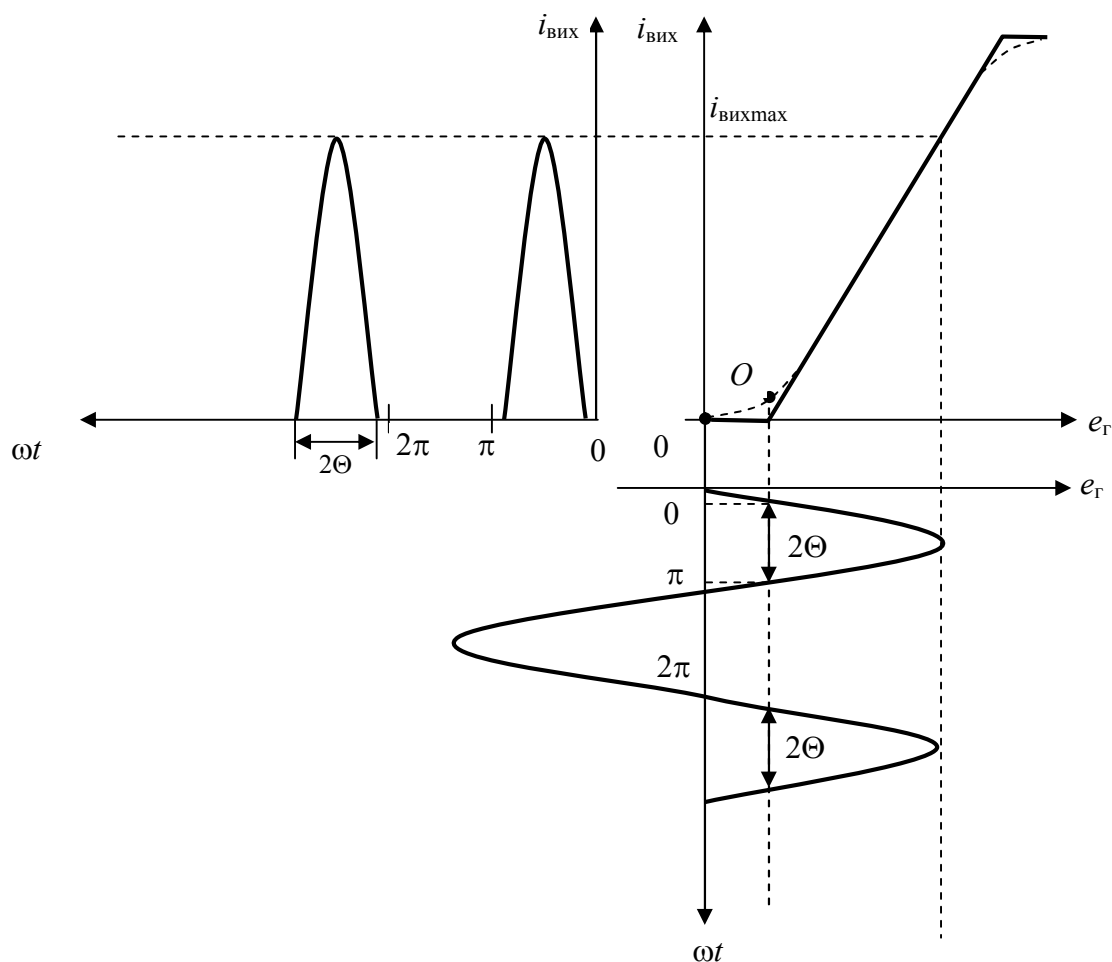


Рисунок 3.11 – Діаграма роботи транзистора в режимі *C*

У режимі відсікання вихідний струм транзистора у схемі зі СЕ $i_{\text{вих}} = i_{\text{к}} = I_{\text{кб0}}(1 + h_{21\text{е}})$ мінімальний, а вихідна напруга $u_{\text{вих}} = u_{\text{ке}} \approx E_{\text{ж}}$ близька до максимальної. У режимі насичення вихідний струм у схемі з СЕ $i_{\text{вих}} = I_{\text{к нас}}$ максимальний, вихідна напруга мінімальна $u_{\text{вих}} = U_{\text{ке нас}}$. При ключовому режимі втрати енергії малі, що дає можливість реалізувати ККД підсилювача, близького до одиниці. Режим *D* широко використовується в імпульсних пристроях та цифровій техніці.

3.1.4. Кола живлення підсилювачів на біполярних транзисторах

Для роботи біполярного транзистора в підсилювачах необхідно увести кола живлення. Кола живлення забезпечують необхідний режим роботи транзистора, який визначається положенням точки спокою, як показано на рис. 3.9, 3.10, 3.11. Струми і напруги спокою БТ встановлюються подачею відповідних постійних напруг і струмів від джерела живлення. Під каскадом розуміють схему, в якій використовується, як правило, один біполярний транзистор (один підсилювальний елемент) або його еквівалент, як, наприклад, у разі використання складених транзисторів або каскодних схем.

Живлення кіл колекторів у підсилювачах на біполярних транзисторах зазвичай здійснюється від спільного джерела живлення, до якого паралельно підключаються живлячі кола (рис. 3.11).

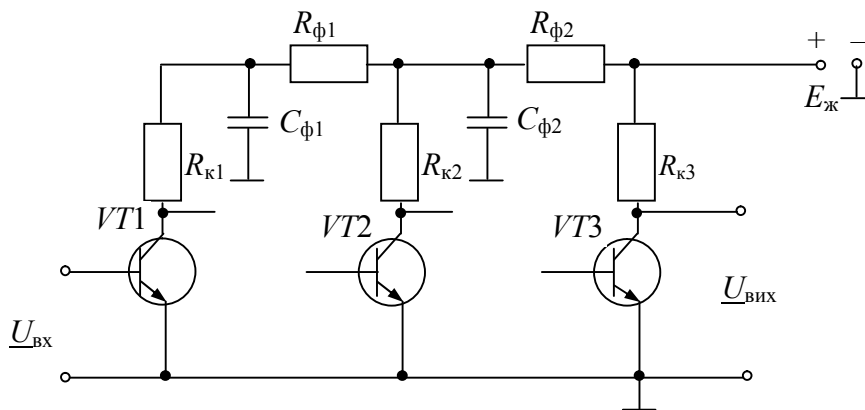


Рисунок 3.12 – Кола живлення колекторів від спільного джерела

При підключенні до одного джерела живлення колекторних кіл кількох каскадів змінна складова колекторного струму кожного з них створює змінну складову напруги на клеммах джерела живлення. Ця змінна складова напруги на клеммах $E_{\text{ж}}$ потім потрапляє на входи каскадів. Це призводить до виникнення паразитного міжкаскадного зв'язку через джерело живлення $E_{\text{ж}}$, яке спотворює характеристики підсилювача, а іноді викликає його самозбудження. Для послаблення цього зв'язку у колекторні кола включають розв'язувальні фільтри $C_{\text{ф1}}R_{\text{ф1}}$, $C_{\text{ф2}}R_{\text{ф2}}$, як показано на рис. 3.12. Фільтри послаблюють змінну складову напруги при передаванні її від джерела живлення до колекторних кіл каскадів. Останній каскад зазвичай не має розв'язувального фільтра, тому що потребує найбільшої напруги живлення.

Для встановлення необхідного режиму роботи на базу транзистора подають напругу зміщення, яка задає положення робочої точки O (рис. 3.8, 3.9). Це зміщення бажано отримати від джерела колекторної напруги $E_{\text{ж}}$, тому що при цьому для живлення всього підсилювача буде потрібно тільки одне джерело.

На рис. 3.13 показані найпростіші схеми подачі зміщення у коло бази біполярного транзистора. В обох підсилювачах транзистор працює в режимі A (рис. 3.8), тобто в режимі спокою (за відсутності вхідного сигналу) в транзисторі протікають постійні складові струму колектора $I_{\text{к0}}$, струму бази $I_{\text{б0}}$ і струму емітера $I_{\text{е0}} = I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}}$. Оскільки зазвичай $I_{\text{к0}} \gg I_{\text{б0}}$, то можна вважати, що струм $I_{\text{е0}} \approx I_{\text{к0}}$. На виводах транзистора утворюються постійні напруги $U_{\text{ке0}}$ і $U_{\text{бе0}}$ (стрілки, як прийнято, спрямовані від плюса до мінуса). Розділювальні конденсатори $C_{\text{р1}}$ і $C_{\text{р2}}$ розділяють джерело сигналу, підсилювальний каскад і навантаження за постійним струмом. Значення ємностей розділювальних конденсаторів вибирають великими, щоб їх опори для нижньої частоти підсилювального діапазону були невеликими.

Схема подавання зміщення фіксованим струмом бази (рис. 3.13,а).

Розглянемо кола протікання постійних струмів і згідно з другим законом Кірхгофа складемо рівняння для цих кіл.

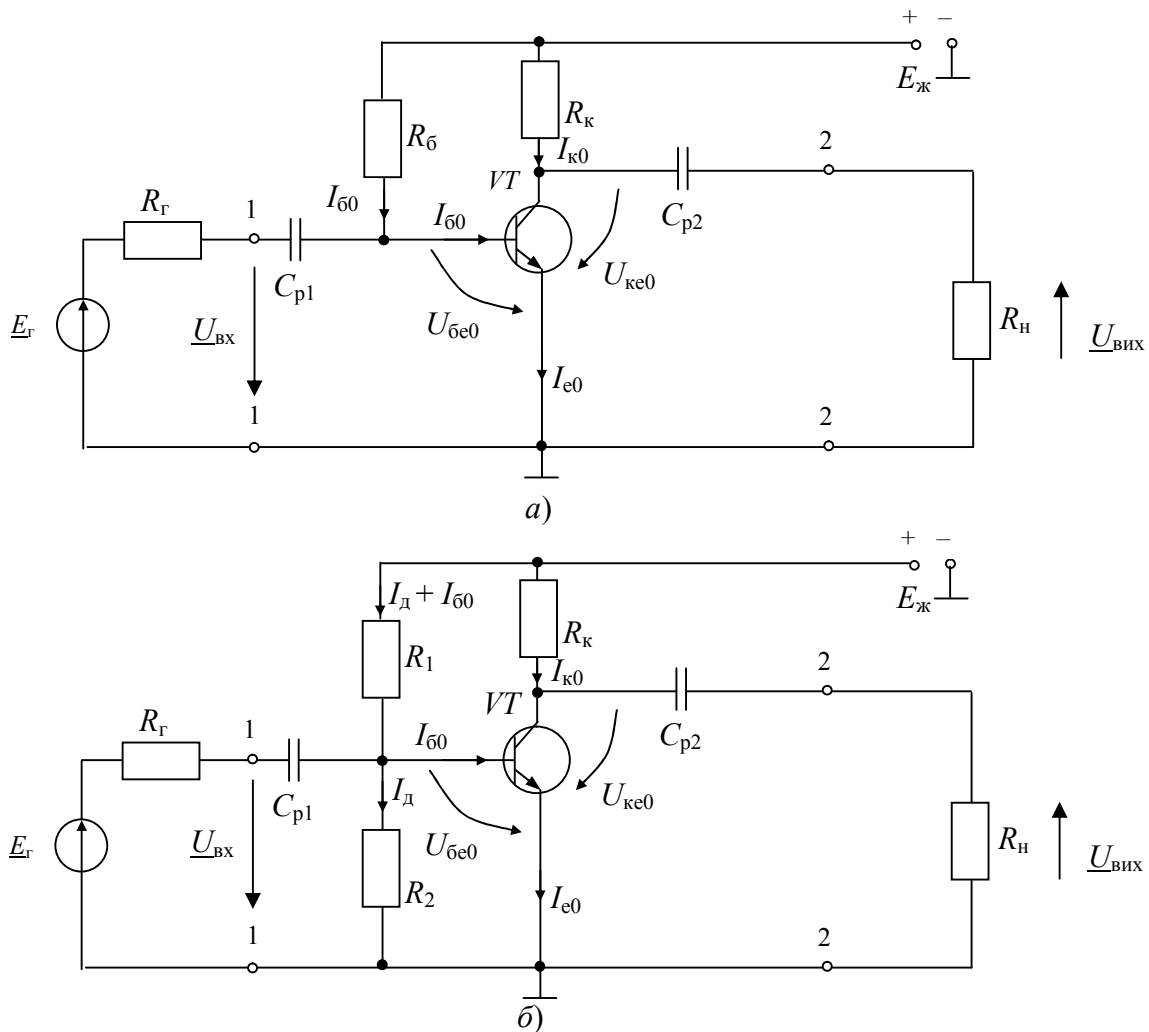


Рисунок 3.13 – Найпростіші схеми подачі зміщення у коло бази біполярного транзистора: а) фіксованим струмом бази; б) фіксованою напругою база–емітер

Струм бази $I_{\text{б}0}$ протікає від плюса джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через опір $R_{\text{б}}$, через перехід база–емітер і на спільний провід (корпус, мінус $E_{\text{ж}}$). Запишемо рівняння для кіл базового струму

$$E_{\text{ж}} = I_{\text{б}0}R_{\text{б}} + U_{\text{б}е0}. \quad (3.26)$$

З рівняння (3.26) знайдемо струм зміщення $I_{\text{б}0}$

$$I_{\text{б}0} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{б}е0}}{R_{\text{б}}} \approx \frac{E_{\text{ж}}}{R_{\text{б}}}, \quad (3.27)$$

тому що зазвичай виконується нерівність $E_{\text{ж}} \gg U_{\text{б}е0}$.

З формули (3.27) випливає, що струм зміщення $I_{\text{б}0}$ практично не залежить від параметрів транзистора, має фіксоване значення, яке визначається лише напругою джерела живлення $E_{\text{ж}}$ і опором $R_{\text{б}}$. Значення $I_{\text{б}0}$ і $U_{\text{б}е0}$ задані режимом роботи транзистора (робоча точка O), тому для забезпечення заданого режиму необхідно визначити значення опору $R_{\text{б}}$

$$R_{\text{б}} = \frac{E_{\text{ж}}}{I_{\text{б}0}}. \quad (3.28)$$

Струм колектора протікає від плюса джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через опір $R_{\text{к}}$, через перехід колектор–емітер і на корпус. Запишемо рівняння для кола колек-

торного струму

$$E_{\text{ж}} = I_{\text{к0}} R_{\text{к}} + U_{\text{ке0}}. \quad (3.29)$$

Значення $I_{\text{к0}}$ і $U_{\text{ке0}}$ задані режимом роботи, тоді опір $R_{\text{к}}$ дорівнюватиме

$$R_{\text{к}} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{ке0}}}{I_{\text{к0}}}. \quad (3.30)$$

Схема подачі зміщення фіксованою напругою база–емітер (рис. 3.13,б).

У схемі рис. 3.13,б необхідна напруга зміщення $U_{\text{бе0}}$ забезпечується за допомогою подільника напруги R_1 і R_2 у колі бази. Розглянемо кола протікання постійних струмів у цій схемі. Струм подільника $I_{\text{д}}$ протікає від плюса джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через опори R_1 і R_2 на корпус. Струм бази $I_{\text{б0}}$ протікає від плюса $E_{\text{ж}}$ через опір R_1 , перехід база–емітер і на корпус. Для цих двох кіл складемо рівняння:

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}) R_1 + I_{\text{д}} R_2, \quad (3.31)$$

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}) R_1 + U_{\text{бе0}}. \quad (3.32)$$

Напруга зсуву

$$U_{\text{бе0}} = I_{\text{д}} R_2,$$

струм подільника знайдемо з рівняння (3.28)

$$I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{ж}} - I_{\text{б0}} R_1}{R_1 + R_2}.$$

Якщо вибрати $I_{\text{д}} \gg I_{\text{б0}}$, то відповідно до рівняння (3.31) $I_{\text{д}} \approx \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}$, а напруга зміщення

$$U_{\text{бе0}} = E_{\text{п}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (3.33)$$

тобто напруга зсуву $U_{\text{бе0}}$ має фіксоване значення, яке визначається лише напругою джерела живлення $E_{\text{ж}}$ й опорами подільника R_1 і R_2 .

Для колекторного струму $I_{\text{к0}}$ коло протікання аналогічне схемі рис. 3.13, а, рівняння колекторного кола – формулі (3.29).

3.1.5. Резисторні підсилювачі на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації режиму

На рис. 3.14 показано принципові схеми резисторних підсилювачів на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації режиму: на рис. 3.14, а – схема зі спільним емітером; на рис. 3.14,б – схема зі спільною базою; на рис. 3.13,в – схема зі спільним колектором (емітерний повторювач).

В усіх схемах рис. 3.14 використовуються однакові кола живлення колекторного кола і подачі зміщення у коло бази від спільного джерела живлення $E_{\text{ж}}$. Підсилювачі працюють в режимі А. Для подачі зміщення використовується резистивний подільник R_1 , R_2 . Для стабілізації режиму у коло емітера включений резистор $R_{\text{е}}$, падіння напруги на якому дорівнює

$$U_{R_{\text{е}}} = I_{\text{е0}} R_{\text{е}} \approx I_{\text{к0}} R_{\text{е}}, \quad (3.34)$$

тобто прямо пропорційне постійній складовій струму колектора $I_{\text{к0}}$. Напруга зсуву в цих схемах дорівнює

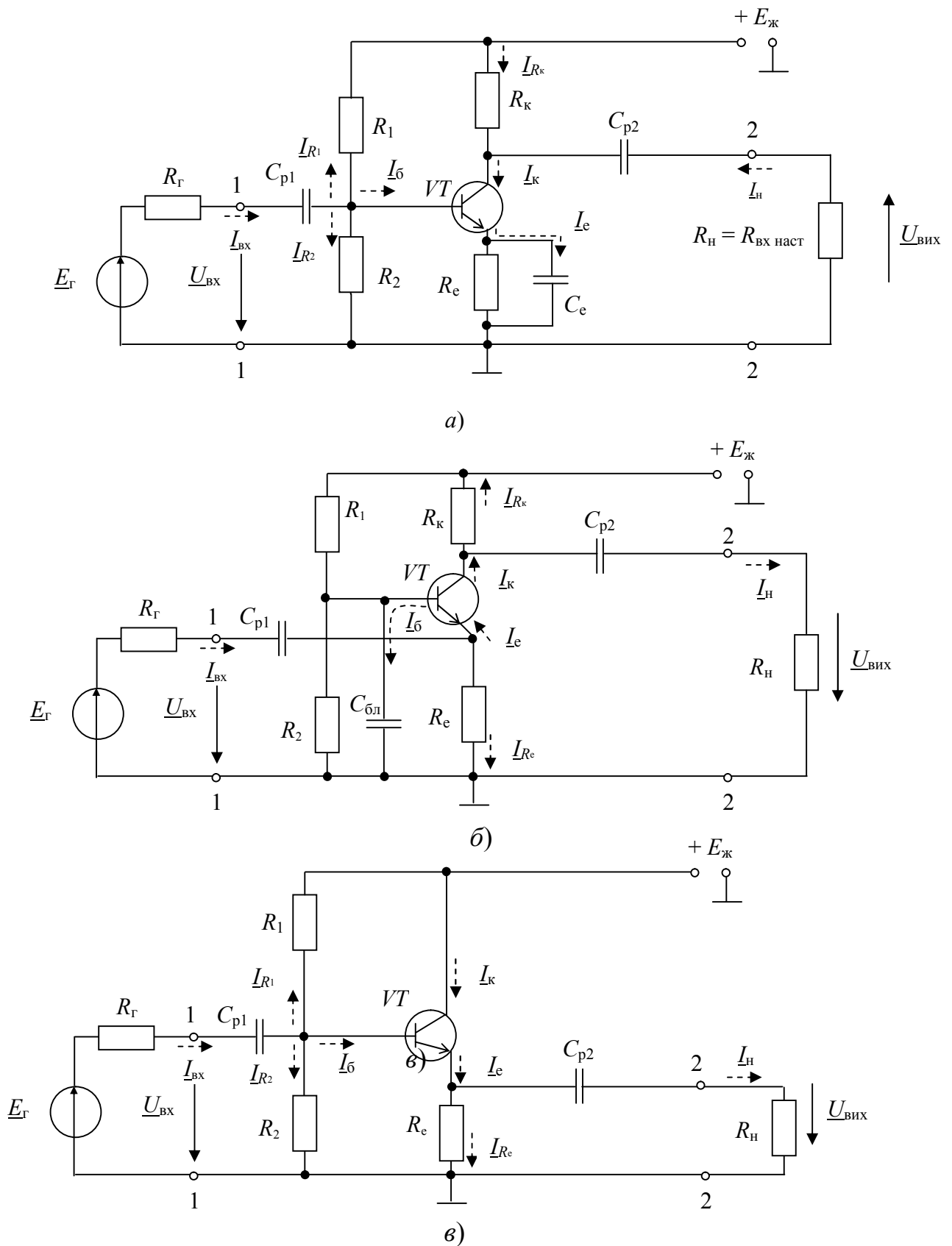


Рисунок 3.14 – Резисторні підсилювачі на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації режиму: а) зі спільним емітером; б) зі спільною базою; в) зі спільним колектором (емітерний повторювач)

$$U_{\text{бэ0}} = I_{\text{д}} R_2 - U_{R_3} = I_{\text{д}} R_2 - I_{\text{к0}} R_{\text{е}}, \quad (3.35)$$

де струм подільника $I_{\text{д}}$ дорівнює $I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}$.

При збільшенні температури струм колектора $I_{\text{к0}}$ збільшується. Як впливає з формули (3.34) напруга зміщення $U_{\text{бэ0}}$ при цьому зменшується, зменшується також струм зміщення $I_{\text{б0}}$. Тому що струм колектора дорівнює $I_{\text{к0}} = h_{21\text{е}} I_{\text{б0}}$, тобто прямо пропорційний струму бази $I_{\text{б0}}$, то струм колектора $I_{\text{к0}}$ також зменшується. Такий негативний зворотний зв'язок за постійним струмом призводить до стабілізації струму $I_{\text{к0}}$, при цьому стабілізується і напруга $U_{\text{кэ0}}$. Отже, стабілізується положення робочої точки (точки спокою O) на вихідних характеристиках.

Шляхи протікання змінних струмів у схемах рис. 3.14 показані пунктирними лініями. Напрямки цих струмів задає полярність джерела сигналу $E_{\text{г}}$ і рівняння, що зв'язує струми транзистора $I_{\text{е}} = I_{\text{к}} + I_{\text{б}}$. Змінні струми і напруги у загальному випадку є комплексними величинами.

У схемах використані розділювальні конденсатори $C_{\text{р1}}$ і $C_{\text{р2}}$, які розділяють каскад, джерело сигналу і навантаження за постійним струмом. Ці конденсатори повинні пропускати змінні струми навіть найнижчої частоти підсилювального діапазону, тому значення ємностей цих конденсаторів вибирають великими.

У схемі з *СЕ* (рис. 3.14,а) емітер з'єднаний з корпусом за змінним струмом через блокувальний конденсатор $C_{\text{е}}$ великої ємності і є спільною точкою за змінним струмом між входом і виходом підсилювального каскаду. Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ подається на базу, вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ знімається з колектора, як показано на рис. 3.14,а.

У схемі з *СБ* (рис. 3.14,б) база з'єднана з корпусом за змінним струмом через блокувальний конденсатор $C_{\text{бл}}$ великої ємності і є спільною точкою за змінним струмом між входом і виходом каскаду.

Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ подається на емітер, вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ знімається з колектора, як показано на рис. 3.14,б.

Тому що у схемі з *СБ* вхідним струмом є струм емітера $I_{\text{е}}$, а вихідним – струм колектора $I_{\text{к}}$, то коефіцієнт підсилення струму схеми з *СБ*

$K_i \approx h_{21\text{б}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{е}}} \approx \alpha$ менший одиниці. Отже, схема з *СБ* не підсилює струм, але підсилює напругу.

У схемі з *СК* (рис. 3.14,в) колектор з'єднаний з корпусом за змінним струмом через низькоомне джерело живлення $E_{\text{ж}}$, і є спільною точкою за змінним струмом між входом і виходом каскаду. Вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ подається на базу, вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ знімається з емітера, як показано на рис. 3.14,в. Як впливає з рис. 3.13,в, у схемі з *СК* вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ дорівнює сумі напруг

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}} + U_{\text{вих}},$$

тобто вхідна напруга більша вихідної. Тому коефіцієнт підсилення напруги

схеми з СК $K_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}$ менший одиниці. Отже, схема з СК не підсилює напругу, але підсилює струм $K_i \approx \frac{I_c}{I_b} = 1 + h_{21e}$.

3.1.6. Двотактові вихідні підсилювачі на біполярних транзисторах

Двотактними називають підсилювачі, що містять два (або дві групи) біполярних транзистори, що працюють на спільне навантаження, вихідні струми яких зміщені на π . Кожен БТ з відповідними колами утворює плече двотактного підсилювача. Зазвичай кажуть, що плечі працюють у протифазі. Двотактові підсилювачі дозволяють використовувати режим B і забезпечити необхідну потужність у навантаженні при високому ККД і допустимих нелінійних спотвореннях.

Трансформаторний двотактовий вихідний підсилювач

Принципову схему двотактного трансформаторного підсилювача зі спільним емітером показано на рис. 3.15.

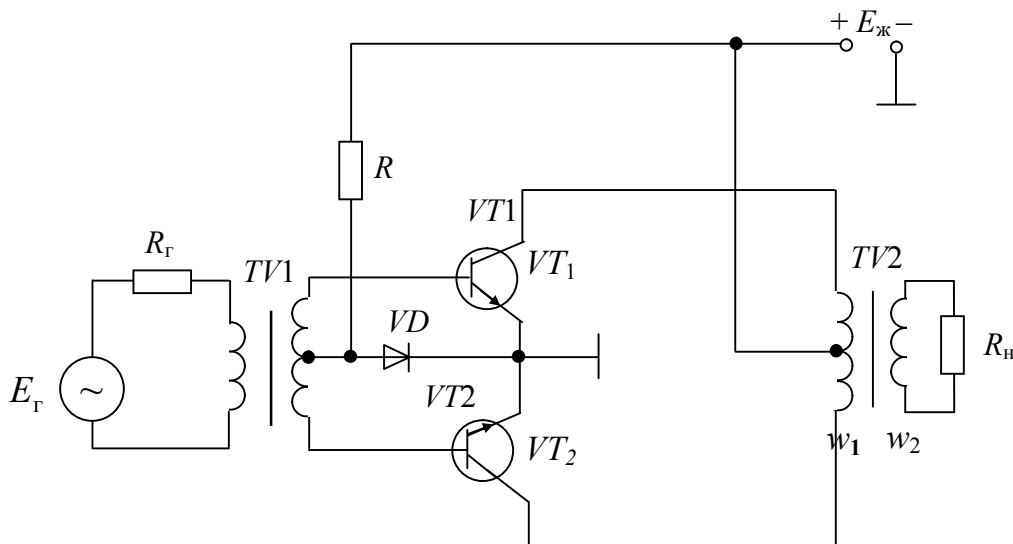


Рисунок 3.15 – Двотактовий трансформаторний підсилювач зі спільним емітером

Схема повинна бути симетричною, у цьому випадку суттєво зменшуються нелінійні спотворення підсилювача. У схемі використано два трансформатори: вхідний $TV1$ і вихідний $TV2$. Вхідний трансформатор дозволяє отримати на транзисторах $VT1$ і $VT2$ вхідні напруги, зміщені за фазою на π , тобто попередній каскад *фазоінверсний*. Вихідний трансформатор дозволяє створити транзисторам оптимальний опір навантаження колектора змінному струму кожного плеча $R_{н-пл}$ при заданому опорі навантаження підсилювача R_n . За допомогою резистора R і діода VD подається напруга зміщення, за якої відсутня "сходінка узгодження". Крім того, діод VD служить елементом температурної компенсації для стабілізації точки спокою транзисторів $VT1$ і $VT2$. Отже,

підсилювач працює у режимі AB , що також дозволяє зменшити його нелінійні спотворення.

У схемі транзистори $VT1$ і $VT2$ працюють по черзі. Якщо на базу транзистора $VT1$ подається позитивна напівхвиля вхідної синусоїдальної напруги, то на базу транзистора $VT2$ у цей момент подається напруга у протифазі – негативна напівхвиля. У результаті транзистор $VT1$ відкривається, транзистор $VT2$ закривається. Працює верхнє плече схеми. Змінний струм колектора транзистора $VT1$ i_{k1} протікає через верхню напівобмотку трансформатора $TV2$ і джерело живлення $E_{ж}$, створюється змінний магнітний потік, який у вторинній обмотці індукуює е.р.с. Під дією цієї е.р.с. у навантаженні з'являється струм і створюється вихідна напруга певного знака.

Через півперіоду ситуація зміниться на протилежну: $VT1$ – закриється, $VT2$ – відкриється, буде працювати нижнє плече. Напряму струму колектора транзистора $VT2$ i_{k2} у напівобмотці трансформатора $TV2$ протилежний напрямку струму i_{k1} , тому магнітний потік змінить свій напрям і напруга на навантаженні змінить свій знак. Таким чином, на навантаженні отримаємо повний підсилений синусоїдальний сигнал.

Значне застосування двотактових вихідних підсилювачів зумовлено цілою низкою позитивних властивостей цих схем:

1) Струм у навантаженні, а, отже, і *вихідний сигнал не містить парних гармонік*. Компенсація парних гармонік дозволяє використовувати економічний режим B .

2) *На виході підсилювача компенсуються всі синфазні завади*. Це знижує чутливість двотактного підсилювача до пульсацій напруги живлення, що дозволяє спростити згладжувальні фільтри випрямлячів, які живлять підсилювач. При цьому збільшується динамічний діапазон підсилювача.

3) *Відсутнє постійне підмагнічування осердя вихідного трансформатора $TV2$* , тому що різницевий струм не містить середньої складової $I_{сер}$. Це дозволяє при заданій вихідній потужності значно знизити масу, габарити і вартість трансформатора $TV2$.

4) *Струм, що протікає через спільне джерело живлення $E_{ж}$, не містить основну частоту (першу гармоніку) сигналу*, тому що загальний струм у колах живлення дорівнює сумі струмів плечей

$$i_{\Sigma} = i_{k1} + i_{k2} = 2I_{сер} + 2I_{m2}\cos 2\omega t + \dots$$

і містить тільки постійну складову і парні гармоніки, непарні гармоніки компенсуються. Завдяки цьому помітно знижується паразитний міжкаскадний зв'язок через спільне джерело живлення, спрощуються розв'язувальні фільтри.

Безтрансформаторний двотактовий вихідний підсилювач

Використання трансформаторів у підсилювачах потужності призводить до низки суттєвих недоліків. Трансформатор вносить додаткові частотні, фазові, перехідні й нелінійні спотворення сигналу і має великі масу, габарити та вартість. У трансформаторі втрачається частина потужності, тому зменшується ККД підсилювача. Але, найголовніше, трансформатор неможливо виконати за інтегральною технологією.

На даний час широкого застосування набули безтрансформаторні транзисторні двотактові вихідні підсилювачі, особливо у зв'язку з можливістю

використання таких підсилювачів в інтегральних мікросхемах (ІМС).

Найбільшого розповсюдження набули двотактові схеми, в яких використовуються комплементарні пари. *Комплементарну пару* утворюють транзистори з однаковими параметрами, але різними типами провідності, наприклад, біполярні транзистори $n-p-n$ і $p-n-p$ типу. У цьому випадку входи обох плечей двотактової схеми можна об'єднати. Тоді сигнал, що відкриває транзистор $n-p-n$ типу, буде відповідно закривати транзистор $p-n-p$ типу, і навпаки. Таким чином, схема буде працювати як двотактова.

Для отримання високого ККД безтрансформаторні вихідні підсилювачі найчастіше працюють в режимі B (AB). Транзистори у вихідних підсилювачах включаються як повторювачі, тобто використовуються *двотактові емітерні повторювачі*. Для отримання великої потужності промисловість спеціально випускає комплементарні пари потужних транзисторів з великими струмами колекторів і великими коефіцієнтами підсилення струму. Ці комплементарні пари широко використовуються у побутовій апаратурі. Для збільшення потужності можна використовувати комплементарні пари, виконані на складених транзисторах, як показано на рис. 3.16. Використання комплементарних пар дозволило суттєво спростити і здешевити схеми вихідних підсилювачів.

Схема двотактового безтрансформаторного підсилювача на біполярних транзисторах, що працює в режимі B (AB), показана на рис. 3.16. У схемі використано безпосередній зв'язок між каскадами та з навантаженням (відсутні розділювальні конденсатори), що полегшує використання інтегральної технології. У схемі транзистори $VT1$ і $VT2$ включені як емітерні повторювачі. Тому схему назвали *двотактовим емітерним повторювачем*.

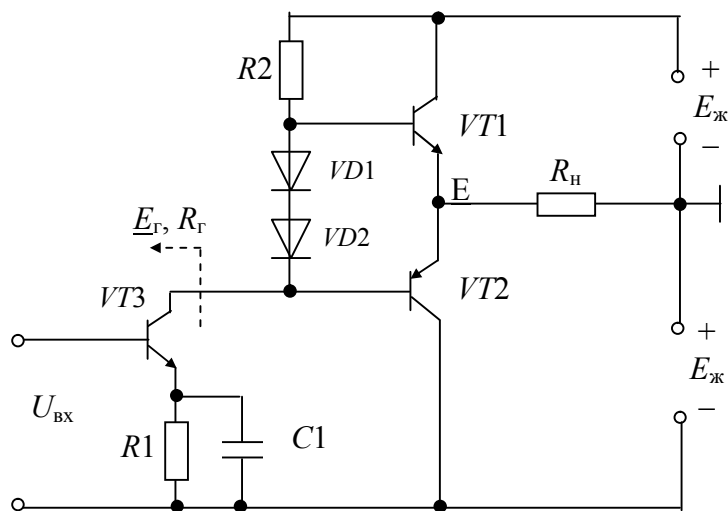


Рисунок 3.16 – Двотактовий безтрансформаторний вихідний підсилювач на біполярних транзисторах

У схемі використане двополярне джерело живлення. Транзистори $VT1$ і $VT2$ утворюють комплементарну пару.

Зупинимося детальніше на роботі схеми рис. 3.16. У схемі використані два діоди $VD1$ і $VD2$ для отримання невеликої напруги зсуву на транзисторах $VT1$ і $VT2$ та забезпечення режиму роботи AB . Число діодів вибрано рівним числу проміжків база-емітер. Постійна напруга, існуюча на діодному колі, надходить на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$. Сигнал на транзистори $VT1$ і $VT2$ надходить з колекторного кола транзистора $VT3$ передвихідного одноктного

каскаду, що працює в режимі *A*. Постійний струм колектора транзистора *VT3* створює на діодах необхідну (подвоєну) напругу зміщення транзисторів *VT1* і *VT2*. Резистор R_1 призначений для стабілізації режиму роботи транзистора *VT3*. Опори відкритих діодів *VD1* і *VD2* для сигналу малі, тому можна вважати, що бази транзисторів *VT1* і *VT2* безпосередньо приєднані за сигналом до колектора транзистора *VT3*. Діоди *VD1* і *VD2* забезпечують також стабільність струмів спокою вихідних транзисторів (компенсацію). Транзистори *VT1* і *VT2* включені за схемою зі спільним колектором (емітерні повторювачі), тому що колектори для сигналу підключені до корпусу через джерела живлення, а навантаження включене у кола емітерів.

Підсилювач працює таким чином. У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу) транзистори *VT1* і *VT2* майже закриті, через них протікає невеликий струм спокою $I_{к0}$. При появі на колекторі транзистора *VT3* миттєвої напруги сигналу, наприклад, *позитивної полярності*, *n-p-n*-транзистор *VT1* відкривається, і через навантаження R_n протікає струм колектора $i_{к1}$ транзистора *VT1*. Транзистор *VT2* у цей час практично закритий. Імпульс струму $i_{к1}$ спрямований від точки *E* до корпусу, на навантаженні утворюється вихідна напруга *позитивної полярності* відносно корпусу.

У другому півперіоді вхідного сигналу полярність напруги на колекторі *VT3* змінюється на протилежну, стає *негативною полярністю*. Тепер відкривається *p-n-p*-транзистор *VT2*, транзистор *VT1* практично закритий. Імпульс струму тепер спрямований від корпусу до точки *E*. На навантаженні утворюється вихідна напруга *негативної полярності*. У результаті на навантаженні отримуємо повний період вихідного сигналу.

3.1.7. Підсилювачі на польових транзисторах

Схеми живлення підсилювачів на польових транзисторах відрізняються залежно від режиму роботи польового транзистора (*A*, *B*, *C*, *D*), його типу, полярності напруги зміщення, схеми включення розділювальних або блокувальних конденсаторів. У підсилювачах з безпосереднім зв'язком між каскадами кола живлення виконуються з урахуванням напруг у різних колах.

Як приклади розглянемо підсилювачі на польових транзисторах.

Підсилювачі зі спільним витоком

Принципові схеми резисторних підсилювачів зі спільним витоком (СВ) показані: на рис. 3.17,*a* – при негативному зміщенні на заслоні; на рис. 3.17,*б* – при позитивному зміщенні на заслоні. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 3.17 показані пунктирними лініями.

Однотактні підсилювачі (рис. 3.17) працюють в режимі *A*, тому робочу точку необхідно вибрати в межах лінійної ділянки передавальної ВАХ польового транзистора.

У схемі підсилювача рис. 3.17,*a* використаний ПТ з керуючим *p-n*-переходом і каналом *n*-типу. У транзисторі типу *VT1* для вибору робочої точки на заслін необхідно подати негативну напругу $U_{зв0}$.

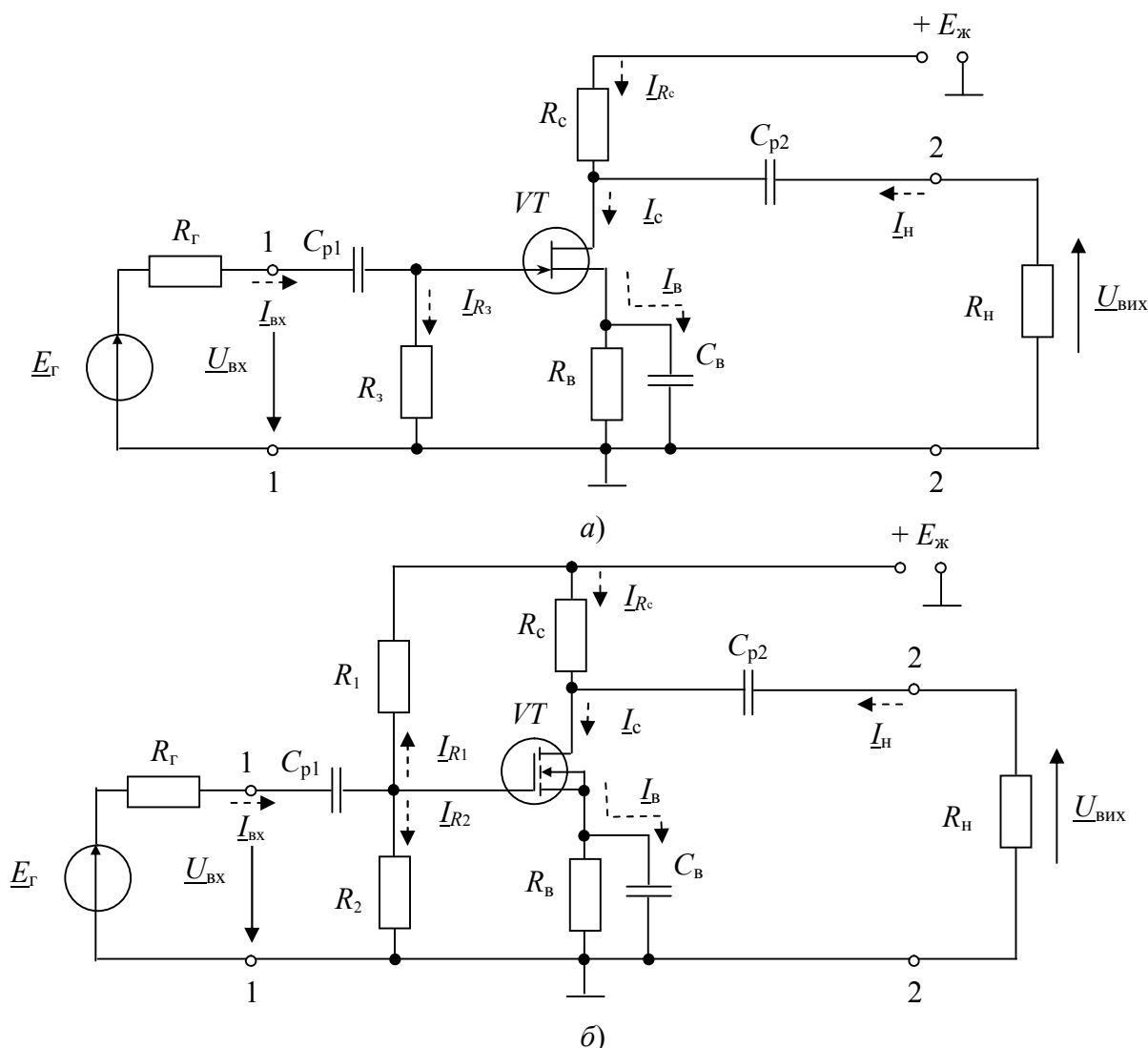


Рисунок 3.17 – Підсилювачі зі спільним витоком: а) при негативному зміщенні на заслоні; б) при позитивному зміщенні на заслоні

Негативна напруга зміщення у схемі рис. 3.17,а утворюється на резисторі $R_Б$ у колі витоку і дорівнює за модулем $|U_{зв0}| = I_{с0}R_Б$, де $I_{с0}$ – постійна складова струму стоку в робочій точці. Резистор у колі заслони R_3 з'єднує заслін з корпусом. Тому що $I_3 = 0$, то корпус і заслін за постійним струмом еквіпотенційний. Напруга зміщення $U_{зв0}$ у схемі рис. 3.17,а прямо пропорційна струму $I_{с0}$. Таке зміщення називають *автоматичним*, воно дозволяє стабілізувати режим роботи схеми.

У схемі підсилювача рис. 3.17,б використаний МОН ПТ з індукованим каналом *n*-типу. У транзисторі типу VT6 для вибору робочої точки на заслін необхідно подати позитивну напругу $U_{зв0}$. Позитивна напруга на заслін у схемі рис. 3.17,б подається за допомогою резистивного подільника напруги R_1, R_2 . У коло витоку включений резистор $R_Б$ для стабілізації режиму роботи схеми. В результаті напруга зміщення дорівнює

$$U_{зв0} = I_Д R_2 - I_{с0} R_Б, \quad (3.36)$$

де струм подільника дорівнює

$$I_d = \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}. \quad (3.37)$$

Щоб опір R_3 у схемі рис. 3.17,*а* та подільник напруги $R_d = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ у схемі рис. 3.17,*б* не шунтували входи підсилювачів за змінним струмом (за сигналом), їх вибирають великих значень: $R_3, R_1, R_2 - (1...2)$ МОм. У колах стоку резистор R_c служить для подачі живлючої напруги на стік транзистора VT і спільно з опором навантаження R_n створює опір навантаження для змінного струму

$$R_{n\sim} = \frac{R_c \cdot R_n}{R_c + R_n}, \quad (3.38)$$

C_{p1} і C_{p2} – розділювальні конденсатори; C_b – шунтуючий конденсатор, який з'єднує витік з корпусом за змінним струмом. Тому підсилювачі рис. 3.17 мають витік спільний між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним ВИТОКОМ.

Підсилювачі зі спільним стоком (витоківі повторювачі)

Принципові схеми резисторних підсилювачів зі спільним стоком (СС) показані: на рис. 3.18,*а* – при негативному зміщенні на заслоні, на рис. 3.18,*б* – при позитивному зміщенні на заслоні. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 3.18 показані пунктирними лініями.

У схемі рис. 3.18,*а* опір у колі витоку задано у вигляді двох резисторів R_{b1} і R_{b2} ($R_b = R_{b1} + R_{b2}$). Таке включення опору R_b дозволяє подати необхідну напругу зміщення на заслін

$$|U_{зв0}| = I_{c0} \cdot R_{b1}, \quad (3.39)$$

а також збільшити опір навантаження для змінного струму $R_{n\sim} = \frac{R_b R_n}{R_b + R_n}$. (3.40)

При цьому також зменшується шунтуюча дія резистора R_3 у вхідному колі каскаду.

В обох схемах рис. 3.18 стоки з'єднані за змінним струмом з корпусом через низькоомні джерела живлення $E_{\text{ж}}$. Тому підсилювачі рис. 3.18 мають стік спільний між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним стоком – витокові повторювачі.

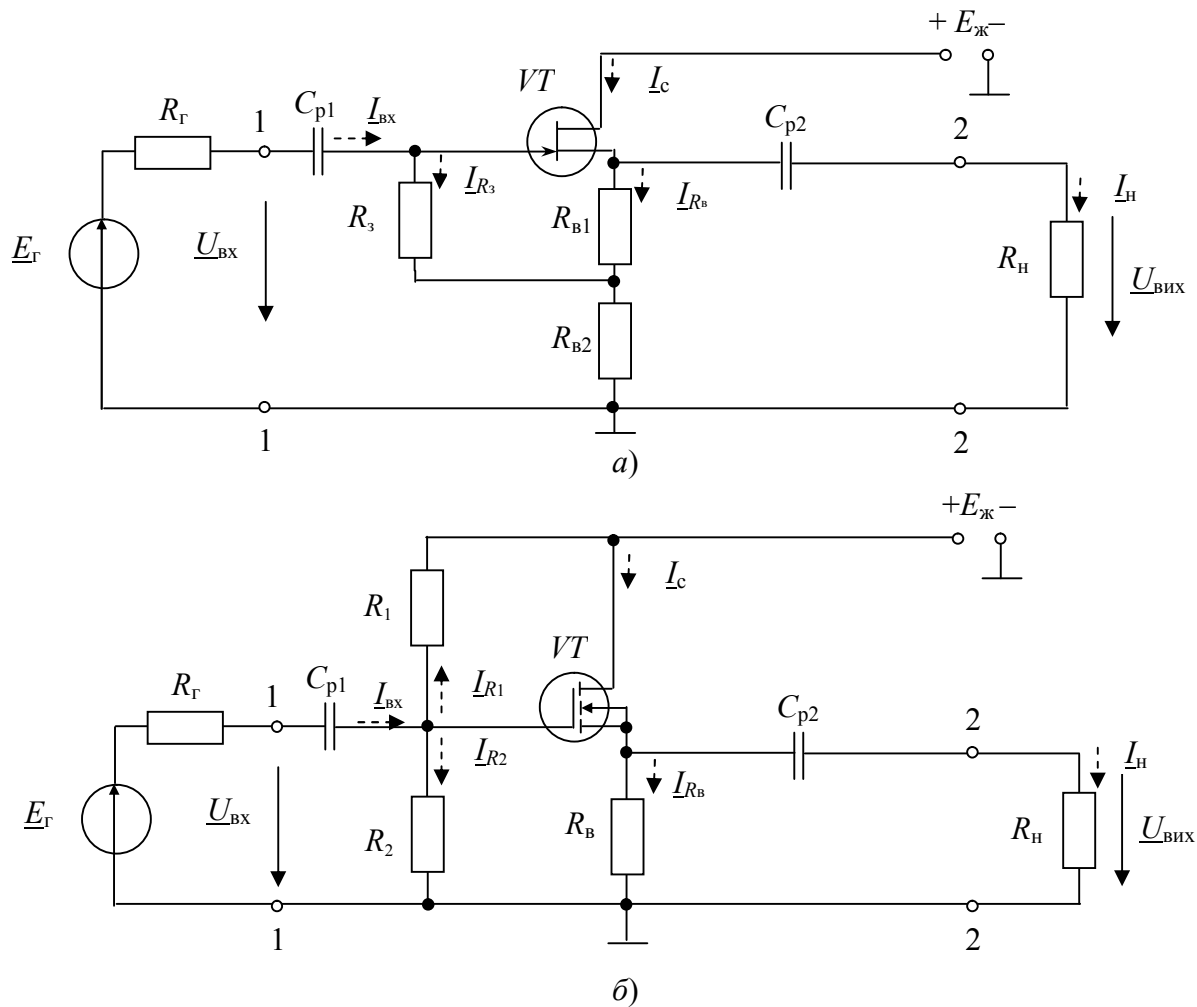


Рисунок 3.18 – Підсилювачі зі спільним стоком (витоківі повторювачі): а) при негативному зміщенні на заслоні; б) при позитивному зміщенні на заслоні

Двотактовий підсилювач зі спільним стоком

Принципова схема двотактового безтрансформаторного підсилювача зі спільним стоком показана на рис. 3.19.

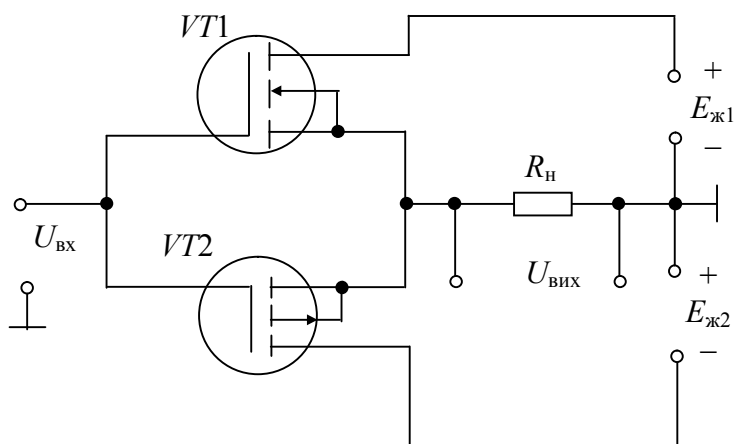


Рисунок 3.19 –
Двотактовий
безтрансформаторний
підсилювач зі спільним

У схемі рис. 3.19 використана комплементарна пара МОН польових транзисторів з ізольованим заслоном та індуктованим каналом: $VT1$ – з n -каналом; $VT2$ – з p -каналом.

Опір навантаження R_H включено у колі витоків обох транзисторів, а стоки за змінним струмом з'єднані з корпусом через низькоомні джерела живлення $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$. Вважаємо, що джерела живлення $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$ є практично ідеальними генераторами е.р.с., отже, тому їхні внутрішні опори дорівнюють нулю ($r_i \approx 0$). Тому підсилювач (рис. 3.19) називають *двотактовим витоковим повторювачем*.

Каскад працює в режимі *В*. У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу $U_{вх} = 0$) обидва транзистори $VT1$ і $VT2$ закриті, тому вихідна напруга дорівнює нулю $U_{вих} = 0$.

При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ позитивної полярності відкривається транзистор $VT1$ (з n -каналом), транзистор $VT2$ (з p -каналом) у цей час закритий. Через транзистор $VT1$ протікає струм стоку $I_{c1} = I_{b1}$ від плюса джерела живлення $E_{ж1}$ через транзистор $VT1$, через опір навантаження R_H до мінуса джерела живлення $E_{ж1}$, тобто на корпус. На навантаженні утворюється *вихідна напруга* $U_{вих} = I_{b1}R_H$ *позитивної полярності відносно корпусу*.

При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ негативної полярності відкривається транзистор $VT2$ (з p -каналом), транзистор $VT1$ (з n -каналом) у цей час закритий. Через транзистор $VT2$ протікає струм стоку $I_{c2} = I_{b2}$ від плюса джерела живлення $E_{ж2}$ (тобто від корпусу) через опір навантаження R_H , через транзистор $VT2$ до мінуса джерела живлення $E_{ж2}$. На навантаженні утворюється *вихідна напруга* $U_{вих} = I_{b2}R_H$ *негативної полярності відносно корпусу*.

Якщо схема симетрична, то на навантаженні отримуємо повний період вихідного сигналу. Вихідна напруга і за фазою, і за значенням повторює вхідний сигнал ($K_u \approx 1$). Двотактовий витоковий повторювач має великий вхідний опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$) і малий вихідний опір.

3.2. Операційні підсилювачі

3.2.1. Вхідний каскад

Операційний підсилювач (ОП) – це модульний багатокаскадний підсилювач з диференціальним входом, умовне позначення якого показано на рис. 3.20.

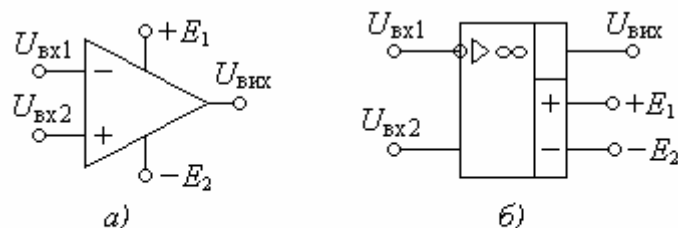


Рисунок 3.20 – Умовне позначення операційного підсилювача: а) колишнє; б) сучасне

Тут:

- $U_{вх1}$ – інвертуючий вхід; – $U_{вх2}$ – неінвертуючий вхід; – $U_{вих}$ – вихід ОП;
- $+E_1$ та $-E_2$ – входи живлення.

ОП за своїми параметрами наближається до ідеального, а саме:

- нескінченно великий коефіцієнт підсилення напруги;
- нескінченно великий вхідний опір;

- нескінченно малий вихідний опір;
- рівність нулю вихідної напруги при рівних напругах на обох входах.

Реалізацію цих вимог частково пояснює еквівалентна схема ОП (рис. 3.21). Вона містить два входи $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$, перший з яких повертає фазу сигналу на 180° і тому називається *інвертуючим*, а другий – не повертає, і називається *неінвертуючим*.

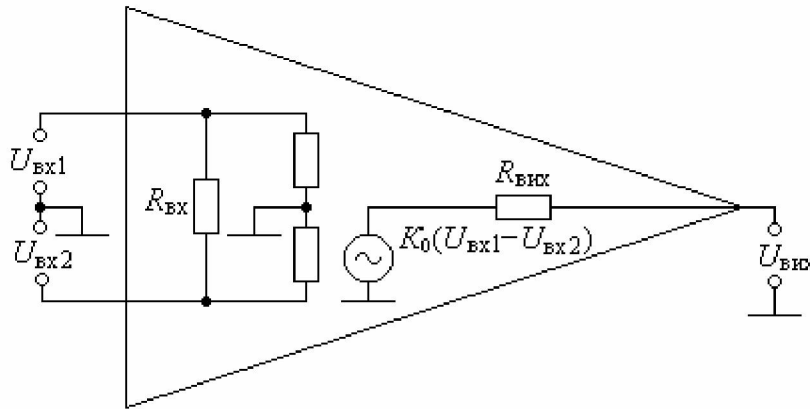


Рисунок 3.21 – Еквівалентна схема операційного підсилювача

Вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$ забезпечується якимось умовним генератором з напругою $K_0 (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})$, де K_0 – власний коефіцієнт підсилення, який для сучасних ОП становить $10^5 \dots 10^6$. З таким великим коефіцієнтом підсилення ОП випускаються промисловістю, а користувач може отримувати будь-яке потрібне підсилення (про це йдеться нижче).

Отже, ОП підсилює різницю $(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})$, і тому вихідна напруга становить

$$U_{\text{вих}} = K_0 (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}). \quad (3.41)$$

З формули (3.41) випливає, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ найбільша для диференціальних (протифазних) сигналів ($U_{\text{вх2}} = -U_{\text{вх1}}$) і дорівнює нулю при синфазних сигналах ($U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх1}}$), тобто ОП підсилює протифазні і придушує синфазні сигнали.

Проте повного придушення синфазних сигналів практично не буває, але чим менше $U_{\text{вих}}$ від підсилення ($U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх1}}$), тим вище якість ОП. Оцінкою цієї якості є *коефіцієнт послаблення синфазного сигналу* (КПСС).

$$\text{КПСС} = \frac{K_0}{K_{\text{сс}}}, \quad (3.42)$$

де $K_{\text{сс}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх сс}}}$ – коефіцієнт підсилення

синфазного сигналу; $U_{\text{вх сс}} = U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$.

Завжди $\text{КПСС} \gg 1$ і чим більше, тим вище якість ОП.

Структура ОП (рис. 3.22) містить на вході *вхідний каскад* ВхК, а на виході – *вихідний каскад* ВихК, які зв'язані через *проміжний каскад підсилення* ПрК.

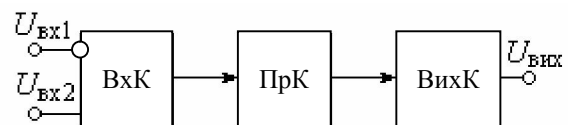


Рисунок 3.22 – Структурна схема операційного підсилювача

3.2.1. Вхідний каскад ОП

Основним призначенням *вхідного каскаду* ВхК є придушення наведень. Вхідним каскадом є резистивний диференціальний підсилювач.

Резистивний диференціальний підсилювач, принципова схема якого показана на рис. 3.23, є симетричним розгалужувальним з'єднанням на транзисторах $VT1$ та $VT2$, які створюють два підсилювачі зі спільними емітерами і диференціальними входами $U_{\text{вх}1} = -U_{\text{вх}2}$. Розгалужувальним з'єднанням є перше коло $VT1$ та друге $VT2$ разом з джерелом незмінного струму $I_0 = I_{K1} + I_{K2} = \text{const}$. Сигнали $U_{\text{вх}1}$ та $U_{\text{вх}2}$, підсилюючись, створюють колекторні напруги U_{K1} та U_{K2} так само, як і в одноканальному підсилювачі.

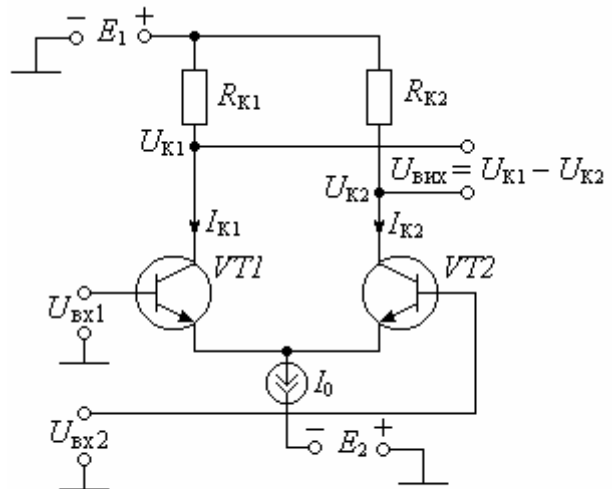


Рисунок 3.23 – Принципова схема диференціального підсилювача

Диференціальний підсилювач працює наступним чином. Якщо кожний підсилювач на $VT1$ та $VT2$ збільшує вхідну напругу в K разів, то колекторні напруги становлять

$$U_{K1} = -K U_{\text{вх}1}, \quad (3.43)$$

$$U_{K2} = -K U_{\text{вх}2}. \quad (3.44)$$

Тоді вихідна напруга визначиться як

$$U_{\text{вих}} = U_{K1} - U_{K2} = K(U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}). \quad (3.45)$$

При синфазних сигналах

$$U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} \quad (3.46)$$

вихідна напруга (3.45) дорівнює нулю ($U_{\text{вих}} = 0$), бо знаки колекторних напруг (3.43), (3.44) однакові. Так здійснюється придушення будь-якого синфазного сигналу (3.46).

За наявності диференціального сигналу

$$U_{\text{вх}2} = -U_{\text{вх}1} \quad (3.47)$$

знаки колекторних напруг (3.43), (3.44) протилежні, через що вихідна напруга сигналу відрізняється від нуля:

$$U_{\text{вих}} = -2KU_{\text{вх}1}. \quad (3.48)$$

Таким чином, диференціальний резистивний підсилювач підсилює протифазні сигнали (3.47) і придушує синфазні (3.46).

Крім цього, диференціальний підсилювач має ту необхідну перевагу, що придушує наведення. Це здійснюється наступним чином.

Напруга наведень $U_{\text{н}}$ в обох колекторах є синфазною, через що за наявності сигналу (3.47) колекторні напруги (3.43), (3.44) визначаються як

$$U_{K1} = -K U_{\text{вх}1} + U_{\text{н}}, \quad (3.49)$$

$$U_{K2} = +K U_{\text{вх}1} + U_{\text{н}}. \quad (3.50)$$

Підставляючи (3.49) та (3.50) в (3.45), отримуємо залежність (3.48), тобто вихідна напруга є вільною від наведень, незважаючи на те, що в кожному колекторному колі вони є.

Таким чином, диференціальний підсилювач придушує синфазні сигнали й наведення і підсилює тільки диференціальні сигнали, здійснюючи певну завадостійкість.

Щодо джерела незмінного струму

$$I_0 = I_{K1} + I_{K2} = \text{const}, \quad (3.51)$$

то воно живить розгалужувальне з'єднання ($VT1$; $VT2$) і призначене для надання можливості керувати підсилювачем лише по одному входу.

Нехай вхід U_{BX2} закорочений, а до U_{BX1} подається сигнал U_c (рис. 3.24). Незважаючи на те, що вхід U_{BX2} закорочений, транзистор $VT2$, завдяки I_0 , також охоплений сигналом.

Дійсно, при збільшенні $U_{BX1} = U_c$ транзистор $VT1$ додатково відкривається, тобто зростає I_{K1} , через що I_{K2} згідно з (3.51) має зменшитись. Це відбувається наступним чином.

Через зростання струму I_{K1} на опорі джерела I_0 збільшується падіння напруги, яка прикладена до емітерного переходу $VT2$ у зворотному напрямі. Тому $VT2$ запирається, зменшуючи струм I_{K2} . Так, наявність джерела струму I_0 зумовлює керування обома транзисторами, незважаючи на те, що сигнал U_c потрапляє лише до одного. Без джерела I_0 транзистор $VT2$ не керувався б.

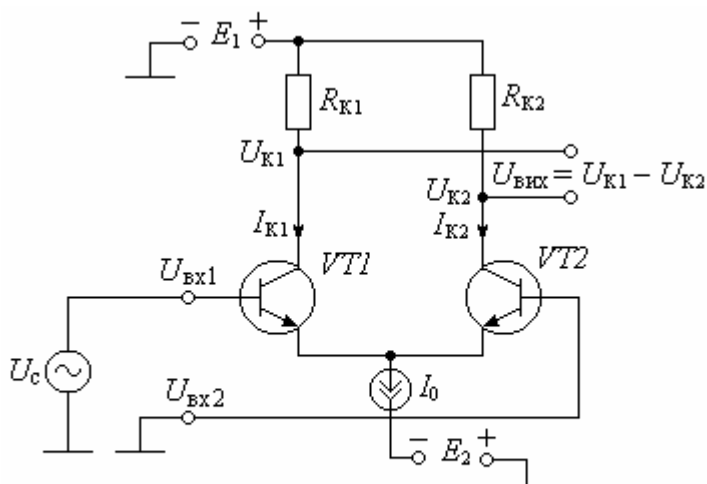


Рисунок 3.24 – Диференціальний каскад з керуванням по одному входу

Попередження. Оскільки входами ОП “обірвані” бази транзисторів, то вони обов’язково повинні мати коло за постійним струмом.

Недоліком диференціального резистивного підсилювача є відносно малий коефіцієнт підсилення (не більше сотні). Проте, підсилювачі сучасних ОП повинні мати коефіцієнт підсилення близько мільйона. Таке високе підсилення забезпечує проміжний каскад.

3.2.2. Проміжний каскад ОП

Основним призначенням проміжного каскаду є забезпечення високого коефіцієнта підсилення.

Діаграма роботи резистивного підсилювача (рис. 3.25) пояснює проблему отримання високого підсилення, з якої видно, що для підвищення коефіцієнта підсилення потрібно за одним і тим самим сигналом $I_{mб}$ збільшити вихідну напругу від $U_{твих 1}$ до $U_{твих 2}$. Для цього лінія навантаження 2 має розміщуватись під меншим кутом, ніж лінія 1. Це досягається лише при збільшенні опору

навантаження від R_{K1} до R_{K2} , що спричиняє підвищення напруги живлення від E_{K1} до E_{K2} , тобто лінія навантаження

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} - \frac{U_K}{R_K} \quad (3.52)$$

повинна наближатися до ВАХ джерела струму.

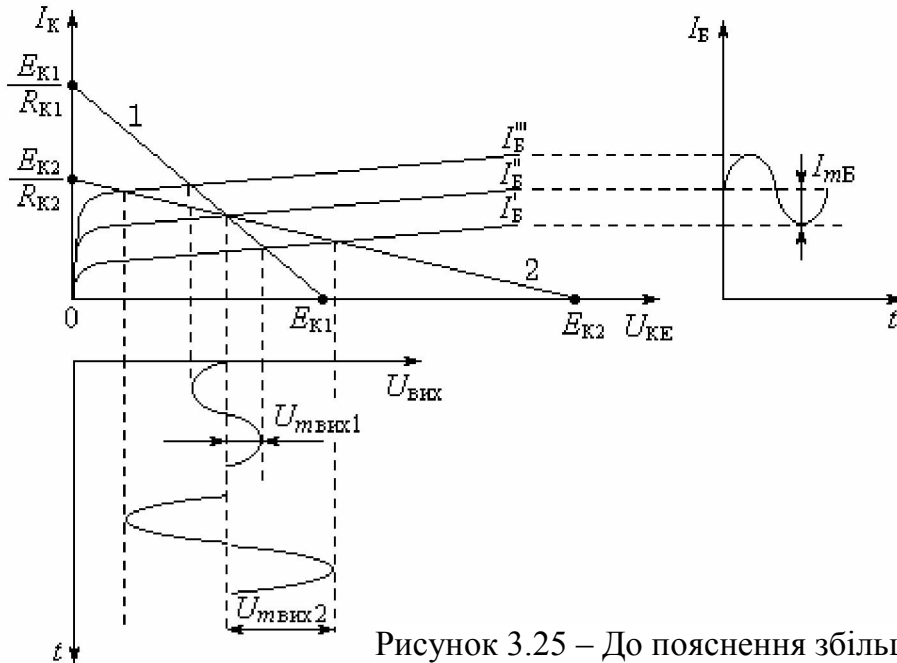


Рисунок 3.25 – До пояснення збільшення підсилення

Опір джерела струму

$$R_{\text{ВИХ}} = \frac{dU_{\text{ВИХ}}}{dI_{\text{ВИХ}}}, \quad (3.53)$$

ВАХ якого показана на рис. 3.26, є нескінченно великим, але при цьому постійну напругу живлення U_0 не треба підвищувати, як у резистивному підсилювачі. Вона може бути скільки завгодно малою, бо положення робочої точки РТ не впливає на $R_{\text{ВИХ}}$.

ВАХ ідеального джерела струму здійснити важко, бо треба необмежено збільшувати напругу живлення E_K , але при розгляданні діаграми роботи (рис. 3.25) видно, що підвищення підсилення можна здійснити, якщо отримати лінію навантаження вигляду 2, тобто достатньо полого.

Такою лінією навантаження може бути вихідна ВАХ транзистора (рис. 3.27).

Якщо вихідне коло транзистора “колектор-емітер” включити в колектор іншого транзистора, то ці транзистори будуть колекторним навантаженням один у одного. Із порівняння рис. 3.27,а та 3.27,б випливає, що згадані два транзистори мають бути протилежних провідностей.

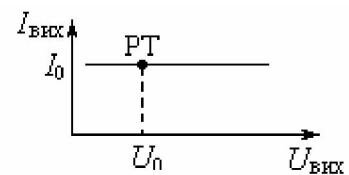


Рисунок 3.26 – ВАХ джерела струму

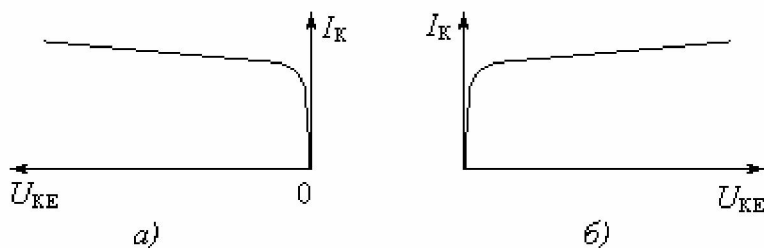


Рисунок 3.27 – Вихідні ВАХ транзисторів: а) типу *p-n-p*; б) типу *n-p-n*

Таке з'єднання транзисторів реалізоване в диференціальному підсилювачі з динамічним навантаженням.

Диференціальний підсилювач з динамічним навантаженням, принципова схема якого показана на рис. 3.28, містить транзистор *VT4*, який має навантаженням коло “колектор-емітер” *VT3*, а навантаженням транзистора *VT3* є коло “колектор-емітер” *VT4*.

Розглянемо роботу підсилювача при підведенні сигналу лише до одного входу $U_{\text{вх1}}$. Другий вхід $U_{\text{вх2}}$ закорочений.

Транзистори *VT1* та *VT3* створюють так зване *струмове дзеркало*, тобто колекторні струми цих транзисторів завжди рівні:

$$I_{K1} = I_{K3}. \quad (3.54)$$

Це пояснюється тим, що емітерні переходи *VT1* та *VT3* перебувають під однією й самою тією напругою $U_{\text{бе}}$, яка установлюється резистором $R_{\text{д}}$.

Транзистор *VT1* ввімкнений за діодною схемою, тобто він є діодом. Його струм I_{K2} визначається мірою відкриття транзистора *VT1* сигналом $U_{\text{вх1}}$. Через це сигнал $U_{\text{вх1}}$ визначає струм

$$I_{K2} \approx I_{K1}. \quad (3.55)$$

Тому сигнал $U_{\text{вх1}}$ визначає струм I_{K2} , якому згідно з (3.54) та (3.55) дорівнює струм I_{K3} .

Підсилювач з динамічним навантаженням працює наступним чином.

У початковому стані при $U_{\text{вх1}} = 0$, як і завжди завдяки струмовому

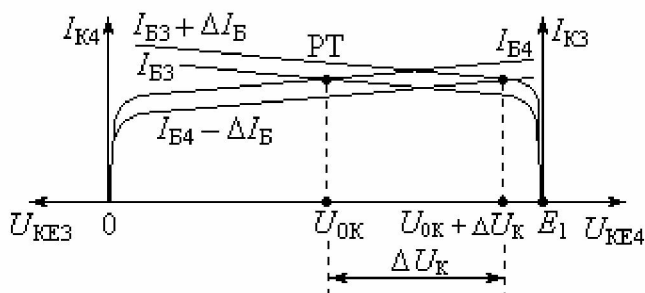


Рисунок 3.29 – Діаграма роботи диференціального підсилювача з динамічним навантаженням

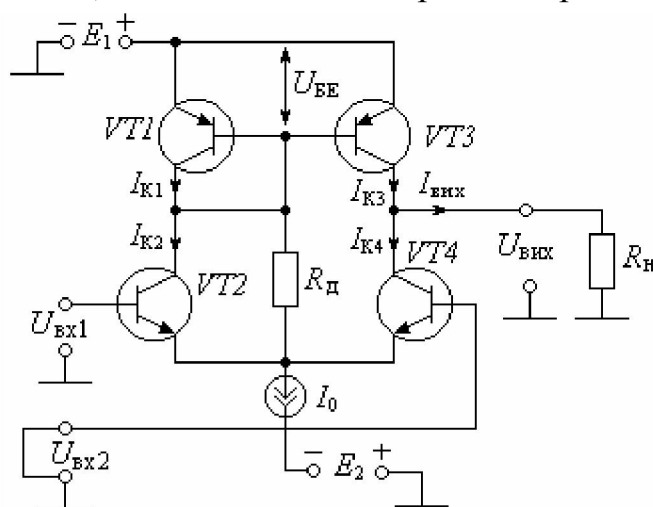


Рисунок 3.28 – Диференціальний підсилювач

дзеркалу, спостерігається рівність струмів $I_{K4} = I_{K3}$ (рис. 3.29). Через це вихідна напруга $U_{\text{вих}} = U_{0\text{к}}$ визначається робочою точкою РТ.

Подамо сигнал. Нехай напруга $U_{\text{вх1}}$, яку треба підсилити, зросла. При цьому транзистор *VT2*, додатково відкриваючись,

збільшує струм I_{k2} , через що зростає струм бази I_{b3} транзистора $VT3$ від I_{b3} до $I_{b3} + \Delta I_b$.

Збільшений струм I_{k2} створює на опорі джерела I_0 падіння напруги, яка прикладається до емітерного переходу $VT4$ у зворотному напрямі. Тому струм бази I_{b4} транзистора $VT4$ зменшується від I_{b4} до $I_{b4} - \Delta I_b$.

Вихідний опір транзистора $VT3$ зменшується, а $VT4$ – зростає. Тому вихідна напруга збільшується на ΔU_k і становить

$$U_{\text{вих}} (+) = U_{0k} + \Delta U_k. \quad (3.56)$$

При зменшенні $U_{\text{вх1}}$ вихідна напруга зменшується на ΔU_k і становить

$$U_{\text{вих}} (-) = U_{0k} - \Delta U_k. \quad (3.57)$$

Через високий вихідний опір транзисторів змінення вихідної напруги

$$\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} (+) - U_{\text{вих}} (-) = 2 \Delta U_k \quad (3.58)$$

значне, що забезпечує високий коефіцієнт підсилення.

3.2.3. Вихідний каскад ОП

Вихідний каскад ОП має забезпечити малий вихідний опір та нульову вихідну напругу при $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$. Це досягається тим, що вихідним каскадом є *комплементарний емітерний повторювач* (рис. 3.30), що живиться від двох різнополярних джерел $+E_1$ та $-E_2$.

Комплементарною називається пара транзисторів з протилежними типами провідностей: $VT1$ типу *n-p-n*, а $VT2$ типу *p-n-p*.

Комплементарний емітерний повторювач діє наступним чином.

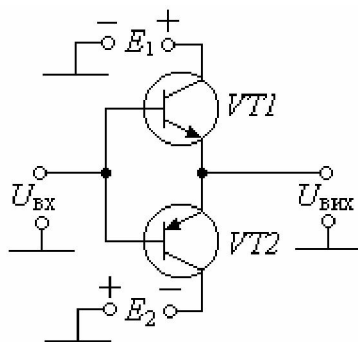


Рисунок 3.30 – Структурна схема комплементарного емітерного повторювача

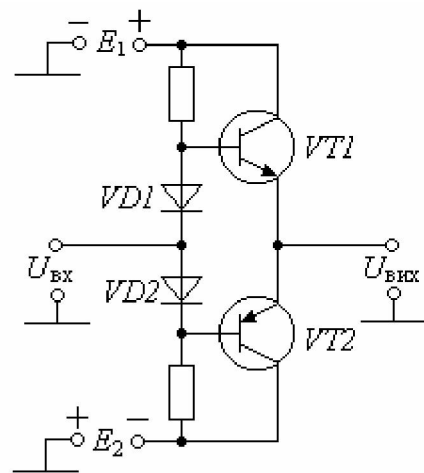


Рисунок 3.31 – Принципова схема комплементарного емітерного повторювача

У початковому стані при $U_{\text{вх}} = 0$ обидва транзистори закриті. Оскільки їхні колектори живляться від різнополярних джерел напруги $+E_1$ та $-E_2$, то при $|E_1| = |E_2|$ вихід перебуває під нульовим потенціалом $U_{\text{вих}} = 0$. З поданням сигналу $U_{\text{вх}} > 0$ закривається транзистор $VT2$ і відкривається $VT1$, пропускаючи частину напруги $+E_1$ до виходу, забезпечуючи $U_{\text{вих}} > 0$.

Зменшення ж напруги сигналу $U_{\text{вх}} < 0$ закриває $VT1$ і відкриває $VT2$, пропускаючи до виходу частину напруги $-E_2$ і створюючи саме тим $U_{\text{вих}} < 0$.

Отже, вихідний сигнал змінюється навколо нульової вихідної напруги $U_{\text{вих}} = 0$.

Недоліком повторювача (рис. 3.30) є режим С. Тому доки $U_{\text{вх}}$ не перевищить 0,7 В, транзистори не відкриваються, тобто від амплітуди сигналу віднімається 0,7 В.

Для усунення цього недоліку входи транзисторів зміщують прямою напругою діодів (рис. 3.31). Це зміщення створюється на діодах VD1 та VD2, пряма напруга (0,7 В) яких додається до $U_{\text{вх}}$. Ця напруга виводить транзистори на межу відкривання без зменшення вхідного сигналу, як у схемі (рис. 3.30).

3.2.4. Характеристики операційного підсилювача

Передавальна характеристика ОП

Передавальна характеристика ОП – це залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ від вхідної диференціальної напруги $U_{\text{вх д}}$. Передавальну характеристику ОП показано на рис. 3.31 яка апроксимована кусочно-ламанною лінією.

У передавальній характеристиці ОП можна виділити три характерні області:

лінійну область і область насичення. У лінійній області вихідна напруга прямо пропорційна вхідній диференціальній напрузі

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{ОП}} U_{\text{вх д}}. \quad (3.59)$$

Лінійна область з обох сторін (зверху і знизу) обмежена областями насичення.

У будь-якому випадку напруга на виході ОП не може перевищити напругу будь-якого з джерел живлення, тобто $\pm E_{\text{ж}}$. Максимально можлива вихідна напруга, як правило, приблизно на 2 В

менша абсолютної величини живлячої напруги, а при низькоомному навантаженні діапазон зміни вихідної напруги скоротиться ще більше. Отже, можна вважати, що максимально неспотворена вихідна напруга дорівнює

$$U_{\text{вих max}} \approx E_{\text{ж}} - 2 \text{ В}. \quad (3.60)$$

Оскільки підсилення ОП велике ($K_{\text{ОП}} = 10^5 \dots 10^6$), то ширина лінійної зони передавальної характеристики мала. Максимальне значення вхідного диференціального сигналу можна розрахувати

$$U_{\text{вх д max}} \approx \frac{U_{\text{вих max}}}{K_{\text{ОП}}}. \quad (3.61)$$

Наприклад, якщо живлюча напруга дорівнює $\pm E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$, то максимальне значення вхідного диференціального сигналу дорівнюватиме

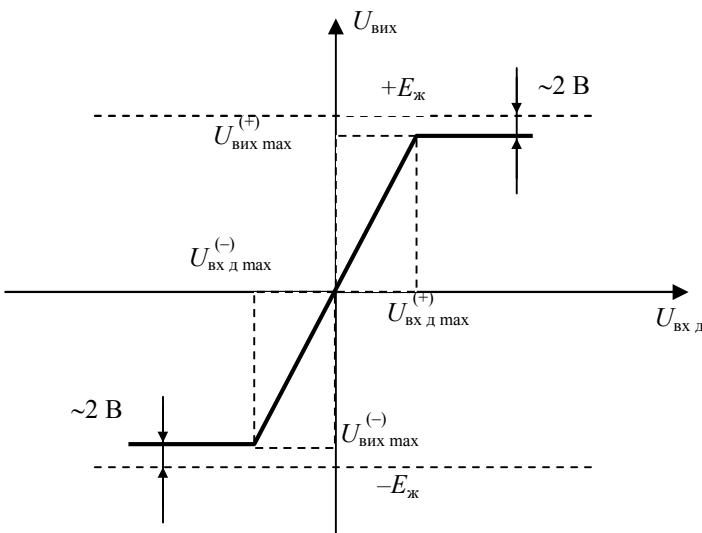


Рисунок 3.32 – Передавальна характеристика операційного підсилювача

$$U_{\text{вх д max}} \approx \frac{15-2}{10^6} = 13 \text{ мкВ}, \quad (3.62)$$

тобто дорівнює дуже маленькому значенню.

Отже, щоб сигнал на виході ОП дорівнював підсиленій вхідній напрузі без спотворень, амплітуда вхідної напруги повинна бути незначною. При подачі великого вхідного сигналу ОП потрапляє в область насичення, форма вихідного сигналу буде «обрізаною», тобто сильно спотвореною.

Операційний підсилювач охоплюють негативним зворотним зв'язком, що створює низку суттєвих переваг і дозволяє створити значну кількість різних електронних пристроїв. Тому що коефіцієнт підсилення ОП має велике значення, то при уведенні негативного зворотного зв'язку глибина зворотного зв'язку має велике значення: $\gamma = (1 + BK_{\text{ОП}}) \gg 1$. Отже, негативний зворотний зв'язок виходить глибоким, тоді

$$\underline{K}_{\text{ГНЗЗ}} = \frac{\underline{K}_{\text{ОП}}}{1 + \underline{B}K_{\text{ОП}}} \approx \frac{1}{\underline{B}}. \quad (3.63)$$

У цьому випадку коефіцієнт підсилення пристрою, виконаного на ОП з глибоким негативним зворотним зв'язком, буде визначатися тільки елементами кола зворотного зв'язку $\underline{B}$, тобто зовнішніми елементами, і не буде залежати від коефіцієнта підсилення ОП $K_{\text{ОП}}$. Змінюючи елементи кола зворотного зв'язку $\underline{B}$, можна реалізувати різні електронні пристрої на операційних підсилювачах. Далі при розгляданні схем, виконаних на операційних підсилювачах, індекс ГНЗЗ буде опущений. Слід пам'ятати, що наближене співвідношення (3.63) залишається справедливим, поки виконується умова $\gamma \gg 1$. Зі збільшенням частоти коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ зменшується, й у цьому випадку необхідно використовувати повну формулу для $K_{\text{ЗЗ}}$.

Амплітудно-частотна характеристика операційного підсилювача

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) операційного підсилювача – це залежність модуля коефіцієнта підсилення ОП $K_{\text{ОП}}$ від частоти вхідного диференціального сигналу. ОП є підсилювачем постійного струму (ППС), тому його частотна характеристика розпочинається з нульової частоти.

Коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ залишається незмінним у невеликій області частот. При збільшенні частоти коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ зменшується, тому що зменшуються коефіцієнти підсилення каскадів, з яких складається ОП. ОП складається з трьох каскадів, тому три постійні часу і три граничних частоти (частоти зрізів) каскадів будуть визначати спад АЧХ операційного підсилювача в області верхніх частот.

Коефіцієнт підсилення трикаскадного ОП дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення його окремих каскадів

$$K_{\text{ОП}}(f) = \frac{K_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c1}}\right)^2}} \cdot \frac{K_2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c2}}\right)^2}} \cdot \frac{K_3}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c3}}\right)^2}}, \quad (3.64)$$

де частоти зрізів каскадів дорівнюють граничним частотам і визначаються

постійними часу цих каскадів в області високих частот τ_b :

$$f_{c1} = f_{в\ гр1} = \frac{1}{2\pi\tau_{b1}}, \quad f_{c2} = f_{в\ гр2} = \frac{1}{2\pi\tau_{b2}}, \quad f_{c3} = f_{в\ гр3} = \frac{1}{2\pi\tau_{b3}}. \quad (3.65)$$

Граничні частоти каскадів не однакові, самим вузькосмуговим є, як правило, проміжний каскад, самим широкосмуговим – вихідний. Тому АЧХ операційного підсилювача матиме три злами: на частотах f_{c1} , f_{c2} , f_{c3} . Кожен з каскадів дає спад АЧХ в області верхніх частот (–20 дБ/дек), тому загальний спад АЧХ трикаскадного підсилювача буде дорівнювати (–60 дБ/дек), а загальний фазовий зсув $\left(-3 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 270^\circ$.

Стійкість операційного підсилювача зі зворотним зв'язком

В операційних підсилювачах використовується негативний зворотний зв'язок. Трикаскадний підсилювач з негативним ЗЗ є потенційно нестійкою системою, тому що максимальний фазовий зсув в області верхніх частот такого

підсилювача дорівнює $\Delta\varphi = \left(-3 \cdot \frac{\pi}{2}\right)$. Отже, існує така частота, на якій фазовий зсув підсилювача буде дорівнювати $\Delta\varphi(f) = -\pi$. На цій частоті загальний фазовий зсув у петлі зворотного зв'язку буде дорівнювати $\varphi = \pi + \Delta\varphi = \pi - \pi = 0$, отже, на цій частоті зв'язок з негативного перейде у позитивний.

Таким чином, на деякій частоті виконується одна з умов самозбудження: умова фаз ($\varphi = 0$), зв'язок стає позитивним. Для того, щоб підсилювач зі зворотним зв'язком перейшов у режим генерації, має бути виконана також умова амплітуд: петльове підсилення $BK_{оп} = 1$. Якщо обидві умови самозбудження будуть виконані, пристрій перетвориться у генератор, а всі його характеристики погіршаться.

Оскільки працездатність ОП визначається його стійкістю, то забезпечення стійкості – одне з основних завдань при розробці операційних підсилювачів. Для забезпечення стійкості необхідно, щоб на тих частотах, де виконується умова амплітуд ($BK_{оп} > 1$), не виконувалася умова фаз. А на тих частотах, де виконується умова фаз ($\Delta\varphi \geq -\pi$), не повинна виконуватися умова амплітуд. Стійкість повинна забезпечуватися з певним запасом.

Для забезпечення стійкості операційних підсилювачів використовують як внутрішню, так і зовнішню корекції. Внутрішня корекція ОП виконується у процесі виробництва шляхом підключення невеликої ємності до певних точок у схемі. Ця ємність зменшує частоту першого зрізу АЧХ, що забезпечує стійкість ОП. Перевагою операційних підсилювачів з внутрішньою корекцією є простота їх використання, оскільки вони будуть стійкі за будь-яких параметрів петлі зворотного зв'язку. Їх суттєвий недолік полягає у тому, що смуга пропускання пристрою з негативним зворотним зв'язком буде невеликою.

Кола зовнішньої корекції підключаються до спеціальних виводів операційного підсилювача (FC) (рис. 3.32). У цьому випадку зовнішні елементи можна підібрати з умови оптимальної роботи схеми. Такий підбір дозволяє отримати більш широкую смугу пропускання пристрою.

Для апроксимації АЧХ операційного підсилювача можна використовувати одну постійну часу – максимальну. У цьому випадку АЧХ операційного підсилювача, яка побудована у логарифмічному масштабі за обома осями, буде мати вигляд, показаний на рис. 3.33.

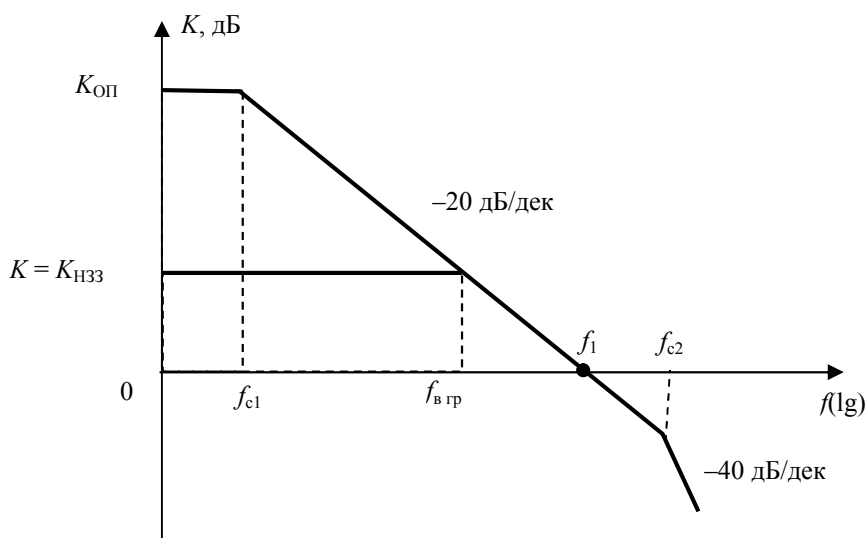


Рисунок 3.33 – АЧХ операційного підсилювача

На цьому рисунку зазначено дві частоти зрізу ОП:

1
 $f_{c1} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{вmax}}}$ – частота зрізу каскаду з максимальною постійною часу (як правило, проміжного); f_{c2} – частота зрізу іншого каскаду з меншою постійною часу; частота зрізу третього каскаду f_{c3} тут не відображена, тому що вона не визначає стійкість ОП. На АЧХ зазначений спад характеристики на різних ділянках.

АЧХ операційного підсилювача можна апроксимувати кусочно-ламанною лінією, частоти зламу визначаються значеннями постійних часу каскадів ОП. Смугу пропускання ОП без зворотного зв'язку визначає частота зрізу $f_{c1} = f_{c\text{ОП}} = f_{\text{вгр ОП}}$. Значення частоти $f_{c\text{ОП}}$ становить десятки герц.

Параметром операційного підсилювача є частота одиничного підсилення f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку дорівнює одиниці ($K_{\text{ОП}} = 1$, $K_{\text{ОП дБ}} = 0$ дБ). У сучасних операційних підсилювачів частота одиничного підсилення має порядок декількох мегагерц ($f_1 \approx (1 \dots 10)$ МГц).

При уведенні негативного зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення зменшується, смуга пропускання при цьому розширюється. На рис. 3.33 показано АЧХ підсилювача з негативним зворотним зв'язком, з якого видно, що у скільки разів зменшується коефіцієнт підсилення за рахунок уведення негативного зворотного зв'язку, у стільки ж разів розширюється смуга пропускання пристрою.

Значення частоти зрізу ОП можна визначаємо за формулою

$$f_{c\text{ОП}} \approx \frac{f_1}{K_{\text{ОП}}}, \quad (3.66)$$

значення граничної частоти підсилювача з негативним зворотним зв'язком можна визначити за формулою

$$f_{в\ гр} \approx \frac{f_1}{K_{НЗЗ}}, \quad (3.67)$$

відношення цих частот відповідно до формул (3.66) і (3.67) дорівнюватиме

$$\frac{f_{в\ гр}}{f_{с\ ОП}} \approx \frac{K_{ОП}}{K_{НЗЗ}}. \quad (3.68)$$

У формулах (3.66), (3.67) і (3.68) коефіцієнти підсилення використовуються у безрозмірних величинах.

Далі коефіцієнт підсилення пристрою з негативним ЗЗ буде позначатися $K = K_{НЗЗ}$.

Приклад. Частота одиничного підсилення операційного підсилювача дорівнює $f_1 = 4$ МГц, коефіцієнт підсилення ОП $K_{ОП} = 10^5$ ($K_{ОП}$, дБ = 100 дБ). Коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком дорівнює $K = 10$ ($K_{дБ} = 20$ дБ). Визначимо значення частоти зрізу ОП

$$f_{с\ ОП} \approx \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 40 \text{ Гц}$$

і смуги пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$f_{в\ гр} \approx \frac{4 \cdot 10^6}{10} = 400 \text{ кГц}.$$

Таким чином, отримали широкосмуговий пристрій із заданим коефіцієнтом підсилення. При збільшенні K смуга $f_{в\ гр}$ згідно з формулою (3.67) буде зменшуватися.

Наведені вище залежності справедливі тільки у тому випадку, якщо частота $f_{с2}$, що відповідає другій точці зламу АЧХ операційного підсилювача, значно більша смуги пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком, а також більша частоти одиничного підсилення, як показано на рис. 1.9: $f_{с2} \gg f_{в\ гр}$, $f_{с2} > f_1$.

3.2.5. Каскади на операційному підсилювачі

Інвертуючий підсилювач напруги

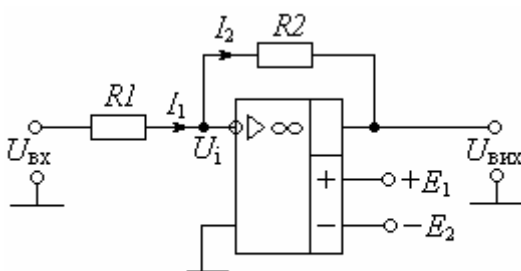


Рисунок 3.34 – Інвертуючий підсилювач

Для підсилення напруги необхідно перетворити її на струм та підвести її до входу приймача струму. Це перетворення у схемі інвертуючого підсилювача (рис. 3.34) здійснює резистор $R1$. Резистор $R2$ здійснює від'ємний зворотний зв'язок, метою якого є зменшення коефіцієнта підсилення від K_0 до необхідної величини

$$K_u = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}. \quad (3.69)$$

Для пояснення цього зменшення визначимо K_u . Знаходимо струми

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}} - U_i}{R_1}; \quad (3.70)$$

$$I_2 = \frac{-U_{\text{вих}} - U_i}{R_2}. \quad (3.71)$$

Оскільки від'ємний зворотний зв'язок (33) вирівнює потенціали входів ОП, то інвертуючий вхід є віртуальною землею, тобто

$$U_i = 0. \quad (3.72)$$

Тоді

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}; \quad (3.73)$$

$$I_2 = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_2}. \quad (3.74)$$

Знак “-” у (3.74) віддзеркалює те, що сигнал потрапляє до інвертуючого входу, через що знаки вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ та вихідної $U_{\text{вих}}$ протилежні, тобто інвертуючий підсилювач повертає фазу вхідного сигналу на 180° .

Оскільки вхідні опори саме входів ОП нескінченно великі, то вони ніколи не обтікаються струмами. Тоді вхідний струм I_1 може текти тільки по колу зворотного зв'язку R_2 , тобто

$$I_1 = I_2. \quad (3.75)$$

З формул (3.69) та (3.73) ... (3.75) отримуємо вираз для коефіцієнта підсилення інвертуючого підсилювача

$$K_{\text{ін}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (3.76)$$

Знак “-” вказує на протилежність фаз $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$, тобто $U_{\text{вих}} = -K_{\text{ін}} U_{\text{вх}}$.

Отже, коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача однозначно визначається співвідношенням опорів резистора зворотного зв'язку R_2 та резистора на вході R_1 . Вибором опору R_2 забезпечують необхідне підсилення.

Щодо опору R_1 , то йому дорівнює вхідний опір. Тому R_1 не може бути надмірно малим. Через це необхідний коефіцієнт підсилення забезпечують переважно вибором опору R_2 .

Інвертуючий підсилювач може сприймати сигнали як безпосередньо по гальванічному колу, так і через конденсатор.

Неінвертуючий підсилювач напруги

У неінвертуючому підсилювачі, схема якого показана на рис. 3.35, сигнал потрапляє до неінвертуючого входу. Тому фази $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$ збігаються.

Для визначення коефіцієнта підсилення, зважаючи на те, що від'ємний ЗЗ вирівнює потенціали входів ОП, скористуємось рівністю $U_i = U_{\text{вх}}$. Напруга U_i є вихідною напругою подільника R_2 ; R_1 і тому

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВІХ}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.77)$$

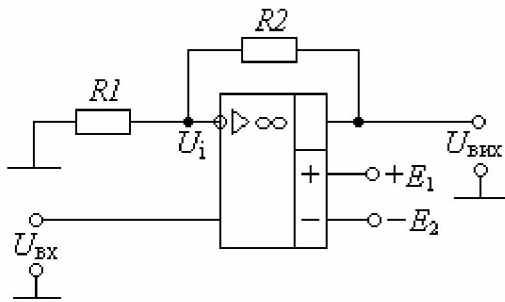


Рисунок 3.35 – Неінвертуючий підсилювач постійного струму

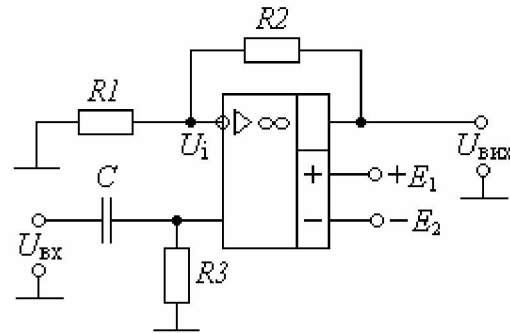


Рисунок 3.36 – Неінвертуючий підсилювач змінного струму

З формул (3.76) та (3.77) знаходимо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{\text{н}} = \frac{R_2}{R_1} + 1. \quad (3.78)$$

Порівнюючи (3.76) та (3.78), бачимо, що $K_{\text{н}}$ більше за K_{i} на одиницю. Для великих коефіцієнтів підсилення ($K_{\text{i}} \gg 1$) це не має значення, а на малі K_{i} одиниця впливає суттєво.

Щодо вхідного опору, то він значний і дорівнює власному опору входу ОП, тобто є досить великим.

Слід звернути особливу увагу на те, що неінвертуючий вхід не має живлення і тому його треба підключати до джерела сигналу тільки по гальванічному колу.

Якщо треба подавати $U_{\text{ВХ}}$ через конденсатор C , то у схемі має бути резистор R_3 , який забезпечує гальванічне коло неінвертуючого входу (рис. 3.36).

Інвертуючий суматор

Інвертуючий суматор, схема якого показана на рис. 3.37, у загальному випадку складає струми. Ця здатність зумовлена нехтовно малим опором приймача струму, на якому здійснений суматор.

Оскільки сума вхідних струмів повністю тече по колу 33, то

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n. \quad (3.79)$$

Вихідна напруга становить

$$U_{\text{ВІХ}} = -(I_1 + I_2 + \dots + I_n) R_{33}. \quad (3.80)$$

Струми (3.79) визначаються як

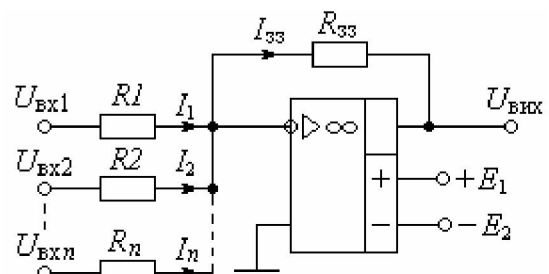


Рисунок 3.37 – Інвертуючий суматор

$$I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}1}}{R_1}; I_2 = \frac{U_{\text{ВХ}2}}{R_2}; \dots; I_n = \frac{U_{\text{ВХ}n}}{R_n}. \quad (3.81)$$

З формул (3.79)...(3.81) визначаємо вихідну напругу

$$U_{\text{ВІХ}} = - \left(\frac{U_{\text{ВХ}1}}{R_1} + \frac{U_{\text{ВХ}2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{\text{ВХ}n}}{R_n} \right) R_{33}. \quad (3.82)$$

З останнього співвідношення видно, що суматор складає напруги $U_{\text{ВХ}1} \dots U_{\text{ВХ}n}$ зі своїми масштабними коефіцієнтами, які визначаються опорами $R_1 \dots R_n$. Наприклад, при $U_{\text{ВХ}1} = U_{\text{ВХ}2}$ та $R_2 = 2R_1$ внесок напруги $U_{\text{ВХ}2}$ у вихідний сигнал буде вдвічі меншим за $U_{\text{ВХ}1}$. Вираз у дужках (3.82) носить назву *зваженої суми*.

Якщо треба отримати *арифметичне* складання напруг, то згадані масштабні коефіцієнти мають дорівнювати одиниці. Отже, що опори усіх резисторів мають бути однаковими:

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_{33} = R. \quad (3.83)$$

З формул (3.82) та (3.83) випливає, що в окремому випадку при однакових опорах усіх резисторів суматор складає вхідні напруги арифметично:

$$U_{\text{ВІХ}} = - (U_{\text{ВХ}1} + U_{\text{ВХ}2} + \dots + U_{\text{ВХ}n}). \quad (3.84)$$

Неінвертуючий суматор

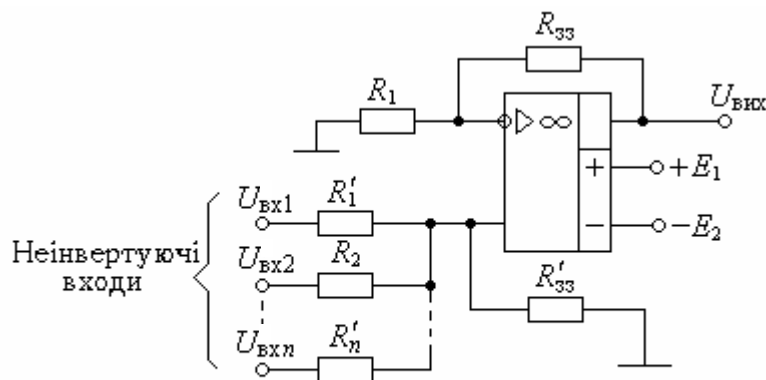


Рисунок 3.38 – Неінвертуючий суматор

Неінвертуючий суматор, схема якого показана на рис. 3.38, є варіантом схеми складання-віднімання (рис. 3.37).

Неінвертуючий вхід забезпечує складання вхідних напруг, а коло інвертуючого входу визначає коефіцієнт підсилення $\left(\frac{R_{33}}{R_1} + 1 \right)$.

Від'ємний 33 вирівнює потенціали інвертуючого та неінвертуючого входів. Зважаючи на це, знаходимо вихідну напругу для схеми (рис. 3.38):

$$U_{\text{ВІХ}} = \left(\frac{U_{\text{ВХ}1}}{R'_1} + \frac{U_{\text{ВХ}2}}{R'_2} + \dots + \frac{U_{\text{ВХ}n}}{R'_n} \right) R'_{33} * \left(\frac{R_{33}}{R_1} + 1 \right). \quad (3.85)$$

Для складання напруг з підсиленням потрібне дотримання рівності

$$R'_1 = R'_2 = \dots = R'_n = R'_{33}, \quad (3.86)$$

підставлення якої в (3.85) визначає вихідну напругу як алгебраїчну суму вхідних напруг

$$U_{\text{вих}} = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вх } n}) * \left(\frac{R_{33}}{R_1} + 1 \right). \quad (3.87)$$

Для чисто арифметичного складання вхідних напруг потрібно забезпечити одиничне підсилення, яке досягається за умов (3.86).

Зважаючи на (3.86), отримуємо вихідну напругу як суму вхідних напруг:

$$U_{\text{вих}} = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вх } n}). \quad (3.88)$$

Операційний підсилювач в режимі компаратора

Компаратор – порівнюючий пороговий пристрій, що формує на виході потенційний сигнал з рівнем напруги живлення у тому випадку, коли потенційні рівні вхідних сигналів відрізняються від нуля.

Для реалізації компараторів за допомогою операційних підсилювачів слід враховувати наступні вимоги:

- необхідно визначати **знак різниці** рівнів порівнюваних сигналів;
- рівень вихідних сигналів незалежно від знака різниці вхідних сигналів повинен бути позитивним;
- компаратор повинен мати можливість регулювання порога спрацьовування при порівнянні досліджуваного сигналу з еталонним.

Операційний підсилювач, що працює за схемою прямого масштабного підсилення і не має контуру зворотного зв'язку, відповідає першій вимозі. Однак полярність вихідного сигналу буде визначатися знаком різниці порівнюваних напруг, тобто друга вимога залишається невиконаною. Для усунення цього недоліку при практичній реалізації компаратор формують з двох операційних підсилювачів (рис. 3.39).

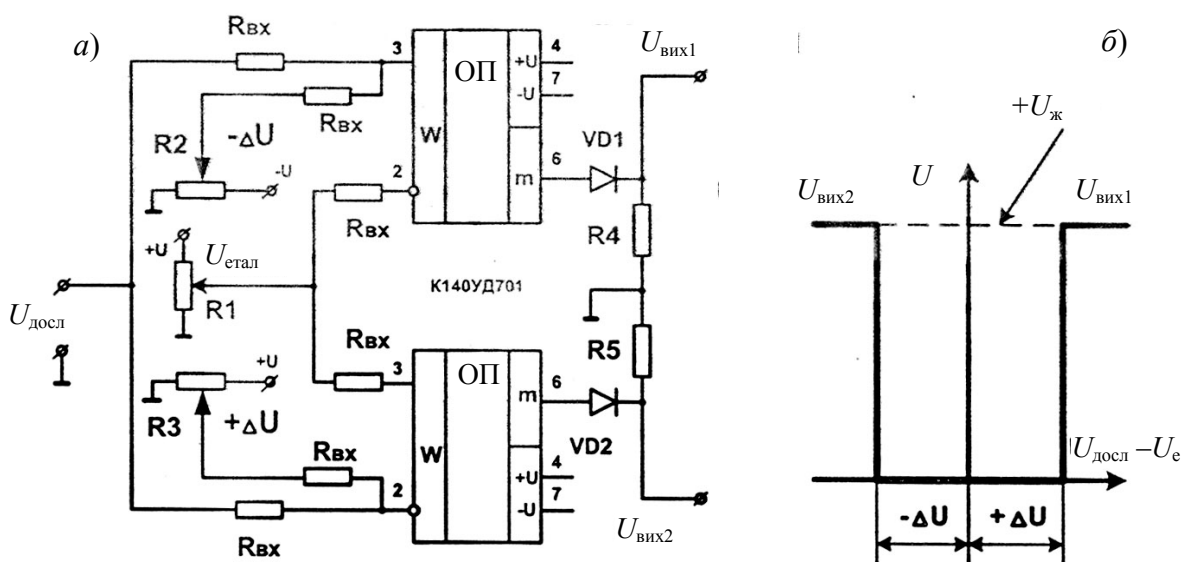


Рисунок 3.39 – Операційний підсилювач в режимі компаратора:

а) принципова схема; б) залежність вихідної напруги від $U_{\text{досл}}$

Причому досліджуваний сигнал одночасно подають на *прямий вхід першого* підсилювача та *інверсний вхід другого*, а еталонний сигнал – на

інверсний вхід першого підсилювача та прямий вхід другого. Оскільки кожен підсилювач *підсилює різницю рівнів між прямим та інверсним входами*, то перший буде мати на виході « $+U_{\text{ж}}$ » за позитивної різниці, а другий за негативної різниці рівнів досліджуваного та еталонного сигналів (рис. 3.39,б).

Для задоволення третьої вимоги на прямий вхід першого підсилювача паралельно досліджуваному сигналу подають від'ємну опорну напругу з амплітудою, що відповідає позитивній області зони нечутливості. На інверсний вхід другого підсилювача подають позитивну опорну напругу з амплітудою, що відповідає негативній області зони нечутливості.

Для регулювання амплітуди всієї зони нечутливості, а, в разі необхідності і її позитивної або негативної складових, опорні сигнали формують за допомогою подільників напруги R_2 і R_3 . Рівень еталонного сигналу так само регулюють за допомогою подільника напруги R_1 .

У тому випадку, коли рівень вхідного сигналу менший рівня еталонного, на виході першого підсилювача формується сигнал високого рівня негативної полярності « $-U_{\text{ж}}$ ». У тому випадку, коли рівень вхідного сигналу вищий рівня еталонного, сигнал з рівнем « $-U_{\text{ж}}$ » формується на виході другого підсилювача.

Для виключення подачі негативної напруги на входи наступних пристроїв автоматики застосовують діодні розв'язки $VD1$ та $VD2$.

3.3. Підсилювачі потужності

Формувачі команд керування (ФКК), як правило, не мають потужність, яка достатня для включення виконавчих механізмів і сервоприводів. Крім цього, переважна більшість виконавчих пристроїв виконані на основі електромагнітів або електродвигунів, які мають напругу живлення, що суттєво перевищує рівень вихідних сигналів ФКК. Тому у системах автоматизації застосовують спеціальні підсилювальні пристрої, різні за виконанням та призначенням.

3.3.1. Транзисторний підсилювач з гальванічною розв'язкою

Підсилювачі потужності з гальванічною розв'язкою (рис. 3.40) застосовують для узгодження за рівнем електронних керуючих модулів, виконаних на інтегральних мікросхемах, з виконавчими механізмами. Гальванічна розв'язка, реалізована за допомогою *оптотранзисторної пари* АОТ 128А, що забезпечує зв'язок з керування, ізолює за живленням приводи, що мають високу індуктивність та керуючий модуль.

Керуючий елемент виконавчого пристрою, наприклад, електромагніт гідравлічного розподільника, встановлюють між клемми «Вих» і « $+24\text{В}$ », забезпечуючи включення приводу при надходженні на вхід підсилювача сигналу високого рівня.

Для керування реверсивними виконавчими механізмами, наприклад, маніпулятором зворотно-поступальної дії, виконаним на базі електричного механізму МП-100, застосовують два підсилювачі (рис. 3.41).

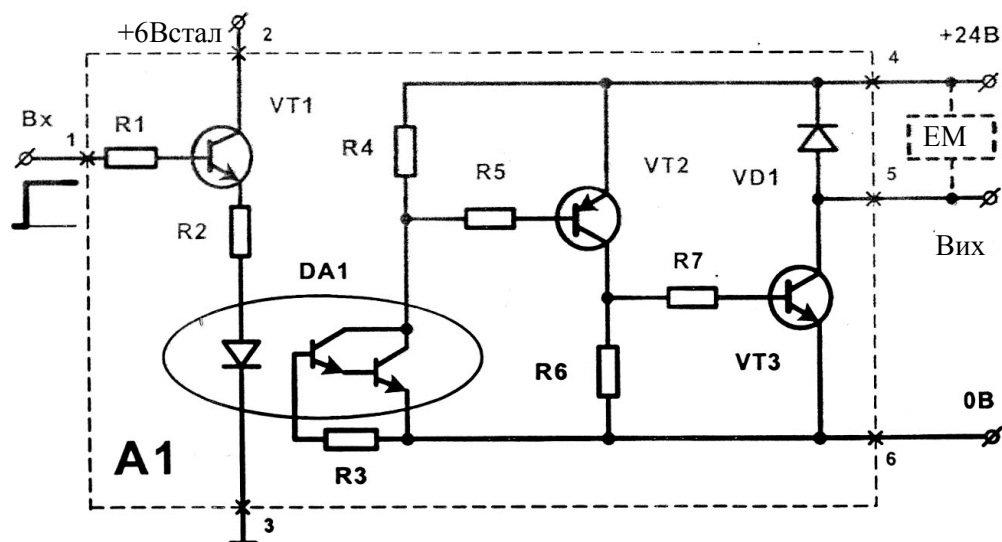


Рисунок 3.40 – Транзисторний підсилювач з гальванічною розв'язкою

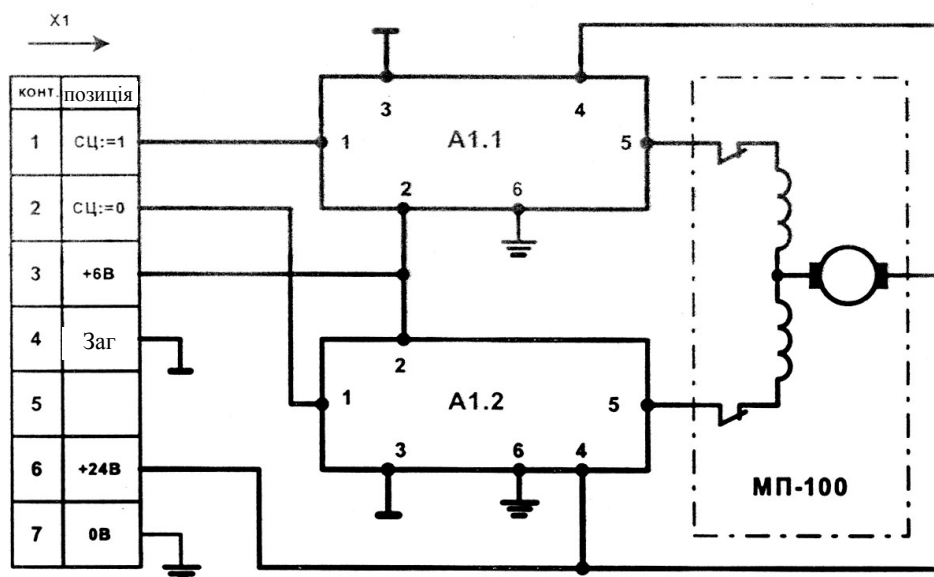


Рисунок 3.41 – Керування маніпулятором важеля зчеплення

Необхідно зазначити, що шина живлення «Заг» відноситься до постійного джерела живлення керуючого модуля й електрично не зв'язана з шиною живлення «0 В», що є «масою» акумуляторної батареї автоматизованої дорожньої машини.

Представлений підсилювач при використанні транзисторів *VT2* – КТ502В і *VT3* – КТ819Г забезпечує керування виконавчими пристроями, що споживають струм навантаження до 5 А.

3.3.2. Тиристорний підсилювач

Тиристор являє собою напівпровідниковий керований вентиль, що відкривається при надходженні на керуючий електрод позитивної напруги, амплітуда якого визначається струмом відкриття даного тиристора. При живленні схеми постійною непульсуючою напругою замикання вентилі здійснюють шляхом подачі на катод зустрічного струму з амплітудою, що

перевищує прямий струм навантаження. При живленні постійною пульсуючою напругою замикання вентиля відбудеться при знятті з керуючого електрода позитивного зсуву (зміщення).

З урахуванням цих властивостей при автоматизації, наприклад, машин, що мають бортове живлення від акумуляторів, у схему підсилювача (рис. 3.42) встановлюють третій замикаючий тиристор $VT3$, який відкривається при одночасній відсутності керуючих команд на головних вентилях $VT1$ і $VT2$ та забезпечує їх замикання в результаті зустрічного розряду одного з конденсаторів C_K .

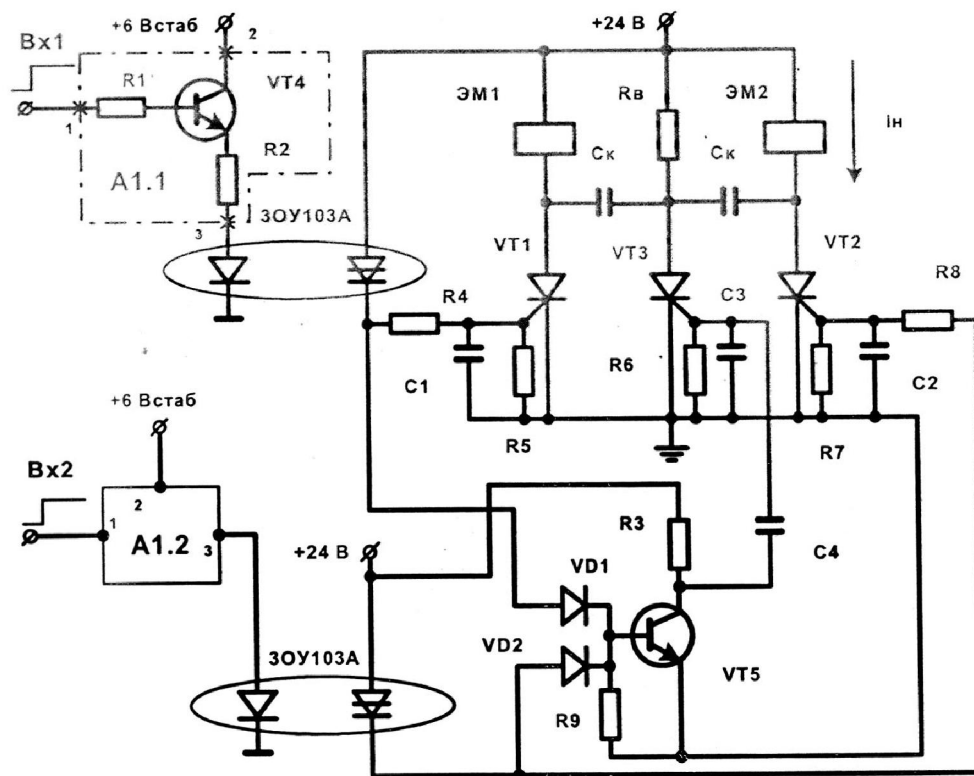


Рисунок 3.42 – Двоканальний тиристорний підсилювач

Розрахунок параметрів конденсаторів C_K і додаткового опору R_B для тиристорів КУ201В, КУ202В, що мають максимальний струм навантаження відповідно 2 і 10 А, відбувається за такою методикою:

$$C_K = \frac{t I_H}{U_{ж}}, \text{ мкФ}, \quad (3.89)$$

де $t = 35$ мкс – час перемикання тиристора; I_H – струм навантаження, А; $U_{ж}$ – напруга живлення, В.

$$R_B \leq \frac{U_{ж}}{I_{ут}}, \text{ Ом}, \quad (3.90)$$

де $I_{ут} = 0,15$ А – струм утримання тиристора.

Для гальванічної розв'язки керуючого модуля та виконавчих пристроїв застосовують оптичні пари, які мають $I_{вих} \approx 100$ мА.

При надходженні керуючої команди на тиристор $VT1$ одночасно зі спрацюванням електромагніту ЕМ1 відбувається заряд конденсатора C_{K1} ,

який розряджається колом $C_{к1} - VT3 - VT1$ після відкриття тиристора $VT3$, забезпечуючи зустрічний струм, що закриває вентиль $VT1$. Пристрій, побудований на діодах $VD1, VD2$ й транзисторі $VT5$, являє собою логічний елемент «АБО-НЕ», потужність вихідного сигналу якого забезпечує відкриття вентиля $VT3$ у тому випадку, коли обидва вхідні сигнали $Vx1$ і $Vx2$ мають низький рівень.

При реалізації керуючого модуля на малопотужних мікросхемах вхідні сигнали $Vx1$ і $Vx2$ підсилюють за допомогою однокаскадних транзисторних підсилювачів А1.1 та А1.2.

У тих самих випадках, коли керуючі команди формують більш потужні пристрої, наприклад, безконтактні кінцеві вимикачі, необхідність у підсиленні команд відпадає.

3.4. Магнітні підсилювачі

3.4.1. Принцип дії магнітного підсилювача

Магнітний підсилювач (МП) являє собою статичний електромагнітний пристрій, що складається з осердя і накладених на нього обмоток.

Фізична картина процесів, що відбуваються в МП, характеризується, як і у будь-якому електромагнітному пристрої, двома видами величин: магнітними та електричними. Зв'язок між ними встановлюється, як відомо за допомогою двох законів електротехніки: закону електромагнітної індукції й закону повного струму. Згідно із законом електромагнітної індукції, якщо прикладена до обмотки напруга синусоїдальна й врівноважується е.р.с. самоіндукції, то діюче значення напруги зв'язується з максимальним значенням індукції в осерді за допомогою рівняння:

$$U = 4,44fwSB_m, \quad (3.91)$$

де U – діюче значення напруги, що прикладена до обмотки, В; f – частота напруги живлення, Гц; w – число витків обмотки; S – площа поперечного перерізу осердя, м²; B_m – максимальне значення індукції в осерді, Тл.

Згідно із законом повного струму для однорідного осердя, у якого напруженість магнітного поля уздовж всього шляху є постійною величиною та збігається за напрямом з дотичною до шляху, маємо наступну залежність між напруженістю поля та величиною струму в обмотці:

$$H = \frac{wi}{l}, \quad (3.92)$$

де H – напруженість магнітного поля в осерді, А/м; i – струм в обмотці, А; l – середня довжина шляху потоку в осерді, м.

Для з'ясування принципу роботи МП розглянемо схему на рис. 3.43. Дросель w_p із замкнутим осердям з магнітом'якого матеріалу має додаткову обмотку w_v , якою пропускається постійний струм.

З'ясуємо залежність струму i , що протікає в обмотці w_p при синусоїдальній напрузі, від властивостей магнітного матеріалу осердя та від величини постійної складової магнітної індукції B_- . Проектуючи значення індукції на криву намагнічування, знаходимо криві зміни напруженості H_- для трьох

значень $B_{\sim}$. Як видно з графіка, в міру збільшення підмагнічування величина $H_{\sim}$ зростає, але тому що напруженість поля $H_{\sim}$ може створюватися лише струмом, що протікає в обмотці, то, в міру збільшення підмагнічування зростає струм i (тобто криві $H_{\sim}$ в іншому масштабі являють собою струм i). Інакше кажучи, наявність підмагнічування постійним струмом суттєво змінює магнітний стан матеріалу, а саме магнітну проникність для змінного потоку $\mu_{\sim} = B_{\sim}/H_{\sim} = \tan \alpha$, причому змінює так, що при збільшенні підмагнічування величина магнітної проникності зменшується. Це призводить до зменшення індуктивного опору дроселя:

$$x_B = \omega L = 2\pi f \frac{w_p^2 S}{l} \mu_{\sim} = k \mu_{\sim}$$

і, як наслідок, до збільшення струму через обмотку:

$$I_p = \frac{U_{\sim}}{z_d} = \frac{U_{\sim}}{\sqrt{r_d^2 + x_d^2}},$$

де r_d – активний опір обмотки w_p .

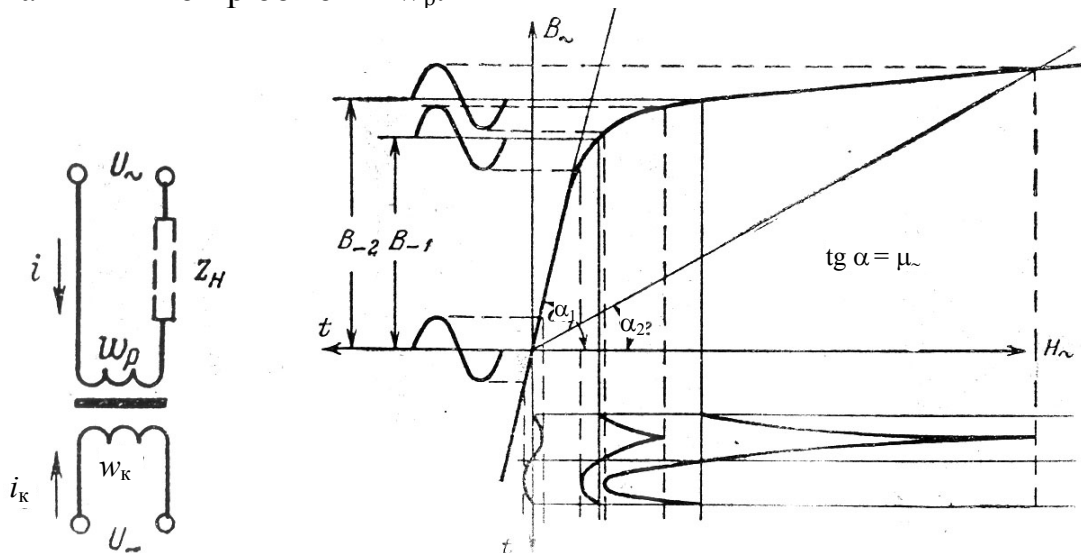


Рисунок 3.43 – Зміна напруженості поля в осерді залежно від величини постійної складової індукції

Залежність $\mu_{\sim}$ й струму I_y від струму керування I_k (напруженості підмагнічувального поля $H_{\sim}$) показана на рис. 3.45.

Таким чином, змінюючи величину підмагнічувального поля (змінюючи струм у колі постійного струму), ми можемо керувати величиною струму в колі змінного струму, а отже, у навантаженні, якщо увімкнути його послідовно з w_p :

$$I_H = \frac{U_{\sim}}{z} = \frac{U_{\sim}}{\sqrt{(r_H + r_d)^2 + (x_H + x_d)^2}},$$

де r_H і x_H – активна й індуктивна складові опору навантаження. Тому що зміна потужності у навантаженні ΔP_H при зміні підмагнічувального поля значно перевищує потужність керування P_k , то даний пристрій і буде являти собою

найпростіший МП.

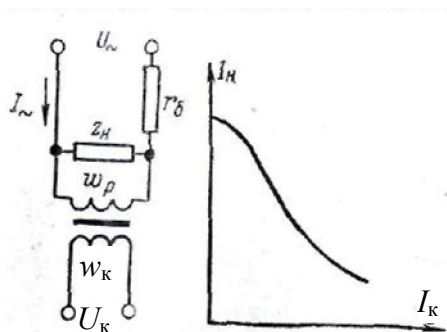


Рисунок 3.44 – Паралельне з'єднання навантаження й дроселя

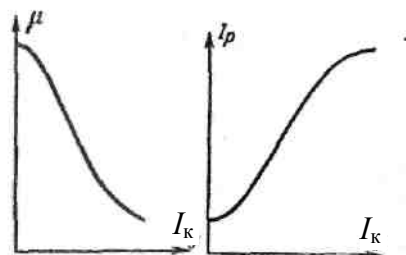


Рисунок 3.45 – Залежність магнітної проникності для змінного потоку та струму у навантаженні від величини підмагнічувального струму

Навантаження можна вмикати не лише послідовно з дроселем, але й паралельно йому (рис. 3.44). Якщо у підсилювачах з послідовним включенням навантаження треба підтримувати незмінною напругу живлення, то у підсилювачах з паралельним навантаженням необхідно підтримувати незмінним струм живлення I_n , для чого доводиться додатково вмикати достатньо великий постійний (баластний) опір r_6 . Увімкнення такого опору призводить до значних втрат (а отже, й до погіршення ККД), тому підсилювачі з паралельним навантаженням застосовують досить рідко і лише для спеціальних цілей.

Підмагнічування (керування) можна здійснювати не лише постійним, а й змінним струмом. При цьому необхідно, щоб частота струму підмагнічування або була меншою частоти джерела живлення (практично $f_y \leq 20\% f_n$) або дорівнювала їй (спеціальні схеми).

Очевидно, що характер і кратність зміни магнітної проникності $\mu(I_n)$ при зміні підмагнічувального поля залежать не лише від величини останнього, але й від властивостей магнітного матеріалу, з якого виконане осердя.

Незважаючи на те, що перші схеми магнітних підсилювачів були розроблені ще на початку нашого століття, досить значне розповсюдження вони отримали порівняно недавно – тільки після того, як були створені високоякісні магнітні матеріали, що дозволили їм успішно конкурувати з електронними та електромашинними підсилювачами.

Магнітні підсилювачі отримали значне розповсюдження у схемах автоматики, що зумовлено низкою їх переваг, до числа яких слід віднести:

- 1) відсутність рухомих частин, тобто надійність роботи та довговічність;
- 2) нечутливість до значних механічних перевантажень;
- 3) можливість підсилення на малих (до 10^{-12} Вт) потужностях;
- 4) високий коефіцієнт передачі значно більший, ніж у електронних підсилювачах з тим самим числом каскадів;
- 5) можливість підсилення малих постійних сигналів;

б) можливість простого складання кількох сигналів, надаваних одночасно на вхід підсилювача; для цього достатньо передбачити на вході підсилювача відповідного числа керуючих обмоток.

Найбільш суттєвим недоліком магнітних підсилювачів є їхня інерційність, що визначається індуктивністю керуючої обмотки та доходить до десятих часток секунди.

Однак у більшості випадків інерційність магнітних підсилювачів укладається у припустимі межі, що дозволяє використовувати їх у багатьох схемах автоматики.

3.4.2. Найпростіший магнітний підсилювач

Характеристики магнітних підсилювачів суттєво залежать від схеми з'єднання та від взаємного розташування обмоток на осерді.

Розглянуті нами схеми найпростіших підсилювачів (рис. 3.43 та 3.44) мають два суттєвих недоліки, які роблять їх непридатними для використання.

Перший недолік полягає у тому, що ці підсилювачі або взагалі не будуть керуватися, або керування буде поганим. Причиною є велика е.р.с. змінного струму, яка буде індукуватися в обмотці керування.

Другий недолік полягає у тому, що струм у навантаженні буде несиметричним. Перший недолік можна послабити, увімкнувши послідовно у коло керування індуктивність L (рис. 3.46), яка знизить змінну складову струму у колі постійного струму до припустимих меж. Але другий недолік при цьому зберігається. До того ж різко збільшилася б постійна часу підсилювача. Включення індуктивності у коло обмотки керування застосовують у наступних випадках:

а) у високочутливих МП з позитивним зворотним зв'язком, у яких відношення обвитків обмотки керування до обвитків робочої обмотки досить мале ($w_k/w_p = 0,01 \dots 0,1$);

б) при живленні обмотки керування змінним струмом або півхвильовими імпульсами;

в) у спеціальних двотактних схемах, виконаних на двох осердях.

Для усіх інших випадків значно розповсюджене виконання підсилювача на двох осердях або па одному багатострижневому (три- або чотиристрижневому) осерді. Це дозволяє розподілом робочої обмотки на дві частини усунути відразу обидва зазначені вище недоліки. При цьому обмотки w_p з'єднують або послідовно, або паралельно, але так, щоб в обох випадках намагнічувальні сили, створювані змінним струмом у стрижнях, охоплених обмоткою керування w_k , були спрямовані зустрічно і завдяки цьому не індуквали в обмотці керування е.р.с. основної частоти. Розглянемо докладніше обидва способи з'єднання обмоток.

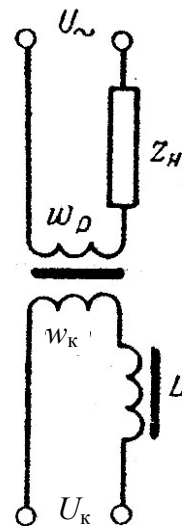


Рисунок 3.46 –
Магнітний
підсилювач на
одному осерді

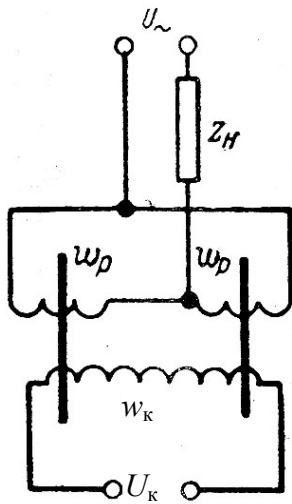


Рисунок 3.47 – Магнітний підсилювач на двох осердях з паралельним з'єднанням робочих обмоток

Парилельне з'єднання обмоток. Два П-подібних осердя (рис. 3.47) зі з'єднаними паралельно робочими обмотками w_p охоплені однією спільною обмоткою керування w_k . При синусоїдальній напрузі U_m у кожному з осердь будуть проходити потоки Φ_{m1} і Φ_{m2} , що змінюються синусоїдально, створювані струмами в обмотках w_p . Оскільки до обмоток прикладена одна і та сама напруга, потоки рівні за величиною, а їхня фаза відносно обмотки керування визначається включенням обмоток. При узгодженому включенні обмоток потоки знаходяться у протифазі, що для обмотки керування рівносильно відсутності змінного потоку в осерді $\Phi_m = \Phi_{m1} + \Phi_{m2}$ (рис. 3.48). Очевидно, що в цих умовах е.р.с. основної частоти в обмотці керування не індукується.

Нелінійність кривої намагнічування призводить до того, що при подачі керуючого сигналу струми через обмотки w_p виявляються несиметричними і містять парні гармоніки. У разі узгодженого включення обмоток потік Φ_k , створюваний обмоткою керування, буде у кожний даний півперіод складатися з потоком Φ_m в одному осерді (що відповідає більшій півхвилі струму) і віднімається в іншому (що відповідає малій півхвилі струму), а у кожний наступний напівперіод, навпаки, відніматися у першому і додаватися у другому.

Тому що струм у навантаженні дорівнює сумі струмів, що протікають через обмотки w_p , то, як видно з графіка, струм через навантаження симетричний (не містить парних гармонік). Парні гармоніки, що містяться у струмах i_{m1} й i_{m2} циркулюють лише всередині замкнутого контура, створюваного обмотками w_p . Таким чином, паралельне з'єднання робочих обмоток дозволяє створити добре керований підсилювач із симетричною формою струму у навантаженні, вільний від обох зазначених раніше недоліків.

Однак короткозамкнений контур, що складається з обмоток w_p , суттєво збільшує постійну часу підсилювача. Тому в тих випадках, коли необхідно отримати мінімальний час запізнювання, застосовують послідовне з'єднання робочих обмоток.

Послідовне з'єднання обмоток. Припустимо, що робочі обмотки двох осердь включені послідовно (рис. 3.49). У цьому випадку через навантаження і обмотки w_p проходить один і той самий струм:

$$i_H = \frac{U_m}{\sqrt{(r_H + 2r_p)^2 + (x_H + x_{p1} + x_{p2})^2}} \sin(\omega t - \varphi).$$

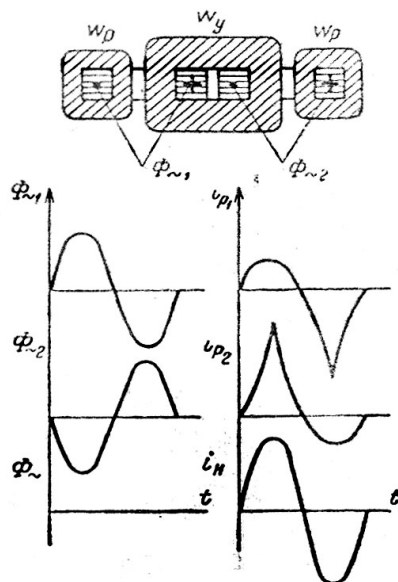


Рисунок 3.48 – Криві потоків в осердях і струмів у робочих обмотках та навантаженні при паралельному з'єднанні робочих обмоток

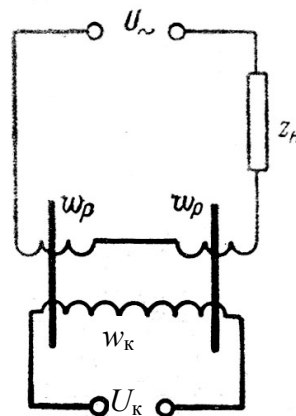


Рисунок 3.49 – Магнітний підсилювач на двох осердях з послідовним з'єднанням робочих обмоток

Можна легко показати, що і в цьому випадку струм повинен бути симетричним, тобто не повинен містити парних гармонік, тому що сума x_{p1} й x_{p2} у різні півперіоди напруги, що живить, залишається постійною. Дійсно, у даний півперіод $\Phi_{\sim}$ і $\Phi_{\sim}$ першого осердя складаються, а другого віднімаються, а

$$x'_{p1} \leq x'_{p2},$$

то у наступний півперіод осердя ніби міняються місцями й виникає нерівність:

$$x''_{p1} > x''_{p2}.$$

Очевидно, що за рівності параметрів осердя й обмотки:

$$x'_{p1} = x''_{p2} \text{ і } x''_{p1} = x'_{p2}.$$

Однак синусоїдальність струму через обмотки w_p (а отже, й синусоїдальність напруженості поля $H_{\sim}$) призводить, в результаті нелінійності кривої намагнічування (рис. 3.50), до асиметрії кривої потоку в осердях.

Ці несиметричні (а, отже, й парні гармоніки) потоки індукують в обмотці керування несиметричні е.р.с. E_1 і E_2 , сума яких створює у колі керування струм подвоєної частоти.

Величина струму подвійної частоти в обмотці керування, очевидно, залежить від числа обвитків та опору кола обмотки і за певних умов е.р.с. в ньому досягає досить великих значень. Тому у пристроях, де поява в обмотці керування чималих за величиною е.р.с. подвоєної частоти небажана (наприклад, у пристроях для вимірювання високих напруг постійного струму), слід віддати перевагу паралельному з'єднанню робочих обмоток.

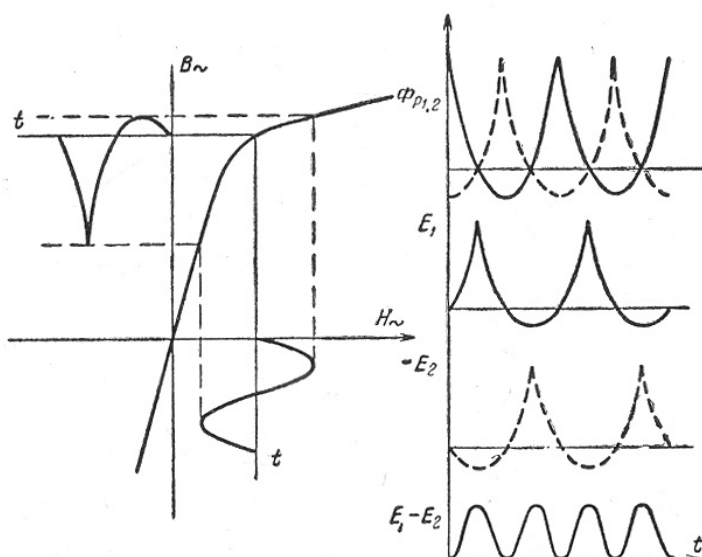


Рисунок 3.50 – Криві потоків в осердях й е.р.с. змінного струму в обмотці керування при послідовному з'єднанні робочих

обмоток

рисунку умовно позначені початки обмоток.

Другий варіант передбачає застосування однієї обмотки керування, що охоплює обидва осердя (рис. 3.51, б), причому робочі обмотки повинні бути з'єднані так, щоб результуючий магнітний потік основної частоти в осердях відносно обмотки керування дорівнював нулю й е.р.с. основної частоти взагалі не наводилася.

Хоча обидва варіанти рівноцінні відносно отриманого результату, але перший (застосування двох зустрічно включених обмоток керування) змушує рахуватися з тим, що у кожній із обмоток індукується е.р.с. основної частоти. Ця е.р.с. при великому відношенні w_k/w_p , може виявитися досить значною (1000 В і більше), що, у свою чергу, вимагає застосування поліпшеної ізоляції, а отже, й збільшення обмотувального вікна.

Тому застосування двох роздільних обмоток керування доцільне лише у підсилювачах з позитивним зворотним зв'язком, де відношення w_k/w_p мале.

Таким чином, в усіх випадках при виготовленні підсилювачів повинні бути дотримані умови отримання мінімального потоку розсіювання і виключення е.р.с. основної частоти в обмотках керування (зміщення, зворотного зв'язку та інших підмагнічувальних обмотках). Остання вимога обов'язкова для усіх

Розташування обмоток керування. Як паралельне, так і послідовне з'єднання робочих обмоток, застосоване щоб виключити появу напруги основної частоти у колі керування, допускає два варіанти намотування обмотки керування.

Перший варіант (рис. 3.51, а) вимагає такого зустрічно-послідовного з'єднання обмоток керування, щоб індуковані в обмотках керування е.р.с. основної частоти взаємно віднімалися й їхня сума була б рівною нулю. Точками на цьому

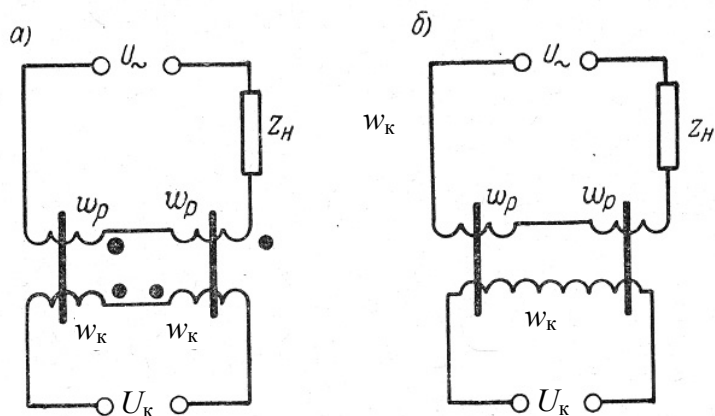


Рисунок 3.51 – Варіанти виконання обмотки керування магнітного підсилювача на двох осердях

підсилювачів за винятком тих із них, які керуються напругою тієї самої частоти, що й робоча.

3.4.3. Однотактові магнітні підсилювачі

У зв'язку з тим, що принцип дії МП заснований на використанні властивостей дроселя з осердям з феромагнітного матеріалу змінювати свій опір при підмагнічуванні, найпростіші однотактові підсилювачі, що складаються з підмагнічувального дроселя й навантаження, часто називають *дросельними*.

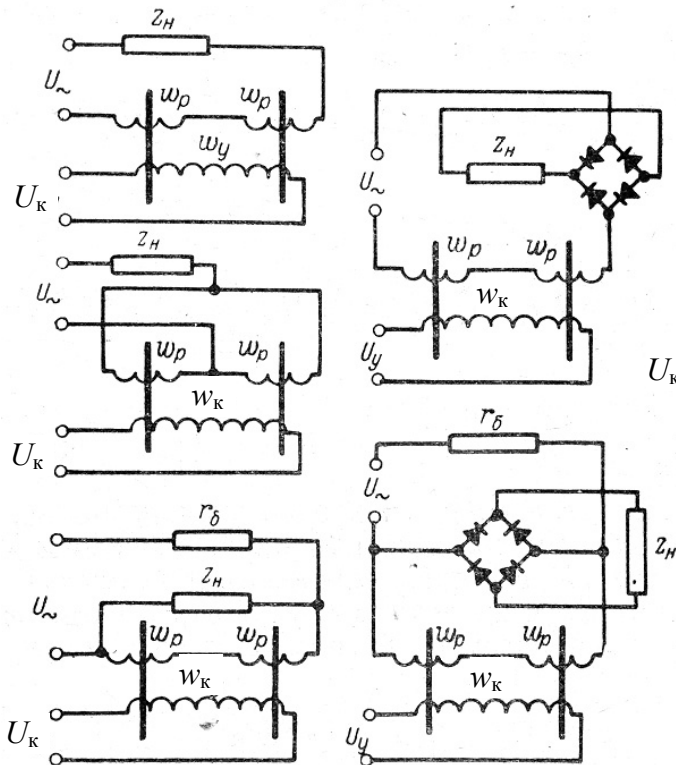


Рисунок 3.52 – Однотактні магнітні підсилювачі

У процесі розгляду попереднього матеріалу ми вже познайомилися з низкою схем однотактових підсилювачів без зворотного зв'язку. Як за послідовного, так і за паралельного з'єднання робочих обмоток навантаження з'єднують з дроселем частіше за все послідовно й лише рідко – паралельно (рис. 3.52). Інколи застосовують так звану трансформаторну схему (рис. 3.53), еквівалентну паралельному з'єднанню навантаження з дроселем, але яка дозволяє отримувати у навантаженні напругу іншої величини.

У тих випадках, коли робочі обмотки та обмотки керування можна виконати ідентичними й немає необхідності електрично відокремити коло керування від

робочого кола, використовують мостові схеми, які дозволяють пропускати змінний та постійний струми по одних і тих самих обмотках (рис. 3.54). Обмотки з'єднують у міст, і тому що опір його плечей (активні й індуктивні опори обмоток) дорівнюють один одному, то змінний струм не протікає через джерело постійного струму, а постійний – через джерело змінного.

В усіх вищезазначених схемах навантаження можна вмикати як на змінному, так і на випрямленому струмі. В останньому випадку навантаження вмикають через випрямний міст із півпровідникових (міднозакисних, селенових, германієвих або кремнієвих) вентилів.

Основною характеристикою магнітного підсилювача є статична характеристика вхід–вихід, тобто залежність діючого або середнього значення струму у навантаженні від струму керування. Статичні характеристики однотактних підсилювачів зображені на рис. 3.55.

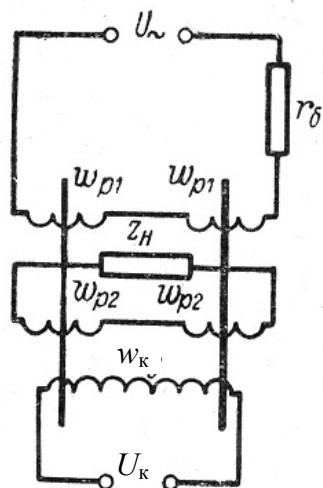


Рисунок 3.53 –
Трансформаторна
схема одноктакового
магнітного
підсилювача

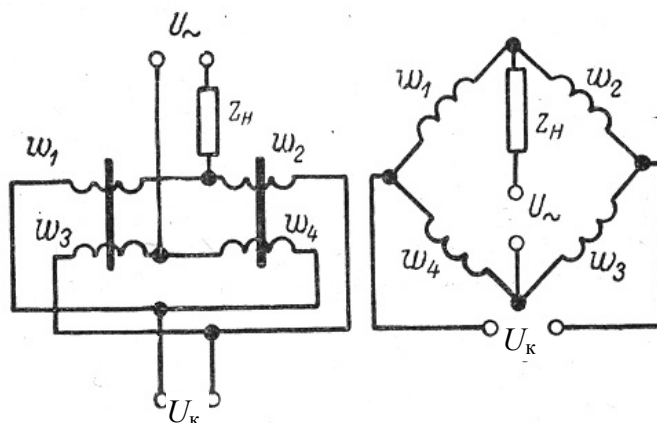


Рисунок 5.54 – Мостова схема одноктакового
підсилювача із загальними обмотками змінного й
постійного струму

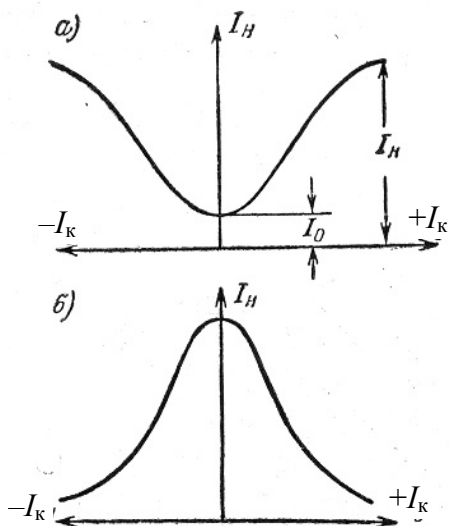


Рисунок 3.55 –
Характеристики вхід-вихід
одноктакових підсилювачів
при послідовному (а) й
паралельному (б) включенні
навантаження

Тому що при зміні полярності керуючого сигналу ні фаза, ні величина струму у навантаженні не змінюються, статична характеристика одноктакового підсилювача симетрична відносно осі ординат.

У деяких випадках статичну характеристику можна зобразити і в інших величинах, пропорційних струму навантаження та струму керування, таких, наприклад, як $H_{\sim} = f(H_y)$ або $H_{\sim} = f(AW_K)$.

Інколи використовують також характеристики, які відображають залежність потужності у навантаженні від потужності входу $P_H = f(P_K)$ або залежність напруги у навантаженні від напруги на вході $U_H = f(U_K)$.

У зв'язку з тим, що більш за все розповсюджені підсилювачі, у яких навантаження з'єднане з дроселем послідовно, доцільно у подальшому основну увагу приділити саме цьому типу схем.

Розглядаючи статичну характеристику підсилювача з послідовним включенням навантаження, можемо зазначити дві характерні точки, а саме: точку перетину з віссю ординат, яка визначає так званий струм холостого ходу підсилювача (I_0 – струм за відсутності підмагнічувального поля), й точку, що лежить безпосередньо за перегином кривої і відповідає максимальному струму I_K .

Відношення цих величин

$$K = \frac{I_{\kappa}}{I_0} \quad (3.93)$$

називають коефіцієнтом кратності струму у навантаженні. Це – один із параметрів, які характеризують підсилювач.

Решта параметрів, які звичайно характеризують МП, такі:

1. Коефіцієнти підсилення:

а) за струмом

$$k_i = \frac{I_{\text{н}} - I_0}{I_{\kappa}}; \quad (3.94)$$

б) за напругою

$$k_u = \frac{U_{\text{н}} - U_0}{U_{\kappa}}; \quad (3.95)$$

в) за потужністю

$$k_p = \frac{P_{\text{н}} - P_0}{P_{\kappa}} = k_i k_u = k_i^2 \frac{r_{\text{н}}}{r_{\kappa}}. \quad (3.96)$$

Тому що ці коефіцієнти є змінними величинами, то звичайно розрізняють максимальні значення k_i , k_u , k_p й їхні значення, що відповідають заданій (максимальній) потужності виходу (максимальному струму I_{κ}).

Очевидно, що за більшої величини коефіцієнта кратності струму у навантаженні, коли струм холостого ходу порівняно з максимальним струмом навантаження малий, можна з достатньою для практики точністю вважати, що

$$k_i = \frac{I_{\kappa}}{I_{\kappa}} \text{ і } k_u = \frac{U_{\kappa}}{U_{\kappa}},$$

де у чисельнику – струм (напруга) на вході; у знаменнику – максимальний струм (напруга).

Зі ще більшою підставою це відноситься до коефіцієнта підсилення за потужністю

$$k_p = \frac{(I_{\kappa}^2 - I_0^2) r_{\text{н}}}{I_{\kappa}^2 r_{\kappa}},$$

де вже за $k = 5$ помилка від нехтування струмом холостого ходу не перевищує 4%.

Грунтуючись на законі рівності м.д.с. (тобто приймаючи $k_i = w_{\kappa}/w_p$), отримаємо інший, часто використовуваний вираз для коефіцієнта підсилення за потужністю:

$$k_p = k_i^2 \frac{r_{\text{н}}}{r_{\kappa}} = \frac{w_{\kappa}^2 r_{\text{н}}}{w_p^2 r_{\kappa}}. \quad (3.97)$$

2. Максимальна потужність у навантаженні

$$P_{\text{н.п}} = I_{\kappa}^2 r_{\text{н}}. \quad (3.98)$$

3. Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = \frac{I_{\text{н}}^2 r_{\text{н}}}{I_{\text{н}}^2 r} = \frac{r_{\text{н}}}{r}, \quad (3.99)$$

де r – повний активний опір робочого кола.

4. Постійна часу

$$\tau_y = \frac{L_y}{r_k} = \frac{w_k^2 S}{l} \mu - \frac{1}{r_k}, \quad (3.100)$$

де μ – магнітна проникність для постійної складової потоку.

5. Добротність

$$D = \frac{k_p}{\tau} = 4f\eta. \quad (3.101)$$

де $\tau = \tau_k$.

Значення перерахованих величин, а також вимоги, які пред'являються до підсилювача у відношенні статичної характеристики, припустимого нагрівання, впливу гістерезису, коливань частоти та напруги мережі, об'єму, ваги та вартості, визначають вибір схеми, режиму роботи та методу розрахунку підсилювача.

Розглянуті нами одноктактні МП мають два суттєві недоліки: відсутність реакції на полярність (фазу) підсилюваного сигналу та наявність відносно великого струму холостого ходу, який обмежує величину кратності струму у навантаженні. Ці недоліки змушують у багатьох випадках переходити до використання інших, більш складних схем.

Інколи вимагану кратність струму одноктактного підсилювача можна отримати, створивши у навантаженні додатковий компенсуючий струм. Так, достатньо зашунтувати робочі обмотки ємністю (рис. 3.56,а), щоб струм холостого ходу зменшився у 2-4 рази. Це пояснюється, очевидно, тим, що реактивна складова першої гармоніки струму дроселя компенсується струмом ємності.

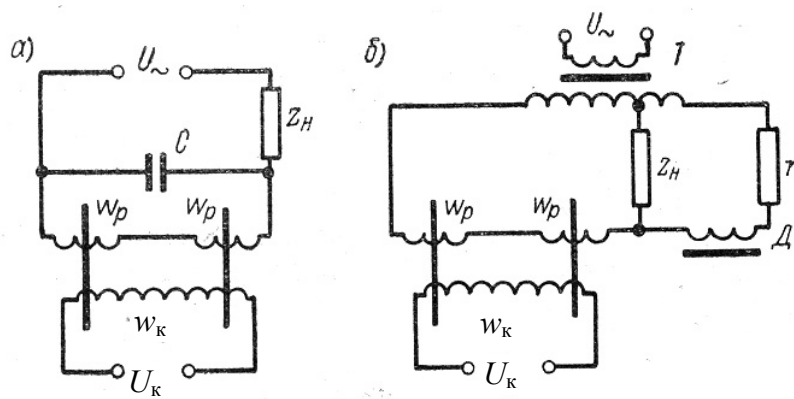


Рисунок 3.56 – Схема підвищення коефіцієнта кратності струму у навантаженні

У схемі рис. 3.56,б для компенсації струму холостого ходу використаний зустрічний струм додаткового контура, який складається з дроселя та активного опору. Опір необхідний, щоб обмежити струм дроселя при його насиченні, який відбувається під час подачі сигналу на вхід підсилювача. Схема дозволяє зменшувати струм холостого ходу до 5...10 разів.

Існують й інші схеми компенсації, які забезпечують те або інше підвищення коефіцієнта кратності, однак жодна із них не зводить струм

холостого ходу до нуля.

Що ж до реакції магнітного підсилювача на полярність (фазу) підсилюваного сигналу, то в принципі її можна отримати, увівши початкове зміщення.

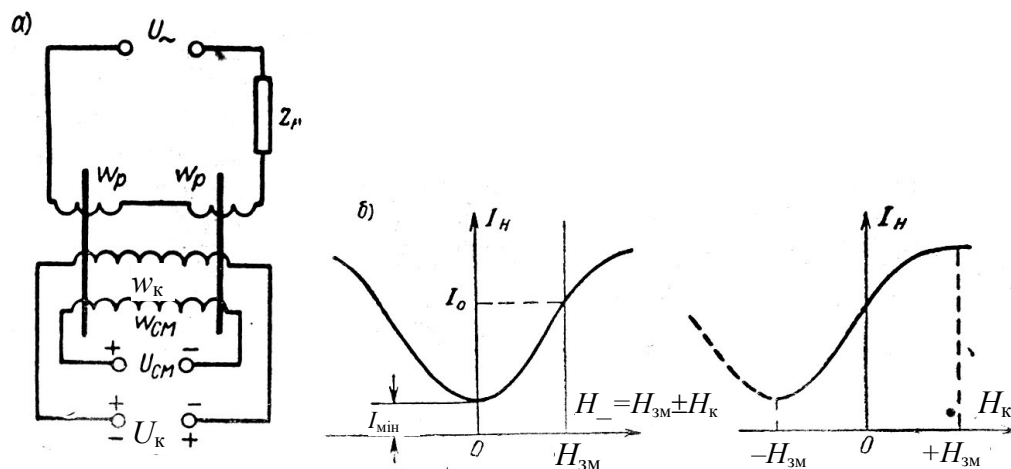


Рисунок 3.57 – Однотактовий підсилювач зі зміщенням

Припустимо, на однотактовий підсилювач намотана не одна, а дві підмагнічувальні обмотки w_k і w_{3m} (рис. 3.57,а). До однієї із них, а саме до w_{3m} , прикладена постійна за величиною та знаком напруга U_{3m} , а до другої w_k – керуюча напруга U_k . Тепер, за відсутності сигналу на вході, струм у навантаженні вже буде дорівнювати не струму холостого ходу, а струму I_1 , який визначається напруженістю поля зміщення.

Як впливає з рис. 3.57,б, введення постійного підмагнічування ніби пересуває характеристику підсилювача уздовж осі абсцис на величину напруженості поля зміщення.

При подачі сигналу на вход струм у навантаженні буде визначатися вже сумою або різницею напруженостей полів, створюваних обома обмотками $H = H_{3m} \pm H_k$. Очевидно, що при збігу полів струм у навантаженні буде збільшуватися від значення I_1 , а за їх зустрічною спрямованістю зменшуватися й, таким чином, підсилювач буде реагувати на полярність сигналу.

Якщо величину поля зміщення взяти такою, щоб струм I_0 знаходився посередині лінійної ділянки характеристики, ми отримаємо можливість максимально змінювати $H_k = \pm H_{3m}$.

Слід зазначити, що подібні схеми мають досить обмежене застосування, тому що у більшості практичних випадків при зміні полярності сигналу необхідно змінювати не величину струму навантаження, а його напрям або фазу.

Тому як підсилювачі, що реагують на полярність (фазу) сигналу, використовуються зазвичай підсилювачі, зібрані за двотактовими (пушпульними) схемами. Ці підсилювачі мають поряд з фазочутливістю ще й ту суттєву перевагу, що за відсутності сигналу на вході струм через навантаження дорівнює нулю.

3.4.4. Двотактові магнітні підсилювачі

Основними недоліками простих магнітних підсилювачів, що обмежують їхнє застосування, є:

- нечутливість до полярності вхідного керуючого сигналу. Струм $I_{\sim}$ у вихідній обмотці однаковий як за $+I_{\sim}$, так і зв $-I_{\sim}$;
- за керуючого сигналу, що дорівнює нулю, струм у вихідній обмотці не може дорівнювати нулю, тому що величина індуктивності дроселя не може бути рівною нескінченності за будь-яких значень I . Отже, у вихідній обмотці завжди буде деякий початковий струм.

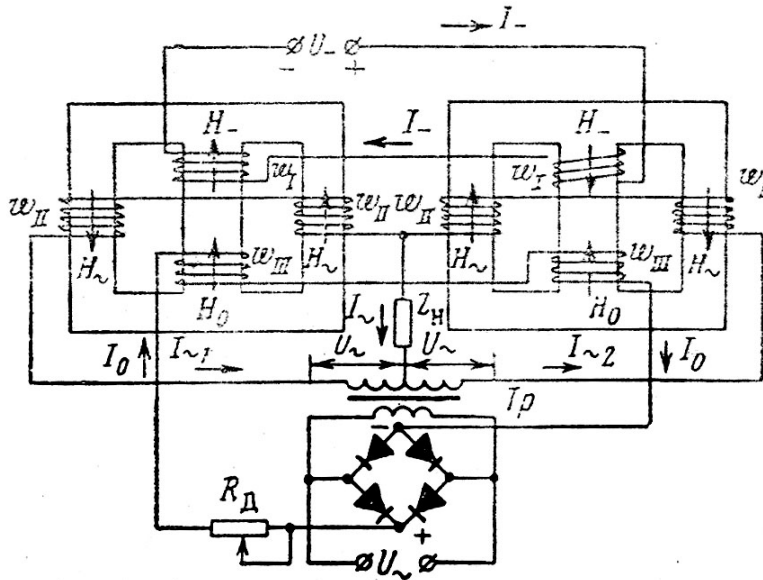


Рисунок 3.58 – Диференціальний магнітний підсилювач

Зазначені недоліки усуваються застосуванням мостової, трансформаторної й диференціальної двотактових схем. Для диференціальної схеми включення двох простих магнітних підсилювачів, показаній на рис. 3.58, струм у навантаженні $I_{\sim} = I_1 - I_2$. За однакових параметрів двох половин схеми та відсутності керуючого сигналу $I_1 = I_2$ початковий струм у навантаженні відсутній. Однак струм у навантаженні буде дорівнювати нулю і за наявності керуючого сигналу, тому що параметри обох половин схеми змінюються при цьому однаково. Для створення різницевого струму $I_{\sim}$ і чутливості до полярності керуючого сигналу у диференціальному магнітному підсилювачі застосовується спеціальна обмотка III додаткового постійного підмагнічування, яка створює постійну за величиною й напрямом напруженість магнітного поля

$$H_0 = \frac{I_0 w_{III}}{l_m}. \quad (3.102)$$

Призначенням цього магнітного поля за відсутності керуючого сигналу, є, як видно з рис. 3.59,а, зміщення робочої точки N магнітного підсилювача з осі симетрії кривої $L_{II} = f(H_{\sim})$ на одну зі спадних її ділянок ($a - b$). Керуючий сигнал $U_{\sim}$ створює магнітне поле напруженістю $H_{\sim}$ в одному із осердь, що збігається з полем обмотки III, а в іншому осерді спрямоване протилежно. За $U_{\sim} = 0$ значення $I_1 = I_2$ і струм у навантаженні $I_{\sim} = 0$. За появи керуючого сигналу підмагнічування одного осердя збільшується ($+\Delta H_{\sim}$), тобто

індуктивність відповідної обмотки II зменшується ($-\Delta L$) й струм у ній збільшується. Підмагнічування другого осердя зменшується ($-H_-$), тобто індуктивність відповідної обмотки II збільшується ($+L$) й струм у ній зменшується. При цьому у навантаженні Z_H з'являється різницевий струм $I_{\sim 1} - I_{\sim 2}$. При зміні полярності керуючого сигналу фаза різницевого струму у навантаженні змінюється на 180° .

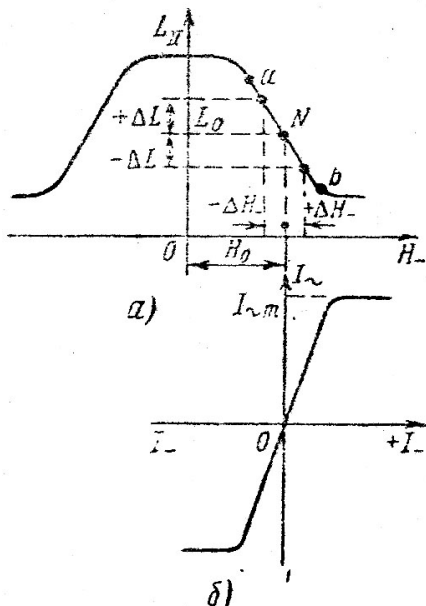


Рисунок 3.59 – Характеристика диференціального магнітного підсилювача

Загальна характеристика диференціального магнітного підсилювача показана на рис. 3.59, б. Щоб домогтися лінійності її робочої частини, необхідно сумістити робочу ділянку зміни керуючого сигналу з прямолінійною ділянкою кривої $L_H = f(H_-)$, а величину струму I_0 обмотки III додаткового постійного підмагнічування підібрати таким чином, щоб робоча точка N знаходилась приблизно посередині цієї ділянки ($a - b$) на рис. 3.59, а).

Загальний коефіцієнт передачі диференціального магнітного підсилювача

$$k_{U_0} = \frac{U_H}{U_-} = \frac{(I_{\sim 1} - I_{\sim 2}) |z_H|}{U_-} = \frac{2I_0 |z_H|}{U_-} = 2k_U, (3.103)$$

тому що $I_{\sim 2} = -I_{\sim 1}$, тобто вдвічі більший коефіцієнта передачі k_U однієї його половини (так само як k_{P_0} і k_{I_0}).

На рис. 3.60, а, б надана схема мостового магнітного підсилювача, яка відрізняється від схеми диференціального підсилювача лише увімкненням секцій w_1, w_2, w_3 й w_4 вихідної обмотки, що утворюють у даному випадку міст.

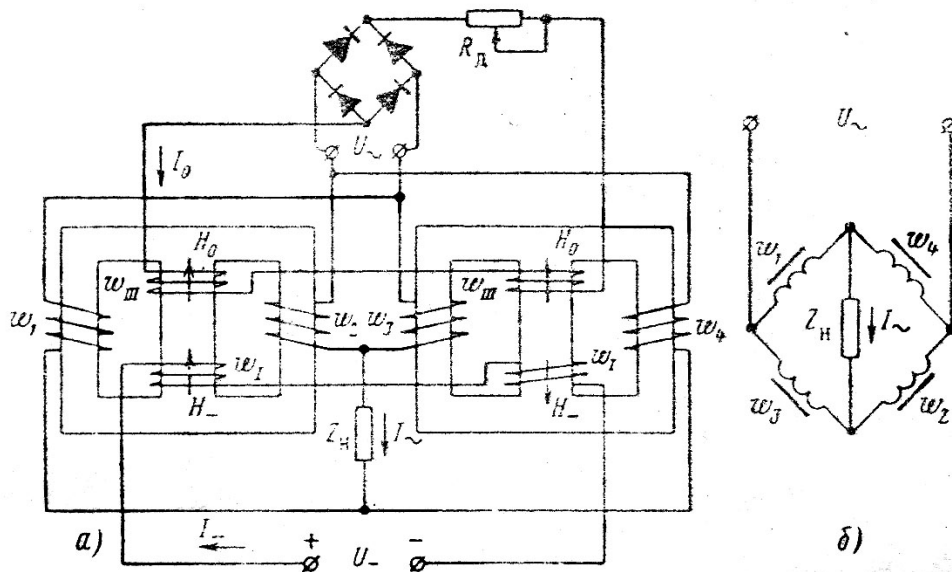


Рисунок 3.60 – Мостовий магнітний підсилювач та схема увімкнення обмоток змінного струму

За відсутності керуючого сигналу опори усіх чотирьох секцій однакові, міст урівноважений і струм у навантаженні відсутній. За наявності керуючого сигналу зазначеної на схемі полярності підмагнічування у лівому дроселі зростає $(H_0 + H_-)$, тобто індуктивності секцій w_1 і w_2 спадають, а підмагнічування у правому дроселі зменшується $(H_0 - H_-)$, тобто індуктивності секцій w_3 і w_4 зростають. При цьому рівновага мосту ($Z_1 Z_2 = Z_3 Z_4$) порушується, і у навантаженні з'являється змінний струм $I_- = k_1 I_-$. Характеристики мостового магнітного підсилювача аналогічні характеристикам диференціального, однак схема виходить простішою, тому що не вимагається трансформатора живлення. Вперше мостова схема двотактового магнітного підсилювача була запропонована у 1925 р. академіками Л.І. Мандельштамом і М.Д. Папалексі.

3.4.5. Магнітні підсилювачі зі зворотним зв'язком

Підвищення коефіцієнта передачі магнітних підсилювачів може бути досягнуто наступними трьома способами:

- застосуванням спеціальних магнітних сплавів; для магнітних підсилювачів на потужність менше 1 Вт застосовують осердя із залізонікелевих сплавів типу пермалоя;

- підвищенням частоти джерела живлення; якщо знехтувати втратами в осерді на перемагнічування та вихрові струми, то можна вважати, що коефіцієнт передачі пропорційний частоті напруги джерела живлення;

- застосуванням позитивного зворотного зв'язку. Схема простого магнітного підсилювача зі зворотним зв'язком показана на рис. 3.61.

Тут змінний струм I_- вихідної обмотки II випрямляється напівпровідниковим випрямлячем та подається в обмотку зворотного зв'язку w_{33} , створюючи додаткове підмагнічувальне поле з напруженістю H_{33} , пропорційній величині вихідного струму I_- .

Додаткове підмагнічувальне поле обмотки зворотного зв'язку у свою чергу ще більше збільшує вихідний струм і таким чином за однакового керуючого сигналу загальний коефіцієнт передачі значно підвищується.

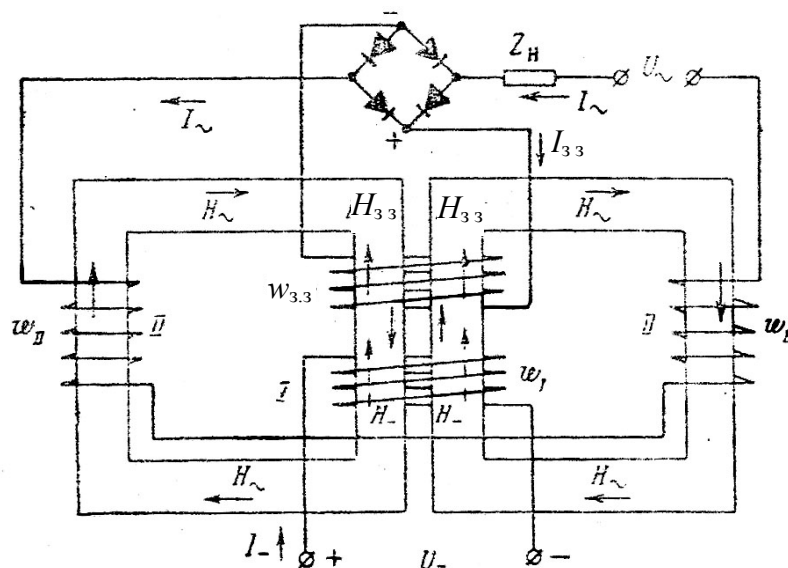


Рисунок 3.61 – Простий магнітний підсилювач зі зворотним зв'язком

На рис. 3.62,а показані одночасно характеристика $I_{\sim} = f(H_{-})$ магнітного підсилювача без зворотного зв'язку та характеристика (пряма ОС) обмотки зворотного зв'язку $H_{33} = k_1 I_{\sim}$, де $k_1 = \tan \gamma$. Для отримання струму $I_{\sim 1}$ у вихідній обмотці за відсутності зворотного зв'язку необхідне постійне підмагнічування (H_{-1}), створюване повністю керуючою обмоткою. За наявності зворотного зв'язку для створення струму $I_{\sim 1}$ необхідно таке саме постійне підмагнічування H_{-1} , але тепер значна його частина (H_{331}) буде створюватися обмоткою зворотного зв'язку й лише незначна частина ($H_{-1} - H_{331}$) повинна створюватися керуючою обмоткою.

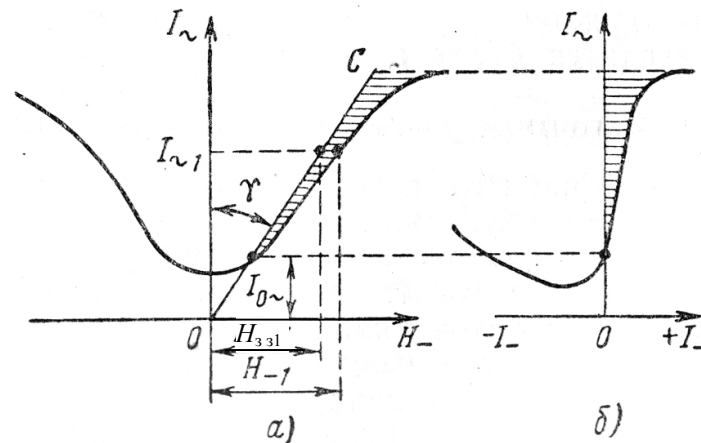


Рисунок 3.62 – Характеристика простого магнітного підсилювача зі зворотним зв'язком

За негативного керуючого сигналу для створення такого самого струму $I_{\sim 1}$ величина сигналу має бути навіть більшою, ніж без зворотного зв'язку, тому що обмотка зворотного зв'язку у цьому випадку протидіє керуючій обмотці. Отже, такий магнітний підсилювач працює лише за певної полярності керуючого сигналу, а його характеристика керування (залежність $I_{\sim}$ від I_{-}) може бути отримана зміщенням ліворуч заштрихованої площі до збігу з вертикальною віссю (рис. 3.62,б).

Основне рівняння (3.91) магнітного підсилювача за наявності зворотного зв'язку набуде вигляду

$$I_{\sim \text{ср}} w_{\text{II}} = I_{-} w_1 + I_{33} w_{33} \quad (3.104)$$

або, тому що

$$I_{\sim \text{ср}} = \frac{I_{\sim}}{K_f} \text{ і } I_{33} = \frac{I_{\sim}}{K_f},$$

$$\frac{I_{\sim}}{K_f} w_{\text{II}} = I_{-} w_1 + \frac{I_{\sim}}{K_f} w_{33},$$

звідки

$$I_{\sim} = K_f \frac{w_1}{w_{\text{II}}} \frac{1}{1 - \frac{w_{33}}{w_{\text{II}}}} I_{-},$$

тобто

$$k_{I_{33}} = \frac{k_1}{1 - K_{33}}, \quad (3.105)$$

де

$$K_{33} = \frac{w_{33}}{w_{II}}.$$

Аналогічно

$$K_{U_{33}} = \frac{k_U}{1 - K_{33}}, \quad (3.106)$$

і

$$k_{P_{33}} = \frac{k_P}{(1 - K_{33})^2}. \quad (3.107)$$

Зміна коефіцієнта зворотного зв'язку досягається зміною числа обвитків обмотки зворотного зв'язку. Для плавного регулювання частину обвитків шунтують змінним опором, до повзунка якого підводиться напруга живлення обмотки зворотного зв'язку.

Зі збільшенням коефіцієнта зворотного зв'язку коефіцієнт передачі зростає, а за $K_{33} \geq 1$ підсилювач переходить у релейний режим роботи й можливість плавного керування за його допомогою втрачається.

Для визначення постійної часу τ_{33} магнітного підсилювача зі зворотним зв'язком у рівняння (3.104) необхідно підставити

$$\Phi_- = k(I_- w_1 + I_{33} w_{33}),$$

де

$$I_{33} = \frac{I_-}{K_f} = k_{I_{33}} \frac{I_-}{K_f}.$$

Виконавши аналогічні перетворення та використовуючи рівність (3.105), отримаємо

$$\tau_{33} = \frac{\tau}{1 - K_{33}}, \quad (3.108)$$

тобто зі збільшенням зворотного зв'язку постійна часу магнітного підсилювача також збільшується.

3.5. Електромашинні підсилювачі

Для плавного керування відносно потужним (понад 100 Вт) електродвигуном постійну струму в автоматиці інколи використовують спеціальні електричні машини – електромашинні підсилювачі з поперековим полем збудження.

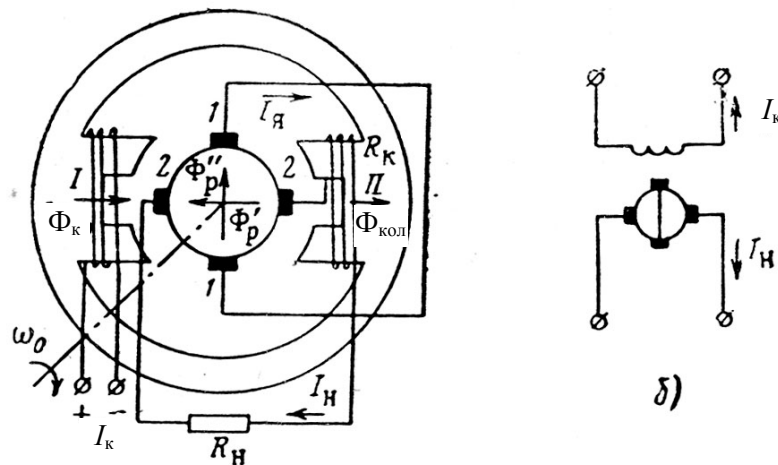


Рисунок 3.63 – Схема (а) та умовне позначення (б) електромашинного підсилювача

Електромашинний підсилювач (рис. 3.63,а) заснований на застосуванні машини постійного струму з двома парами щіток: 1–1 і 2–2, що запропонована акад. К.І. Шенфером ще у 1929 р. під назвою «метадин». Щітки 1–1 замкнені накоротко і розташовані під кутом 90° до напрямку потоку збудження Φ_K , створюваного керуючою обмоткою 1. Вісь щіток 2–2 зміщена на кут 90° відносно осі щіток 1–1 та збігається з напрямом потоку Φ_K .

До щіток 2–2 приєднано опір навантаження R_H послідовно з компенсаційною обмоткою II, що створює магнітний потік $\Phi_{\text{кол}}$ того самого напрямку, що й Φ_K . Умовне позначення такого електромашинного підсилювача в електричних схемах показано на рис. 3.63,б. Навантаженням його може бути опір якорної обмотки потужного (до десятків кіловат) регульованого електродвигуна.

Для пояснення принципу роботи електромашинного підсилювача з поперековим полем розглянемо спочатку коло щіток 1–1 (рис. 3.63,а), а потім щіток 2–2.

Якщо якір обертається від додаткового електродвигуна з постійною швидкістю ω_0 у магнітному полі Φ_K , що створюється керуючою обмоткою I, то в його обмотці приводиться е.р.с

$$E_1 = k_{e1} \Phi_K \omega_0 = k_{e1} k_\Phi I_K \omega_0. \quad (3.109)$$

Ця е.р.с замикається накоротко щітками 1–1. Тому що опір якоря $R_я$ також незначний, то навіть за невеликого керуючого струму струм $I_я$ в обмотці якоря досягається значної величини:

$$I_я = \frac{E_1}{R_я} = \frac{k_{e1} k_\Phi I_K \omega_0}{R_я}. \quad (3.110)$$

Цей струм створює потужний магнітний потік реакції якоря Φ'_p , напрям якого орієнтується за віссю щіток 1–1:

$$\Phi'_p = k_{p1} I_я = k I_K \omega_0,$$

де

$$k = \frac{k_{p1} k_{e1} k_{\Phi}}{R_{\text{я}}}. \quad (3.111)$$

Обмотка якоря при обертанні буде перетинати й цей магнітний потік, тобто у ній буде припадати робоча е.р.с., яка знімається зі щіток 2–2. Отже, напруга, що діє на вихідних зажимах, буде дорівнювати

$$E_2 = k_{e2} \Phi_p' \omega_0 = k_{e2} k_{\Phi} I_{\text{к}} \omega_0^2, \quad (3.112)$$

що знімається зі щіток 2–2. Отже, напруга, яка діє на вихідних зажимах, буде дорівнювати

$$U = E_2 - I_{\text{н}}(R_{\text{я}} + R_{\text{н}}) = k_{e2} k_{\Phi} I_{\text{к}} \omega_0^2 - I_{\text{н}}(R_{\text{я}} + R_{\text{н}}), \quad (3.13)$$

й приблизно пропорційна керуючому струму (за $\omega_0 = \text{const}$)

$$U \approx k_{e2} k_{\Phi} I_{\text{к}} \omega_0^2 = k_{\text{ек}} U_{\text{к}}, \quad (3.14)$$

якщо падінням напруги $I_{\text{н}}(R_{\text{я}} + R_{\text{н}})$ на незначному опорі якоря та компенсаційною обмоткою можна знехтувати порівняно з E_2 .

Отже, керуюча потужність підсилюється двічі: спочатку у колі щіток 1–1, а потім у колі щіток 2–2. Внаслідок цього коефіцієнт передачі потужності електромашинного підсилювача досягає десятки тисяч.

Струм навантаження $I_{\text{н}}$, проходячи обмоткою якоря, створює свій магнітний потік реакції якоря Φ_p'' , спрямований назустріч керуючому потоку та послаблює його. Струм навантаження набагато більший керуючого струму, тому величина потоку $\Phi_p'' = k_{p2} I_{\text{н}}$ може бути достатньо великою. Для усунення цього явища є додаткова компенсаційна обмотка II, підібрана таким чином, що вона створює магнітний потік $\Phi_{\text{к}} = -k_{p2} I_{\text{н}}$, приблизно рівний та протилежний за напрямом потоку Φ_p'' .

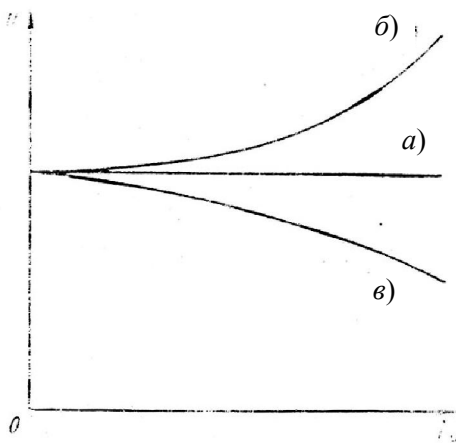


Рисунок 3.64 – Залежність $U = f(I_{\text{н}})$ електромашинного підсилювача при $I_{\text{к}} = \text{const}$

Недокомпенсація ($\Phi_{\text{к}} < \Phi_p''$) призводить до зменшення коефіцієнта передачі. Перекомпенсація ($\Phi_{\text{к}} > \Phi_p''$) може призвести до самозбудження та втрати можливості керування електромашинним підсилювачем. Для більшої надійності завжди обирають $\Phi_{\text{к}}$ на 1...3% менший Φ_p'' , щоб не допустити випадкової перекомпенсації. Залежність $U = f(I_{\text{н}})$ показана на рис. 3.64 для випадку ідеальної компенсації (а), перекомпенсації (б) й недокомпенсації (в).

Складемо рівняння перехідного процесу в електромашинному підсилювачі при увімкненні керуючої напруги $U_{\text{к}} = I_{\text{к}} R_{\text{к}}$,

нехтуючи постійною часу $L_{\text{к}}/R_{\text{к}}$ керуючої обмотки порівняно з постійною часу $\tau_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$ обмотки якоря. Таке нехтування тим більш справедливе, що послідовно з обмоткою керування завжди увімкнено достатньо великий активний опір джерела керуючого сигналу.

Для кола обмотки якоря справедливе рівняння

$$E_1 = i_{\text{я}} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}, \quad (3.115)$$

де за формулою (3.112) можна замінити

$$E_1 = k_{e2} k_{\Phi} \omega_0 \frac{U_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}, \quad (3.116)$$

а з (3.116) отримаємо

$$u \approx e_2 = k_{e2} \Phi'_{\text{р}} \omega_0 = k_{e2} k_{\text{р1}} \omega_0 i_{\text{я}}, \quad (3.117)$$

звідки можна знайти $i_{\text{н}}$. Підставляючи E та $i_{\text{н}}$ у вихідне рівняння після нескладних перетворень, знайдемо кінцевий вираз електромашинного підсилювача, справедливий і для перехідного процесу

$$\tau \frac{du}{dt} + u = k_{\text{е к}} U_{\text{к}}, \quad (3.118)$$

де $\tau \approx \tau_{\text{н}} = \frac{L_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}$ – постійна часу електромашинного підсилювача.

Для існуючих конструкцій $\tau = (0,05 \dots 0,02)$ с.

Загальний коефіцієнт передачі

$$k_{\text{е у}} = \frac{k_{\text{е1}} k_{\text{е2}} k_{\Phi} k_{\text{р1}}}{R_{\text{к}} R_{\text{я}}} \omega_0^2 = \frac{U}{U_{\text{к}}}. \quad (3.119)$$

Для існуючих конструкцій $k_{\text{е к}} = (10 \dots 100)$.

Для електромашинних підсилювачів з вихідною потужністю 100 Вт...
...25 кВт необхідна керуюча потужність (0,25...5) Вт.

Електромашинні підсилювачі звичайно мають декілька керуючих обмоток.

Контрольні питання

1. Назвіть основні технічні показники підсилювачів.
2. Що таке зворотний зв'язок (33)? Який 33 використовується у підсилювачах?
3. Які режими роботи підсилювачів Ви знаєте? Чим вони відрізняються?
4. Які режими роботи підсилювачів найбільш часто використовуються у схемах автоматизації для керування механізмами?
5. Накресліть схеми резисторних підсилювачів на біполярних транзисторах з емітерною стабілізацією режиму роботи.
5. Накресліть схему двотактового вихідного підсилювача.
6. Накресліть схеми резисторних підсилювачів на польових транзисторах.
7. Накресліть схему двотактового підсилювача на польових транзисторах зі спільним стоком.
8. Що таке операційний підсилювач?
9. Які схеми на операційному підсилювачі найбільш часто використовують у схемах керування систем автоматизації?
10. Накресліть схему компаратора на операційному підсилювачі.
11. Які схеми підсилювачів потужності Ви знаєте?

12. Накресліть схему транзисторного підсилювача з гальванічною розв'язкою та де їх використовують у системах автоматизації.
13. Які вихідні потужності забезпечує двоканалний тиристорний підсилювач?
14. Поясніть принцип дії магнітних підсилювачів.
15. Накресліть схему найпростішого магнітного підсилювача на одному осерді.
16. Накресліть схему магнітного підсилювача на двох осердях з паралельним з'єднанням обмоток. Які недоліки та переваги цієї схеми?
17. Накресліть схему магнітного підсилювача на двох осердях з послідовним з'єднанням робочих обмоток. Які недоліки та переваги цієї схеми?
18. Чому однотактні магнітні підсилювачі називають дросельними?
19. Які суттєві недоліки однотактових магнітних підсилювачів? Як їх можна зменшити?
20. Що таке двотактовий магнітний підсилювач? Які його переваги перед однотактовими?
21. Що таке електромашинний підсилювач? На чому основана його робота?
22. Завдяки чому в електромашинних підсилювачах забезпечується вихідна потужність 100 Вт...25 кВт?

4. ВИКОНАВЧІ МЕХАНІЗМИ

Виконавчі пристрої у системах автоматизації служать для перетворення керуючих команд у фізичну дію на об'єкт керування. Дія може бути безпосередня або через регулюючий орган у системах регулювання або керування або переміщення індикатора у системах автоматичного контролю або вимірювання.

Більшість видів дії зводиться до механічних: зміна величини, напряму, швидкості лінійного або поступального переміщення, а також до зміни зусиль.

Вибір виконавчого пристрою для вирішення конкретних задач автоматизації визначається видом додаткової енергії, що застосовується у системі, величиною й характером необхідної фізичної дії, припустимою інерційністю та точністю позиціонування, обмеженнями за масою та габаритами, надійністю.

Виконавчі пристрої бувають електромеханічними, електрогідравлічними та електропневматичними.

4.1. Електромеханічні виконавчі пристрої

Електромеханічні виконавчі пристрої здійснюють безпосереднє перетворення електричної енергії у механічну. У свою чергу, вони підрозділяються на пристрої, що використовують як перетворювач енергії електричні двигуни постійного та змінного струму та електромагнітні механізми.

4.1.1. Виконавчі пристрої та механізми на основі електричних двигунів

У загальному випадку (рис. 4.1) механізми цієї групи містять електричний двигун змінного або постійного струму, циліндричний, планетарний або комбінований понижувальний редуктор, передатний пристрій, що перетворює обертальний рух у кутовий або зворотно-поступальне переміщення вихідного елемента. Крім цього, як правило, подібні виконавчі пристрої містять блок кінцевих вимикачів або мікроперемикачів, які припиняють подачу живлення на електродвигун при досягненні вихідним елементом заданого лінійного або кутового переміщення.

Багато виконавчих механізмів цієї групи містять електромагнітне гальмо, яке запобігає «вибіг» вихідного елемента після зняття команди керування. Деякі спеціальні виконавчі механізми забезпечені органами керування передатним пристроєм, що забезпечує механічне роз'єднання редуктора та вихідного елемента або зміну його напряму руху без електричного реверсування електродвигуна. Подібні органи керування, як правило, являють собою комплект електромагнітних муфт.

Основний елемент узагальненої схеми виконавчого механізму – електродвигун постійного або змінного струму.

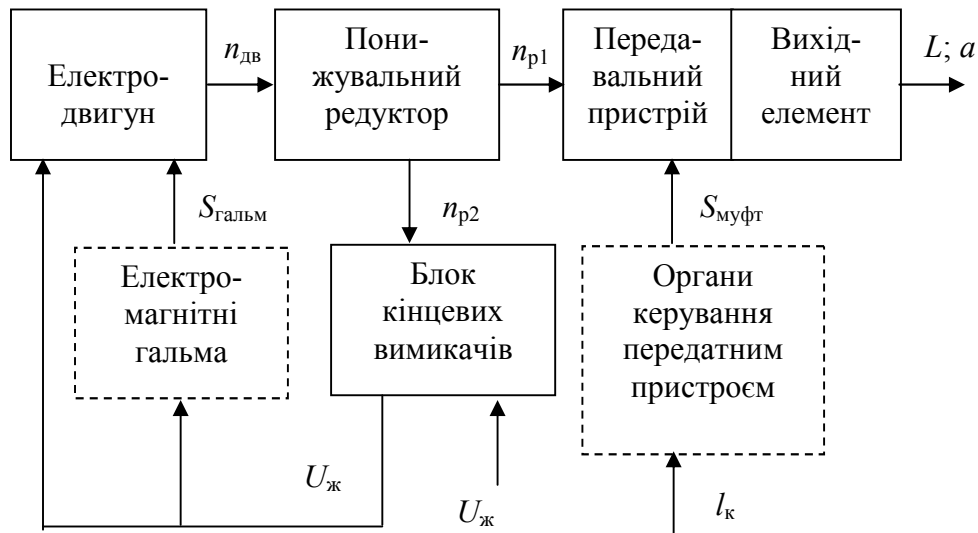


Рисунок 4.1 – Узагальнена схема виконавчого механізму, виконаного на основі електричного двигуна

Перший електродвигун постійного струму був створений ще у 1834 році академіком В.С. Якобі, а перший електродвигун змінного струму – М.О. Доливо-Добровольським у 1889 р.

До електродвигунів в автоматичі пред'являються наступні вимоги: широкий діапазон та простота регулювання швидкості обертання, малі габарити та вага за відносно великої механічної потужності, мала інерційність, невеликий момент тертя тощо. Внаслідок цього в автоматичі широкого застосування в основному отримали електродвигун постійного струму з незалежним збудженням та двофазний асинхронний електродвигун.

4.1.1.1. Виконавчі пристрої та механізми з двигунами постійного струму

Розглянемо спочатку роботу електродвигуна постійного струму з незалежним збудженням. Схема підключення такого двигуна за незмінного магнітного потоку Φ , створюваного обмоткою збудження, показана на рис. 4.2,а.

Як відомо, обертальний момент електродвигуна дорівнює

$$M_{об} = k_m \Phi I, \quad (4.1)$$

де k_m – конструктивна постійна електродвигуна.

Струм в якорі електродвигуна

$$I = \frac{U_e - e}{R}, \quad (4.2)$$

де U_e – напруга, підведена до обмотки якоря; R – опір якоря;

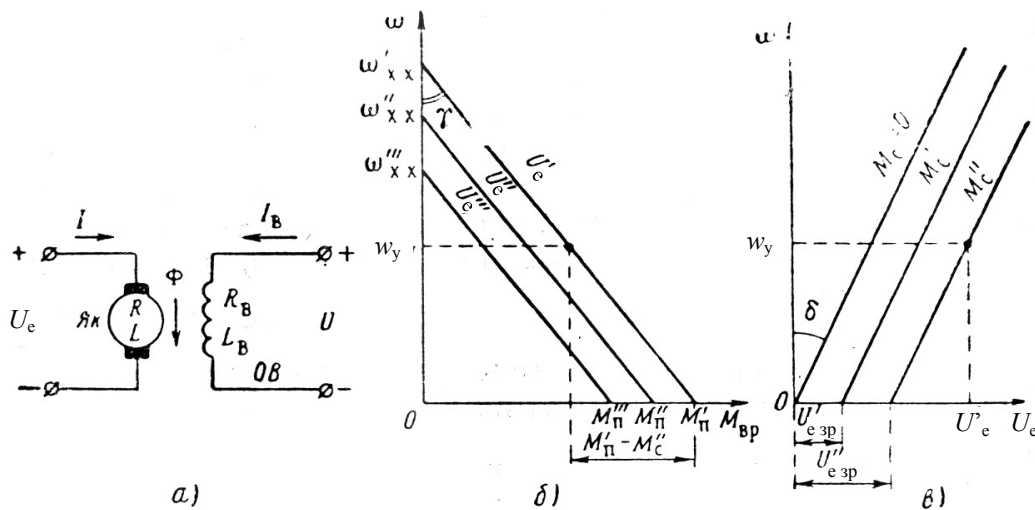


Рисунок 4.2 – Схема включення (а) й характеристики електродвигуна з незалежним збудженням (б, в)

$$e = k_e \Phi \omega \quad (4.3)$$

– проти-е.р.с. якоря, яка виникає при його обертанні у магнітному полі обмотки збудження з кутовою швидкістю ω ; k_e – конструктивна постійна. Отже,

$$M_{об} = \frac{k_m \Phi - e}{R} U_e = \frac{k_m k_e \Phi^2}{R} \omega = M_\pi - c \omega, \quad (4.4)$$

де

$$M_\pi = \frac{k_m \Phi}{R} U_e \quad (4.5)$$

– величина обертального моменту нерухомого ($\omega = 0$) електродвигуна, що називається *пусковим моментом*;

$$c = \frac{k_m k_e \Phi^2}{R} = \text{tg} \gamma \quad (4.6)$$

називається *коефіцієнтом спокою* та відображає зменшення обертального моменту електродвигуна зі зростанням швидкості обертання ω його якоря.

Залежність (4.4) для різних значень U_e показана на рис. 4.2,б.

Конструктивні постійні k_m й k_e , як відомо, пов'язані зі співвідношенням

$$k_m = \frac{k_e}{9,81}, \text{ тобто}$$

$$c = \frac{(k_e \Phi)^2}{9,81 R}. \quad (4.7)$$

З останнього виразу можна легко знайти величину c , тому що $k_e \Phi = \frac{e}{\omega}$ визначається дуже просто. Для цього в генераторному режимі електродвигуна вимірюють e за даної ω .

Якщо M_c – момент опору на валу електродвигуна, який являє собою суму моменту тертя в електродвигуні та моменту, створюваного навантаженням, то при пуску електродвигуна його швидкість обертання буде збільшуватися, а

обертальний момент – відповідно спадати до тих пір, поки не буде виконана рівність $M_{об} = M_c$. При цьому встановлена швидкість обертання

$$\omega_k = \frac{M_{п} - M_c}{c}. \quad (4.8)$$

За постійного моменту опору встановлена швидкість обертання вала електродвигуна лінійно залежить (рис. 4.2, в) від напруги, підведеної до якоря:

$$\omega_k = \frac{M_{п} - M_c}{c} = \frac{k_m \Phi}{cR} U_e = -\frac{M_c}{c} = \frac{1}{k_e \Phi} U_e - \frac{M_c}{c}. \quad (4.9)$$

З цього виразу, вважаючи $\omega_k = 0$, легко знайти, використовуючи (4.5), напругу «зрушення» електродвигуна, за якого $M_{об}$ стає більшим M_c й вал електродвигуна починає обертатися:

$$U_{е зр} = M_c \frac{R}{k_m \Phi} = \frac{M_c}{M_{п}} U_e. \quad (4.10)$$

Ця напруга визначає зону нечутливості електродвигуна. Якщо $M_c = 0$, то $U_{е зр} = 0$ і $\omega_k = \omega_{х х}$ (швидкість ідеального холостого ходу).

У малопотужній автоматиці, як правило, застосовується збудження електродвигунів від поля постійного магніту. Така конструкція значно зручніша, тому що не вимагає спеціального джерела живлення для обмотки збудження.

Розглянемо виконавчий механізм, регулюючий кут повороту, на прикладі МПК-13А-5 (рис. 4.3). Останній у своєму складі містить електричний двигун постійного струму з послідовним збудженням 1, багатоступінчастий редуктор 2, вихідний елемент 3, який має паз для встановлення шліцьового вала.

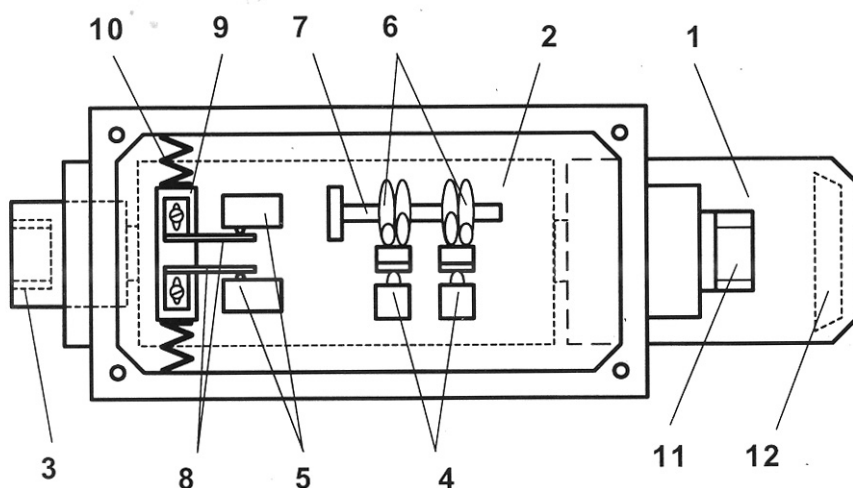


Рисунок 4.3 – Структура виконавчого механізму МПК-13А-5

Регулювання кута повороту вихідного елемента виконують за допомогою здвоєних кулачків 6, встановлених на осі 7, яка обертається синхронно з вихідним елементом. Встановлення заданого значення протидіючого моменту виконують настроюванням положення штовхачів 8, встановлених на кулі 9, що взаємодіє з пружинами граничного моменту 10. Електричне з'єднання виконавчого механізму з керуючим модулем здійснено за допомогою

штепсельного розніму 11. Для підвищення точності позиціювання вихідного елемента ротор двигуна забезпечений торцевим електромагнітним гальмом 12.

Електрична схема підключення механізму МПК-13А-5 показана на рис. 4.4.

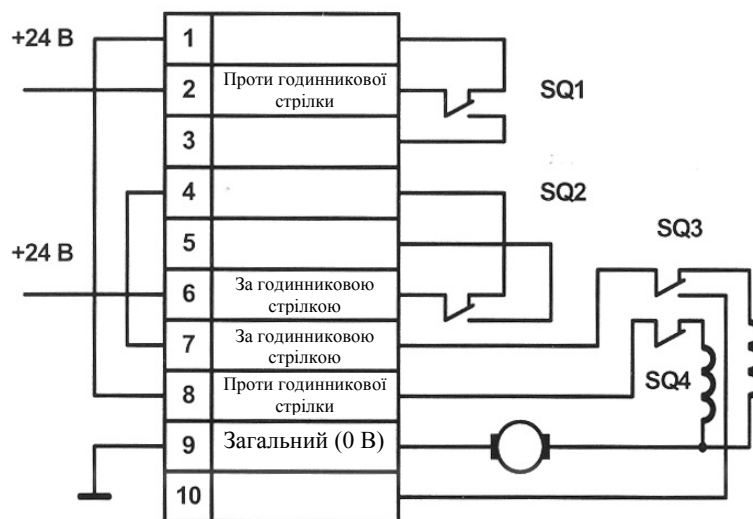


Рисунок 4.4 – Електрична схема підключення механізму МПК-13А-5

Зупинка двигуна при досягненні вихідним елементом максимального кута повороту проти годинникової стрілки здійснюється за допомогою мікроперемикачів SQ1 (4, на рис. 4.3), за годинниковою стрілкою – за допомогою SQ2 (4, на рис. 4.3), а також SQ3 і SQ4 (5, на рис. 4.3).

Виконавчий механізм обернено-поступальної дії розглянемо на прикладі МП-100М (рис. 4.5).

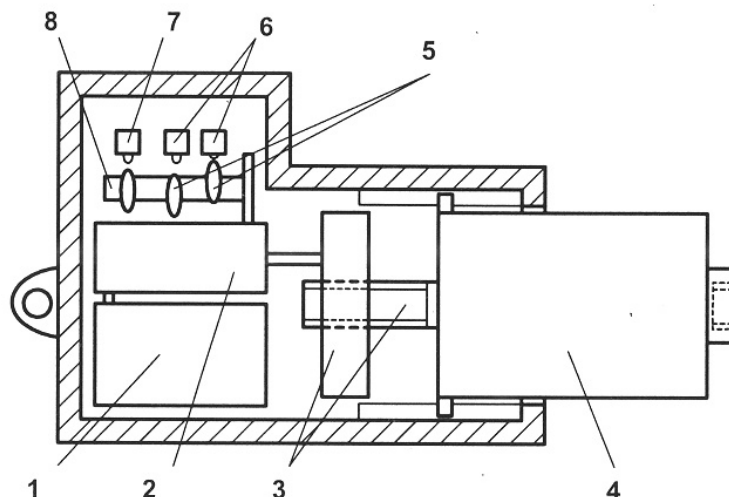


Рисунок 4.5 – Структура виконавчого механізму МП-100М

Такий механізм містить електричний двигун постійного струму з послідовним збудженням 1, чотириступінчастий планетарний редуктор 2 і передатний пристрій 3, виконаний у вигляді гвинтової пари. Вихідний елемент – шток 4 має різьбовий паз для встановлення з'єднувального кронштейна. Регулювання ходу штока здійснюють за допомогою кулачків 5, взаємодіючих зі

штовхачами мікроперемикачів 6 (SQ1, SQ2). Інформацію про середнє положення штока знімають з мікроперемикача 7 (SQ3). Усі мікроперемикачі розміщені на осі 8, повний оборот якої відповідає максимальному випуску штока.

Зупинка двигуна виконавчого механізму при досягненні вихідним елементом заданого висування здійснюється за допомогою мікроперемикача SQ1, заданого втягування – за допомогою SQ2 (рис. 4.6).

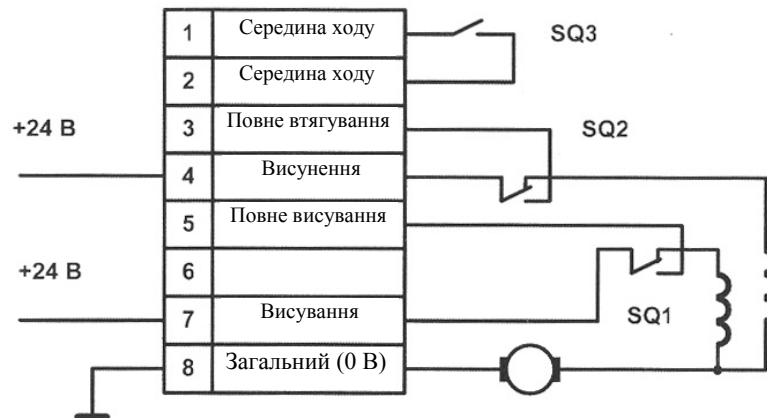


Рисунок 4.6 – Електрична схема механізму МП-100М

4.1.1.2. Виконавчі пристрої та механізми з двигунами змінного струму

При автоматизації технологічних процесів промислових підприємств, які мають доступ до мереж змінного струму, застосовують виконавчі механізми, виконані на базі електричного двигуна змінного струму.

З електродвигунів змінного струму найбільшого розповсюдження в автоматизації отримали асинхронні електродвигуни змінного струму з короткозамкненою обмоткою ротора, які мають низку суттєвих переваг:

- 1) малий момент інерції ротора;
- 2) малий момент тертя через відсутність ковзних контактів; обертальний ротор не з'єднується з колом живлення і тому потреба у ковзних струмопідведеннях (щітках) відпадає;
- 3) зручність регулювання й реверсування обертання;
- 4) пропорційність швидкості обертання напрузі живлення;
- 5) можливість живлення від електронного підсилювача, який працює на змінному струмі.

Звичайний двофазний асинхронний електродвигун (рис. 4.7) складається із ротора з короткозамкненою обмоткою типу «білкового колеса» (рис. 4.7,б) і статора з двома обмотками, що створюють обертове магнітне поле при живленні їх змінними напругами

$$u_e = U_{em} \sin \omega_0 t$$

і

$$u = U_m \sin (90^\circ - \omega_0 t) = U_m \cos \omega_0 t ,$$

які зміщені за фазою на 90° один відносно іншого.

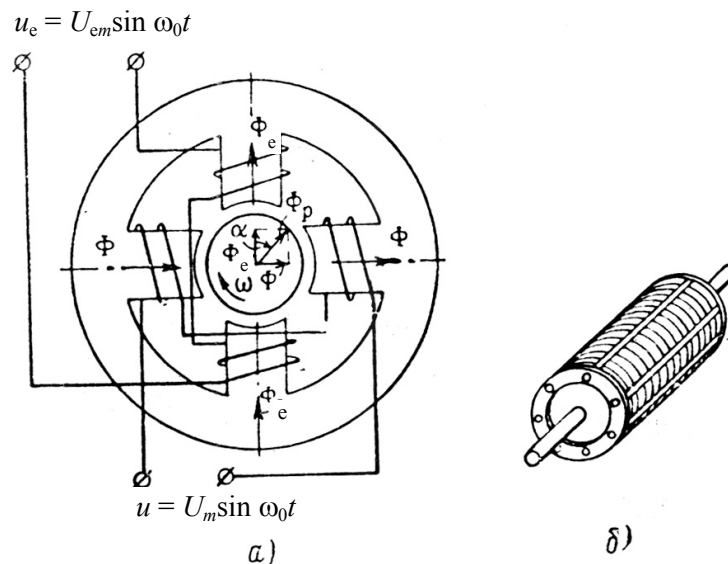


Рисунок 4.7 – Двофазний асинхронний електродвигун

Останнім часом в автоматичі значного розповсюдження отримав полегшений тип малопотужного асинхронного двофазного електродвигуна. У конструкції цього двигуна ротор для зменшення моменту інерції виготовлений у вигляді легкої тонкостінної склянки. У низці випадків обмотки розташовують на внутрішньому осерді, а зовнішній статор використовують лише як магнітопровід.

Обертальне магнітне поле статора, перетинаючи тіло ротора, робить у ньому вихрові струми. Взаємодія вихрових струмів у роторі з магнітним полем статора створює обертаючий момент, який приводить в обертання ротор. Якщо навантаження на валу ротора відсутнє, то швидкість його обертання буде дорівнювати швидкості обертання ω_0 магнітного поля. При цьому обертаючий момент ротора дорівнює нулю. За наявності моменту опору швидкість обертання ротора сповільнюється до такої величини ω , яка необхідна для створення обертаючого моменту, що дорівнює моменту опору.

Розглянемо принцип утворення обертаючого магнітного поля у двофазному асинхронному двигуні. Якщо вважати, що насичення у магнітопроводі відсутнє, то змінні напруги u_e й u створять пропорційні їм пульсуючі магнітні потоки, миттєві значення яких дорівнюють

$$\begin{aligned}\Phi &= \Phi_m \cos(90^\circ - \omega_0 t) = \Phi_m \sin \omega_0 t; \\ \Phi_e &= \Phi_{em} \sin(90^\circ - \omega_0 t) = \Phi_{em} \cos \omega_0 t.\end{aligned}$$

Ці магнітні потоки зміщені (рис. 4.8,а) просторово та за фазою на 90° , тобто для отримання миттєвого значення результуючого магнітного потоку, що діє на ротор, їх треба геометрично скласти. Якщо амплітудні значення цих потоків рівні між собою ($\Phi_m = \Phi_{em} = \Phi_0$), то величина результуючого магнітного потоку

$$\Phi_p = \sqrt{\Phi^2 + \Phi_e^2} = \sqrt{\Phi_0^2 \sin^2 \omega_0 t + \Phi_0^2 \cos^2 \omega_0 t} = \Phi_0,$$

тобто постійна за величиною для будь-якого моменту часу.

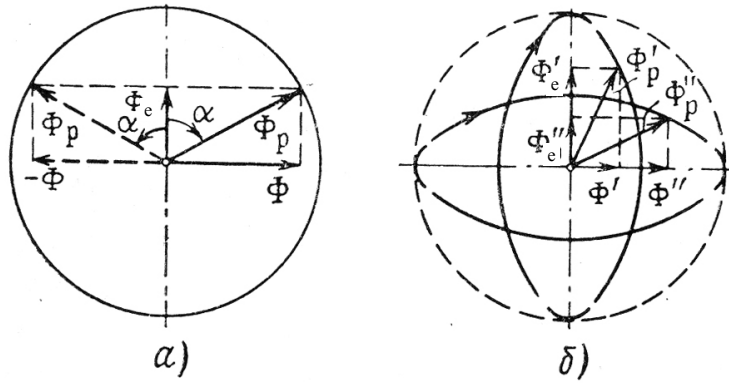


Рисунок 4.8 – Обертаюче магнітне поле

Миттєве кутове положення вектора результуючого магнітного потоку Φ_p віднайдеться із співвідношення

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Phi}{\Phi_e} = \frac{\Phi_0 \sin \omega_0 t}{\Phi_0 \cos \omega_0 t} = \operatorname{tg} \omega_0 t,$$

звідки

$$\alpha = \omega_0 t.$$

Отже, вектор результуючого магнітного потоку Φ_p обертається зі швидкістю ω_0 , а його кінець описує коло радіусом Φ_0 . При цьому утворюється колове обертаюче магнітне поле й ротор асинхронного двигуна обертається з максимально можливою швидкістю.

Якщо змінити фазу однієї з напруг, наприклад u , на 180° , то, як показано на рис. 4.8,а пунктиром, фаза Φ також зміниться на 180° . Вектор результуючого магнітного потоку повернеться при цьому в інший бік на кут $-\alpha$. Отже, зміною на 180° фази однієї з напруг, що живить обмотки асинхронного двигуна, можна змінити напрям обертання його вала. Практично для цього достатньо, наприклад, поміняти місцями кінці однієї з обмоток, що йдуть до джерела живлення.

Якщо зменшити за амплітудою одну з напруг (U_m або $U_{e\,m}$), то відповідно зменшиться амплітудне значення одного з магнітних потоків (Φ_m або $\Phi_{e\,m}$). При цьому кінець вектора Φ_p результуючого магнітного потоку буде описувати вже не коло, а еліпс (рис. 4.8, б), менша вісь якого буде збігатися з напрямом меншого за амплітудою магнітного потоку, і швидкість обертання ротора зменшиться. Якщо одну з напруг зробити рівною нулю, то результуюче магнітне поле перетвориться у пульсуюче, й електродвигун зупиниться.

Отже, зміною амплітуди змінної напруги на одній з обмоток, називаною в цьому випадку керуючою, можна плавно регулювати величину швидкості обертання двофазного асинхронного електродвигуна.

В теорії полегшеного асинхронного двофазного електродвигуна виводиться наступний приблизний вираз для його обертового моменту:

$$M_{06} \approx 2k_1 \omega_0 \Phi \Phi_e - k_1 \omega (\Phi^2 - \Phi_e^2), \quad (4.11)$$

де k_1 – коефіцієнт конструкції.

Використовуючи рівність $\frac{U_e}{U} = \frac{\Phi_e}{\Phi}$, підставимо у (4.11) $\Phi_e = \frac{U_e}{U} \Phi$:

$$M_{об} \approx \frac{2k_1\omega_0\Phi^2}{U} U_e - k_1\Phi^2 \left[1 + \left(\frac{U_e}{U} \right)^2 \right] \omega.$$

Якщо $U_e \ll U$, то аналогічно електродвигуну постійного струму

$$M_{об} \approx \frac{2k_1\omega_0\Phi^2}{U} U_e - k_1\Phi^2 \omega = M_{п} - c\omega, \quad (4.12)$$

де $M_{п} = \frac{2k_1\omega_0\Phi^2}{U} U_e$ – пусковий момент (за $\omega = 0$); $c \approx k_1\Phi^2$ – коефіцієнт спокою.

За достатньо значного питомого опору матеріалу ротора залежність (4.12) добре збігається з експериментальною, показаною на рис. 4.9,б для різних напруг сигналу.

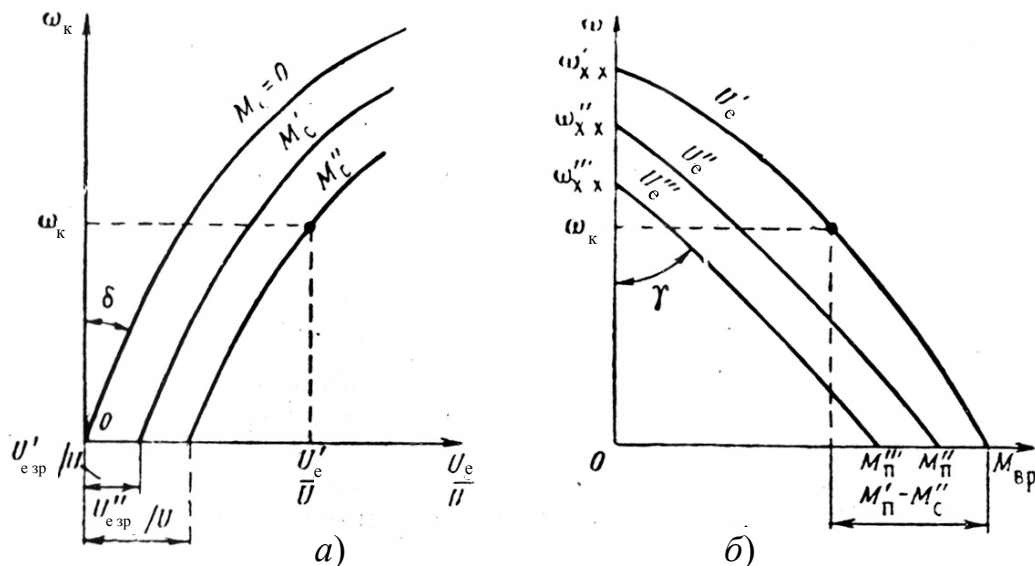


Рисунок 4.9 – Характеристики двофазного асинхронного електродвигуна

За $M_{об} = M_c$ усталена швидкість обертання ротора, як для електродвигуна постійного струму, приблизно пропорційна напрузі сигналу (рис. 4.9, а):

$$\omega_k \approx \frac{M_{п} - M_c}{c} = \frac{2\omega_0}{U} U_e - \frac{M_c}{c}. \quad (4.13)$$

Вважаючи тут $\omega_k = 0$, можна знайти напругу зрушення електродвигуна, що визначає величину його зони нечутливості:

$$U_{e\text{тр}} = \frac{M_c U}{2c\omega_0} = \frac{M_c}{\frac{2k_1\omega_0\Phi^2}{U}} = \frac{M_c}{M_{п}} U_e. \quad (4.14)$$

Як видно, за своїми характеристиками цей електродвигун дуже схожий на електродвигун постійного струму з незалежним збудженням і з успіхом може замінити останній в автоматичних пристроях, що працюють на змінному струмі.

Потужність механізмів на основі однофазних електродвигунів не перевищує 1 кВт, механізмів з дво- та трифазними електродвигунами – практично не обмежена.

Обидві групи виконавчих механізмів за своєю структурою й принципом перетворення обертального руху ротора двигуна у поворотальне або зворотно-поступальне переміщення вихідного елемента аналогічні виконавчим механізмам, заснованим на електродвигунах постійного струму (рис. 4.3 та 4.5).

Виконавчі механізми з однофазними двигунами (рис. 4.10) мають обмежений поворот (до 90°) й випуск (до 50 мм) вихідного елемента, тому кінцеві вимикачі, що обмежують переміщення останнього, конструктивно розміщені у корпусах відповідних механізмів.

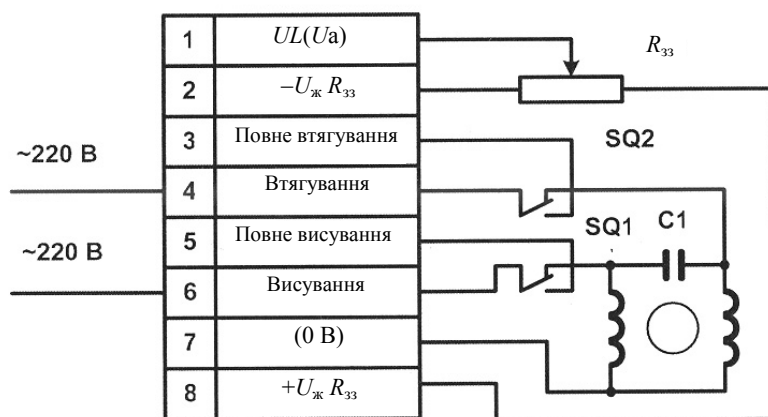


Рисунок 4.10 – Електрична схема однофазного виконавчого механізму МЕО-0,63

Додатково у механізмах такого типу можуть бути встановлені потенціометри зворотного зв'язку $R_{зз}$, що забезпечують безперервний контроль за станом вихідного елемента.

Для створення замкнутого магнітного потоку між обмотками статора встановлюють **фазозсувний конденсатор** $C1$ ємністю 3,0 мкФ.

Реверсування ходу вихідного елемента здійснюють реверсуванням електродвигуна шляхом подачі живлення на відповідну обмотку статора.

Найбільш широкого застосування у промисловості знаходять виконавчі механізми з обернено-поступальним переміщенням вихідного елемента, виконані на основі трифазних електродвигунів з короткозамкненим ротором. Як правило, такі механізми використовують як приводи шибєрних заслонів або повзунків високопродуктивних клапанів підвищеного тиску. Оскільки амплітуда переміщення затворів досягає 1 м і більше, кінцеві вимикачі, що обмежують хід вихідного елемента, конструктивно винесені за межі корпуса виконавчого механізму (рис. 4.11).

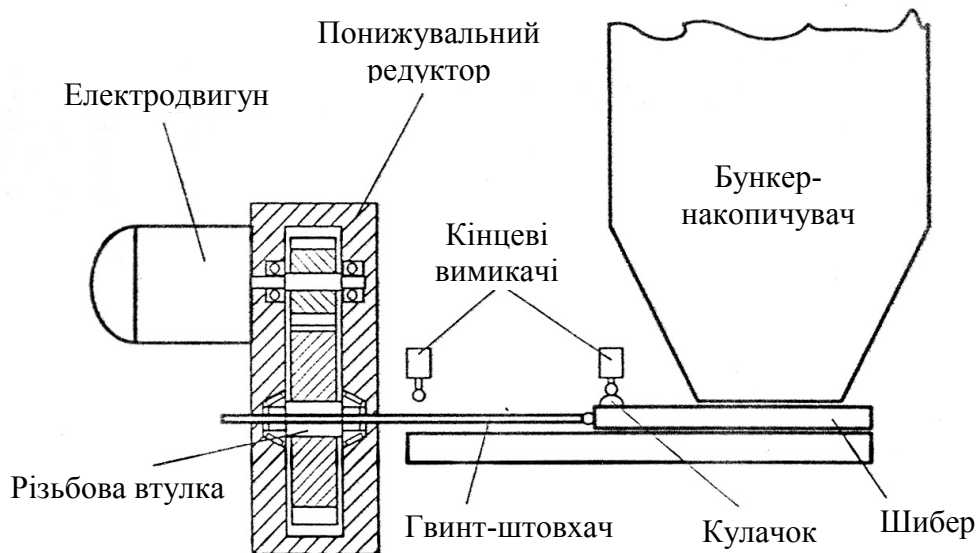


Рисунок 4.11 – Виконавчий механізм шиберного заслону бункера-накопичувача

Перетворення обертального руху ротора електричного двигуна у обернено-поступальне переміщення штовхача відбувається наступним чином. Мала шестерня понижувального редуктора передає обертальний момент ротора на велику шестерню, що обертається на запресованій у неї втулці з внутрішнім прямокутним різьбленням, яка накручена на штовхач. Оскільки велика ведена шестерня захищена від поздовжнього зсуву упорними підшипниками, при її обертанні формується поступальне переміщення штовхача, шарнірно з'єднаного з плитою шиберного заслону.

Зміну напрямку руху шибера здійснюють шляхом реверсування електродвигуна. Зупинку заслону при повному відкриванні та закриванні бункера-накопичувача здійснюють за допомогою двох кінцевих вимикачів SQ1 й SQ2, роликові штовхачі яких взаємодіють з кулачком, встановленим на неробочій частині плити шибера (рис. 4.12).

Для забезпечення налаштування та експлуатації шиберного заслону керування виконавчим механізмом виконують у «місцевому» та дистанційно-автоматичному режимах.

У режимі місцевого керування команди на відкривання, закривання й проміжну зупинку подають за допомогою кнопок $SB_{\text{вп}}$, $SB_{\text{наз}}$ і $SB_{\text{стоп}}$, встановлених на щиті керування, розміщеному у безпосередній близькості від затвора. Даний режим застосовують при встановленні нового та ремонті старого виконавчого механізму; а також при технічному обслуговуванні бункера-накопичувача.

У дистанційно-автоматичному режимі команди керування подають за допомогою контактів $KД_{\text{вп}}$, $KД_{\text{наз}}$ і $KД_{\text{стоп}}$ вихідних реле керуючої системи, що забезпечує спрацьовування цих реле відповідно до прийнятого закону керування.

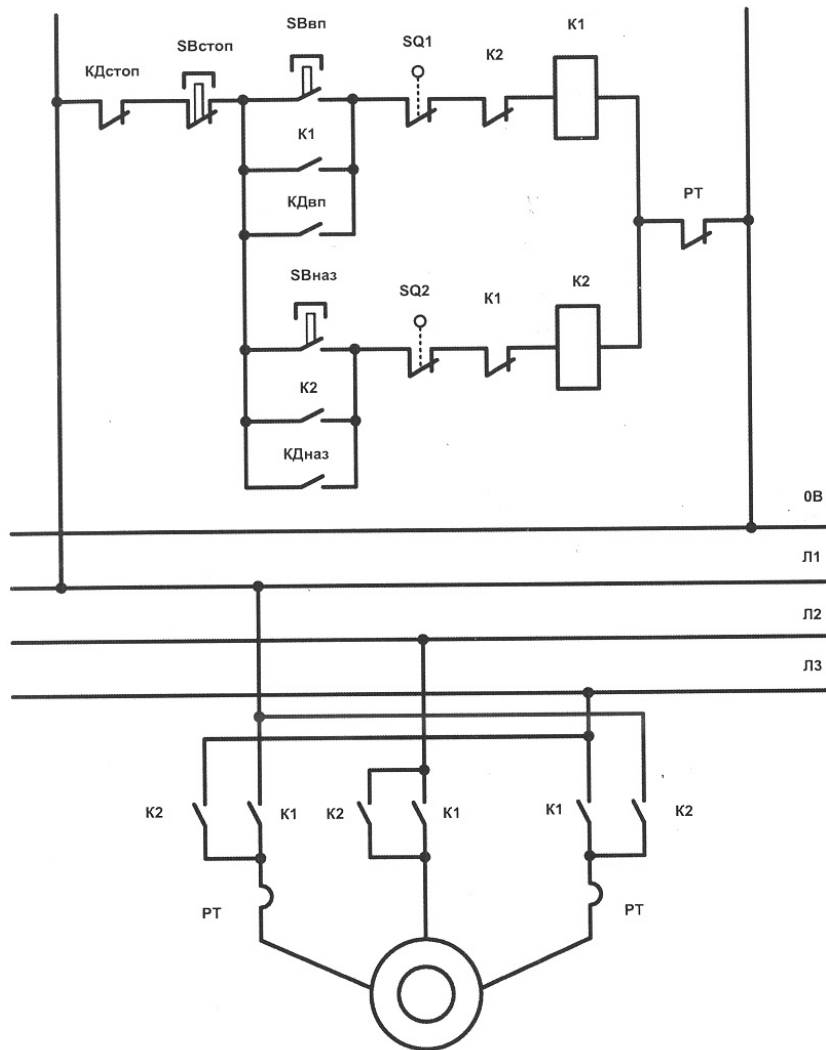


Рисунок 4.12 – Принципова електрична схема керування шибєрним заслоном

Власне реверсування трифазного електродвигуна досягається за рахунок «перекидання» двох фаз на вхідних клемах електричного двигуна.

Для захисту електродвигуна від перевантажень, які можуть виникнути, наприклад, при перекосі плити шибєра або при попаданні кам'яних матеріалів між плитою і стінкою бункера, у двох лініях Л1 і Л2 живлення двигуна встановлені біметалеві пластини теплового реле РТ.

При виникненні перевантаження падіння напруги на пластинах збільшується, що призводить до їх деформації та розімкнення контакту РТ, встановленого у колі живлення контакторів К1 і К2, викликаючи зупинку електродвигуна.

Для запобігання одночасного спрацьовування контакторів К1 і К2 при випадковому одночасному натисканні на кнопки SB_{вп} і SB_{наз} або при збоях в керуючій системі у коло живлення обмотки контактора К1 встановлений розмикальний контакт К2, а у коло живлення обмотки К2 – розмикальний контакт контактора К1. Подібне блокування виключає можливість виникнення короткого замикання у колах живлення електричного двигуна при одночасному спрацьовуванні обох контакторів.

4.1.2. Електромагнітні виконавчі механізми

Основою електромагнітних виконавчих механізмів є електромагніти, як правило, соленоїди, у яких переміщення (втягування) металевого якоря здійснюється електромагнітним полем, що створюється обмоткою електромагніту (рис. 4.13).

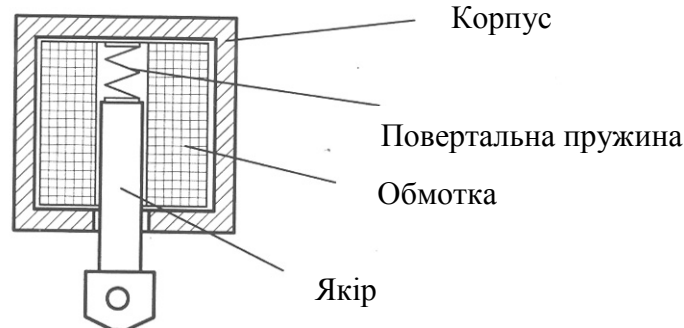


Рисунок 4.13 – Електромагнітний керуючий елемент

Зусилля F , що розвивається електромагнітом, пропорційне добутку числа витків n обмотки на значення струму I , що протікає в обмотці. У свою чергу, значення струму визначається рівнем напруги, що подається на обмотку

$$F = KnI, \text{ Н}, \quad (4.15)$$

де K – коефіцієнт пропорційності, що залежить від конструкції електромагніту, Н/А.

Електромагнітні виконавчі механізми показані досить широким рядом пристроїв.

4.1.2.1. Електромагнітні муфти

Електромагнітні муфти використовуються в електроприводах і пристроях керування для швидкого включення й виключення привідного механізму, а також для його реверсу. У деяких випадках муфти служать для регулювання швидкості та обмеження передаваного моменту.

В останні роки розроблені швидкодіючі типи електромагнітних муфт для стежних систем й приладобудування (феропорошкові, зі зв'язком через поле).

По суті, муфтою слід вважати будь-який пристрій для передачі обертання від одного вала (привідного), з'єднаного з джерелом енергії, до іншого вала веденого, пов'язаного з привідним механізмом. Під це визначення підпадають і нерозчепні, так звані еластичні муфти, що з'єднують два механізми й призначені для зменшення вібрації та зношування підшипників через неспівосності валів; проте у подальшому будуть розглянуті лише розчіпні муфти з електронним керуванням, які служать для швидкого включення привідного механізму, а також для регулювання або обмеження передаваного моменту.

За устроєм розчіпні муфти бувають:

- а) з механічним зв'язком (фрикційні);
- б) феропорошкові;
- в) зі зв'язком через електромагнітне поле.

Значного застосування у різних системах автоматизації знаходять *електромагнітні муфти*, що забезпечують як фрикційне, так і зубчасте з'єднання ведучого і веденого валів. За принципом дії вони аналогічні торцевим електромагнітним гальмам, але на відміну від останніх з'єднання валів у муфтах відбувається при спрацьовуванні керуючого електромагніту.

Один із боків якоря (рис. 4.14) за допомогою шліцьового з'єднання уведений у зачеплення з веденим елементом, на який необхідно передавати обертальний момент від вихідного вала будь-якого двигуна.

Інший бік якоря забезпечений фрикційним або зубчастим диском, який взаємодіє з аналогічним диском, встановленим на торці вала двигуна.

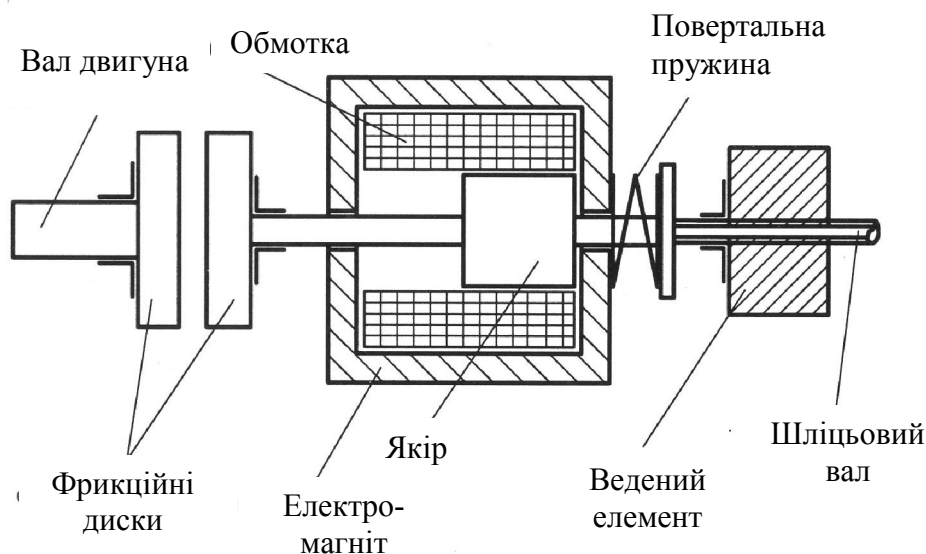


Рисунок 4.14 – Електромагнітна з'єднувальна муфта

Крім звичайних муфт, розрахованих на один напрям обертання, застосовують реверсивні муфти, але вони значно складніше за конструкцією, тому що кожна з них складається зі здвоєних муфт. У малопотужних приладових муфтах для реверсу можна використовувати поляризований електромагнітний механізм, тоді реверс досягається зміною полярності струму в обмотці.

Феропорошкові муфти

Феропорошкова муфта складається з двох дисків (барабанів), проміжок між якими заповнений феромагнітним наповнювачем – порошком або пастою. Коли магнітне поле у проміжку відсутнє, в'язкість феромагнітного наповнювача невелика, і якщо один із барабанів (ведучий) приводиться в обертання двигуном, то інший (ведений) захоплюватися ним не буде.

Але достатньо створити магнітне поле у проміжку, як у шарі порошку виникають магнітні зв'язки, в'язкість феромагнітного наповнювача різко зростає, і ведений барабан починає слідувати (обертатися) за ведучим.

У феропорошкових муфтах ведучий і ведений барабани обертаються спільно доти, поки що передаваний момент не перевищує деякого граничного значення. Як тільки це значення виявляється перевершеним, магнітні зв'язки,

що утворилися у шарі порошку, руйнуються, і муфта починає проковзувати. Так обмежується величина передаваного моменту.

Спрощена конструкція порошкової електромагнітної муфти показана на рис. 4.15,а. Магнітний потік, створюваний обмоткою 1, проходить через повітряний проміжок 2 магнітопроводу 3, укріпленого на ведучому валу. У повітряному проміжку розташований сталевий диск 4 веденого вала 5. Повітряний проміжок між магнітопроводом та диском частково заповнений порошком 6 з феромагнітного матеріалу, здатний збільшувати зчеплення окремих частинок під впливом магнітного поля. При включенні струму в обмотку під впливом утворюваного при цьому магнітного поля порошок забезпечує надійний зв'язок між ведучою частиною та веденим валом системи.

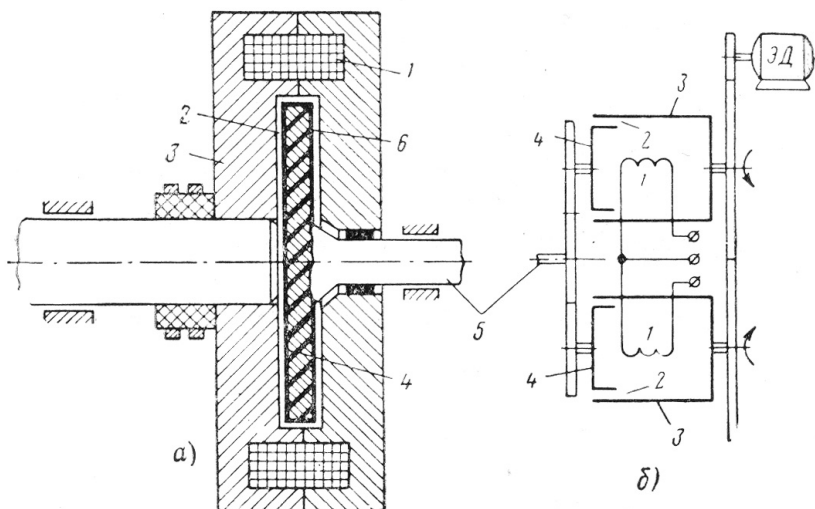


Рисунок 4.15 – Спрощена схема конструкції електромагнітної порошкової муфти (а) та схема з реверсом (б)

Обмотка муфти характеризується електромагнітною постійною часу $\tau_m = L/R$. Тому слід враховувати, що ведений вал включається з деякою затримкою у часі по відношенню до моменту включення муфти. Вплив вихрових струмів, що затримують наростання магнітного потоку у муфті при включенні струму в обмотці, викликає додаткове збільшення часу перехідного процесу включення муфти.

Для передачі обертання зі зміною у необхідних випадках його напрям іноді використовують блок з двох однакових муфт (рис. 4.15, б), з'єднаних зубчастими передачами з ведучим і веденим валами. Напрямок обертання веденого вала буде змінюватися залежно від того, в обмотку якої з муфт подано керуючий струм. Якщо струми подаються одночасно в обмотки обох муфт, то результуючий момент на ведучому валу пропорційний їх різниці, а знак різниці визначає напрям обертання веденого вала.

Відносно мала порівняно з іншими типами інерційність порошкових муфт дозволяє використовувати їх у системах з великими швидкостями перехідних процесів.

Феропорошкові муфти отримали застосування у швидкодіючих стежних системах.

Муфти зі зв'язком через магнітне поле

За принципом дії ці муфти діляться на індукційні та гістерезисні.

За своєю будовою індукційна муфта нагадує асинхронний електродвигун. Магнітне поле ведучої частини муфти (індуктора) перетинає при обертанні елементи веденої частини (якоря), що має вигляд або диска (іноді – порожнистої склянки), або «білкової клітки» (у більш потужних муфтах). Завдяки такій конструкції обертання індуктор приводить у струмопровідних частинах якоря е.р.с, яка зумовлює струм у короткозамкненій обмотці якоря. Цей струм, взаємодіючи з обертальним полем (індуктора), захоплює якір, пов'язаний з веденим механізмом. Швидкість якоря повинна бути меншою швидкості індуктора (на величину ковзання).

Один з численних різновидів асинхронних муфт показаний на рис. 4.16,а. На ведучому валу 1 закріплений індуктор з явно вираженими полюсами 2, розташованими по його внутрішньому колу. Якір 3 з «білковою кліткою» насаджений на ведений вал 4. Постійний струм до обмоток полюсів підводиться за допомогою кілець 5.

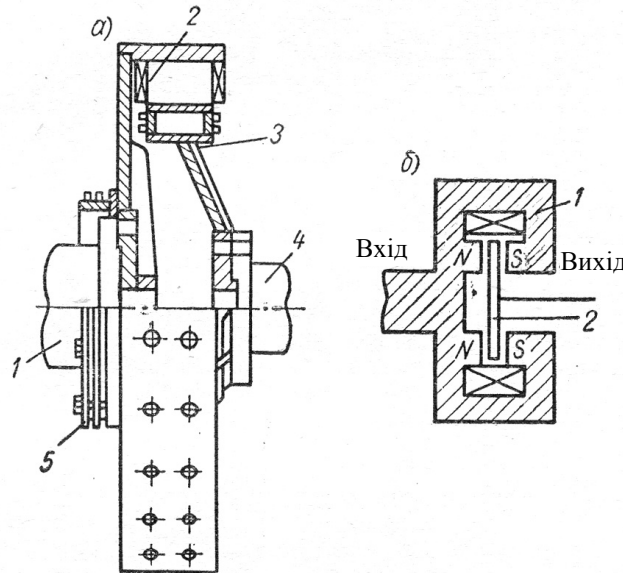


Рисунок 4.16 – Муфти зі зв'язком через електромагнітне поле

При збудженні поле полюсів 2 обертального індуктора, перетинаючи стрижні, з яких складена «білкова клітка», індукуює у них е.р.с. і створює струми, що захоплюють якір з веденим механізмом. При виключенні струму поле слабшає до значень, що визначаються коерцитивною силою, момент різко зменшується, і якір зупиняється.

У гістерезисних муфт, на відміну від індукційних, якір виконаний з магнітотвердих матеріалів (застосовуваних для постійних магнітів). При обертанні збудженого індуктора ділянки якоря, які лежать проти полюсів, намагнічуються і слідує за полюсами.

Пристрій гістерезисної муфти пояснено рис. 4.16,б. Індуктор 1, насаджений на ведучий вал, має по колу низку явно виражених полюсів N, S, у проміжку між якими поміщений якір 2 у вигляді диска з матеріалу з великою

коерцитивною силою. Ділянки диска, розташовані у даний момент під полюсами, намагнічуються, утворюючи постійні магніти, які прагнуть рухатися слідом за обертальними полюсами N , S індуктора. Якщо момент не перевищує деякого граничного для даної муфти значення, то у сталому режимі ведений вал рухається синхронно з ведучим; при зростанні моменту більше цього значення муфта починає просковзувати (асинхронний режим).

Збільшення граничного передаваного моменту досягається зубчатим виконанням диска. Наявність зубців по колу додає до гістерезисного ефекту реактивний момент, зумовлений різницею магнітної провідності периферійних частин диска.

4.1.2.2. Електромагнітні гальма

Електромагнітні гальма служать для забезпечення точності позиціонування інших виконавчих механізмів, наприклад, електричних приводів вантажопідйомних лебідок або шиберних заслонів накопичувальних бункерів промислових підприємств.

Найпростіше електромагнітне гальмо (рис. 4.17,а) містить власне електромагніт, до якоря якого прикріплений один кінець фрикційної стрічки, що огинає гальмівний барабан, встановлений на валу електродвигуна. Другий кінець стрічки жорстко закріплений до станини лебідки. Гальмування вала електродвигуна відбувається при включенні магніту $ЕМ$.

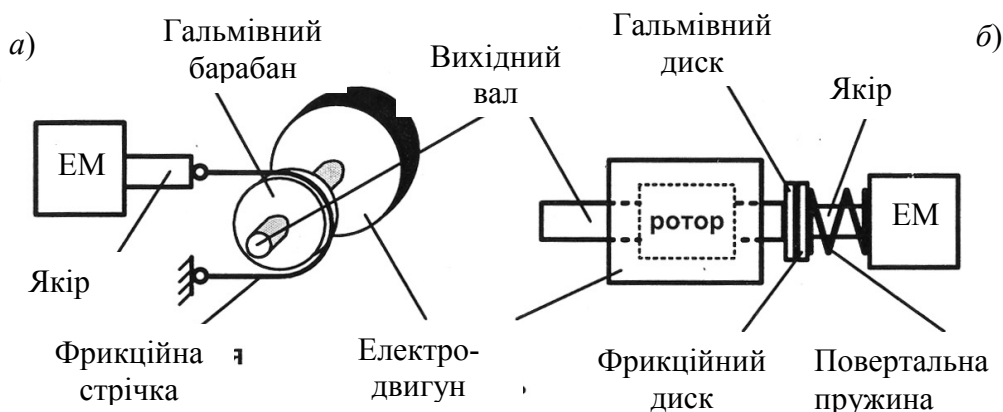


Рисунок 4.17 – Електромагнітні гальма

Торцеві електромагнітні гальма (рис. 4.17,б), як правило, застосовують для зупинки валів малопотужних (до 100 Вт) електродвигунів постійного струму, що мають повторно-короткочасний режим включення. Гальмування вала здійснюється при відключенні електромагніту $ЕМ$ і притисканні поворотальною пружиною фрикційного диска, встановленого на якорі, до гальмівного диска двигуна. Включення і відключення електромагніту здійснюється одночасно з включенням і відключенням електродвигуна.

4.1.2.3. Електромагнітні клапани

У сучасних дизельних транспортних засобах – тракторах та автомобілях – для штатної та аварійної зупинки двигуна застосовують електромагнітні

клапани паливопроводів. Ці пристрої, як правило, встановлюють у безпосередній близькості від паливних насосів високого тиску.

Електромагнітні клапани також встановлюють у пневматичних магістралях підприємств будівельної індустрії для забезпечення імпульсної подачі стисненого повітря у різні пневматичні механізми, наприклад, у сопла систем обвалення сипучих матеріалів у витратних бункерах.

Електромагнітний клапан (рис. 4.18) містить власне електромагніт, якір якого, будучи замикаючим елементом, перекриває відповідну магістраль під дією поворотальної пружини при знятті керуючої команди з обмотки електромагніту.

Відкриття магістралі здійснюється при спрацюванні електромагніта.

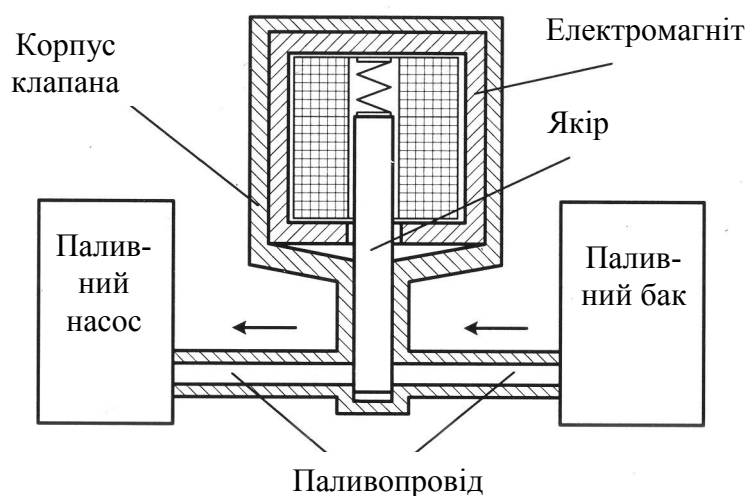


Рисунок 4.18 – Електромагнітний клапан паливопроводу

Електромагніти також широко застосовують при створенні гідравлічних розподільників з електричним керуванням, які забезпечують об'ємне й дросельне регулювання гідравлічних двигунів.

4.2. Електрогідравлічні виконавчі механізми

У загальному випадку електрогідравлічні виконавчі механізми (ЕГВМ) являють собою сукупність керованих електромагнітів, гідравлічного розподільника та гідравлічного двигуна (рис. 4.19). Робоче тіло – масло – подають до ЕГВМ за допомогою масляного насоса, що має електричний або механічний привід.

Розрізняють ЕГВМ з дросельним й об'ємним регулюванням.

При *дросельному регулюванні* продуктивність насоса постійна $Q_n = \text{const}$, а продуктивність гідравлічного розподільника є функцією значення струму, що протікає через електромагніт $Q_p = \text{var} = f(I)$.

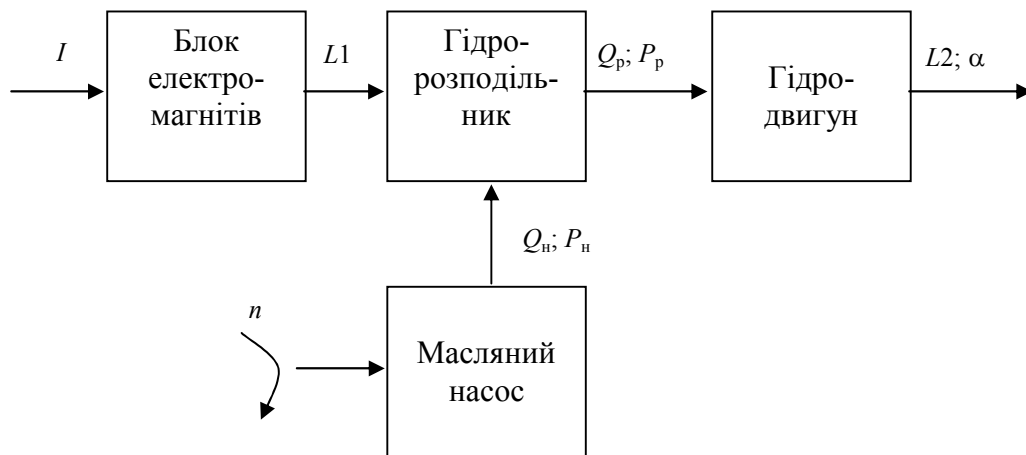


Рисунок 4.19 – Функціональна схема електрогідравлічного виконавчого механізму

У разі *об'ємного регулювання* постійною величиною є продуктивність розподільника $Q_p = \text{const}$, а продуктивність масляного насоса пропорційна частоті обертання приводу насоса $Q_n = \text{var} = Kn$.

При автоматизації керування становищем робочих органів дорожньо-будівельних машин застосовують електрогідравлічні виконавчі механізми з об'ємним регулюванням. Для автоматичного керування швидкістю машин, що мають гідромеханічну трансмісію, використовують ЕГВМ з дросельним регулюванням.

4.2.1. Гідравлічні двигуни

Для забезпечення лінійного переміщення об'єктів в якості гідравлічних двигунів застосовують гідроциліндри, для кутового переміщення або обертання – гідромотори. Гідроциліндри поділяють на дві групи – двосторонньої та односторонньої дії. Механізми першої групи (рис. 4.19) мають примусове висування й втягування штоків, забезпечуючи тим самим силовий вплив на об'єкт у обох напрямках.

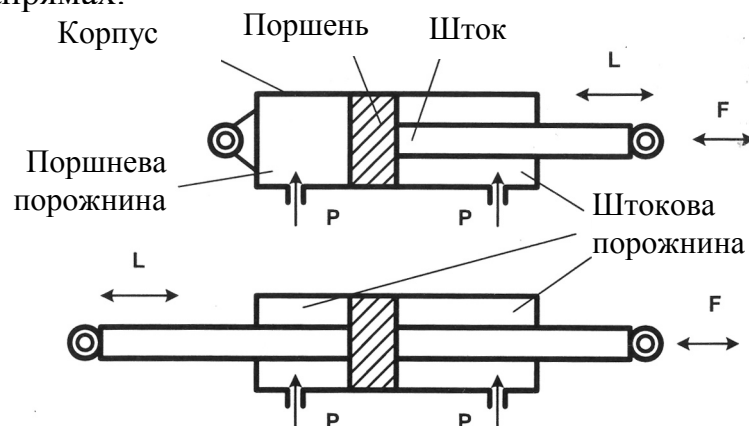


Рисунок 4.20 – Гідравлічні циліндри двосторонньої дії

У гідроциліндрах, що мають один шток, зусилля при висуненні перевищує значення зусилля при втягуванні. При цьому швидкість втягування буде вищою

швидкості виштовхування. У двоштокових гідравлічних циліндрах зусилля і швидкості в обох напрямках однакові.

Гідроциліндри другої групи (рис. 4.20) забезпечують силовий вплив на об'єкт лише в одному напрямку, як правило, при виштовхуванні штока.

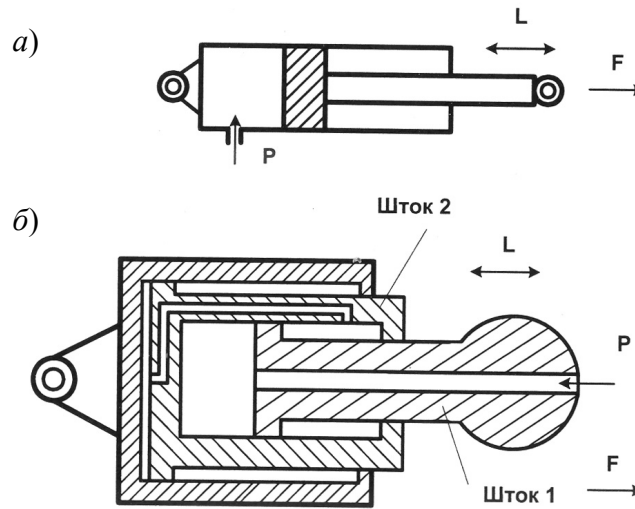


Рисунок 4.21 – Гідравлічні циліндри односторонньої дії

Втягування штока відбувається під дією зовнішніх сил. На практиці гідроциліндри односторонньої дії застосовують в якості *перекидальних механізмів* кузовів автосамоскидів.

Гідроциліндри першої групи та одноштокові циліндри другої групи (рис. 4.21,а) мають довжину випуску $L_B \approx 0,6$ габаритного розміру L_0 . У телескопічних гідроциліндрів (рис. 4.21,б) довжина випуску залежно від кількості штоків досягає $L_B = 1,5 L_0$ (рис. 4.22).

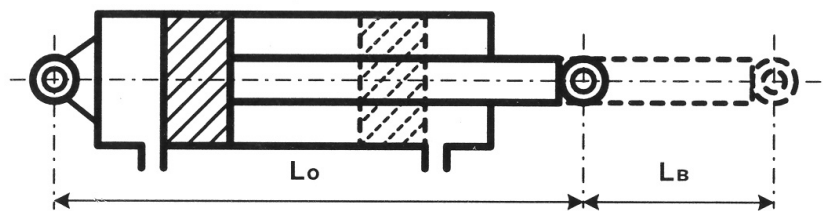


Рисунок 4.22 – Випуск штоків гідравлічних циліндрів

Гідравлічні мотори представлені численними *зворотними об'ємними гідравлічними машинами*. На даний час найбільшого застосування знаходять аксіально-плунжерні гідромотори, що мають налагоджену технологію виготовлення й більш високі технічні показники (такі як ККД й надійність) порівняно з іншими типами гідравлічних моторів.

У загальному випадку аксіально-плунжерні гідромотори (рис. 4.23) містять статор, забезпечений півкільцевим *напірним* та *зливним* каналами, з'єднаними з *гідравлічним розподільником*, й ротор, встановлений всередині статора на роликівих підшипниках і який має непарну кількість плунжерів (7 або 9).

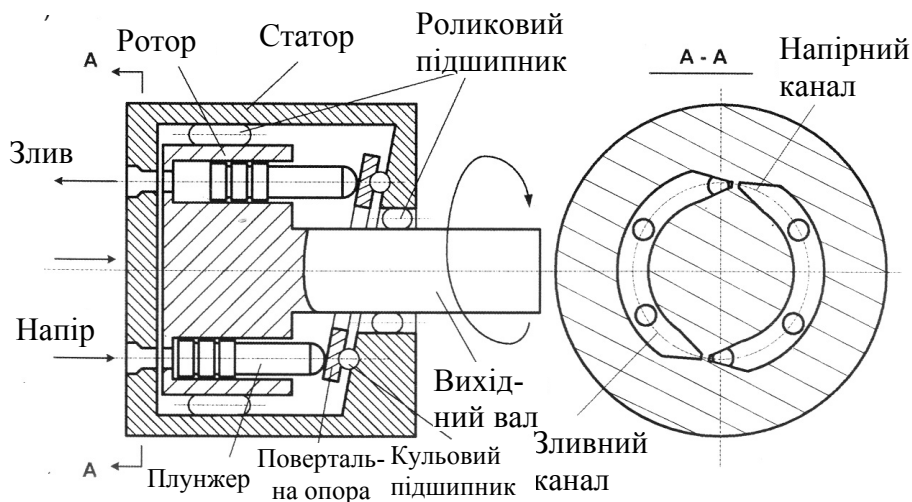


Рисунок 4.23 – Умовна схема аксіально-плунжерного гідромотора

Зовнішні торці плунжерів спираються на поворотальну опору встановлену під кутом до поздовжньої осі ротора. Робоче тіло, яке надходить через напірний канал у циліндри «правих» плунжерів, змушує останні висуватися, що стає можливим лише при повороті ротора. При цьому масло, що знаходиться у «лівих» циліндрах, буде витіснятися у зливний канал. Для зміни напрямку обертання ротора достатньо перемкнути напрям подачі робочого тіла за допомогою *гідророзподільника*.

Очевидно, що у процесі примусового обертання вихідного вала ротора за допомогою двигуна внутрішнього згоряння або електричного двигуна описана гідравлічна машина починає виступати у ролі гідравлічного насоса.

У принципових гідравлічних схемах гідромотори та гідронасоси мають такі позначення.



4.2.2. Гідравлічні розподільники з електромагнітним керуванням

Керування гідравлічними двигунами здійснюють за допомогою гідравлічних розподільників з ручним та електричним керуванням. Пристрої другої групи мають дві модифікації: розподільники з електромагнітним і електрогідравлічним керуванням.

При автоматизації легких автогрейдерів, бульдозерів та інших машин, які мають діаметр гідроциліндрів менше 100 мм, застосовують розподільники У4690.4171 з електромагнітним керуванням, що згадуються в деяких літературних джерелах під назвою «ЗСУ-8». Ці розподільники забезпечують

витрату робочого тіла $Q_{\text{ном}} = 8$ л/хв за номінального тиску у гідравлічній системі машини $P_{\text{ном}} = 160$ кгс/см².

Гідравлічний розподільник цього типу (рис. 4.24) працює у такий спосіб.

У тому випадку, коли електромагніти ЕМ знеструмлені, відповідні пружини встановлюють золотник у положення, зазначене на рисунку.

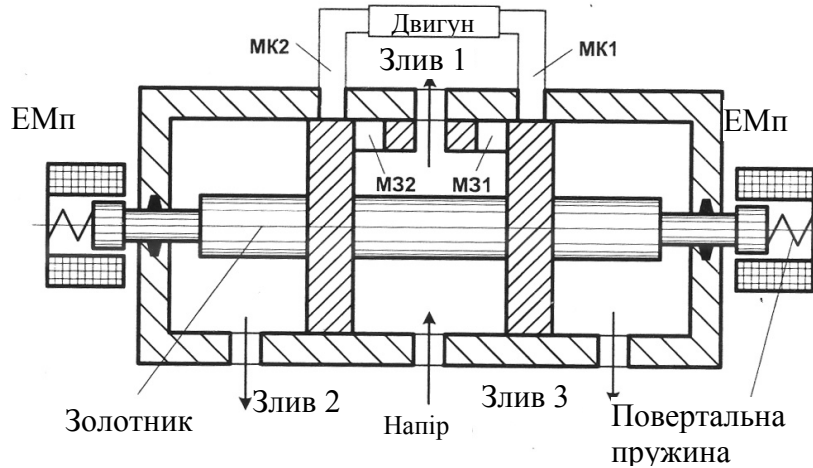


Рисунок 4.24 – Розподільник з електромагнітним керуванням

При цьому масло транзитом надходить через розподільник по лінії «натиск - злив 1» у масляний бак. При спрацьовуванні електромагніту ЕМп золотник переміщується праворуч, суміщуючи отвір М31 з магістраллю МК1, забезпечуючи доступ робочого тіла під тиском у гідравлічний двигун, вихідний елемент якого, наприклад шток, починає переміщення в одному з можливих напрямів. Надлишок масла, що знаходиться у двигуні, надходить по лінії «МК2-злив 2» у масляний бак. При спрацьовуванні електромагніту ЕМп переміщення вихідної ланки двигуна відбувається у зворотному напрямі.

Для забезпечення можливості як ручного, так і автоматизованого керування застосовують послідовно з'єднані розподільники з ручним та електромагнітним керуванням. Гідравлічний двигун підключають до розподільників за паралельною схемою. Золотник розподільника з ручним керуванням переміщують спеціальним важелем, золотник розподільника з електромагнітним керуванням – електромагнітами. Розподільники цих груп організовані таким чином, що під час відсутності зусилля на важелі й керуючих команд на електромагнітах золотники розподільників під дією зворотних пружин переміщуються у середнє положення, називане «замкнено» (рис. 4.25). У режимі ручного управління обидва електромагніти повинні бути знеструмлені.

В автоматичному режимі дія на важіль ручного керування не допускається.

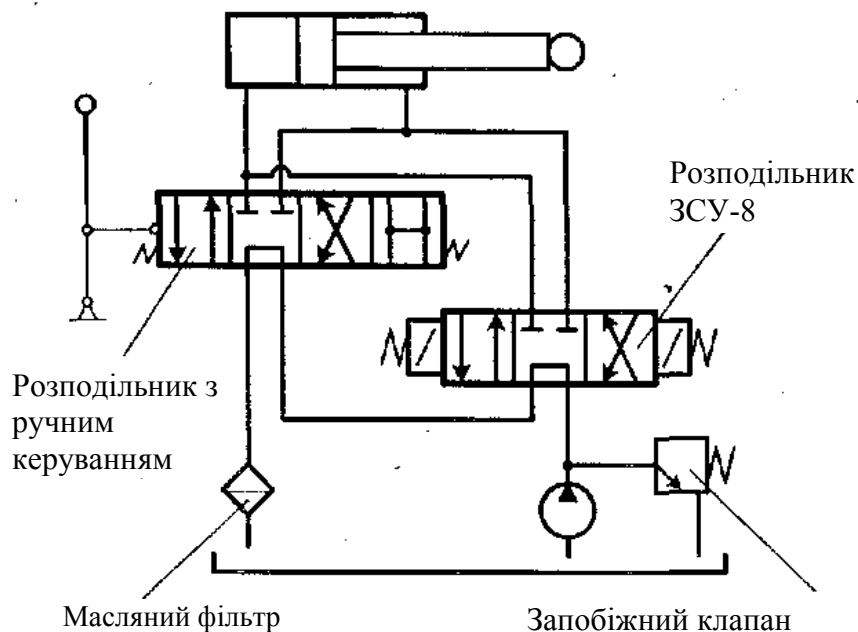


Рисунок 4.25 – Принципова гідравлічна схема комбінованого керування гідроциліндром

4.2.3. Гідравлічні розподільники з електрогідравлічним керуванням

При автоматизації важких автогрейдерів, бульдозерів та інших машин, що мають діаметр гідроциліндрів понад 120 мм, застосовують розподільники У4690.6144 з електрогідравлічним керуванням, називані також «ЗСУ-5». Ці розподільники забезпечують витрату масла $Q_{\text{ном}} = 70$ л/хв при номінальному тиску у гідравлічній системі машини $P_{\text{ном}} = 100$ кгс/см².

У подібних гідророзподільниках присутнє двоступеневе керування потоками робочого тіла (рис. 4.26). На першому етапі спрацьовує розподільник з електромагнітним керуванням «пілот», спрямовуючи масло під тиском на відповідний торець золотника силового гідророзподільника. На другому етапі відбувається перемикання силового розподільника і робоче тіло надходить у відповідну порожнину гідравлічного двигуна.

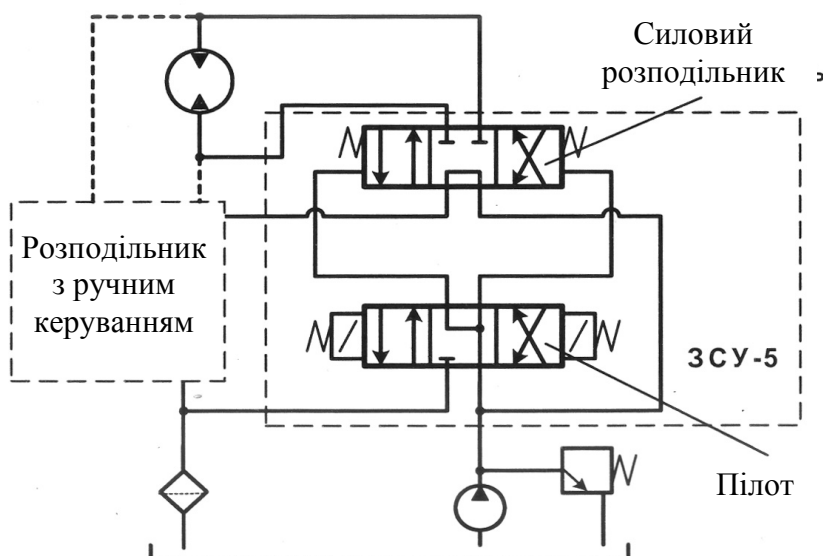


Рисунок 4.26 – Принципова гідравлічна схема розподільника з електрогідравлічним керуванням

4.3. Електропневматичні виконавчі механізми

При автоматизації стаціонарних об'єктів, наприклад, підприємств будівельної індустрії, які мають значні виробничі площі та практично не обмежені електроенергетичні потужності, поряд з електромеханічними, багато застосовують електропневматичні виконавчі механізми (ЕПВМ).

ЕПВМ за своєю організацією та принципом дії аналогічні електрогідравлічним виконавчим механізмам. Однак на відміну від останніх як робоче тіло використовують стиснене повітря, що циркулює розімкненою схемою.

Найчастіше як двигуни використовують пневматичні циліндри, що керовані *двопозиційними* електропневматичними розподільниками і які переміщують у просторі будь-які пристрої *поточно-транспортних* систем: секторні й щелепні заслони витратних бункерів (рис. 4.27), плужкові скидачі, поворотальні воронки та ін.

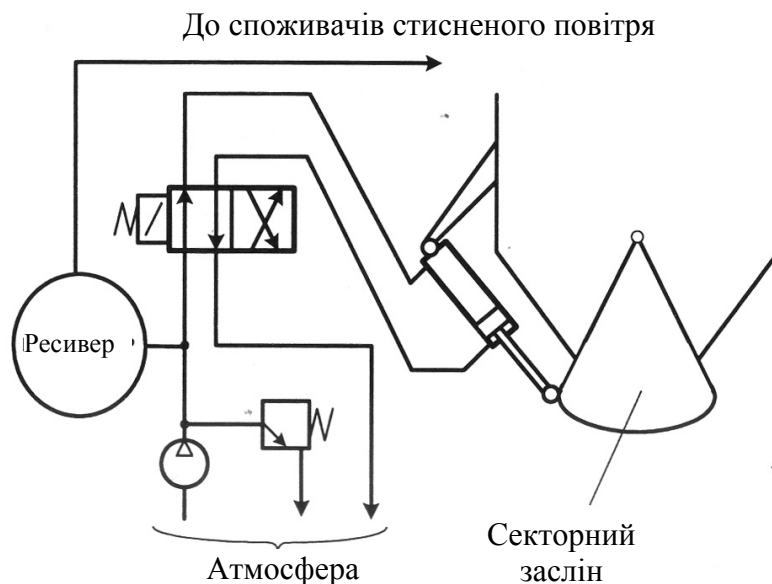


Рисунок 4.27 – Принципова пневматична схема управління секторним заслоном витратного бункера

Контрольні питання

1. Для чого застосовують виконавчі механізми у системах автоматизації?
2. Накресліть узагальнену схему виконавчого механізму, виконаного на основі електричного двигуна.
3. Що таке зона нечутливості електродвигуна?
4. Які переваги мають виконавчі механізми з двигунами змінного струму?
5. Як виконується реверсування трифазного електродвигуна?
6. Які види електромагнітних виконавчих механізмів ви знаєте?
7. Що таке електромагнітна муфта й де вона використовується?
8. Дайте класифікацію різних муфт за устроєм?
9. Що таке феропорошкова муфта?
10. За яким принципом працюють муфти зі зв'язком через магнітне поле?

11. Для чого використовують електромагнітні гальма?
12. Дайте приклади найпростіших електромагнітних гальм.
13. Що таке електромагнітні клапани та де вони використовуються?
14. За яким принципом побудована робота електрогідравлічних виконавчих механізмів (ЕГВМ)?
15. Що таке ЕГВМ з дросельним регулюванням?
16. Що таке ЕГВМ з об'ємним регулюванням?
17. Що таке гідроциліндри та де вони використовуються?
18. Що таке гідравлічні мотори. З яких основних елементів вони складаються?
19. Яку роботу виконують гідравлічні розподільники з електромагнітним керуванням?
20. За яким принципом працюють електропневматичні виконавчі механізми?

5. ЛОГІЧНІ ПРИСТРОЇ АВТОМАТИКИ

Логічні пристрої автоматики призначені для побудови автоматів, виконаних на основі контактних та безконтактних логічних елементів, а також спеціальних програмованих пристроїв.

До першої групи належать електромагнітні реле, кнопки та перемикачі. Друга група містить інтегральні мікросхеми малого та середнього ступеня інтеграції, а до третьої групи належать програмовані логічні матриці, мікроконтролери й мікропроцесори.

Основою першої групи є електромеханічні комутаційні пристрої – *електромагнітні реле*.

Для створення логічних автоматів застосовують власне *комутаційні реле*, що мають кілька *перемикаючих* контактів, *поляризовані* реле, що виконують функцію аналогових компараторів, *крокові шукачі*, що відіграють роль *десяткових лічильників*, та *дистанційні перемикачі*, призначені для одночасної комутації кіл у кількох лініях керування, не пов'язаних між собою електрично.

Усі перераховані пристрої складаються з одного або двох електромагнітів, як правило, постійного струму, передатного пристрою та контактних груп, що містять нерухомі й переміщувані контакти.

Залежно від області застосування електромагнітні реле мають відкрите, закрите та герметичне виконання. Кількість контактів також варіюється від одного замикаючого або розмикаючого до десятків перемикаючих контактів. Крім цього електромагнітні реле розрізняють за напругою живлення (від 1,5 до 220 В) та за значенням комутуваного струму (від 20 мА до 5 А).

5.1. Електромагнітні реле

Електромагнітні реле є найбільш розповсюдженими елементами електроавтоматики, що зумовлено основною властивістю реле – можливістю керувати досить потужними процесами у виконавчих електричних колах за допомогою незначних керуючих електричних сигналів.

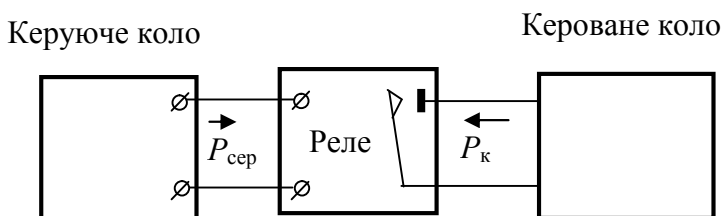


Рисунок 5.1 – Вид включення реле у схему

Електромагнітне реле (рис. 5.1) у загальному випадку є проміжним елементом, який приводить у дію одне або кілька керованих електричних кіл при впливі на нього певних електричних сигналів керуючого кола. Тому реле можна характеризувати лише його власними параметрами у відриві від характеристик керуючого та керованого електричних кіл. Як основні

параметри, що характеризують роботу реле у будь-якому пристрої, приймають такі:

Потужність спрацьовування $P_{\text{сп}}$ [Вт] – електрична потужність, яку необхідно підвести до реле від керуючого кола для його надійного спрацьовування, тобто приведення у дію (замикання) керованого кола;

Потужність керування $P_{\text{к}}$ [Вт] – це максимальна величина електричної потужності у керованому колі, за якої реле ще працює надійно.

Потужність спрацьовування визначається загальними електричними й конструктивними параметрами реле, а потужність керування – параметрами контактів реле, що перемикають кероване коло. Тому що значення $P_{\text{сп}}$ та $P_{\text{к}}$ постійні для окремих конструкцій реле, то за ними й обирається потрібний тип реле.

Час спрацьовування $t_{\text{сп}}$ [с] – інтервал часу від моменту подачі керуючого сигналу до початку впливу реле на кероване коло. Припустима величина $t_{\text{сп}}$ визначається необхідною швидкістю передачі сигналу у кероване коло.

Значення напруги, за якої відбувається перемикання контактів, називають *напругою спрацьовування* реле. Зворотнє перемикання контактів відбувається не лише від повного відключення обмотки від джерела живлення, а й за зниження напруги до деякого значення, яке має назву *напруги відпускання*.

5.1.1. Конструкція та принцип дії електромагнітного реле

Електромагнітні нейтральні, або просто електромагнітні реле, є найбільш поширеним типом реле. Принцип дії цих реле (рис. 5.2) заснований на тяжінні сталевого якоря 5 до осердя 2 електромагніту, обмоткою 1 якого пропускається керуючий електричний струм. За відсутності струму якорь відтягується від осердя поворотальною пружиною 4. За наявності струму створюваний ним магнітний потік проходить через осердя, ярмо 3, якорь та повітряний проміжок 6 між якорем та осердям. При цьому створюється електромеханічне зусилля, яке притягує якорь до осердя. Електромагнітні реле відрізняється від звичайних електромагнітів наявністю контактної системи 7, призначеної для замикання й розмикання керованого електричного кола (одного або декількох).

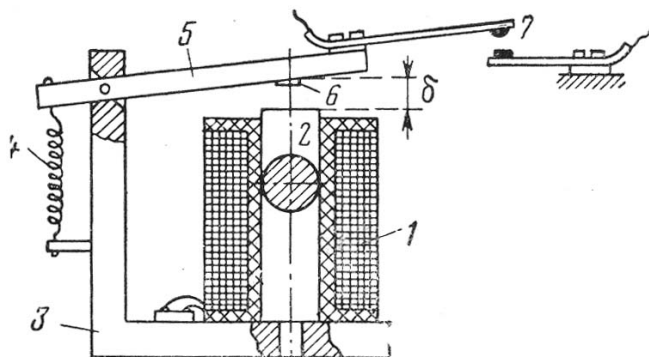


Рисунок 5.2 – Електромагнітне реле з поворотальним якорем

За родом використовуваного струму електромагнітні реле ділять на реле постійного струму та реле змінного струму. За характером руху якоря основні

типи реле ділять на дві групи: поворотальні (рис. 5.2) й втяжні з переміщенням якоря всередині котушки, уздовж її осі. Існують й інші, менш розповсюджені різновиди електромагнітних реле. Ми розглянемо характеристики реле, які показані на рис. 5.2.

5.1.2. Енергетичні характеристики

Якщо обмотку реле із опором R , індуктивністю L та числом витків w приєднати до джерела живлення з напругою U (рис. 5.3,а), то рівняння процесу зростання струму у такому колі, як відомо, може бути записане так:

$$U = iR - e_L,$$

$$e_L = -\frac{d\psi}{dt} \text{ — е.р.с. самоіндукції; } \psi = w\Phi \text{ — потокозчеплення котушки.}$$

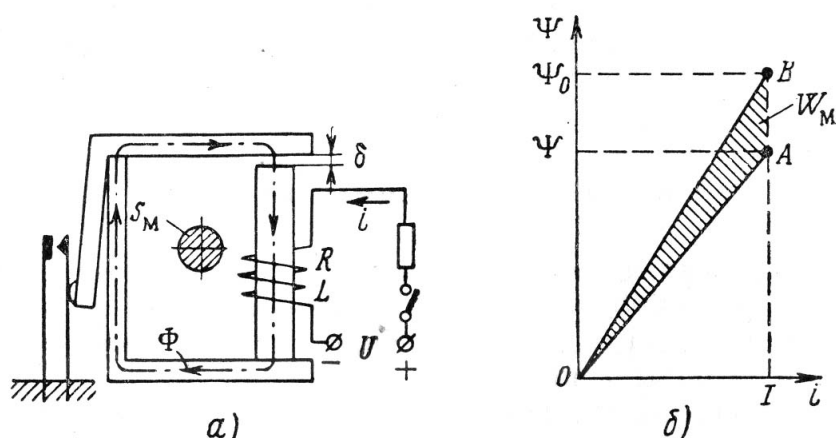


Рисунок 5.3 – До визначення сили протягування реле

Помноживши усі члени цієї рівності на idt , перейдемо до балансу енергій у розглядуваному електричному колі, нехтуючи втратами енергії на вихрові струми у сталі магнітопроводу:

$$U idt = i^2 R dt + id\psi, \quad (5.1)$$

де $U idt$ – енергія, підведена за час dt від джерела живлення; $i^2 R dt$ – енергія, витрачена за той самий час на нагрів котушки; $id\psi$ – частина підведеної енергії, витрачена за той самий час на зміну енергії магнітного поля в реле.

Повна зміна енергії магнітного поля при зміні потокозчеплення від 0 до ψ дорівнює

$$W = \int_0^\psi id\psi,$$

причому частина W_M цієї зміни витрачається на механічну роботу A , переміщення якоря реле. Отже,

$$dW_M = dA = F_e d\delta,$$

звідки *електромеханічне зусилля, що діє на якір реле, у загальному випадку дорівнює похідній від зміни його магнітної енергії W_M при переміщенні якоря:*

$$F_e = \frac{dW_M}{d\delta}. \quad (5.2)$$

У загальному випадку W_m важко вирахувати, тому що при переміщенні якоря змінюються одночасно і струм, і потокозчеплення, причому внаслідок нелінійності кривої намагнічування сталі потокозчеплення змінюється не пропорційно струму. Крім того, рух якоря реле, а отже, і зміна магнітного опору R_n повітряного проміжку починається вже під час перехідного процесу, який відповідає зростанню струму в обмотці. Для визначення W_m дещо ідеалізуємо умови, припускаючи, що реле працює за малих насичень, тобто на лінійній ділянці кривої намагнічування, і що усі обвитки w котушки перетинаються повним магнітним потоком Φ . Це означає, що магнітний потік Φ і потокозчеплення $\psi = w\Phi$ пропорційні струму (пряма OA на рис. 5.3,б). Крім того, будемо вважати наближено, що рух якоря починається лише після того, як струм в обмотці досяг свого сталого значення I .

Тоді енергія магнітного поля, накопичена до початку руху якоря, визначається площею трикутника $O A \psi$, збільшення енергії магнітного поля за рахунок переміщення якоря – площею прямокутника $\psi A B \psi_0$, а енергія магнітного поля, що залишається в реле після закінчення руху якоря – площею трикутника $O B \psi_0$. Отже, на механічну роботу переміщення якоря витрачена частина енергії магнітного поля W_m , що визначається площею заштрихованого трикутника OAB :

$$W_m = \frac{I(\psi_0 - \psi)}{2} = \frac{Iw(\Phi_0 - \Phi)}{2}. \quad (5.3)$$

Магнітний потік

$$\Phi = \frac{Iw}{R_m} \text{ і } \Phi_0 = \frac{Iw}{R_{m0}},$$

де $R_{m0} = R_{ст} = \text{const}$; $R_m = R_{ст} + R_b$ – загальний магнітний опір магнітопроводу реле, залежний від величини повітряного проміжку δ .

Підставляючи ці вирази у (5.3), знайдемо з (5.2)

$$F_e = \frac{d}{d\delta} \left[\frac{(Iw)^2}{2} \left(\frac{I}{R_{m0}} - \frac{I}{R_m} \right) \right] = - \frac{(Iw)^2}{2} \cdot \frac{d \left(\frac{1}{R_m} \right)}{d\delta} = \frac{(Iw)^2}{2R_m^2} \cdot \frac{dR_m}{d\delta}. \quad (5.4)$$

Для найбільш вжиткового випадку, коли повітряний проміжок реле обмежений двома площинами і малий за величиною, тобто магнітне поле у ньому може вважатися приблизно рівномірним,

$$R_m = R_{ст} + \frac{\delta}{S_b \mu_0} \text{ і } \frac{dR_m}{d\delta} = \frac{1}{S_b \mu_0}.$$

Тоді

$$F_e = \frac{(Iw)^2}{2R_m^2 S_b \mu_0}, \quad (5.5)$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнітна проникність повітря у Гн/м.

Якщо ж врахувати, що для більшості конструкцій $R_{ст} \ll R_b$, то, нехтуючи $R_{ст}$, отримаємо формулу для сили тяжіння якоря електромагнітного реле

$$F_e \approx \frac{(Iw)^2 S_B \mu_0}{2} \cdot \frac{1}{\delta^2} = \frac{(Iw)^2 S_B \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 9,81} \cdot \frac{1}{\delta^2} = \frac{(Iw)^2 S_B}{15,6 \cdot 10^6} \cdot \frac{1}{\delta^2}, \text{ Н}, \quad (5.6)$$

з якої випливає, що сила тяжіння прямо пропорційна квадрату магніторушійної сили, тобто не залежить від напрямку струму в обмотці реле, і обернено пропорційна квадрату довжини повітряного проміжку δ . У цю формулу підставляють I – в А; δ – у м та S_B у м². Коефіцієнт 9,81 уведений для отримання розмірності Н в одиницях системи СІ.

Інший запис цієї формули, відомий під назвою формули Максвелла, можна отримати, якщо підставити у рівність (5.5) магніторушійну силу, виражену через магнітний потік Φ :

$$Iw = \Phi R_m,$$

тоді

$$F_e = \frac{\Phi^2}{2S_B \mu_0}. \quad (5.7)$$

Залежність електромеханічної сили, що діє на якір реле, від положення реле називається його *електромеханічною характеристикою* (рис. 5.4). При повітряних проміжках, близьких до нуля, реальна електромеханічна характеристика розходиться з пунктирною кривою, побудованою за формулою (5.6), що дає при $\delta = 0$ нескінченно велике значення F_e . Ця розбіжність пояснюється тим, що у формулі (5.6) ми знехтували малим, але не рівним нулю магнітним опором $R_{ст}$ сталевого магнітопроводу. Насправді при $\delta \rightarrow 0$ величина $R_{ст}$ визначає величину R_m і сила F_e не може збільшуватися більше певного значення $F_{e \max}$. За рахунок швидкого зростання сили F_e при $\delta \rightarrow 0$ навіть невеликий залишковий магнетизм магнітопроводу після виключення струму може дати силу, яка подолає опір повертальної спіральної пружини і не дозволить якору відійти від осердя.

Для запобігання цьому явищу більшість реле на якорі навпроти осердя мають невеликий «штифт відлипання» 6 (див. рис. 5.2) з магнітною висотою приблизно $\delta_0 = 0,1$ мм. За наявності такого штифта якір реле не може впритул притягнутися до осердя і між ними завжди буде повітряний проміжок $\delta \geq \delta_0$, що полегшує його відхід від якора при виключенні струму.

Руху якора у напрямі до осердя (тяжіння) перешкоджають сили опору пружних елементів реле – спіральної пружини віддачі і плоских пружин контактної групи реле. Ці сили неоднакові за різних положень якора. Залежність результуючої сили F_m опору руху якора від його положення називається *механічною характеристикою реле*, тому що вона визначається виключно конструктивними параметрами механічних елементів реле.

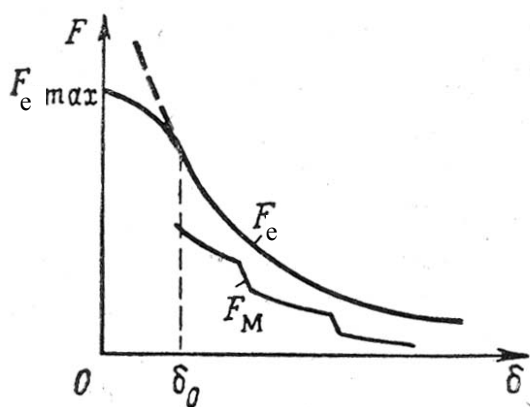


Рисунок 5.4 – Електромеханічна та механічна характеристики реле

Для безперервного тяжіння якоря реле його електромеханічна характеристика повинна завжди лежати вище механічної (рис. 5.4).

Потужність спрацьовування електромагнітного реле заданої конструкції та габаритів практично постійна, а отже, є найбільш правильною характеристикою реле. Величина струму спрацьовування реле

$$I_{\text{спр}} = \sqrt{\frac{P_{\text{сеп}}}{R}},$$

однозначно пов'язана з його опором. Наприклад, при перемотуванні котушки реле іншим дротом струм спрацьовування зміниться внаслідок зміни опору обмотки. Так, якщо за $R = 100$ Ом, $I_{\text{сеп}} = 10$ мА, то за $R = 10000$ Ом струм спрацьовування зменшиться до 1 мА за тієї самої потужності спрацьовування.

5.1.3. Контакти реле

Електричним контактом називають дотик між собою двох або кількох електричних провідників. Однак часто контактом називають самі провідники. У подальшому під контактом будемо розуміти конструктивний елемент реле, який служить для замикання або розмикання електричного кола.

Робота контактної системи часто визначає надійність та термін служби реле; тому розглянемо дію контактів та їх будову.

За характером роботи контакти поділяються на:

а) *замикаючі*; за відсутності струму в обмотці електромагнітного механізму вони розімкнені, а за тяжіння якоря замикаються; такий вид контактних замикань відповідає режиму повторювача;

б) *розмикаючі*; вони, навпаки, замкнені при знеструмленому реле і розмикаються при його збудженні; такий вид контактних замикань відповідає режиму інвертора;

в) *перемикаючі*; у деяких конструкціях реле, головним чином малопотужних, замикаючий і розмикаючий контакти об'єднані в один загальний перемикаючий контакт, який називається іноді *трийником*.

Розрізняють чотири стани контакту: два стаціонарних (замкнений і розімкнений) і два перехідних (замикання і розмикання).

Найбільший інтерес для вивчення являють важкі режими, за яких контакт піддається найбільшому зносу. Це, по-перше, замкнений стан, коли через контакт протікає струм навантаження, і, по-друге, процес розмикання, коли на контакті виникають дугові явища.

Працездатність контактів визначається трьома основними параметрами: *максимально припустимою потужністю тривалого замикання контактів* $P_{\text{пр max}}$, *максимально припустимою розривною потужністю* $P_{\text{р max}}$ і *максимально припустимою частотою розмикання і замикання*.

1. За тривалого замикання контактів струм I у керованому колі, проходячи контактами, викликає їх нагрівання, що за великих значень струму може призвести до розплавлення контактів. Максимальна потужність тривалого замикання $P_{\text{пр max}} = I_{\text{max}}^2 R_{\text{к}}$, тобто визначається максимально припустимим струмом керованого кола й опором контакту. Тому що нагрів контактів струмом, який проходить по них, визначається опором контактів та їхньою тепловіддачею, то величина $P_{\text{пр max}}$ залежить від форми, розмірів, матеріалу та опору контактів. У малопотужній автоматиці найбільш часто застосовуються срібні точкові (див. рис. 5.3) контакти.

Тому що питомий опір контактних матеріалів зазвичай невеликий, то опір контакту $R_{\text{к}}$ визначається в основному електричним опором поверхні зіткнення рухомого і нерухомого контактів або так званим *перехідним опором контакту*. Контакти стикаються не за площиною, а за окремими нерівностями контактних поверхонь, що піддаються зминанню внаслідок контактного тиску. Отже, перехідний опір контакту $R_{\text{к}}$ залежить від контактного тиску, властивостей матеріалу і стану (чистоти оброблення, наявності оксидів і т. п.) контактної поверхні.

2. При відході рухомого контакту від нерухомого між ними може виникнути електрична дуга, що руйнує контакти внаслідок перенесення металу (ерозії) з одного контакту на інший і короткочасного, але сильного нагріву їх. Потужність при дугоутворенні виражається формулою $P_{\text{р}} = U_{\text{к}} I$.

У звичайних контактах дуга гасне при розходженні їх на таку відстань, коли прикладена до контактів напруга стає недостатньою для її підтримки.

Теоретично визначити $P_{\text{р max}}$ дуже складно, цю величину визначають зазвичай експериментально для різних типів контактів та їх навантажень. При розриві кіл змінного струму, коли струм періодично проходить через нульове значення, гасіння дуги здійснюється значно легше, тому що при розведенні контактів на якусь відстань воно може згаснути у момент $I = 0$ і вже більше не з'явиться через недостатню величину напруги. Тому за однакових інших умов максимальна відключена потужність змінного струму може бути у 2-3 рази більша, ніж відключена потужність постійного струму.

Утворення електричної дуги або іскроутворення відбувається внаслідок накопичення енергії в індуктивності керованого електричного кола при її комутації. Тому чим більша індуктивність комутуваного кола, тим гірші умови роботи контактів та менше $P_{\text{р max}}$. Для зменшення іскроутворення у релейних схемах застосовують два основних типи іскрогасильних пристроїв: пристрої, які шунтують індуктивність керованого кола, та пристрої, які шунтують самі контакти. Обидва типи таких схем зображені на рис. 5.5. Їхня робота заснована на тому, що магнітна енергія, накопичена в індуктивності, розпорошується не у проміжку між контактами, а у деякому додатковому елементі електричного кола.

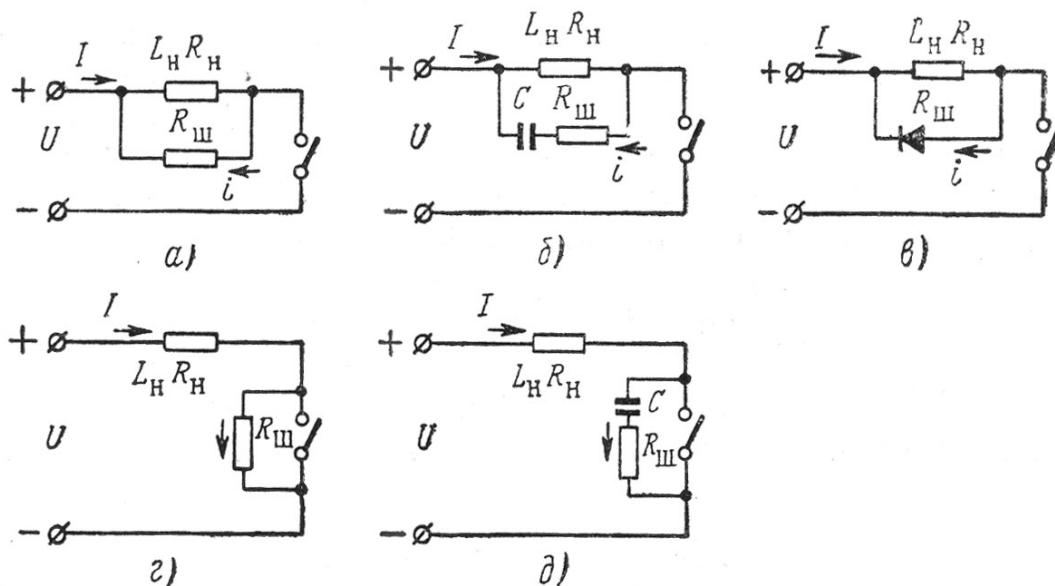


Рисунок 5.5 – Схеми іскрогасіння

У схемі *a)* магнітна енергія при розмиканні контактів витрачається в опорі $R_{\text{ш}}$ контура $R_{\text{ш}} - R_{\text{н}} - L_{\text{н}}$, яке повинне бути у 5-10 разів більшим опору $R_{\text{н}}$ основного кола.

Величину $R_{\text{ш}}$ можна підрахувати за формулою

$$\left(\frac{330}{U} - 1 \right) R_{\text{н}} \geq R_{\text{ш}} \geq \frac{U - 12}{0,25 - \frac{U}{R_{\text{н}}}}. \quad (5.8)$$

Недоліком такої схеми є втрата енергії в опорі $R_{\text{ш}}$ при постійно замкнених контактах. Цей недолік усувається, якщо опір $R_{\text{ш}}$ включити послідовно з ємністю C , як показано на схемі *б)*. При цьому треба побоюватися виникнення коливань у контурі $R_{\text{н}} - L_{\text{н}} - C$. Для відсутності коливань відношення $L_{\text{н}}/C$ має бути

вибрано з умови $L_{\text{н}}/C < \left(\frac{R_{\text{н}} + R_{\text{ш}}}{2} \right)^2$. У гілці з ємністю при тривалому замиканні

або розмиканні контактів втрат енергії не буде, тому що струм через ємність буде проходити лише у моменти комутації контактів.

У схемі *в)* для цієї ж мети використовують діод. Для основного струму у схемі в зворотний опір діод великий і втрат енергії майже немає. Струм i , створюваний е.р.с. самоіндукції, проходить у провідному напрямі діода і витрачається на його відносно невеликому прямому опорі.

У схемі *г)* струм при розмиканні контакту може проходити через шунтуючий опір $R_{\text{ш}} \approx (5 \dots 10) R_{\text{н}}$. Величина цього опору обмежується тим, що падіння напруги на ньому при розімкненому контакті повинна бути меншою напруги дугоутворення. Недоліком схеми є споживання струму від джерела живлення при розімкненому контакті.

Найбільшого розповсюдження набула схема *д)* з шунтуванням контактів ємністю порядку 0,5...2 мкФ (величина ємності підбирається експериментально). За повторного замикання контактів у цьому випадку

новоутворення може знову з'явитися внаслідок великого розрядного струму конденсатора. Тому послідовно з ним рекомендується ставити опір $R_{ш}$, на якому буде витрачатися розрядний струм конденсатора. Величину опору $R_{ш}$ вибирають за формулою

$$\frac{330}{U} R_n \geq R_{ш} \geq \frac{12}{\frac{U}{R_n} - 0,25}, \quad (5.9)$$

причому в усіх випадках має бути $R_{ш} > \frac{U}{0,84}$.

5.1.4. Часові характеристики

При замиканні ключа K для електричного кола (рис. 5.6, а), складеного з обмотки реле з індуктивністю L , активного опору R та додаткового опору R_d , справедливе рівняння

$$U = R_0 i + L \frac{di}{dt},$$

рішенням якого є вираз

$$i = I(1 - e^{-t/\tau}), \quad (5.10)$$

де $R_0 = R + R_d$ – загальний активний опір кола; $I = U/R_0$ – усталений струм; $\tau = L/R_0$ – постійна часу кола.

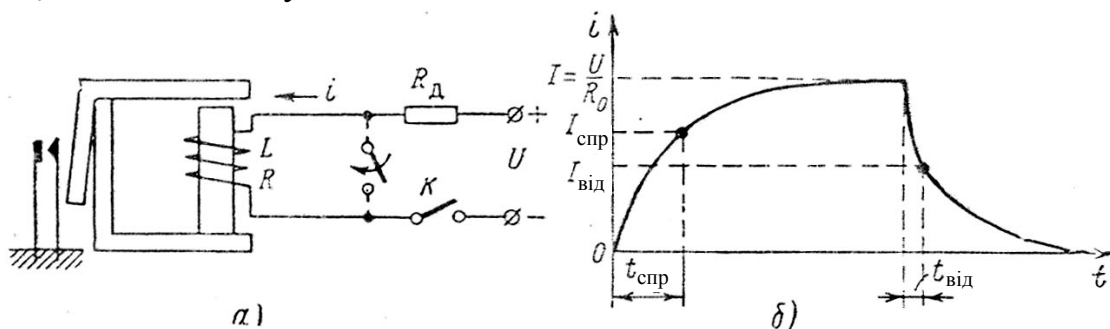


Рисунок 5.6 – Вигляд включення реле в електричне коло

При розмиканні ключа K струм в обмотці реле зникає і вимикання його відбувається практично миттєво. При виключенні реле закорочуванням його обмотки (пунктир на рис. 5.6,а) струм в обмотці зменшується за залежності

$$i = Ie^{-t/\tau'}, \quad (5.11)$$

де $\tau' = L/R$ – постійна часу обмотки реле.

Формули (5.10) і (5.11) лише приблизно відображають (рис. 5.6,б) характер перехідних процесів наростання та спадання струму i в обмотці реле, тому що вони не враховують зміни індуктивності L обмотки за рахунок зміни величини повітряного проміжку між осердям та якорем реле при русі останнього (за тяжіння якоря L збільшується, а за відпускання спадає).

Величина струму $I_{спр}$, за якої якір реле притягнеться і за допомогою контактів перемкне кероване коло, називається *струмом спрацьовування* реле, а величина струму $I_{від}$, за якої якір реле відійде від осердя, називається *струмом*

відпускання. Величина $I_{\text{спр}}$ завжди більша $I_{\text{від}}$, тому що для створення однакої сили за більшого повітряного проміжку потрібно, природно, більший струм. Відношення

$$\lambda = \frac{I_{\text{від}}}{I_{\text{спр}}} < 1$$

називається *коефіцієнтом повернення реле*.

Відповідні інтервали часу між моментами включення або виключення струму в реле і моментом початку дії на кероване коло називаються *часом спрацьовування* ($t_{\text{спр}}$) та *часом відпускання* ($t_{\text{від}}$) реле й визначають його швидкодію.

З формул (5.10) і (5.11), визначивши експериментально $I_{\text{спр}}$ та $I_{\text{від}}$, можна наближено (нехтуючи часом руху якоря та зміною L в процесі цього руху) обчислити $t_{\text{спр}}$ і $t_{\text{від}}$:

$$t_{\text{спр}} = \tau \ln \frac{I}{I - I_{\text{спр}}}; \quad (5.12)$$

$$t_{\text{від}} = \tau' \ln \frac{I}{I_{\text{від}}}. \quad (5.13)$$

У нормальних виробничих умовах досить складно обчислити час спрацьовування реле, тому що важко визначити індуктивність L його обмотки. Крім того, при обчисленні $t_{\text{спр}}$ не враховуються похибки, що вносяться впливом вихрових струмів та часом руху якоря. Тому, частіше застосовують експериментальні методи визначення $t_{\text{спр}}$.

Показане на рис. 5.2 комутаційне реле має один ступінь свободи якоря і спрацьовує незалежно від полярності напруги живлення.

5.1.5. Поляризовані реле

Поляризоване реле відрізняється від звичайного електромагнітного реле наявністю додаткового постійного магніту, а також залежністю напрямку переміщення якоря від полярності намагнічувального струму. У поєднанні з високою чутливістю, більшим коефіцієнтом керування і малим часом спрацьовування можливість реагування на полярність керуючого сигналу робить поляризовані реле незамінними в малопотужній автоматиці, особливо для малопотужних електричних стежних систем, у яких напрям обертання електродвигуна має залежати від полярності керуючого сигналу.

Принципова схема одного із варіантів конструкції поляризованого реле показана на рис. 5.7. Основними деталями конструкції є намагнічувальні котушки 1 і 2, що створюють у сталевому ярмі 3 магнітний потік Φ_e однакового напрямку, і постійний магніт 4, що створює магнітний потік Φ_0 .

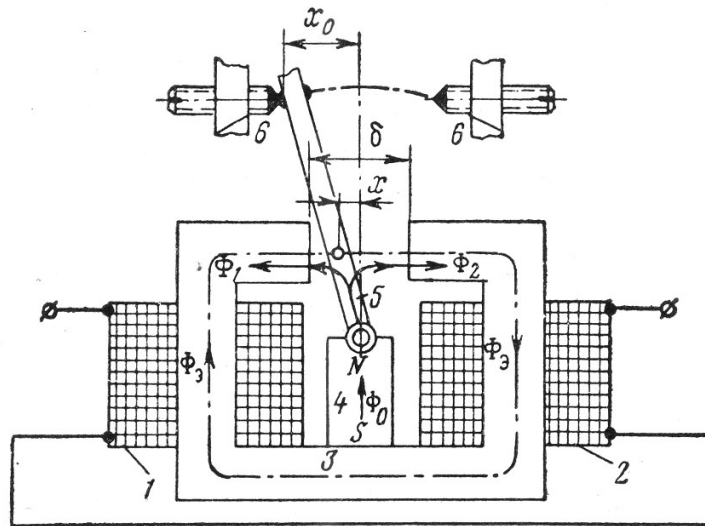


Рисунок 5.7 – Поляризоване реле:
1, 2 – котушки; 3 – ярмо; 4 – магніт; 5 – якір; 6 – контакти

Потік Φ_0 проходить через сталевий рухомий якір 5 і розгалужується двома частинами ярма на потоки Φ_1 і Φ_2 . Перший із них збігається з напрямом магнітного потоку намагнічувальних котушок, а інший протилежний йому. Переміщення якоря у повітряному проміжку ярма обмежується нерухомими контактами 6. На кінці якоря є середній контакт, що замикається залежно від полярності керуючого сигналу у намагнічувальних котушках з лівим або правим нерухомим контактом.

Принцип роботи поляризованого реле полягає в наступному. За відсутності керуючого сигналу (тобто потоку Φ_c) на якір, встановлений у нейтральне (вертикальне) положення, у якому $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_0/2$, ліворуч і праворуч діють однакові сили тяжіння (5.7):

$$F_{\text{пр}} = F_{\text{лів}} = \frac{\Phi_0^2}{4 \cdot 2S_{\text{в}}\mu_0}, \quad (5.14)$$

де $S_{\text{в}}$ – площа перетину повітряного проміжку.

Результуюча сила F , що діє на якір, дорівнює нулю, й він повинен перебувати у рівновазі. Однак ця рівновага нічим не підтримується і є нестійкою, тобто практично ніколи не може бути досягнута. Досить хоча б незначного зміщення якоря від нейтрального положення, щоб змінилися величини магнітного опору повітряних проміжків ліворуч і праворуч від якоря, а отже, і величини магнітних потоків.

Для положення, зазначеного на рис. 5.7,

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi; \quad \Phi_2 = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi,$$

де $\Delta\Phi$ – зміна величини потоків Φ_1 і Φ_2 при переміщенні якоря.

Отже, результуюча сила F вже не буде дорівнювати нулю і змусить якір рухатися ліворуч (або праворуч залежно від початкового зміщення якоря), причому величина її в міру руху якоря буде весь час зростати:

$$F = F_{\text{лів}} - F_{\text{прав}} = \frac{\Phi_1^2 - \Phi_2^2}{2S_{\text{в}}\mu_0} = \frac{2\Phi_0\Delta\Phi}{2S_{\text{в}}\mu_0}. \quad (5.15)$$

Рух якоря припиниться, коли він торкнеться нерухомого контакту. При цьому силу F тяжіння якоря, яка створює контактний тиск, можна обчислити приблизно (рис. 5.7) наступним чином.

Середні значення магнітних опорів лівої і правої частин повітряного проміжку спрощено виразимо у вигляді

$$R_{\text{лів}} = \frac{\frac{\delta}{2} - x}{S_{\text{в}}\mu_0}; \quad R_{\text{прав}} = \frac{\frac{\delta}{2} + x}{S_{\text{в}}\mu_0}.$$

За аналогією із законами електричних кіл для потоків у двох паралельних магнітних колах можна записати рівності (нехтуючи магнітним опором сталі)

$$\Phi_0 = \Phi_1 + \Phi_2; \quad \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{R_{\text{прав}}}{R_{\text{лів}}},$$

звідки легко знайти співвідношення

$$\Phi_1 = \Phi_0 \frac{R_{\text{прав}}}{R_{\text{прав}} + R_{\text{лів}}} = \Phi_0 \frac{\frac{\delta}{2} + x}{\delta};$$

$$\Phi_2 = \Phi_0 \frac{R_{\text{лів}}}{R_{\text{прав}} + R_{\text{лів}}} = \Phi_0 \frac{\frac{\delta}{2} - x}{\delta}.$$

Звідси визначимо величину $\Delta\Phi$:

$$\Delta\Phi = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} = \Phi_0 \frac{x}{\delta}.$$

Підставляючи цей вираз у формулу (5.15), отримаємо вираз для сили тяжіння якоря вимкненого реле:

$$F = \frac{\Phi_0^2}{2S_{\text{в}}\mu_0} \cdot \frac{2x}{\delta} = \frac{\Phi_0^2}{S_{\text{в}}\mu_0} \cdot \frac{x}{\delta}. \quad (5.16)$$

Сила тяжіння якоря, як випливає з отриманого виразу, пропорційна квадрату магнітного потоку постійного магніту і зміщенню якоря x , що залежить від зміщення x_0 контакту відносно нейтральної лінії (тобто від регулювання контакту). Тепер в обмотку реле треба подати керуючий сигнал такої полярності, щоб створити потік Φ_e у напрямі, зазначеному на рис. 5.7 стрілкою, за величиною більший, ніж потік $\Delta\Phi$, що притискає якір до лівого контакту. Тоді якір реле перекинеться у праве положення, а якщо потім змінити полярність сигналу, то він повернеться знову у ліве положення. Отже, положення якоря і замикання контактів залежать від полярності керуючого сигналу. Умовою спрацьовування реле буде нерівність

$$\Phi_e > \Delta\Phi.$$

Загальні величини магнітних потоків у лівій та правій частинах повітряного проміжку будуть рівні відповідно

$$\Phi_{\text{лів}} = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi - \Phi_e;$$

$$\Phi_{\text{прав}} = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi + \Phi_e.$$

Після переходу якоря у праве положення знаки $\Delta\Phi$ у цих виразах зміняться. Тому, вважаючи, що $\Phi_e = \Delta\Phi$, отримаємо для правого положення якоря

$$\Phi_{\text{лів}} = \frac{\Phi_0}{2} - 2\Delta\Phi;$$

$$\Phi_{\text{прав}} = \frac{\Phi_0}{2} + 2\Delta\Phi.$$

При цьому результуюча сила тяжіння якоря

$$F_e = \frac{\Phi_{\text{лів}}^2 - \Phi_{\text{прав}}^2}{2S_{\text{в}}\mu_0} = \frac{4\Phi_0\Delta\Phi}{2S_{\text{в}}\mu_0} = \frac{2\Phi_0^2}{S_{\text{в}}\mu_0} \cdot \frac{x}{\delta} = 2F \quad (5.17)$$

буде принаймні вдвічі більша, ніж сила тяжіння у неробочому положенні (за відсутності керуючого сигналу). На відміну від звичайного електромагнітного реле сили, створювані намагнічувальною котушкою та постійним магнітом, який відіграє роль, аналогічну ролі пружних пружин електромагнітного реле, додаються.

Цим і пояснюється, що за малої керуючої потужності поляризовані реле можуть керувати відносно потужними електричними колами.

Час спрацьовування реле малий завдяки тому, що після переходу якорем нейтрального положення сила тяжіння швидко зростає, у той час як протидіюча сила спадає до нуля.

Інколи в конструкції поляризованого реле замість третього нейтрального контакту вводять повертальні пружини (рис. 5.8).

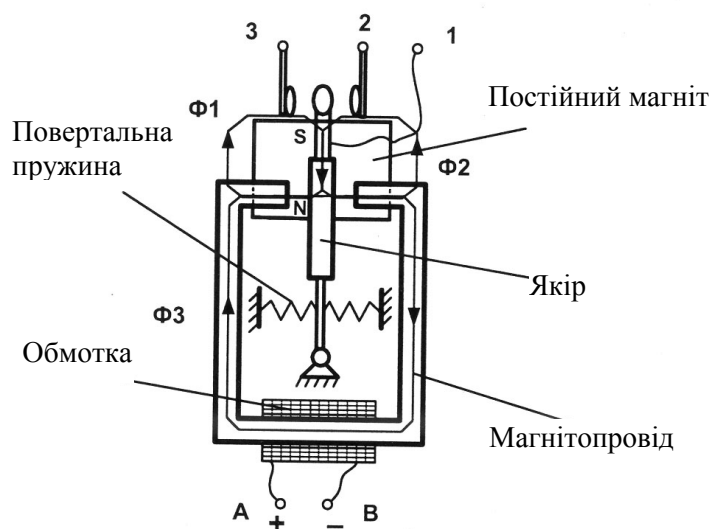


Рисунок 5.8 – Конструкція поляризованого реле

При подачі на обмотку реле напруги, достатньої для його спрацьовування з полярністю, вказаною на рисунку, у магнітопроводі створюється магнітний потік Φ_3 , який компенсує потік Φ_1 і додається до потоку Φ_2 постійного магніту. У результаті якір поляризованого реле переміщується праворуч, захоплюючи за собою рухомий контакт 1, який замикає електричне коло з нерухомим контактом 2. При зміні полярності напруги живлення магнітний потік Φ_3

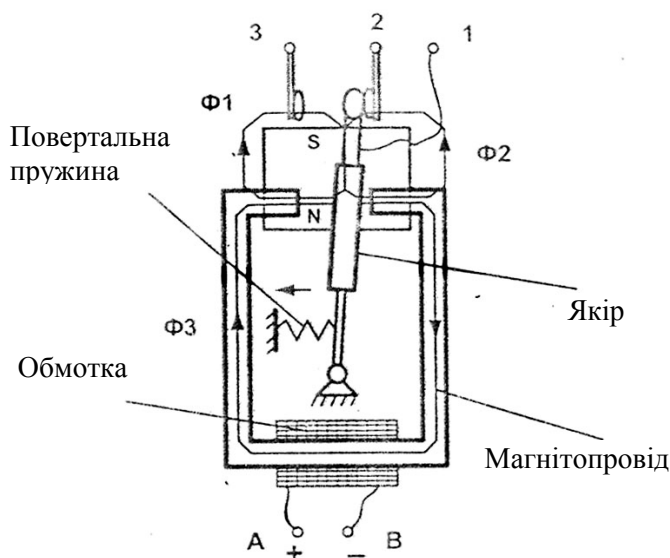


Рисунок 5.9 – Двопозиційне поляризоване реле

змінює свій напрям, і рухомий контакт 1 замикається з нерухомим контактом 3. При зниженні потенціалу на обмотці нижче напруги відпускання рухомий контакт знову займає нейтральне положення.

За наявності однієї повертальної пружини із зазначеною на рис. 5.9 полярністю, рухомий контакт зміщується «праворуч», а після відключення напруги живлення повертається у ліве положення й зберігає цей стан при подачі на обмотку реле напруги зворотної полярності. Такі

пристрої називають *поляризованими реле з перевагою*.

Властивості поляризованого реле змінювати положення якоря та комутувати різні контакти при зміні полярності напруги живлення дозволяє використовувати його як аналоговий компаратор.

З цією метою використовують еталонний сигнал давача напруги (U_3), який порівнюється із сигналом давача (U_d) (рис. 5.10). Для цього сигнал, що знімається з давача, подають на клему А, а еталонна напруга U_3 надходить на клему В.

У тому випадку, коли $U_d > U_3$, рухомий контакт 1 замикається з нерухомим контактом 2. Якщо $U_d < U_3$, то — з контактом 3. Точність вимірювання визначається напругою спрацьовування поляризованого реле.

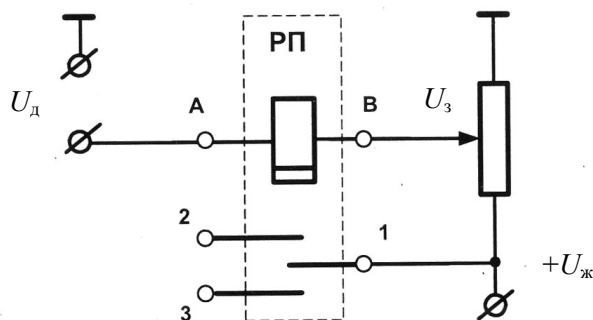


Рисунок 5.10 – Аналоговий компаратор на основі поляризованого реле

5.1.6. Електромагнітні крокові шукачі

Електромагнітні крокові шукачі являють собою багатопозиційні щіткові перемикачі з електромагнітним приводом й призначені для комутації слабкострумових кіл постійного струму.

Крокові шукачі в основному застосовують при побудові автоматичних телефонних станцій у тих випадках, коли використання електронних безконтактних комутаторів з будь-яких причин неможливе. Також крокові шукачі застосовують як цифрові, зокрема, десяткові лічильники.

Класичний кроковий шукач типу ШИ-11 (рис. 5.11) містить поля контактних ламелів (статор), трипроменеві контактні щітки, закріплені на зубчастому храповому колесі (роторі), рушійний механізм, що переміщує храповик та електромагніт.

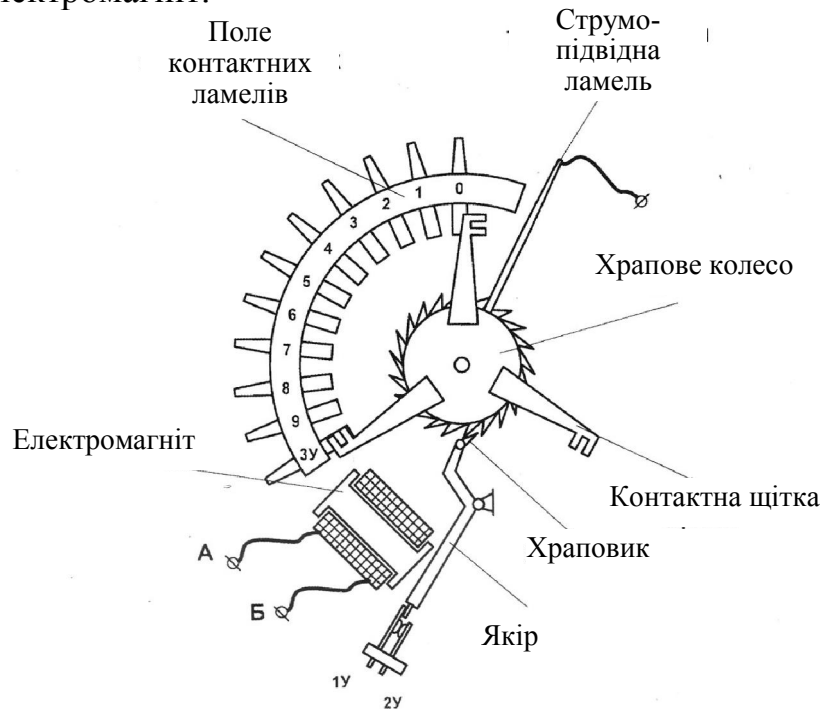


Рисунок 5.11 – Спрощена конструкція крокового шукача ШИ-11

Керування кроковими шукачами здійснюється або безпосереднім подаванням на клеми А–Б електромагніту імпульсів постійного струму, або постійного потенціалу через самопереривальні контакти 1У та 2У.

У першому випадку з кожним імпульсом, який подається на клеми АБ, відбувається просування контактів за лемами на 1 крок. Скільки подано імпульсів, стільки кроків виконує кроковий шукач.

У другому випадку схема керування будується так, що за досягнення заданого контакту щіткою ламелі, подача потенціального сигналу припиняється.

Крокові шукачі розрізняють за кількістю контактних ламелів, кількістю контактних полів, робочою напругою, кількістю та типом самопереривальних контактів.

5.1.7. Безконтактні реле

У сучасній автоматиці основою для побудови логічних автоматів малої та середньої складності є різні інтегральні мікросхеми, виконані за різними технологіями.

Розглянемо принцип дії безконтактного реле на прикладі еквівалентної схеми, показаної на рис. 5.12,а.

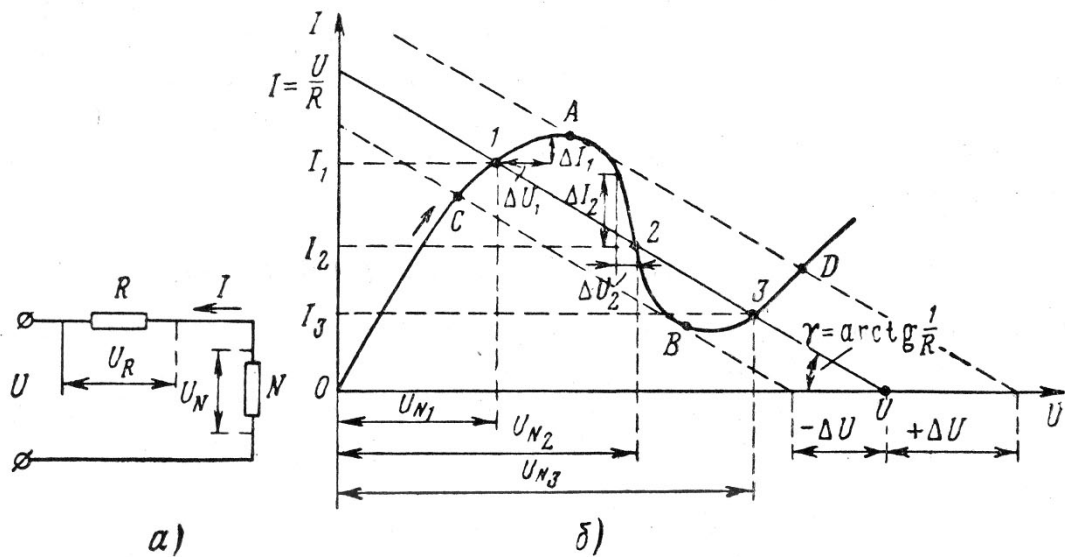


Рисунок 5.12 – До принципу дії безконтактного реле

Робота схеми можлива лише за наявності двох елементів: лінійного R та нелінійного N , причому вольтамперна характеристика нелінійного елемента завжди повинна мати «спадну» ділянку (А–Б) (рис. 5.12,б).

Саме цією особливістю і пояснюється можливість наявності у схемі двох стійких станів рівноваги. Аналітично рівняння схеми записується у вигляді

$$U = U_N + IR$$

або

$$U_N = U - IR. \quad (5.18)$$

Графічно рішенням цього рівняння (5.18) є точки перетину характеристик лінійного R та нелінійного N елементів. Як видно з рис. 5.12,б, у загальному випадку може бути три таких точки (1, 2 й 3), тобто за одних і тих самих напруг живлення U і опори R схема може мати три стани рівноваги, що визначають три можливих значення струму I в ній. Покажемо спочатку, що тільки два із них (1 і 3) є стійкими, а третій, що відповідає точці 2, буде нестійким.

Якщо значення струму і напруги відповідають точці 2, то викликане будь-якою причиною (наприклад, зміною напруги джерела живлення U) незначне збільшення струму ΔI_2 супроводжується зменшенням напруги на елементі N на величину ΔU_2 відповідно до ходу вольтамперної характеристики цього елемента. Але зменшення U_{N2} , як видно з рівності (5.18), відповідає збільшенню частки U_R загальної напруги, що падає на елементі R , тобто ще більшому збільшенню загального струму $I = U_R/R$ у колі. Отже, струм у колі буде безперервно зростати. Аналогічно можна показати, що невелике зменшення струму I_2 викличе його подальше зменшення. Тому що практично ніколи не можна точно витримати значення струму U і напруги U_{N2} , що відповідають точці 2, то це означає, що стан рівноваги у цій точці буде нестійким і можливий лише теоретично. Процес наростання струму можливий в іншому положенні рівноваги (у точці 1). Як видно з графіка, будь-яке збільшення струму більше

значення I_1 повинно бути обов'язково пов'язане зі збільшенням U_{N1} , тобто зі зменшенням U_R і I . Будь-яке зменшення струму менше значення I_1 має бути пов'язане зі зменшенням U_{N1} , тобто зі збільшенням U_R та I . Отже, у точці 1 за будь-якої довільній зміні струму I_1 він обов'язково прагне повернутися до попереднього значення, і рівновага схеми у цій точці буде стійкою. Аналогічними міркуваннями можна показати, що рівновага схеми буде стійкою й у точці 3.

Процес стрибка струму може бути створений шляхом зміни напруги U або опору R . При збільшенні U (якщо вихідною точкою була точка 1) характеристика R переміщується праворуч паралельно сама собі і струм I спочатку дещо збільшується (до точки А). Будь-яке подальше збільшення U зміщує робочу точку схеми на спадну ділянку характеристики нелінійного елемента, і струм стрибком зменшиться до значення, що відповідає другому стійкому стану рівноваги (точка D). Якщо тепер зменшувати напругу U , то аналогічний стрибок струму (збільшення) відбудеться з точки В у точку С.

Аналогічні результати дає зміна величини R за рахунок зміни кута γ нахилу характеристики R . Характерною особливістю безконтактних реле є можливість спрацьовування від імпульсних сигналів малої тривалості.

В якості нелінійного елемента можна використати біполярний або польовий транзистор. Однак у сучасній автоматичі безконтактні реле виконуються не на окремо узятих дискретних компонентах, а із застосуванням інтегральних мікросхем різних серій.

Найбільше розповсюдження нині отримали мікросхеми ТТЛ- та КМОН-логіки.

5.1.7.1. Транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ)

Схемотехніка ТТЛ має найбільше число різновидів. Мікросхеми ТТЛ на світовому ринку стабільно посідають перше місце протягом декількох десятиліть.

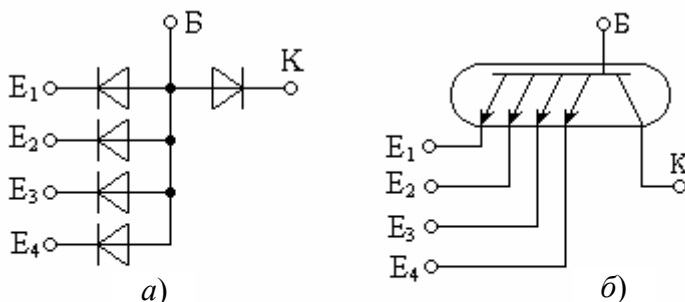


Рисунок 5.13 – Багатоємітерний транзистор:

а) діодна збірка – еквівалент БЕТ;

б) умовне позначення БЕТ

Особливістю мікросхем ТТЛ є наявність у вхідному колі багатовітерного транзистора. Багатовітерний транзистор (БЕТ) являє собою інтегральний елемент, який має декілька (до 8) емітерних переходів. БЕТ в мікросхемах ТТЛ вмикають на вході, реалізуючі при цьому функцію діодних збірок (рис. 5.13,а). Умовне позначення БЕТ

показано на рис. 5.13,б.

Типова двовходова схема 2І-НЕ показана на рис. 5.14. Число емітерів БЕТ дорівнює числу входів.

Рівнем логічного нуля є потенціал нульового проводу, тобто фізичний нуль, рівнем логічної одиниці є напруга живлення $+E_K$.

Схема містить багатоемітерний транзистор $VT1$, який разом з $R1$ виконує логічну функцію 2І, фазорозщеплюючий каскад на $VT2$ та складний інвертор на транзисторах $VT3$ та $VT4$.

Фазорозщеплюючий каскад здійснює відкривання лише одного транзистора: або $VT3$, або $VT4$, забезпечуючи саме тим на виході відповідно або логічну одиницю, або логічний нуль.

При цьому складний інвертор, у якому один із транзисторів $VT3$ або $VT4$ завжди закритий, не споживає енергію.

Схема працює наступним чином.

Вхідне коло $R1$, $VT1$ є несиметричним розгалужуючим з'єднанням: одне коло містить лише один перехід (емітерний перехід $VT1$), а інше – три (колекторний $VT1$, емітерний $VT2$ та емітерний $VT4$). Через цю несиметричність струм бази $VT1$ може протікати тільки по *одному* колу: або через емітери, або через колектор $VT1$.

Напруга живлення E_K сумісно з опором резистора $R1$ створює джерело струму бази $VT1$, який тече завжди або по колах емітерів, або по колу колектора в залежності від стану входів x_1 та x_2 .

При обох одиничних входах $x_1 = 1$ та $x_2 = 1$ емітерні переходи $VT1$ закриті, через що струм бази $VT1$ через його колекторний перехід тече в базу транзистора $VT2$, відкриваючи його. Тоді емітерний струм транзистора $VT2$, втікаючи в базу $VT4$, відкриває і його.

Отже, при всіх одиничних входах транзистори $VT2$ та $VT4$ завжди відкриті. При цьому низький потенціал колектора $VT2$ закриває транзистор $VT3$.

Таким чином, при всіх одиничних входах закритий транзистор $VT3$ відключає вихід y від напруги E_K , а відкритий транзистор $VT4$ підключає вихід y до нуля.

Так, при всіх одиничних входах $x_1 = 1$ та $x_2 = 1$ вихід $y = 0$.

Якщо хоча б до одного входу надходить логічний нуль, тобто $x_1 = 0$; $x_2 = 1$, або $x_1 = 1$; $x_2 = 0$, або $x_1 = 0$; $x_2 = 0$, то хоча б один або всі емітерні переходи $VT1$ відкриті і вони відгалужують на себе струм бази $VT1$. Бази $VT2$ і $VT4$ знеструмлені, через що транзистори $VT2$ та $VT4$ закриті. Одиничний потенціал колектора $VT2$ відкриває транзистор $VT3$.

Отже, закритий транзистор $VT4$ відключає вихід y від нуля, а відкритий транзистор $VT3$ підключає y до напруги E_K , тобто до логічної одиниці.

Таким чином, при хоча б одному вході під логічним нулем на виході є логічна одиниця $y = 1$.

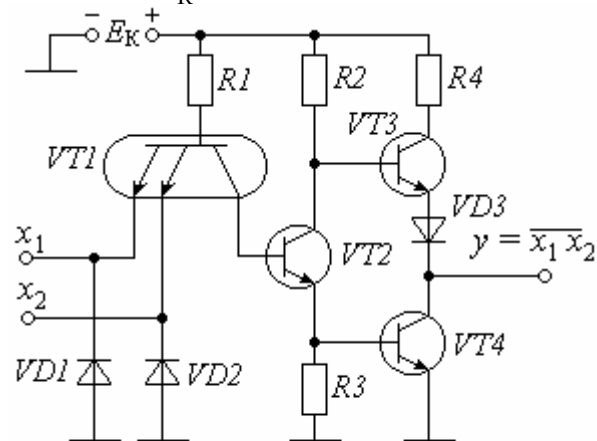


Рисунок 5.14 – Двовхідна схема ТТЛ 2І-НЕ

Таблиця 5.1

x_1	x_2	y
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Схема здійснює логічну функцію 2І-НЕ і може бути описана таблицею істинності (табл. 5.1).

Щодо діодів $VD1 - VD3$, то $VD1$ та $VD2$ захищають входи схеми від переполюсовки напруги, а діод $VD3$ в емітері транзистора $VT3$ сприяє його закриванню.

Емітери БЕТ $VT1$ можна з'єднувати між собою, зменшуючи при цьому кількість переходів (діодів) на вході мікросхеми. Нарешті, якщо з'єднати всі емітери між собою, то можна отримати одноемітерний транзистор.

Типовий інвертор ТТЛ або логічна схема НЕ показана на рис. 5.15.

Порівнюючи схему 2І-НЕ (рис. 5.14) зі схемою інвертора (рис. 5.15),

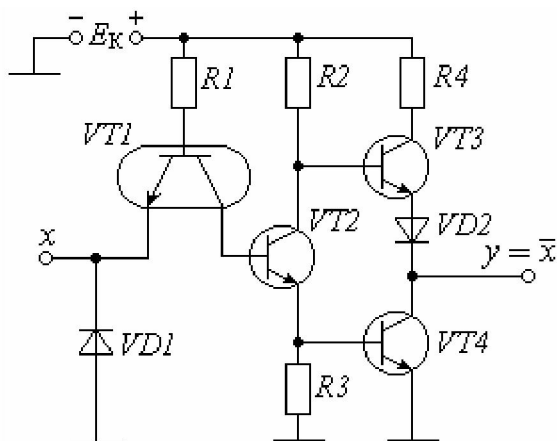


Рисунок 5.15 – ТТЛ-інвертор

переконаємося в тому, що вони відрізняються лише кількістю входів (емітерів $VT1$). Тому принципи дії цих схем збігаються.

Щодо діодів $VD1, VD2$ у схемі (рис. 5.14) та $VD1$ у схемі (рис. 5.15), то вони необхідні для наступного.

Вхідні кола розглянутих схем мають розподілені ємності та індуктивності. Тому при дії на вході високочастотних сигналів може з'явитися “брязкання” зі значними від'ємними викидами, які є згубними для схеми. З метою знищення цих викидів

кожний вхід ТТЛ елемента з'єднують із загальною шиною через діод VD , як показано на рис. 5.15. Цей діод зменшує від'ємний викид до $-0,7$ В, підвищуючи, саме тим завадостійкість мікросхеми та час її безвідмовної експлуатації.

Щодо вихідного кола, то через його двотактність слід особливо попередити, що з'єднання елементів по виходах не припустиме.

Організація двотактового виходу в ТТЛ елементах робить неможливим паралельне з'єднання виходів декількох мікросхем, бо якщо з'єднані інвертори при цьому перебувають у різноманітних станах, то через відкриті транзистори $VT3$ одного із них (рис. 5.14, рис. 5.15) та $VT4$ іншого потече неприпустимо

великий струм, який може вивести з ладу з'єднані мікросхеми.

Цю проблему можна вирішити за рахунок використання логічного елемента з так званим відкритим колектором.

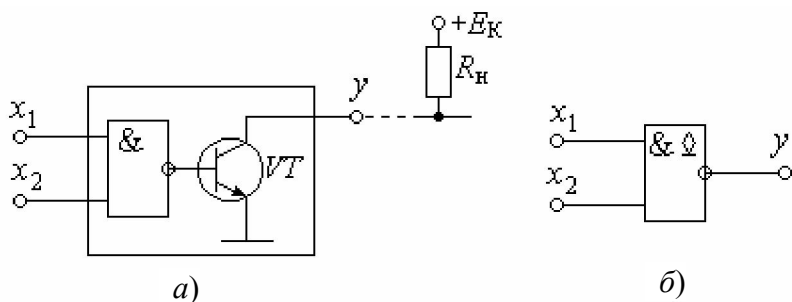


Рисунок 5.16 – Логічний елемент з відкритим колектором:

а) спрощена схема; б) умовне позначення

Схема логічного елемента з відкритим колектором створена тим, що

із елементів (рис. 5.15 і 5.16) вилучений транзистор $VT3$, а колектор $VT4$

виведений на вихід.

Спрощена схема логічного елемента з відкритим колектором та її умовне позначення показані на рис. 5.16. Схема має у своєму складі логічний елемент (в нашому випадку це схема 2І-НЕ), вихід якої підключений до бази транзистора VT (рис. 5.16,а). Колектор транзистора є виходом y .

Такий вихідний каскад (без опору навантаження в колекторному колі) не може сам собою сформувати на виході y високий рівень напруги. Для цього до виходу y зовнішнім монтажем підключається опір R_n , який носить назву *підтягуючого*. Замість резистора R_n можна підключати будь-яке зовнішнє навантаження: реле, світлодіод та ін.

Логічні елементи з відкритим колектором дозволяють підводити до вихідного транзистора напругу $E_K = 30$ В. За допомогою логічних елементів з відкритим колектором можна збільшувати кількість входів.

Крім схемотехнічних можливостей логічні елементи з відкритим колектором здатні реалізувати додатково і логічні операції завдяки тому, що вони допускають паралельне з'єднання аналогічних виходів на одне спільне навантаження. Таке об'єднання виходів називається *монтажною* або *провідниковою* логікою, бо вона утворюється в результаті зовнішнього монтажу.

На рис. 5.17 показана схема на логічних елементах 2І-НЕ з відкритим колектором, з'єднання яких на виході y разом з R_n утворюють *монтажне І*.

На об'єднаному виході y (рис. 5.17) рівень буде одиничним ($y = 1$) лише тоді, коли усі виходи y_i будуть одиничними: $y_1 = 1$; $y_2 = 1$; $y_3 = 1$.

Якщо хоча б один із елементів має на своєму виході низький потенціал $y_i = 0$, то на об'єднаному виході y рівень буде нульовим $y = 0$.

Отже виходи y_i разом з R_n утворюють *монтажне І*:

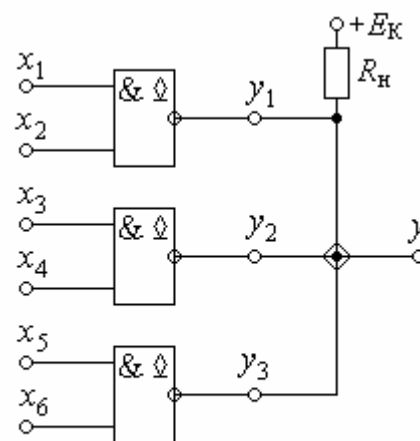


Рисунок 5.17 – Схема монтажного І

$$y = y_1 \cdot y_2 \cdot y_3 = \overline{x_1 x_2} \cdot \overline{x_3 x_4} \cdot \overline{x_5 x_6}. \quad (5.19)$$

Принцип монтажного І багато використовується у ВІС пам'яті та програмованих логічних матрицях (ПЛМ), а також для побудови двонаправлених числових шин.

Транзисторно-транзисторна логіка має низку переваг, а саме:

- досить мала споживана потужність, що досягається за рахунок ускладнення інвертора парою транзисторів $VT3$ та $VT4$ (див. рис. 5.14), які працюють у фазоінверсному режимі під дією керуючого фазорозщеплювача $VT2$;

- у статичному режимі один із транзисторів $VT3$ або $VT4$ завжди відкритий, тому вихідний опір, а тому й стала часу вихідного кола є досить малими, що сприяє підвищенню швидкодії;

– у динамічному режимі, коли на час переключення одночасно відкриті обидва транзистори $VT3$ і $VT4$ малий вихідний опір логічного елемента сприяє швидкому перезарядженню ємності навантаження та паразитній ємності монтажу, що забезпечує високу навантажувальну здатність логічного елемента ТТЛ.

До недоліків серій ТТЛ відноситься порівняльно низька швидкодія тому, що у статистичному режимі окремі транзистори, що складають схему ТТЛ, знаходяться у стані глибокого насичення. Це насичення забезпечує надлишковий вхідний струм, який зміщує емітерний перехід у прямому напрямі і приводить до накопичення рухомих носіїв у базах транзисторів. Після зникнення вхідного струму для переходу транзистора у стан відсікання потрібний тривалий час для подолання перехідного процесу розсмоктування накопичених носіїв, коли протягом десятків наносекунд транзистор залишається відкритим.

Отже, для підвищення швидкодії треба запобігти насиченню транзисторів. Ці недоліки ліквідовані в ТТЛ елементах з діодом Шотткі* (ТТЛШ).

5.1.7.2. ТТЛ з діодом Шотткі

Більш швидкодіючими порівняно із серією ТТЛ значаться логічні елементи на діодах та транзисторах Шотткі (ТТЛШ). Мікросхеми ТТЛШ мають ту саму структуру електричної схеми, що й ТТЛ, тільки замість діодів та транзисторів використовуються напівпровідникові прилади з бар'єром Шотткі.

В діодах Шотткі VD (рис. 5.18,а) використаний перехід “метал-напівпровідник”. Пряма напруга цього переходу становить 0,35 ... 0,40 В, що значно менше, ніж у звичайних діодів (0,7 В).

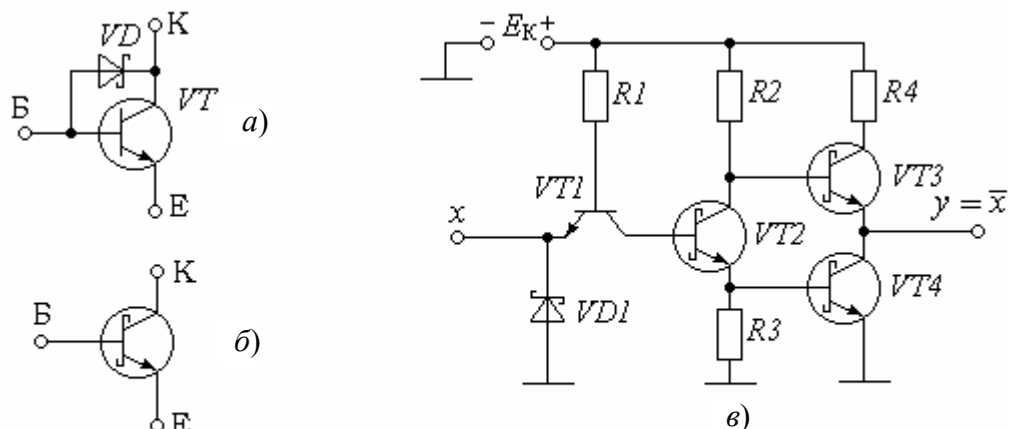


Рисунок 5.18 – Типовий інвертор ТТЛШ: а) БТ з діодом Шотткі; б) транзистор Шотткі; в) схема інвертора

Для зменшення насичення паралельно до колекторного переходу біполярного транзистора VT підключається діод Шотткі, чим і утворюється *транзистор Шотткі* (рис. 5.18,б).

* Шотткі (Schottky) – німецький фізик, який відкрив у 1914 р. фізичне явище, що виникає при проходженні струму через контакт “метал-напівпровідник”, так званий бар'єр Шотткі.

При закритому транзисторі VT потенціал колектора є позитивним відносно бази, через що діод VD знаходиться під зворотною напругою і не впливає на роботу ключа.

Коли ж транзистор VT відкритий, то діод VD знаходиться під прямою напругою і відгалужує частину струму бази VT у колекторне коло. Струм бази зменшується, через що зменшується накопичення рухомих носіїв заряду в базі. Тому при переході транзистора у стан відсікання буде зменшений час розсмоктування накопичених носіїв в базі.

Інвертор ТТЛШ (рис. 5.18,в) працює також, як звичайна ТТЛ.

Струм бази $VT1$ може протікати або по вхідному колу x , або по колу бази $VT2$.

При нульовій вхідній напрузі ($x = 0$) струм бази $VT1$ тече по вхідному колу x і не втікає в базу $VT2$. Транзистори $VT2$ і $VT4$ закриті, через що вихід y відірваний від нуля і через відкритий $VT3$ підключений до $+E_K$, тобто до логічної одиниці $y = 1$.

Коли ж напруга на вході x дорівнює логічній одиниці ($x = 1$), то струм бази $VT1$ тече через його колекторний перехід в базу транзистора $VT2$, відкриваючи його. Відкривається і $VT4$, підключаючи вихід y до нуля і утворюючи тим самим на виході логічний нуль ($y = 0$).

Суттєве зменшення часу розсмоктування надлишкового заряду у схемі з використанням транзисторів Шоттки скорочує час затримки до 3...5 нс.

Проте слід зауважити, що на відміну від ТТЛ, елементи ТТЛШ мають нижчу завадостійкість внаслідок малого порога відкривання транзисторів Шоттки і зменшення їхнього насичення.

5.1.7.3. Логічні елементи на польових структурах. КМОН-логіка

Головним конкурентом мікросхем ТТЛ за широтою використання є ЛЕ на польових МОН- і КМОН-структурах. Це зумовлено дуже незначним споживанням вхідного струму, великим вхідним опором, повним гальванічним розв'язанням вхідного та вихідного кіл, малим споживанням потужності, досить високою щільністю розміщення елементів. Мікросхеми МОН- або КМОН-структур мають широкий діапазон напруг живлення (від 3 до 15 В), що дозволяє виконувати просте поєднання з мікросхемами ТТЛ та операційними підсилювачами.

Польові транзистори забезпечили на початку 70-х років створення ВІС та СВІС. Широке практичне застосування при розробці логічних схем на МДН- та КМОН-структурах набули польові транзистори (ПТ). Польові транзистори розподіляються за способом формування каналу і видом носіїв. Наприклад, базовий ЛЕ на МОН-транзисторах з індукованим каналом n - або p -типів носять назву відповідно n МОН- і p МОН-структури.

n МОН-структури мають низку переваг порівняно з p МОН. Вони мають більшу швидкодію, бо носіями струму в n -структурах є електрони, що мають більшу рухомість ніж дірки, які відіграють таку ж роль в p -структурах. Зауважимо, що ПТ p -типу відкриваються *негативною* напругою на заслоні відносно витоку, а n -МОН-транзистори – *позитивною*. Тому для реалізації ЛЕ

позитивної логіки зручніше використовувати n -канальні транзистори, а для негативної логіки – p -канальні.

З цих причин логічні елементи КМОН зустрічаються частіше, ніж рМОН-структур.

Літера “К” розшифровується як “комплементарний”.

Комплементарною називається пара послідовно з’єднаних транзисторів з протилежними типами провідностей: p -каналом та n -каналом.

Перевагами КМОН-логіки є практична відсутність споживання енергії і простота виготовлення.

Щодо відсутності споживання енергії, то вона забезпечується тим, що в комплементарній парі за будь-якого стану її входу один із двох транзисторів обов’язково закритий, через що комплементарна пара не споживає струму.

Простота виготовлення зумовлена тим, що мікросхеми КМОН-логіки вільні від резисторів, діодів, складних багатомітерних транзисторів і містять лише МОН-транзистори з індукованим каналом. Ці транзистори мають досить високу порогову напругу заслону (до 4 В), що забезпечує певну завадостійкість.

Підвищення завадостійкості пояснюється існуванням порогової напруги заслону, яка досягає кількох вольт. Тому зона невизначеності КМОН-логіки значно більше за схеми ТТЛ. Так, при напрузі живлення +10 В зона невизначеності становить 2 В, тобто втричі більше за схеми ТТЛ.

Крім того, мікросхеми КМОН-серій живляться підвищеною напругою (до +15 В). Це дає можливість рознести пороги перемикання також на декілька вольт. Результатом є те, що при напрузі живлення +10 В рівень логічного нуля становить $U_x^0 = 0,5$ В, а рівень логічної одиниці $U_x^1 = 9,5$ В. Це означає, що логічний елемент КМОН-логіки не чутливий до амплітуди завади, яка не перевищує $U_{мз} < U_x^1 - U_x^0 = 9,5 - 0,5 = 9,0$ В, тобто завадостійкість КМОН-логіки майже у шість разів вище за ТТЛ.

Найпростішим елементом МОН-логіки є інвертор. Він складається лише з однієї комплементарної пари.

Схема інвертора показана на рис. 5.19.

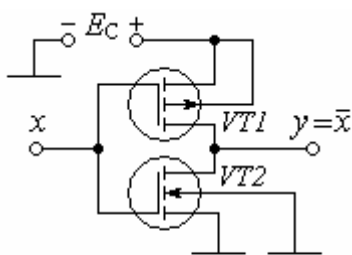


Рисунок 5.19 –
КМОН-інвертор

До складу інвертора надходять два МОН-транзистори з різними провідностями: $VT1$ з p -каналом та $VT2$ з n -каналом. Ці транзистори і створюють комплементарну пару, в якій входом x є з’єднання заслонів, а виходом y – з’єднання стоків.

Транзистори відкриваються, якщо між заслоном та підшарком прикладена одинична напруга, та закриваються, якщо ця напруга нульова.

Інвертор працює наступним чином.

Якщо на вході діє рівень логічного нуля ($x = 0$), то транзистор $VT1$ буде відкритим, бо напруга “заслін-підшарок” цього транзистора одинична (заслін нульовий, підшарок одиничний).

Щодо транзистора $VT2$, то він закритий, бо напруга “заслін-підшарок” для нього дорівнює нулю.

Закритий транзистор $VT2$ відключає вихід y від нульової шини, тобто від логічного нуля, а відкритий $VT1$ підключає вихід y до $+E_C$, тобто до одиниці ($y = 1$).

Якщо на вході логічна одиниця ($x = 1$), то транзистор $VT1$ закриється, бо напруга “заслін-підшарок” для нього нульова, а транзистор $VT2$ відкриється через те, що напруга “заслін-підшарок” для нього одинична.

Закритий транзистор $VT1$ відключає вихід y від напруги $+E_C$, тобто від логічної одиниці, а відкритий транзистор $VT2$ підключає вихід y до нульової шини, тобто до логічного нуля ($y = 0$).

Так здійснюється функція НЕ.

В обох випадках і при $x = 0$, і при $x = 1$ один із транзисторів або $VT1$, або $VT2$ обов’язково закритий. Через це логічні елементи КМОН-логіки практично не споживають струму.

Таким чином, можна зробити висновок, що у статистичному режимі схеми на КМОН-структурах практично не споживають потужності. *Практично* тому, що в момент, коли рівень вихідної напруги змінюється від 0 до 1, має місце коротка тривалість часу, коли обидва транзистори $VT1$ та $VT2$ відкриті і від кола живлення $+E_C$ споживається помітний струм. Однак це явище впливає на споживану потужність тільки на занадто високих частотах.

Розглянемо мікросхеми для реалізації останніх двох функцій бульового базису.

На рис. 5.20 показана *схема* І-НЕ на КМОН-структурах, тобто на комплементарних парах МОН-транзисторів.

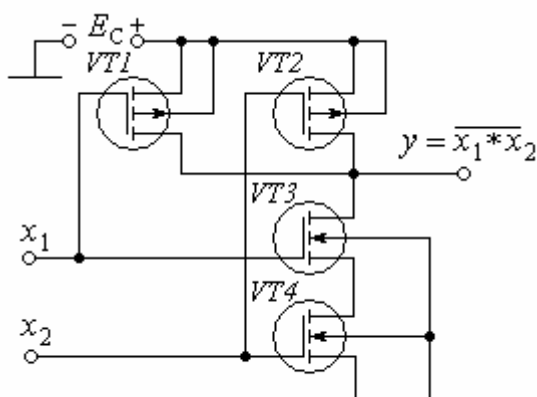


Рисунок 5.20 – Схема 2І-НЕ

Таблиця 5.2

x_1	x_2	y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Комплементарні пари створюють ті транзистори, заслони яких з’єднані. В цих парах за будь-якого стану заслону один із транзисторів обов’язково закритий, бо транзистори комплементарної пари мають протилежні провідності. Тому комплементарні пари не споживають струму.

Тут комплементарними парами є $VT1$ та $VT3$ і $VT2$ та $VT4$.

Роботу схеми віддзеркалює таблиця істинності 5.2.

Якщо хоча б один із входів x_1 або x_2 нульовий, то або $VT3$, або $VT4$, або обидва транзистори закриті, бо напруга “заслін-підшарок” цих транзисторів нульова. Закриті $VT3$, $VT4$ відривають вихід y від нуля.

Проте напруга “заслін-підшарок” транзисторів $VT1$ та $VT2$ одинична, через що вони відкриті і підключають вихід y до $+E_C$, тобто одиниці. На виході $y = 1$.

Коли ж обидва входи одиничні і $x_1 = 1$, і $x_2 = 1$, то напруга “заслін-підшарок” транзисторів $VT1$ та $VT2$ нульова, через що вони закриті і відривають вихід у від $+E_C$, тобто від одиниці.

Проте напруга “заслін-підшарок” транзисторів $VT3$ та $VT4$ одинична, через що вони відкриті і підключають вихід у до нуля, тобто $y = 0$. Так здійснюється реалізація функції 2І-НЕ.

На рис. 5.21 показана схема 2АБО-НЕ.

Тут комплементарними парами є $VT1$ та $VT2$ і $VT3$ та $VT4$.

Роботу схеми віддзеркалює таблиця істинності (табл. 5.3).

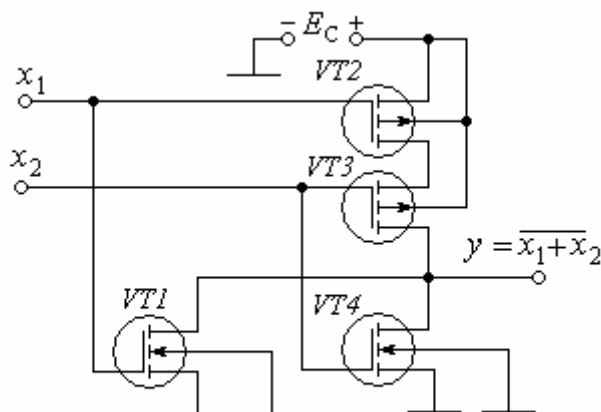


Рисунок 5.21 – Схема 2АБО-НЕ

Таблиця 5.3

x_1	x_2	y
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

При обох нульових входах ($x_1 = 0$; $x_2 = 0$) напруга “заслін-підшарок” транзисторів $VT1$ та $VT4$ нульова, через що вони закриті і відривають вихід у від нуля.

Проте напруга “заслін-підшарок” транзисторів $VT2$ та $VT3$ одинична, через що вони відкриті і підключають вихід у до $+E_C$, тобто $y = 1$.

Якщо хоча б один із входів x_1 або x_2 одиничний, то або $VT1$, або $VT4$, або обидва транзистори відкриті, бо напруга “заслін-підшарок” цих транзисторів одинична. Відкриті $VT1$, $VT4$ підключають вихід у до нуля, тобто $y = 0$.

Так здійснюється функція 2АБО-НЕ.

Кожна серія мікросхем має значну кількість комбінацій логічних схем, що робить кожну серію гнучкою при проектуванні цифрових приладів.

5.1.7.4. Узгодження логічних мікросхем

Узгодження логічних мікросхем передбачає забезпечення спільної роботи мікросхем різноманітних серій, наприклад, ТТЛ і КМОН.

Мікросхеми розглянутих серій відрізняються багатьма ознаками. При проектуванні цифрових пристроїв досить часто треба розв’язувати задачі, які зв’язані з сумісним застосуванням різноманітних серій мікросхем, що викликає значні труднощі.

Узгодження різних типів мікросхем пов’язана в першу чергу з необхідністю узгодження вхідних та вихідних рівнів напруги, тобто рівнів логічного нуля та логічної одиниці за різних напруг живлення; вхідних та вихідних струмів; забезпечення заданих рівнів завадостійкості. Для розробки питань узгодження треба враховувати основні параметри тієї чи іншої серії.

Типові електричні параметри базових ЛЕ надані в табл. 5.4.

Таблиця 5.4 – Параметри логічних елементів

Тип ЛЕ	$U_{1\text{ВХ}}^1$,	$U_{1\text{ВХ}}^0$,	$I_{\text{ВІХ}}^1$,	$I_{\text{ВІХ}}^0$,	$I_{\text{ВХ}}^1$,	$I_{\text{ВХ}}^0$,	$E_{\text{ж}}$, В
ТТЛ	2,5...4,0	$\leq 0,4$	0,5...1,0	≤ 20	$\leq 0,15$	≤ 2	+5
КМОН	$\geq 0,95 E_{\text{ж}}$	$\leq 0,5$	2	≤ 3	10^{-3}	10^{-3}	5...15

Таблиця містить наступні основні параметри:

$U_{1\text{ВХ}}^1$ – вхідна напруга логічної одиниці;

$U_{1\text{ВХ}}^0$ – вхідна напруга логічного нуля;

$I_{\text{ВІХ}}^1$ – вихідний струм логічної одиниці, який може бути відданий у навантаження;

$I_{\text{ВІХ}}^0$ – вихідний струм логічного нуля, який можна відібрати від навантаження;

$I_{\text{ВХ}}^1$ – вхідний струм логічної одиниці;

$I_{\text{ВХ}}^0$ – вхідний струм логічного нуля;

$E_{\text{ж}}$ – напруга живлення.

Пристрої, за допомогою яких виконується узгодження різноманітних серій, називають *перетворювачами* або *трансляторами рівнів*. Особливою відзнакою перетворювачів є те, що рівні їхніх вхідних та вихідних сигналів завжди різні. На практиці особливий інтерес викликають перетворювачі рівнів найбільш часто використовуваних мікросхем, наприклад, ТТЛ та КМОН.

Для логічних елементів КМОН вхідний струм практично відсутній при зміні $U_{\text{ВХ}}$ від 0 до 15 В (струм зворотно зміщеного витоку $< 10^{-5}$ мкА), а вихідний струм відкритих транзисторів обмежується на рівні декількох міліампер.

Щодо логічних елементів ТТЛ, то їхній вихідний струм може досягати 16 мА. Тому елементи ТТЛ і КМОН можна з'єднувати тільки через схеми узгодження, що ураховують зазначену різницю струмів.

При узгодженні ТТЛ-КМОН або КМОН-ТТЛ можуть зустрічатися наступні варіанти:

- узгодження ТТЛ-КМОН за однакової напруги живлення (+5 В);
- узгодження ТТЛ-КМОН, якщо напруга живлення КМОН серії значно більша за мікросхеми серії ТТЛ;
- узгодження КМОН-ТТЛ за однакової напруги живлення (+5 В);
- узгодження КМОН-ТТЛ, якщо напруга живлення КМОН серії значно більша за мікросхеми серії ТТЛ.

В разі *єдиного кола живлення* +5 В для мікросхем серій ТТЛ та КМОН узгодження виконується без додаткових елементів. До виходу логічного елемента ТТЛ можна підключити вхід елемента КМОН.

Оскільки на вході КМОН струм надто малий, то узгодження забезпечується автоматично. Для підвищення завадостійкості на виході ЛЕ ТТЛ

між його виходом і джерелом напруги $+E_{\text{ж}}$ слід включити резистор з опором до 5 кОм в залежності від типу мікросхеми ТТЛ.

Коли напруга живлення КМОН серії *значно більша*, ніж мікросхем ТТЛ, наприклад, $E_{\text{КМОН}} = 10 \text{ В}$, а $E_{\text{ТТЛ}} = 5 \text{ В}$, то узгодження ТТЛ-КМОН треба виконувати за схемою, яка показана на рис. 5.22.

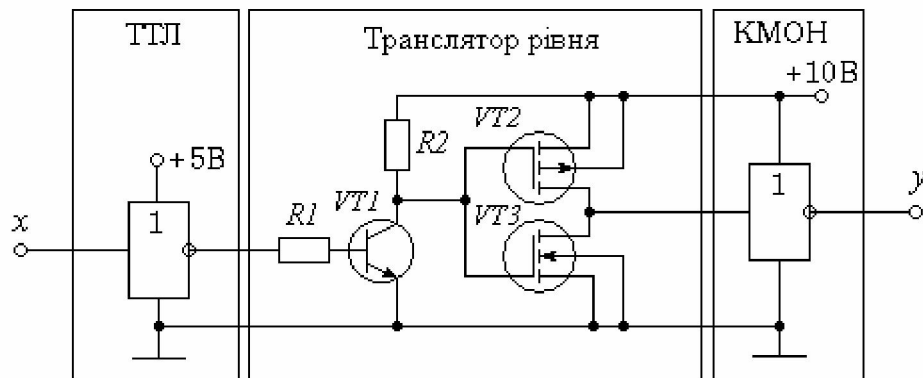


Рисунок 5.22 – Узгодження мікросхем ТТЛ-КМОН за різних напруг живлення

Замість транзистора $VT1$ у схемі транслятора можна використовувати логічний елемент з відкритим колектором. Опір резистора $R2$ в цьому випадку не має принципового значення і вибирається в межах 10 ... 100 кОм.

Узгодження мікросхем КМОН-ТТЛ, якщо напруга живлення КМОН-серії *значно більша*, ніж мікросхем ТТЛ, виконується як показано на схемі (рис. 5.23).

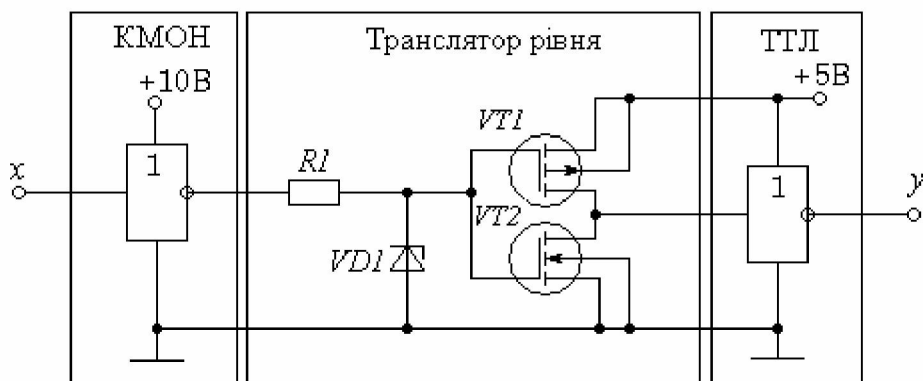


Рисунок 5.23 – Узгодження мікросхем КМОН-ТТЛ за різних напруг живлення

У цьому випадку треба виконувати узгодження елементів різноманітних серій як за струмом, так і за напругою.

Транслятор рівня містить обмежувач напруги на резисторі $R1$ та стабілітроні $VD1$ з напругою стабілізації 5,1 В. Цей обмежувач має знизити напругу до 5,1 В, щоб транзистор $VT1$ надійно закривався.

Щодо інших мікросхем, то якщо вони мають однакові рівні відповідно вхідних та вихідних напруг, через що узгодження не потрібно.

5.1.7.5. Деякі популярні інтегральні мікросхеми систем автоматизації

Тригерні схеми

Тригери – це елементи з двома стійкими станами. Тригери – це найбільш поширені функціональні елементи цифрових систем. Тригери застосовуються в лічильниках імпульсів, регістрах, запам'ятовувачах, розподільвачах сигналів, накопичувальних суматорах тощо. Тригери мають самостійне застосування, наприклад, у приладах керування, виконуючи важливі функції логічного перетворення та схову інформації.

Тригерами називають логічну схему з додатним зворотним зв'язком, яка має два стійких стани, і під дією зовнішніх сигналів переключається в будь-який стан та знаходиться в цьому стані необмежений час після припинення дії вхідних сигналів.

Тригер, що може запам'ятовувати один біт двійкової інформації (логічний нуль або логічну одиницю), носить назву двостанового запам'ятовувача. Як правило, двостанові тригери мають два виходи, за рівнем яких можна судити про стан тригера. Перший з виходів має назву *прямого* і позначається Q , другий – *інверсний* $\bar{Q}$.

Перший із станів тригера приймається за нульовий і носить назву *скинутого*. При цьому його вихід Q знаходиться під нульовим потенціалом, тобто $Q = 0$, а $\bar{Q} = 1$.

Другий стан тригера – одиничний, коли $Q = 1$, а $\bar{Q} = 0$ і його називають *встановленим*.

Переключення тригера в одиничний стан носить назву *встановлення*, а в стан 0 – *скидання* або *скиду*.

Узагальнена структурна схема тригера (рис. 5.24) складається з двох частин: елемента пам'яті – власне двостанового тригера T та схеми керування СК, на яку надходять зовнішні сигнали керування роботою схеми.

Входи $A_1, \dots, A_n$ називають *інформаційними* або *логічними*. До них подають двійкову інформацію у вигляді логічних нуля або одиниці. За допомогою схеми керування вхідна інформація перетворюється в комбінації сигналів 00, 01, 10, 11, що діють безпосередньо на входах $a_1, \dots, a_n$ власне тригера.

Схема тригера, крім логічних, може мати тактові входи *синхронізації* ($C_1, \dots, C_n$), *керуючі* входи ($V_1, \dots, V_n$), а також *настановні* S - та R -входи безпосереднього *встановлення* або *скидання* тригера.

Вхід S – вхід встановлення *одиночного* стану або *одиничний вхід*.

Вхід R – вхід встановлення *нульового* стану або *нульовий вхід*.

Тактові або синхронізуючі сигнали, які подаються до входів $C_1, \dots, C_n$, визначають у СК момент запису чи зчитування стану, тобто переключення

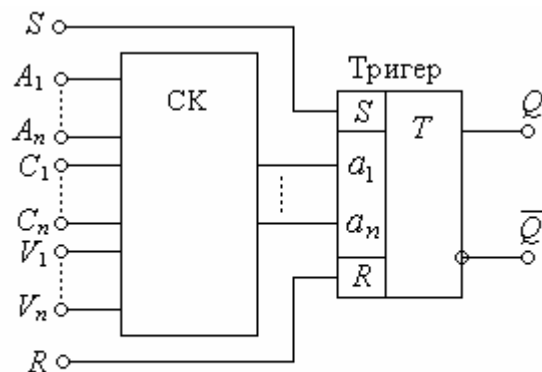


Рисунок 5.24 – Узагальнена Структурна схема тригера

тригера.

Класифікація тригерів може бути надана за багатьма ознаками: за способом схемної реалізації, за логікою функціонування, за способом запису інформації.

Згідно з ознакою за способом схемної *реалізації* визначають основні властивості тригерних приладів:

- тип використовуваного запам'ятовувача (статичний, динамічний, статично-динамічний);
- вид керуючого сигналу, з яким може працювати тригер: імпульсний (або сигнал обмеженої тривалості) і потенційний (або сигнал безмежної тривалості; імпульсно-потенційний);
- наявність або відсутність у структурній схемі вузлів, перетворюючих потенційні вхідні сигнали в імпульсні.

У відповідності з цими ознаками тригери поділяються на *статичні, квазістатичні, імпульсно-статичні, динамічні*.

Функціональна ознака, тобто логіка функціонування тригера визначає той чи інший тип тригера за видом характеристичного рівняння, що в загальному випадку записується як

$$Q^{n+1} = f(Q^n, A_1^n, A_2^n, \dots, A_n^n) \quad (5.20)$$

і відбиває стан виходу Q^{n+1} тригера на нинішній момент t_{n+1} в залежності від комбінації сигналів, діючих на входах тригера $A_1, \dots, A_n$, та його стану Q^n на попередній момент t_n . Назва тригера надається за значенням його інформаційних входів, яким замість символів $A_1, \dots, A_n$ присвоюються символи D, J, K, T та інші.

В інтегральній схемотехніці, здебільшого, зустрічаються двовходові *RS-* і *JK-*тригери, універсальні – *D(RS)*, *JK(RS)*-тригери. Всі типи тригерів, яких досить багато, можуть бути побудовані в базисі різних логічних елементів.

За способом запису інформації розрізняють два типи тригерів: *асинхронні* та *синхронні*.

До асинхронних відносяться тригери, які мають лише інформаційні входи без входу синхронізації. Запис інформації в них здійснюється в будь-який час безпосередньо з надходженням інформаційного сигналу, який подається на інформаційний вхід тригера.

Відмінною особливістю синхронних тригерів є наявність додаткового тактового (синхронізуючого) входу C для подачі синхронізуючих імпульсів, які здійснюють запис інформації. У той самий час синхронні тригери поділяються на тригери однотокової та багатотокової дії. В тригерах однотокової дії спрацьовування відбувається з надходженням кожного синхроімпульсу. В тригерах багатотокової дії запис інформації закінчується наприкінці дії n -го тактового імпульсу.

В тригерах розрізняють входи *статичні* та *динамічні*.

На статичні входи подають потенційні цифрові сигнали для переключення тригера, тобто такі сигнали x , що визначені рівнями $x = 0$ або $x = 1$.

Динамічні входи керуються імпульсними сигналами, часова тривалість яких нескінченно мала, тобто при зміні потенційного сигналу з одиниці на нуль (зрізу), або навпаки, при зміні на вході сигналу з нуля на одиницю (фронту).

Параметри тригера можна поділити на *функціональні* та *схемотехнічні*.

До *функціональних* відносяться параметри, яким повинні задовольняти тригери при їхньому конкретному застосуванні. Це такі параметри:

- функціональний тип тригера;
- спосіб запису інформації в тригер;
- спосіб керування записом інформації в тригер;
- число тактових, інформаційних, дозволяючих та установлюючих входів;
- еквівалент навантаження тригера по тактовому входу;
- навантажувальна здатність тригера по виходу;
- швидкодія тригера;
- функціональна надійність тригера.

До *схемотехнічних* параметрів мають відношення такі параметри:

- апаратні витрати;
- потужність споживання.

Функціональний тип тригера припускає вибір готового або розробку нового тригера, характеристичне рівняння якого повинне задовольняти необхідним вимогам за логікою дії.

Способів запису інформації в тригер два: асинхронний або синхронний. При цьому треба враховувати, в якому режимі тригер може працювати. Наприклад, асинхронний тригер працює в синхронному режимі, або навпаки.

Спосіб керування записом інформації припускає вибір одного із типів тригерів, який необхідно мати за логікою праці в конкретному випадку.

Число тактових, інформаційних та інших входів визначається конкретикою його застосування. В загальному випадку тригер може мати безліч входів або в найпростішому випадку може бути лише один або два інформаційних входи.

Еквівалент навантаження тригера по тактовому входу n_c показує, яке число тригерів з боку тактового входу C може бути підключено до типового елемента без порушення його працездатності.

Для тригерів, які виконані на логічних елементах, параметр n_c визначається числом зв'язків S_c тактового входу C з рештою елементів тригера.

Навантажувальна здатність по виходу n_Q показує, яке число елементів можна підключити до виходу тригера без відхилення вихідної напруги від сталого логічного рівня, і визначається за формулою

$$n_Q = n_e - S_Q, \quad (5.21)$$

де n_e – навантажувальна здатність елемента, на якому виконаний тригер; S_Q – число зв'язків виходу тригера.

Швидкодія тригера показує максимальну частоту проходження вхідних сигналів $f_{\max}$, за якої тригер повністю виконує свої функції. В загальному випадку $f_{\max}$ будь-якого тригера визначається формулою

$$f_{\max} = \frac{1}{\tau_{i\min} - \tau_{п\min}} = \frac{1}{t_d}, \quad (5.22)$$

де $\tau_{i \min}$ – мінімальна тривалість сигналу, за якого працює тригер; $\tau_{п \min}$ – мінімальна тривалість паузи між сигналами запису інформації; $t_d = \tau_{i \min} - \tau_{п \min}$ – мінімальний часовий інтервал між двома вхідними імпульсами.

Вимога функціональної надійності припускає схемну реалізацію тригера, в якому немає небезпечних змагань фронтів імпульсів.

Число логічних елементів в тригері $n_{\text{сп}}$ зумовлює *потужність споживання тригера*.

Апаратні витрати обраховують витрати за числом корпусів інтегральних мікросхем.

Схемотехнічні параметри допомагають виконувати оптимальний вибір тригера. Слід зауважити, що вибір типу тригера здійснюється за розглядом як схемотехнічних, так і функціональних параметрів. Тут слід звернути увагу на те, що в деяких випадках різні типи тригерів можуть виконувати одну й ту ж функцію. Наприклад, лічильну функцію виконують тригери *D*-; *JK*-типів та інші.

Асинхронний RS-тригер

Асинхронним RS-тригером називають логічний прилад з двома стійкими станами, що має два інформаційних входи *S* та *R*. Якщо на *S*-вхід поданий рівень логічної одиниці ($S = 1$), а на *R* – логічний нуль ($R = 0$), тригер *RS* типу встановлюється, тобто набуває одиничного стану, за якого на виході *Q* потенціал досягає одиничного рівня напруги ($Q = 1$), а при $S = 0$ і $R = 1$ тригер набуває нульового стану, в якому $Q = 0$.

Тригер *RS*-типу має найпростішу структуру, яку умовно назовемо *базовою*. Реалізувати *RS* тригер можна на будь-яких логічних елементах бульового базису.

На рис. 5.25,а показана базова схема *RS*-тригера, яка реалізована на двох логічних елементах 2АБО-НЕ (стрілка Пірса), а на рис. 5.25,б – умовне позначення *RS*-тригера.

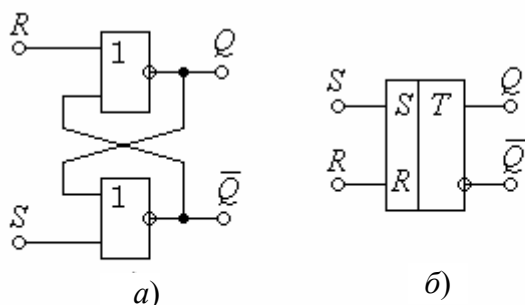


Рисунок 5.25 – Асинхронний *RS*-тригер
а) схема; б) умовне позначення

Таблиця 5.5 – Стани *RS*-тригера

Q^n	<i>R</i>	<i>S</i>	Q^{n+1}
0	0	0	0
1	0	0	1
X	1	0	0
X	0	1	1
X	1	1	–

Роботу *RS*-тригера віддзеркалює *таблиця переходів* (табл. 5.5), у якій Q^n – попередній стан тригера, а Q^{n+1} – теперішній стан тригера. Хрестиком X позначена незалежність від стану.

З таблиці видно наступне.

При обох нульових входах $R = 0$ та $S = 0$ тригер знаходиться в режимі зберігання, тобто він не спрацьовує, а зберігає попередню інформацію (попередній стан) Q^n : або $Q^n = 0$, або $Q^n = 1$. Якщо тригер був скинутий ($Q^n = 0$) до подачі сигналів $R = 0$; $S = 0$, то скинутим він і залишиться, тобто $Q^{n+1} = 0$. Коли ж тригер до подачі сигналів $R = 0$; $S = 0$ перебував у взведеному (єдиничному) стані ($Q^n = 1$), то взведенням він і залишиться, тобто $Q^{n+1} = 1$.

Якщо на нульовий вхід R подати логічну одиницю ($R = 1$), а на єдиничний вхід S – логічний нуль ($S = 0$), то незалежно від попереднього стану тригер переходить в нульовий стан ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$). *Надалі стан тригера будемо визначати значенням тільки прямого виходу Q* . Дійсно, при $R = 1$ рівень прямого виходу становить $Q = 0$. Тоді до обох входів нижньої схеми АБО-НЕ (рис. 5.28,а) надходять логічні нулі ($Q = 0$ та $S = 0$), через що на виході $\bar{Q} = 1$. Так при $R = 1$; $S = 0$ тригер скидається, тобто в нього *записується* логічний нуль (нульовий стан).

Якщо на єдиничний вхід S подати логічну одиницю ($S = 1$), а на нульовий вхід R – логічний нуль ($R = 0$), то незалежно від попереднього стану тригер встановлюється в єдиничний стан $Q = 1$. Дійсно, при $S = 1$ рівень інверсного виходу становить $\bar{Q} = 0$. Тоді до обох входів верхньої схеми АБО-НЕ надходять логічні нулі ($\bar{Q} = 0$ та $R = 0$), через що на виході $Q = 1$. Так, при $S = 1$; $R = 0$ тригер встановлюється, тобто в нього *записується* логічна одиниця (єдиничний стан).

Якщо ж на входах R і S діють одночасно єдиничні сигнали ($S = 1$; $R = 1$), то стан тригера стає невизначеним, що позначено в таблиці значком “–”. За такої комбінації входних сигналів обидва елементи 2АБО-НЕ мають на своїх виходах рівні логічного нуля, що не визначає стан тригера. Така комбінація входних сигналів для RS -тригера є забороненою і тому її треба уникати, щоб запобігти можливих збоїв у цифровій системі.

Базовий RS -тригер (рис. 5.25) належить до *асинхронних*, через що особливість його функціонування полягає в тому, що він змінює свій стан безпосередньо в момент подачі сигналів на входи S або R .

Принцип дії RS -тригера пояснюється часовою діаграмою роботи, яка показана на рис. 5.26.

Нехай до моменту t_1 тригер знаходиться у нульовому стані ($Q = 0$; $\bar{Q} = 1$).

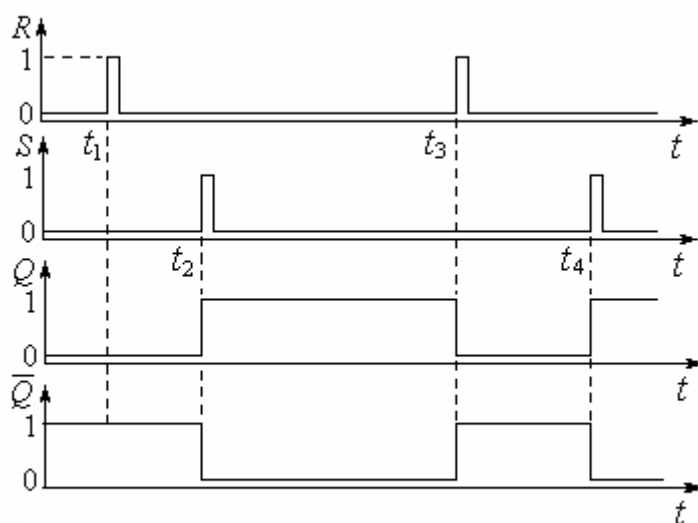


Рисунок 5.26 – Часова діаграма роботи асинхронного RS -тригера

У момент t_1 надходження одиничного імпульсу на R -вхід на вході S залишається нульовий рівень, через що згідно з табл. 5.5 тригер зберігає попередню інформацію, тобто $Q^{n+1} = 0$. Цей стан тригера не зміниться до того моменту t_2 , коли на вхід S надійде одиничний імпульс.

У момент t_2 надходження одиничного імпульсу на S -вхід на R -вході залишається нульовий рівень, через що згідно з табл. 5.5 тригер встановлюється, тобто в нього записується логічна одиниця. Незважаючи на те, що імпульс на S -вході зник, тригер залишається взведеним. Так він пам'ятає, що в нього записали логічну одиницю. Цей стан тригера може зберігатись, скільки завгодно довго, доки на R -вхід надійде одиничний імпульс у момент t_3 .

У момент t_3 надходження одиничного імпульсу на R -вхід на S -вході залишається нульовий рівень, через що згідно з табл. 5.5 тригер скидається, тобто в нього записується логічний нуль. Незважаючи на те, що імпульс на R -вході зник, тригер залишається скинутим. Так, він пам'ятає, що в нього записали логічний нуль. Цей стан тригера може зберігатись, скільки завгодно довго, доки на S -вхід надійде черговий одиничний імпульс у момент t_4 і т.д.

З діаграми роботи (рис. 5.26) видно, чим зумовлена назва *асинхронний*, а саме: тригер спрацьовує безпосередньо у будь-які моменти надходження сигналів до настановних входів S та R .

RS -тригер може бути побудований також на логічних елементах 2І-НЕ (штрих Шеффера), якщо в кола R - і S -входів включити інвертори (рис. 5.27). Роботу тригера віддзеркалює таблиця переходів (табл. 5.6)

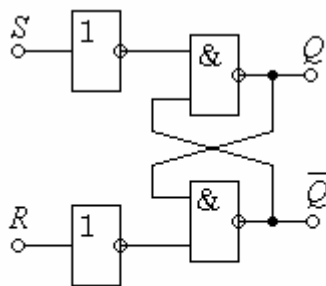


Рисунок 5.27 – Асинхронний RS -тригер на елеентах 2І-НЕ

Таблиця 5.6

Q^n	R	S	Q^{n+1}
0	0	0	0
1	0	0	1
X	1	0	0
X	0	1	1
X	1	1	–

Порівнюючи таблиці переходів (табл. 5.5) та (табл. 5.6), переконуємось у тому, що тригер на елементах Шеффера (2І-НЕ) працює так саме, як і тригер на стрілках Пірса (елементах 2АБО-НЕ).

RS -тригер можна побудувати без інверторів у колах R та S на двох елементах Шеффера (2І-НЕ), якщо керувати тригер інверсними сигналами $\bar{R}$ та $\bar{S}$. Такий тригер носить назву інверсного $\bar{R}\bar{S}$ -тригера (рис. 5.28).

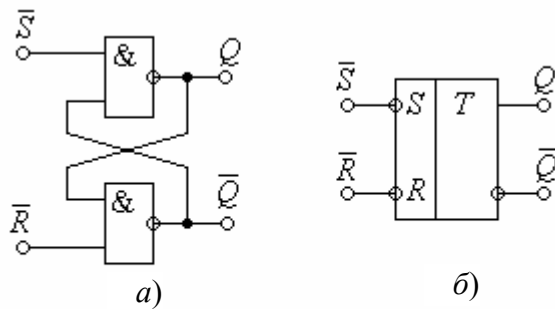


Рисунок 5.28 – Інверсний асинхронний RS-тригер: а) схема; б) умовне позначення

Таблиця 5.7 – Стани інверсного асинхронного RS-тригера

Q^n	$\bar{R}$	$\bar{S}$	Q^{n+1}
0	1	1	0
1	1	1	1
X	0	1	0
X	1	0	1
X	0	0	–

З таблиці переходів (табл. 5.7) інверсного RS-тригера видно, що активним сигналом для цієї схеми береться низький рівень логічного нуля.

Інверсний RS-тригер змінює стан на протилежний в наступних випадках: встановлюється при $\bar{R} = 1$; $\bar{S} = 0$; скидається при $\bar{R} = 0$; $\bar{S} = 1$. Для інверсного тригера забороненим є стан, коли на обох інверсних входах діє рівень логічного нуля, тобто $\bar{R} = 0$; $\bar{S} = 0$.

В решті робота тригера з інверсними входами $\bar{R}$ і $\bar{S}$ та ж сама, як і тригера з прямими входами R і S .

D-тригер

D-тригер або *тригер-затримка* (названий так від англійського *Delay* – *затримка*) – це елементарний автомат, який має один інформаційний вхід D та вхід синхросигналу C . *D-тригер* є синхронним. *D-вхід* готує тригер до спрацьовування, а саме спрацьовування здійснюється фронтом синхросигналу C , тобто фронтом C тригер копіює стан входу D .

D-тригер, як і будь-який синхронний, має два види запуску: роздільний та лічильний.

У *роздільному* запуску *D-вхід* підключений до якогось зовнішнього пристрою, а в *лічильному* – до інверсного виходу саме цього тригера.

Наявність лише одного інформаційного входу D є перевагою цього тригера перед двовходовими, бо зменшується кількість міжкаскадних зв'язків.

Схема *D-тригера* та його умовне позначення показані на рис. 5.29.

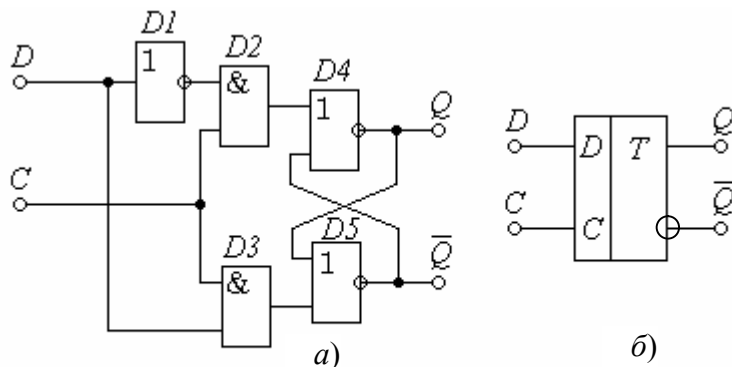


Рисунок 5.29 – D-тригер: а) схема; б) умовне позначення

Таблиця 5.8 – Стани D-тригера

Q^n	D	C	Q^{n+1}
0	X	0	0
1	X	1	1
0	0	1	0
1	0	1	1
X	0	1	0
X	1	1	1

Тут організація D - та C -входів здійснюється відповідно на інверторі $D1$ та схемах І $D2$ та $D3$. Схеми АБО $D4$ та $D5$ утворюють RS -тригер.

Закон функціонування D -тригера наданий в таблиці переходів (табл. 5.8). З цієї таблиці видно, що і при $C = 0$, і при $C = 1$ тригер зберігає свій попередній стан, тобто зберігає інформацію.

Спрацьовує ж тригер тільки від фронту синхросигналу C , коли його рівень змінюється від 0 до 1 ("Г").

D -тригер не сприймає зміну на вході D при постійних сигналах $C = 0$ та $C = 1$, а також при зрізі, коли синхросигнал C змінюється від 1 до 0.

За відсутності синхроімпульсів на вході C тригер знаходиться у стані зберігання інформації Q^n і на зміну сигналу D -входу не реагує. Останнє зумовлює високу завадостійкість тригера за інформаційним входом D .

D -тригер у роздільному запуску працює наступним чином.

Нехай до моменту t_1 (рис. 5.30) тригер був скинутий ($Q^n = 0$). При $D = 0$ на виході інвертора $D1$ (рис. 5.29) діє логічна одиниця, яка готує до спрацьовування схему І $D2$.

Якщо $C = 0$, то схеми І $D2$ та $D3$ закриті і можуть спрацьовувати лише в моменти t_1, t_2, t_3 і т.д., коли на C -вхід надійдуть фронти (рис. 5.30).

У момент t_1 з надходженням фронту C на виході $D2$ діє логічна одиниця, яка встановлює на виході $D4$ нуль ($Q = 0$).

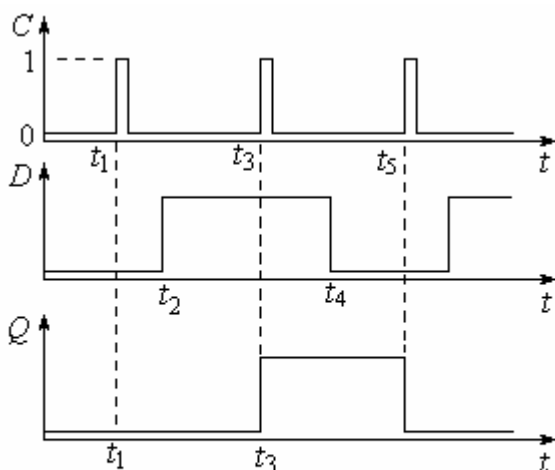


Рисунок 5.30 – Часова діаграма роботи D -тригера в роздільному запуску

Проте на входах і виході $D3$ нулі, через що стан $D5$ не змінюється. Отже $Q = 0$, а $\bar{Q} = 1$, тобто тригер знаходиться в нульовому стані.

Так інформаційний вхід $D = 0$ скидає тригер ($Q = 0$) тільки з надходженням фронту C . (У момент t_1 нульовий стан підтверджується).

Нехай в момент t_2 до входу D надійшов одиничний сигнал ($D = 1$).

Тригер на нього не реагує, бо в момент t_2 стан $C = 0$ запирає схеми І $D2$ та $D3$. На їхніх виходах нулі, які не змінюють станів $D4, D5$.

Проте при $D = 1$ схема $D3$ готова до спрацьовування і в момент t_3 фронтом C на її виході встановлюється одиниця, яка схемою $D5$ забезпечує $\bar{Q} = 0$. Тоді на обох входах $D4$ логічні нулі, через що $Q = 1$. Отже при $D = 1$ з надходженням фронту C тригер переходить у стан $Q = 1$, а $\bar{Q} = 0$, тобто одиничний (встановлюється). Так інформаційний вхід $D = 1$ установлює тригер ($Q = 1$) тільки з надходженням фронту C .

Таким чином, щоб записати в D -тригер логічний нуль, треба до D -входу підвести нуль і подати на C -вхід фронт. Щоб записати логічну одиницю, слід до D -входу підвести одиницю і подати на C -вхід фронт.

Слід зауважити, що для роботи з D -тригером у роздільному запуску слід виконувати часові узгодження надходження сигналів на його входи. Щоб копіювання стану входу D пройшло без помилок, необхідно установлювати рівні на вході D до надходження фронту (або зрізу) синхроімпульсу C .

Це означає, що всі зміни стану D -входу разом з перехідними процесами мають закінчитися за деякий час до приходу фронту (або зрізу) синхроімпульсу C . Цей час носить назву *часової підготовки*. Тому всі зміни рівнів на входах тригера можна починати не раніше закінчення цього часу.

Бувають випадки, коли необхідні D -тригери, які синхронізуються низьким рівнем, тобто установлення та скидання тригера виконується під час дії на синхровході C зрізу, тобто переходу синхронізуючого імпульсу на вході C з одиниці в нуль. Такий тригер має умовне позначення, яке показане на рис. 5.31, і носить назву *D -тригера зі зворотним динамічним входом*.

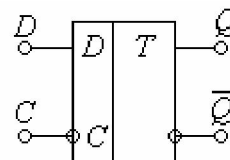


Рисунок 5.31 –
 D -тригер зі зворотним
динамічним входом

Розглянемо *лічильний запуск* D -тригера.

У лічильному запуску D -тригер з кожним імпульсом на синхровході C змінює свій стан на протилежний.

Це здійснюється з'єднанням входу D з інверсним виходом $\bar{Q}$.

Схема D -тригера з лічильним запуском та часова діаграма його роботи показані на рис. 5.32.

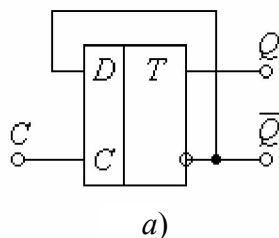
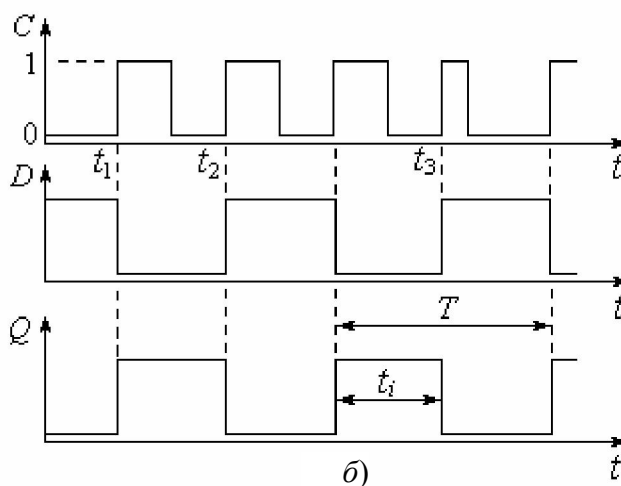


Рисунок 5.32 – D -тригер
з лічильним запуском:
а) схема;
б) часова діаграма роботи



D -тригер з лічильним запуском працює наступним чином.

Нехай до моменту t_1 тригер перебував у нульовому стані ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$). Оскільки вхід D закорочений з інверсним виходом $\bar{Q}$, то в нульовому стані тригера $D = \bar{Q} = 1$, тобто стан входу D одиничний і готує тригер до спрацювання. В момент t_1 фронтом C тригер спрацьовує ($Q = 1$, $\bar{Q} = 0$).

Починаючи з моменту t_1 тригер в одиничному стані, через що $D = 0$, тобто стан входу D нульовий і готує тригер до скидання, який відбувається фронтом C у момент t_2 і т.д.

З діаграми роботи видно, що в лічильному запуску з кожним фронтом C стан тригера змінюється на протилежний.

Результатом роботи *D*-тригера з лічильним запуском є наступне:

- поділення частоти слідування вхідних імпульсів *C* на два;
- забезпечення щільності вихідних імпульсів, яка дорівнює двом.

Щодо поділення частоти на два, то з діаграми роботи видно, що період вихідних імпульсів *Q* вдвічі більший за період вхідних імпульсів *C*.

Забезпечення ж щільності два пояснюється наступним.

Щільністю імпульсів є відношення їхнього періоду *T* до тривалості *t_i*:

$$N = \frac{T}{t_i}. \quad (5.23)$$

Як видно з діаграми, тривалість імпульсів *t_i* зберігається навіть тоді, коли щільність імпульсів *C* відрізняється від двох (момент *t₃*). Тому щільність два вихідних імпульсів тригера з лічильним запуском гарантована.

JK-тригер

JK-тригер має два інформаційні входи *J* і *K* та вхід синхросигналу *C*.

JK-тригер, як і *CRS-тригер* є синхронним, але має ту перевагу, що на відміну від *CRS-тригера* не має заборонених (непевних) станів. Ця перевага стала основою для побудови цілої низки синхронних тригерів в інтегральному виконанні.

Найбільшого практичного застосування в інтегральній схемотехніці отримали синхронні одноступеневі *JK-тригери*.

Одноступеневий синхронний JK-тригер будується за аналогією синхронного *CRS-тригера*.

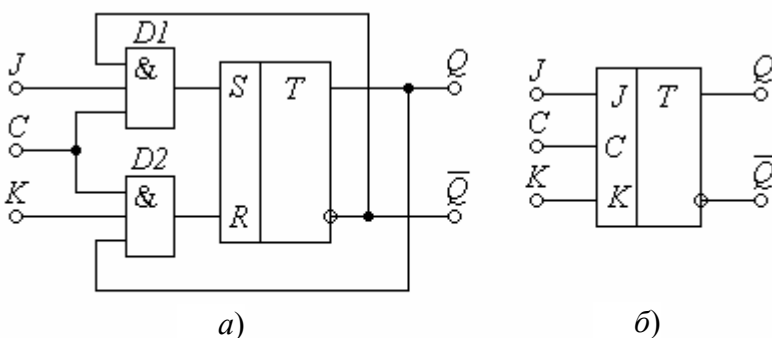


Рисунок 5.33 – *JK-тригер*: а) схема;
б) умовне позначення

Схема *JK-тригера* (рис. 5.33) побудована на *RS-тригері* і двох логічних схемах збігу 3І *D1* та *D2*.

У початковому (нульовому) стані тригера (*Q* = 0; $\bar{Q}$ = 1) з виходу $\bar{Q}$ до входу *D1* подається одиничний рівень, готуючи саме тим установлення (спрацьовування) тригера. Тригер уста-

новиться, коли *J* = 1, *K* = 0 і до входу *C* надійде фронт “Г”.

У взведеному (одиничному) стані тригера (*Q* = 1; $\bar{Q}$ = 0) з виходу *Q* одиничний рівень подається до входу *D2*, готуючи саме тим скидання тригера. Тригер скинеться, коли *K* = 1, *J* = 0 і до входу *C* надійде фронт “Г”.

Роботу тригера видно з табл. 5.9 та часової діаграми роботи в роздільному запуску (рис. 5.34).

З таблиці 5.9 видно, що одноступеневий *JK-тригер* спрацьовує лише за наявності фронту “Г” на вході синхронізації *C*. За відсутності синхроімпульсу, коли *C* = 0, входи *J* і *K* блокуються і тригер залишається в попередньому стані *Qⁿ*.

Комбінація сигналів на J - і K -входах визначає стан, в якому буде тригер після надходження фронту на вхід C .

Таблиця 5.9 – Стани JK -тригера

Q^n	J^n	K^n	C	Q^{n+1}
0	X	X	0	0
1	X	X	0	1
0	0	0	1	0
1	0	0	1	1
X	0	1	1	0
X	1	0	1	1
X	1	1	1	Q^n

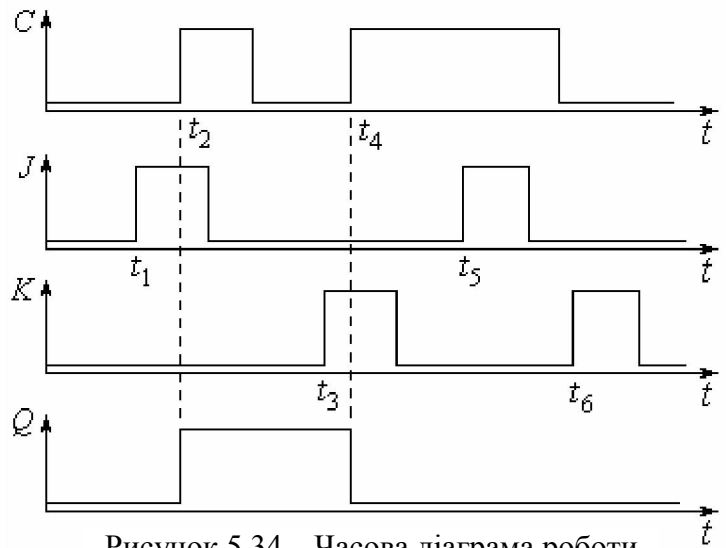


Рисунок 5.34 – Часова діаграма роботи одноступеневого JK -тригера

Так до моменту t_1 (рис. 5.34) тригер знаходиться в нульовому стані ($Q = 0$).

У момент t_1 комбінація $J = 1$; $K = 0$ готує тригер до переходу в одиничний стан ($Q = 1$), але це відбудеться тільки в момент t_2 з надходженням фронту C .

У момент t_3 комбінація $J = 0$; $K = 1$ готує тригер до переходу в нульовий стан ($Q = 0$), який установиться фронтом C у момент t_4 .

Після моменту t_4 , коли на вході C немає фронтів, як би не змінювались сигнали на входах J і K (моменти t_5 ; t_6), тригер не спрацює.

З табл. 5.9 видно, що при $J = 1$ та $K = 1$ стан JK -тригера змінюється на протилежний з приходом кожного синхроімпульсу C , тобто здійснюється лічильний запуск. Отже, для здійснення лічильного запуску слід подати логічну одиницю одночасно на входи J і K ($J = 1$ і $K = 1$). У цьому випадку одноступеневий JK -тригер працює в лічильному запуску, здійснюючи поділ частоти на два.

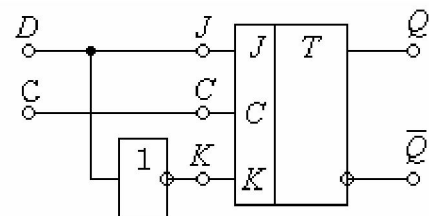


Рисунок 5.35 – D -тригер на базі JK -тригера

На базі одноступневих синхронних JK -тригерів можна комутацією зовнішніх виводів будувати різні типи тригерів, наприклад, D -тригер (рис. 5.35).

MS -тригер

MS -тригер містить два касадно з'єднанні RS -тригери: *основний* і *допоміжний*. Звідси назва MS (скорочено від англійських слів *master* – господар і *slave* – раб, невільник). Ці тригери працюють за принципом “ведучий – ведений” (рис. 5.36).

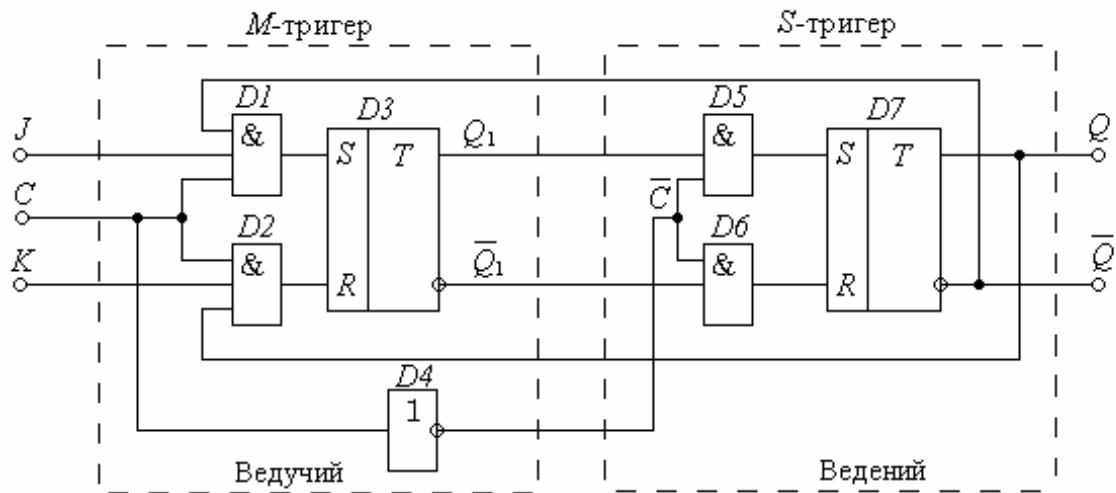


Рисунок 5.36 – MS-тригер

В MS-тригері для приймання (запису) і передавання (зчитування) інформації використовуються два фрагменти: і *фронт*, і *зріз* синхросигналу. Тригери цього типу ще називають тригерами з внутрішньою затримкою або двоступеневими синхронними тригерами.

Основною перевагою двоступеневих синхронних тригерів перед одноступеневими є їхня підвищена завадостійкість.

Ця перевага досягається тим, що спрацювання MS-тригера в цілому відбувається двома етапами:

- при переході синхроімпульсу у стан $C = 1$ здійснюється запис інформації тільки в M-тригер відповідно станам входів J і K з одночасним блокуванням (запиранням) інформаційних входів S-тригера;

- при зворотному переході у стан $C = 0$ синхроімпульсу стан M-тригера записується в S-тригер з одночасним блокуванням (запиранням) інформаційних входів M-тригера.

Отже, на відміну від одноступеневого тригера, в якому *запис* інформації та її *передавання* збігаються, в двоступеневому тригері вони рознесені в часі, причому, під час запису інформації в один тригер блокуються інформаційні входи другого, виключаючи вплив завад.

Двоступеневий синхронний JK-тригер побудований на базі каскадного з'єднання двох одноступеневих синхронних RS-тригерів та схеми блокування на логічному елементі $D4$ (рис. 5.36).

Перший тригер ($D1, D2, D3$) називається M , а другий – S ($D5, D6, D7$). Особливістю запуску S-тригера є те, що в його коло синхросигналу включений інвертор $D4$, який не припускає передачу стану тригера M в S під час запису. Наявність інвертора $D4$ забезпечує рознесення активних рівнів спрацювання M - і S -тригерів.

Так, для M-тригера активним сигналом запису інформації є $C = 1$, а для S-тригера – $\bar{C} = 1$, тобто $C = 0$.

Тоді стан M-тригера змінюється в момент переходу синхросигналу C з нуля в одиницю (фронтом імпульсу), а стан S-тригера – в момент переходу синхросигналу з одиниці в нуль (зрізом імпульсу). У цілому, таким чином, MS-

тригер запускається *зрізом*.

В *MS*-тригері існує небезпека хибного спрацьовування через так звані *гонки* між моментами запису в *M*- і *S*-тригери. Запобігання цього недоліку здійснюється вибором порогів спрацьовування інвертора *D4* та елементів *D1* і *D2*.

Співвідношення згаданих порогів ілюструє часова діаграма роботи тригера (рис. 5.37).

Тут: $U_{1,2}$ – поріг спрацьовування елементів *D1* і *D2*; U_4 – поріг спрацьовування інвертора *D4*; $U_{\text{вих } 1,2}$ – вихідна напруга елементів або *D1*, або *D2*.

Спрацьовування *MS*-тригера без впливу завад вихідних кіл Q та $\bar{Q}$ відбувається наступним чином.

Поріг U_4 спрацьовування інвертора *D4* нижчий за поріг $U_{1,2}$ спрацьовування елементів *D1* і *D2*, тобто $U_4 < U_{1,2}$. Тому на початку появи напруги синхроімпульсу *C* входи *S* і *R* тригера *D3* закриті (заблоковані) елементами *D1* і *D2* і залишатимуться заблокованими, доки напруга *C* не перевищить поріг $U_{1,2}$.

Коли напруга *C* в момент t_1 досягне порогу U_4 , спрацьовує інвертор *D4*, через що синхроімпульс $\bar{C}$ стає нульовим $\bar{C} = 0$. Тоді елементи *D5* і *D6* заблоковані і закривають входи *S*- і *R*-тригера *D7*. При $\bar{C} = 0$ стан *S*-тригера ні в якому разі змінитися *не може*.

В момент t_2 напруга *C* досягає порогу $U_{1,2}$ спрацьовування елементів *D1* і *D2*, через що розблоковуються елементи *D1* і *D2* і на одному з їхніх виходів, в залежності від стану входів *J* і *K*, з'являється напруга $U_{\text{вих } 1,2}$, яка забезпечує спрацьовування *M*-тригера. При цьому *S*-тригер спрацювати не може, бо синхроімпульс $\bar{C} = 0$ блокує його входи.

В момент t_3 напруга $U_C < U_{1,2}$, через що блокуються входи *M*-тригера і тому його стан ні в якому разі змінитися *не може*.

В момент t_4 напруга U_C стає менша за поріг спрацьовування інвертора *D4*, через що його вихідна напруга стає одиничною ($\bar{C} = 1$), розблоковуючи входи *S*-тригера. Тоді стан *M*-тригера переписується в *S*-тригер.

Таким чином, запис в один із *M*- або *S*-тригерів відбувається лише тоді, коли другий заблокований. При цьому вихідні кола Q та $\bar{Q}$ функціонально ізолювані від ведучого *M*-тригера, чим зумовлене підвищення завадостійкості.

Роботу двоступеневого синхронного *JK*-тригера або *MS*-тригера можна пояснити за допомогою часової діаграми роботи, яка показана на рис. 5.38.

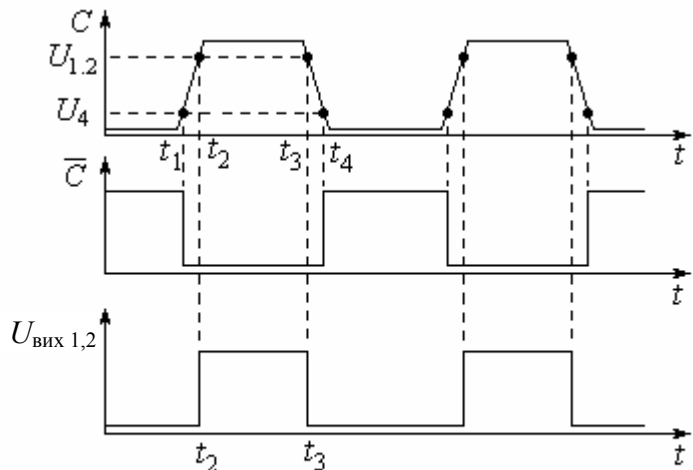


Рисунок 5.37 – Часова діаграма формування синхросигналів *MS*-тригера

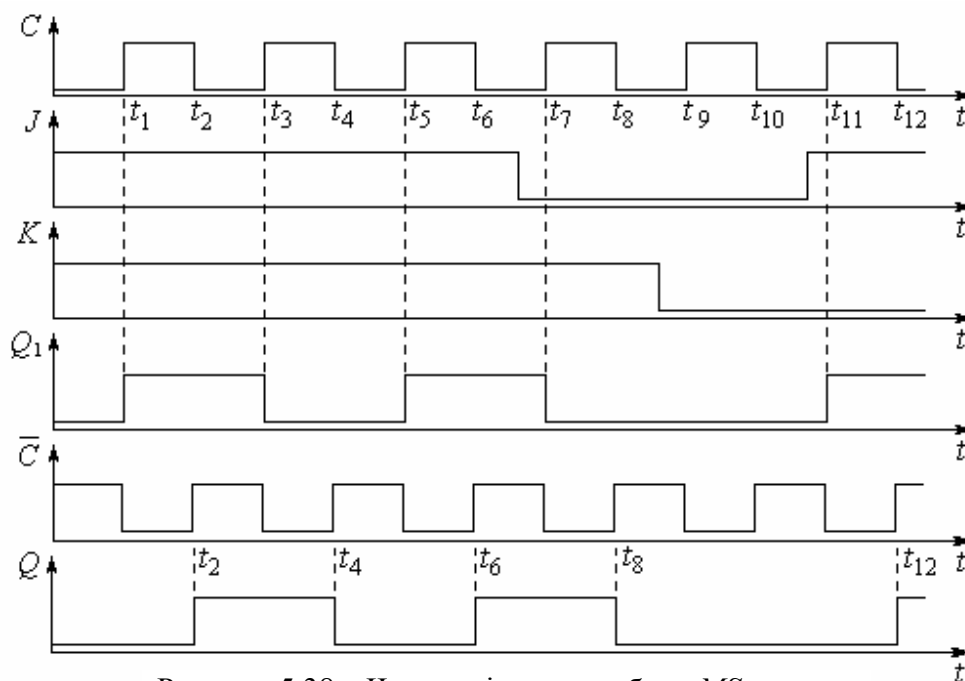


Рисунок 5.38 – Часова діаграма роботи *MS*-тригера

При $J = 1$; $K = 1$ в інтервалі моментів $t_1 \dots t_5$ тригер працює у лічильному запуску, аналогічно випадку одноступеневого *JK*-тригера (див. табл. 5.8). Різниця лише в тому, що в двоступеновому тригері зміна стану тригера в лічильному режимі відбувається за зрізом, а не за фронтом синхроімпульсів C (моменти t_2 ; t_4 , $t_6 \dots$).

Якщо, наприклад, $J = 0$ і $K = 1$ ($t_7 - t_8$), то тригер має перейти в стан $Q^{n+1} = 0$.

Це виконується в момент t_8 , коли синхросигнал на вході C переходить з одиниці в нуль, бо лише в цей момент відбувається зміна або збереження стану *S*-тригера під дією синхроімпульсу $\bar{C}$.

Запис інформації в *M*-тригер (тобто в *MS*-тригер) здійснюється в момент t_7 , коли синхросигнал C на вході *MS*-тригера переходить з нуля в одиницю, а зчитування – в момент t_8 , тобто на наступному такті періоду синхроімпульсів.

Якщо $J = 0$; $K = 0$ ($t_9 - t_{10}$), то тригер знаходиться в режимі зберігання попереднього біта інформації.

Якщо на момент t_{11} стани входів $J = 1$; $K = 0$, то *M*-тригер переходить у стан 1, здійснюючи при цьому запис 1 в *JK*-тригер. В наступний такт t_{12} у стан 1 переходить *S*-тригер і при цьому на Q -виході *MS*-тригера установлюється рівень логічної одиниці, що відповідає процесу зчитування одиничної інформації з виходу *MS*-тригера.

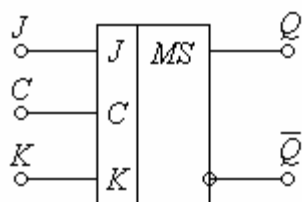


Рисунок 5.39 – Умовне позначення *MS*-тригера

Важливою перевагою двоступеневого *JK*-тригера є те, що інформаційні входи за період синхроімпульсів функціонально ізольовані від вихідних кіл. Така своєрідна властивість *MS*-тригера забезпечує стійке переключення тригера. Завдяки таким властивостям на двоступених *JK*-тригерах можна будувати завадостійкі цифрові пристрої.

Умовне позначення *MS*-тригера показано на рис. 5.39.

У мікросхемотехніці значне застосування має універсальний *JK*-тригер, що крім інформаційних *J*- та *K*-входів і входу синхронізації *C*, має також несинхронізовані входи *S* і *R* або $\bar{S}$ і $\bar{R}$. Під час переключення тригера з одного стану в інший під дією сигналів на інформаційних входах *J* і *K* та синхронізуючому вході *C*, на входи *S* і *R* ($\bar{S}$ і $\bar{R}$) слід подати пасивні рівні, тобто $S = 0$; $R = 0$ або $\bar{S} = 1$; $\bar{R} = 1$.

На базі двоступеневого *JK*-тригера можна будувати інші схеми тригерів шляхом комутації зовнішніх входів *J*, *K*, *C*, *S* та *R*.

Лічильники

Лічильники імпульсів – це пристрої, які виконують операцію підрахування числа імпульсів, що надійшли до їхніх входів.

У загальному випадку лічильником є пристрій, який може переходити з одного стану в інший під дією входніх імпульсів, які належить рахувати. З надходженням входніх імпульсів лічильник перебирає свої стани у визначеному для даної схеми порядку. Тому, якщо лічильник має рахувати до 10 імпульсів, то він повинен мати 10 різноманітних станів. При цьому кожний 10-й імпульс повинен повертати схему до початкового стану.

Послідовні лічильники будуються, як правило, на базі декількох тригерів, кожен з яких працює як лічильник за модулем 2. При цьому послідовне з'єднання тригерів виконується таким чином, що вихід тригера *i*-го розряду підключається безпосередньо до лічильного входу наступного тригера *i* + 1.

Послідовні лічильники відносяться до класу асинхронних, бо стани розрядів у таких пристроях встановлюються послідовно після приходу чергового фронту чи зрізу синхроімпульсу *C*. Послідовні лічильники будуються на базі *D*- або *JK*-тригерів.

На рис. 5.40 надана схема послідовного підсумовувального лічильника, розрядні тригери якого виконані на базі синхронних *D*-тригерів, працюючих у лічильному режимі.

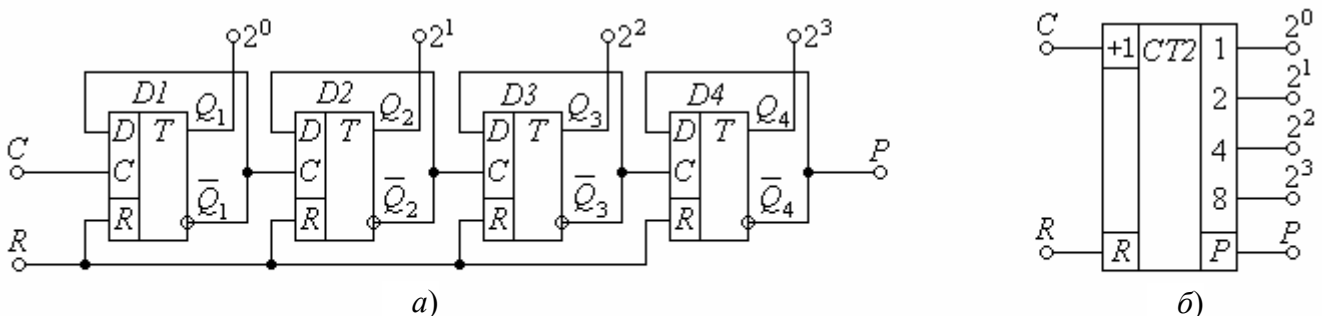


Рисунок 5.40 – Послідовний підсумовувальний лічильник:

а) схема; б) умовне позначення

Тут: *C* – лічильний вхід; *R* – вхід скидання лічильника; *P* – вихід переповнення лічильника.

Лічильний режим роботи тригерів забезпечується з'єднанням інформаційного *D*-входу з інверсним виходом власного тригера.

Тригери, що входять до складу лічильників, повинні мати входи скидання R , які з'єднуються між собою, й утворюють вхід скидання лічильника R . Перед початком роботи або за необхідності на вхід скидання подається одиничний імпульс, за допомогою якого всі тригери скидаються, після чого треба забезпечити наявність на цьому вході нульового потенціалу.

Кожний тригер лічильника є двійковим розрядом, який характеризується так званим *ваговим* коефіцієнтом. Ваговий коефіцієнт визначається як 2^{n-1} , де n – порядковий номер тригера (розряду).

Так, перший тригер має ваговий коефіцієнт $2^0 = 1$, другий тригер з ваговим коефіцієнтом $2^1 = 2$, третій тригер має ваговий коефіцієнт $2^2 = 4$, четвертий $2^3 = 8$ і т.д.

Вхід C першого тригера носить назву *підсумовувального входу* лічильника.

Принцип дії підсумовувального лічильника ілюструє часова діаграма його роботи, яка показана на рис. 5.41 за умови, що наступний тригер запускається фронтом інверсного виходу $\bar{Q}$ попереднього тригера.

Підсумовувальний лічильник працює наступним чином.

До початку підрахунку необхідно скинути лічильник, тобто установити всі тригери в нульовий стан. Це здійснюється подачею на вхід R короткочасного (інтервал моментів $t_1 \dots t_2$) одиничного імпульсу. При цьому всі тригери, незалежно від їхніх попередніх станів, скидаються. Вміст лічильника дорівнює нулю (табл. 5.10).

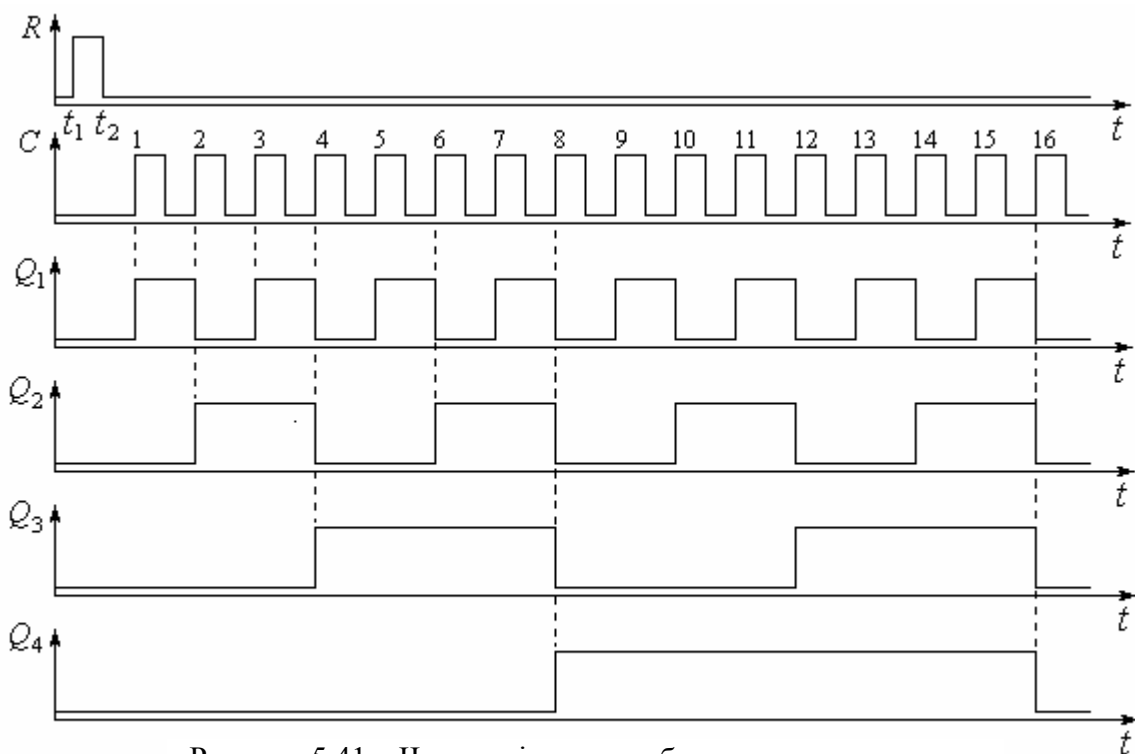


Рисунок 5.41 – Часова діаграма роботи чотирирозрядного підсумовувального лічильника

Лише після скінчення імпульсу скидання t_2 можна починати підрахунок, тобто подавати імпульси C .

З приходом першого фронту імпульсу підрахунку 1 встановлюється перший тригер $D1$, який є самим молодшим розрядом лічильника. На його

виході Q_1 з'являється 1, а потенціал на інверсному виході $\overline{Q}_1$ змінюється з 1 на 0, тобто формується зріз. Тому стан тригера $D2$ не змінюється, бо тригер спрацьовує від фронту. На виходах лічильника Q_1, Q_2, Q_3 і Q_4 фіксується число 0001.

Другий вхідний імпульс своїм фронтом 2 скидає тригер $D1$. На виході $\overline{Q}_1$ тригера $D1$ з'являється 1, яка є так званим імпульсом переносу. При цьому фронт $\overline{Q}_1$ встановлює тригер $D2$. На виходах лічильника з'являється число 0010.

Фронт третього імпульсу встановлює перший тригер $D1$, не змінюючи при цьому одиничний стан другого тригера $D2$, тобто вміст лічильника дорівнює числу 0011.

З приходом четвертого імпульсу переходять у стан нуля обидва тригери $D1$ та $D2$, а виникаючий при цьому імпульс переносу $\overline{Q}_2$ установлює тригер $D3$. Отже на виходах лічильника з'явиться число 0100.

Заповнення розрядів лічильника з кожним імпульсом буде продовжуватися доти, поки лічильник не відрахує максимальне число 1111 на п'ятнадцятому імпульсі, що надходить на вхід С першого тригера $D1$. При цьому всі тригери є установленими.

Шістнадцятий імпульс переводить своїм фронтом тригер $D1$ у нульовий стан, а імпульси переносу $\overline{Q}_1, \overline{Q}_2$ та $\overline{Q}_3$ скидають тригери $D2, D3$ та $D4$, повертаючи лічильник у початковий стан 0000.

При поверненні тригера $D4$ у нульовий стан 16-м імпульсом на виході $\overline{Q}_4$ виникає так званий імпульс переповнення P , який призначений для установлення наступного розряду $D5$ (якщо він є), де фіксується лічильником число 10000, тобто 16.

З надходженням кожного вхідного імпульсу на підсумовувальний вхід лічильника його вміст збільшується на одиницю, як показано в таблиці станів (табл. 5.10).

За напрямом підрахунку лічильники бувають як *підсумовувальними*, так і *віднімальними*. Зміна напряму підрахунку на протилежний називається *реверсом* підрахунку.

У *паралельно-последовних* лічильниках всі розряди розділяють на групи і використовують два види зв'язків між розрядами; у середині групи –

Таблиця 5.10 – Стани 4-розрядного підсумовувального лічильника

Номер вхідного імпульсу	Виходи				Число в лічильнику
	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	2
3	0	0	1	1	3
4	0	1	0	0	4
5	0	1	0	1	5
6	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	7
8	1	0	0	0	8
9	1	0	0	1	9
10	1	0	1	0	10
11	1	0	1	1	11
12	1	1	0	0	12
13	1	1	0	1	13
14	1	1	1	0	14
15	1	1	1	1	15
16	0	0	0	0	0

паралельний зв'язок, а між групами – послідовний. За допомогою такого з'єднання розрядів забезпечується одночасне переключення розрядів у групах і послідовне переключення між групами.

На рис. 5.42 надана схема чотирирозрядного паралельно-послідовного лічильника на синхронних *MS*-тригерах *JK*-типу. Лічильник поділений на дві групи по два розряди в кожній: перша група на тригерах *D1*, *D2* та друга – на тригерах *D3*, *D4*.

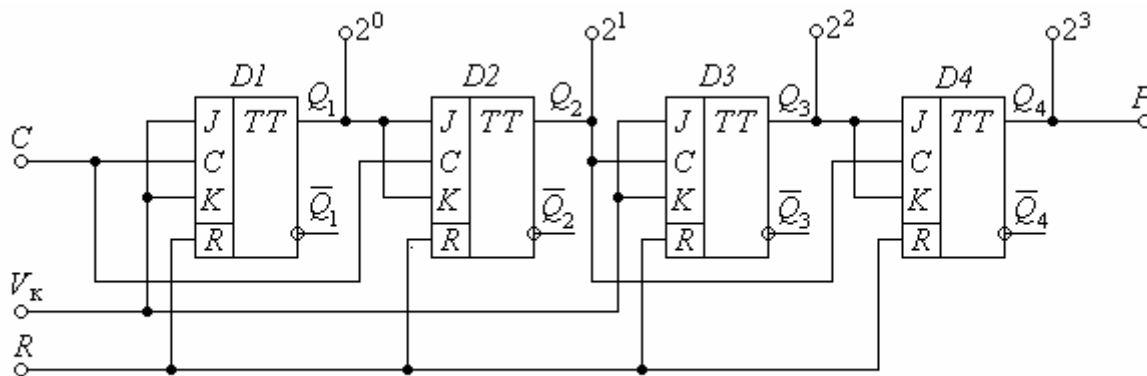


Рисунок 5.42 – Схема паралельно-послідовного лічильника за модулем 16

Тут: *C* – вхід лічильника; *R* – вхід скидання лічильника; *Vк* – керуючий вхід; *P* – вихід переповнення, яким передається двійкове число 10000, тобто 16 до наступного розряду;

Якщо на керуючому вході $V_k = 0$, то вхід *C* лічильника закритий, через що лічильник знаходиться в режимі зберігання інформації і вхідні імпульси *C* не сприймає.

Коли ж $V_k = 1$, то вхід *C* лічильника відкритий для вхідних імпульсів *C*, які треба рахувати.

Процес переключення розрядів у групі відповідає послідовності роботи розрядів паралельних лічильників, а процес спрацьовування груп відповідає порядку переключення лічильників послідовного типу.

Швидкодія паралельно-послідовного лічильника визначається максимальною частотою слідування імпульсів

$$f_{\text{слmax}} = \frac{1}{\tau_u + t_{\text{уст}}} = \frac{1}{\tau_{\text{ч}} + n_{\text{гр}} \cdot \tau_t}, \quad (5.24)$$

де $n_{\text{гр}}$ – число груп у лічильнику.

Швидкодія паралельно-послідовних лічильників декілька менша за паралельні, але набагато більша за послідовні лічильники.

Як видно з рис. 5.42, не зважаючи на підвищення швидкодії, паралельно-послідовні лічильники не потребують потроєння інформаційних входів, як паралельні, через що забезпечують достатню надійність.

Шифратори-дешифратори

Шифратори виконують перетворення (шифрування) алфавітно-цифрової або символної інформації, яку надано кодом “1 з n “, наприклад, десятковим у більш компактний код, наприклад, двійковий.

Кодова комбінація на вході шифратора має тільки *один* активний стан однієї змінної x_i вхідного набору $\{x_1, x_2, \dots, x_{n-1}\}$. Вихід шифраторів, як правило, паралельний і складається з m розрядів. Число виходів m однозначно зв'язане з числом входів n . Якщо $n = 2^m$, тобто використаний повний набір вихідних і вихідних комбінацій, то такий шифратор називають *повним*. Наприклад, шифратор $8 - 3$ є повним, бо він реалізує повний набір можливих комбінацій змінних x_i ($n = 8$) у повний вихідний набір y_i ($m = 3$), при цьому виконується рівність $2^3 = 8$.

У *неповному* шифраторі число входів n не відповідає числу всіх можливих вихідних комбінацій 2^m , причому завжди $n < 2^m$, що відповідно утворює певне число невикористаних вихідних наборів. Наприклад, шифратор $10 - 4$, що використовується для кодування десятичного коду у двійково-десятиковий код 8-4-2-1, є неповним, бо з можливого числа комбінацій $2^4 = 16$ використовується лише 10, а саме (0 – 9).

Шифратори поділяються на *прості* та *пріоритетні*.

Прості шифратори реалізують обов'язкову відповідність m -розрядного числа від тільки *одного* активного входу. Вони не допускають одночасної активізації *декількох* входів, що може мати місце, наприклад, при натисканні декількох клавіш на клавіатурі, яка підключена до входу шифратора. Щоб шифратор реагував тільки на один активний вхід навіть при кількох активних входах, його схему будують за пріоритетним принципом.

Пріоритетний принцип побудови шифратора дозволяє одночасно активізувати декілька входів. Реакція шифратора при цьому може бути різною, бо будуються вони за трьома пріоритетними принципами.

Перші шифратори реагують лише на перший за часом сигнал, який надходить з будь-якого входу раніше за усіх.

Другі шифратори мають програмовані пріоритетні вхідні комбінації. Якщо на вхід такого шифратора надходить група символів серед яких один задовольняє умовам пріоритету, то шифратор буде працювати за алгоритмом, який означений пріоритетним символом. На зайві комбінації шифратор не реагує.

В пріоритетному шифраторі *третього* типу вихідне число завжди відповідає тому активному входу, який має найбільший номер набору. Наприклад, при вхідному числі $\{0111\}$, коли рівень логічної одиниці одночасно присутній на перших трьох входах $x_1 = 1, x_2 = 1, x_4 = 1$, на виході пріоритетного шифратора установиться двійкове число $\{0100\}$, що відповідає змінній $x_4 = 1$, а активні входи x_1 та x_2 ігноруються.

За принципом побудови схеми прості шифратори поділяються на *лінійні* та *пірамідальні*. Лінійні шифратори будуються за лінійним принципом, коли всі однойменні входи логічних елементів підключають до однієї спільної шини.

Тому для реалізації лінійного шифратора потрібно мати багатовходові логічні елементи, число входів яких дорівнює розрядності m . Лінійні шифратори мають досить високу швидкодію.

Розглянемо принцип побудови лінійного повного шифратора 8–3, стани входів і виходів якого описує таблиця станів (табл. 5.11).

Таблиця 5.11 – Стани повного лінійного шифратора 8–3

Число	Входи								Виходи		
	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	y_3	y_2	y_1
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
6	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

З табл. 5.11 видно, що шифратор має бути побудованим на трьох (за кількістю виходів y) схемах логічного додавання АБО. Ці схеми повинні мати стільки входів, скільки логічних одиниць у відповідному стовпчику у табл. 5.11. Оскільки в кожному стовпчику по чотири логічних одиниці, то схеми АБО мають бути чотиривхідними.

Для складання схеми знайдемо рівняння кожного виходу y_1 , y_2 , y_3 за допомогою табл. 5.11 наступним чином. Стан кожного виходу надамо у вигляді суми станів тих входів x_i , які мають значення 1 у рядку з одиничним виходом y_k .

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 \vee x_3 \vee x_5 \vee x_7 = x_1 + x_3 + x_5 + x_7 \\ y_2 &= x_2 \vee x_3 \vee x_6 \vee x_7 = x_2 + x_3 + x_6 + x_7 \\ y_3 &= x_4 \vee x_5 \vee x_6 \vee x_7 = x_4 + x_5 + x_6 + x_7 \end{aligned} \quad (5.25)$$

Дійсно одиницю містять чотири двійкові числа

$$001_2 = 1_{10}; \quad 011_2 = 3_{10}; \quad 101_2 = 5_{10}; \quad 111_2 = 7_{10}.$$

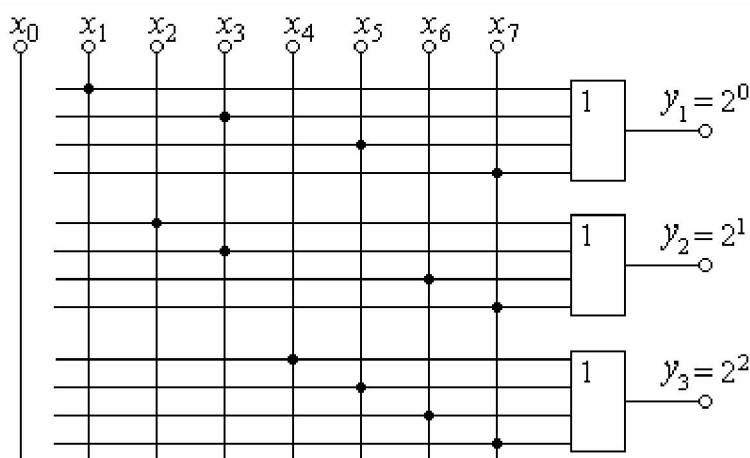


Рисунок 5.43 – Схема повного шифратора 8-3

Для розробки схеми шифратора використовуємо *матрицю*, тобто систему ортогональних ліній (рис. 5.43). Матрична схема досить наочна, бо позбавлена від перегонів ліній зв'язку.

Входи саме шифратора зображені вертикальними лініями, а входи логічних схем АБО – горизонтальними.

Входи кожної схеми АБО мають бути з'єднані з тими входами шифратора, які є в функціях (5.25).

Роботу схеми шифратора пояснюють таблиця станів (табл. 5.11) і рівняння (5.25).

Схема працює наступним чином.

При входньому числі 0 одиничним є лише один вхід шифратора $x_0 = 1$. При цьому решта входів нульова. Підставляючи всі $x_i = 0$ у рівняння (5.25), знаходимо, що $y_3 = 0$; $y_2 = 0$; $y_1 = 0$, тобто вихідне число становить 000.

При входньому числі 1 одиничним є вхід шифратора $x_1 = 1$. При цьому решта входів нульова, через що $y_3 = 0$; $y_2 = 0$; $y_1 = 1$, тобто вихідне число становить 001.

Як видно з рівнянь (5.25), табл. 5.11 і схеми (рис. 5.43), взагалі на першому виході шифратора $y_1 = 2^0$ сигнал логічної одиниці з'являється тоді, коли на один із входів або x_1 , або x_3 , або x_5 , або x_7 подано логічну одиницю.

Другий вихід $y_2 = 2^1 = 1$ шифратора буде одиничним тоді, коли логічна одиниця присутня на одному з входів або x_2 , або x_4 , або x_6 , або x_7 .

Самий старший вихідний розряд $y_3 = 2^2 = 4$ буде одиничним, якщо на одному з входів шифратора або x_4 , або x_5 , або x_6 , або x_7 діє логічна одиниця.

Для лінійних шифраторів характерна незадіяна змінна x_0 . Це означає, що за будь-якого сигналу на вході x_0 , на виході шифратора не буде жодних змін. Однак, така ситуація на практиці завжди враховується і тому передбачається обов'язкова наявність активного входу x_0 , хоча він не використовується.

Для розглянутого шифратора (рис. 5.43) присутність двох або більшого числа активних входів заборонена і він відноситься до типу простих неперіоритетних лінійних шифраторів.

Шифратори широко використовуються в цифрових системах для перетворення входних десяткових чисел у двійкову форму. За допомогою шифраторів кодуються різні символи (в тому числі й літери). Серійні шифратори можна зустріти у складі мікросхем багатьох серій. Пріоритетні шифратори найбільш поширені, бо на них, крім основних, можна виконувати функції простих шифраторів.

В інтегральній схемотехніці частіше зустрічаються шифратори, що перетворюють сигнали низького рівня на одному з інформаційних входів $\bar{x}_i$ в обернений двійковий код на виході. Це дає можливість діагностики шифратора в початковому стані, в якому на виходах мають бути тільки логічні одиниці. Поява на будь-якому виході логічного нуля свідчить про несправність шифратора.

Умовне позначення неповного шифратора наведено на рис. 5.44.

Крім інформаційних входів $\bar{x}_0 \dots \bar{x}_9$ шифратор має вхід дозволу $\bar{E}_1$. При $\bar{E}_1 = 1$ можна змінити комбінацію на входах без зміни числа на виходах. $\bar{E}_0$ – вихід сигналу дозволу. При $\bar{E}_0 = 0$ фіксуються високі рівні на всіх інформаційних виходах.

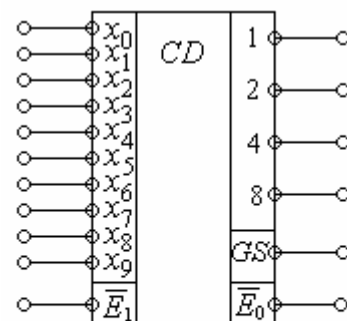


Рисунок 5.44 – Умовне позначення неповного шифратора 9-4

Вихід групового сигналу $\overline{GS}$ свідчить про наявність хоча б одного активного низького рівня на виході. За допомогою виходу $\overline{E}_1$ та виходу $\overline{E}_0$ можна нарощувати розрядність шифратора. При каскадному з'єднанні шифраторів слід вихід $\overline{E}_0$ попереднього каскаду з'єднати зі входом $\overline{E}_1$ наступного каскаду.

Дешифраторами називаються комбінаційні логічні структури, які призначені для перетворення (дешифрації) коду, що надходить до входу в символну або алфавітно-цифрову інформацію, тобто в код “1 з n ”, в якому сигнал з'являється лише на одному з виходів. Дешифратори за порівнянням з шифраторами виконують обернене перетворення.

Дешифратори, як і шифратори, бувають *повними* і *неповними*.

Розглянемо принцип побудови повного лінійного дешифратора 2–4 на логічних схемах І. Такий дешифратор має 4 двовходові схеми логічного множення І, які виявляють одиничні стани всіх входів.

Якщо вхідне число подається двійковим кодом, то на входах різних схем І буде комбінація прямих та інверсних вхідних змінних. Через це входи дешифратора повинні мати інвертори.

Знайдемо логічний вислів кожного виходу.

Вхідне число $x_2 = 0$; $x_1 = 0$ схема І може виявити, якщо до її входів підвести інверсні значення $\bar{x}_2$ та $\bar{x}_1$. Тоді $y_0 = \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_1 = \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_1$. Таким чином, рівняння станів виходів дешифратора є логічними добутками станів входів, у які підставляємо прямий стан входу, якщо він одиничний, та – інверсний, якщо він нульовий.

Отже стани дешифратора 2 – 4 на схемах І описуються наступними висловлюваннями:

$$\begin{aligned} y_0 &= \bar{x}_2 \wedge \bar{x}_1 = \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_1; \\ y_1 &= \bar{x}_2 \wedge x_1 = \bar{x}_2 \cdot x_1; \\ y_2 &= x_2 \wedge \bar{x}_1 = x_2 \cdot \bar{x}_1; \\ y_3 &= x_2 \wedge x_1 = x_2 \cdot x_1. \end{aligned} \quad (5.26)$$

Схему дешифратора розробляємо у виді матриці (рис. 5.45). Входи схем 2І D3...D6 з'єднуємо з тими входами дешифратора, які є в рівняннях (5.26).

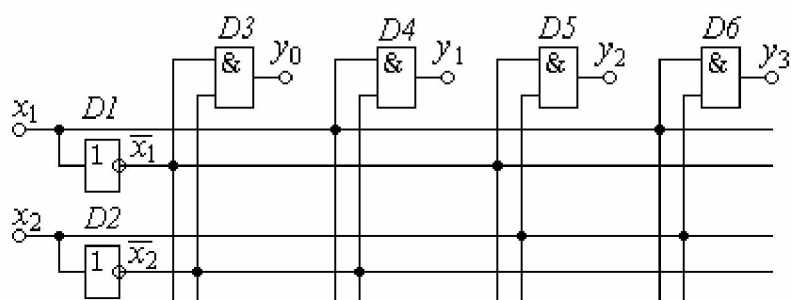


Рисунок 5.45 – Схема лінійного дешифратора 2-4

Для пояснення роботи дешифратора надамо таблицю його станів (табл. 5.12).

Дешифратор працює наступним чином.

Таблиця 5.12 – Стани повного дешифратора 24

Число	Входи		Виходи			
	x_2	x_1	y_0	y_1	y_2	y_3
0	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0
2	1	0	0	0	1	0
3	1	1	0	0	0	1

Інвертори $D1$ та $D2$ здійснюють інверсію $\bar{x}_1$ та $\bar{x}_2$.

Підставляючи стани входів з табл. 5.12 у рівняння (5.26), переконуємось у наступному.

При вхідному числі 0 обидва входи нульові: $x_2 = 0$ та $x_1 = 0$. Підставляючи ці значення в рівняння (5.26), отримуємо, що тільки на виході схеми $D3$ вихід

єдиничний: $y_0 = 1$. Це пояснюється тим, що при $x_1 = 0$ та $x_2 = 0$ їхні інверсні стани єдиничні, що й виявляє схема $D3$. На входах усіх інших схем $D4$, $D5$, $D6$ хоча б один із входів нульовий, через що $y_1 = 0$; $y_2 = 0$; $y_3 = 0$.

При вхідному числі 1 стани входів дешифратора $x_2 = 0$; $x_1 = 1$. Підставляючи ці значення в рівняння (5.26), переконуємось в тому, що тільки на виході схеми $D4$ вихід єдиничний: $y_1 = 1$ і т.д.

Дешифратори можна здійснити і на інших логічних схемах, наприклад І-НЕ. Різниця буде лише в тому, що при обох єдиничних входах на виході відповідної схеми буде логічний нуль.

Якщо дешифратор виконати на схемах 2АБО, то прямі та інверсні їхні входи слід змінити на протилежні. Тоді на виході схеми з двома вхідними нулями буде логічний нуль. На виходах других трьох схем будуть логічні одиниці.

Щодо неповних дешифраторів, то в них є певне число невикористаних вхідних наборів. Досить розповсюдженим прикладом є неповний дешифратор 4–10, який виконує перетворення двійково-десятькового коду в десятиковий.

Розглянемо принцип побудови неповного дешифратора 4–10 на схемах логічного додавання АБО. Такий дешифратор має 10 чотиривхідних схем логічного додавання АБО, кожна з яких виявляє нульові стани всіх своїх чотирьох входів. Тому рівняння кожного виходу є сумою станів входів, у яку підставляємо прямий стан входу, якщо він нульовий, та – інверсний, якщо він єдиничний.

Щоб активний рівень виходів дешифратора був єдиничним, слід кожен згадану суму проінвертувати, для чого використовуємо логічні схеми АБО-НЕ.

Отже логічний вислів станів дешифратора наступний.

Схему дешифратора розробляємо у виді матриці (5.27). Входи схем 4АБО-НЕ, які мають виходи $y_0 \dots y_9$, з'єднуємо відповідно з тими входами дешифратора, які є в рівняннях (5.27).

На рис. 5.46 показане умовне позначення двійково-десятькового лічильника $CT2 - CT10$, двійкові виходи 1, 2, 4, 8 якого підключені відповідно до входів дешифратора x_1, x_2, x_3, x_4 .

$$\begin{aligned}
y_0 &= \overline{x_4 \vee x_3 \vee x_2 \vee x_1} = \overline{x_4 + x_3 + x_2 + x_1}; \\
y_1 &= \overline{x_4 \vee x_3 \vee x_2 \vee \bar{x}_1} = \overline{x_4 + x_3 + x_2 + \bar{x}_1}; \\
y_2 &= \overline{x_4 \vee x_3 \vee \bar{x}_2 \vee x_1} = \overline{x_4 + x_3 + \bar{x}_2 + x_1}; \\
y_3 &= \overline{x_4 \vee x_3 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1} = \overline{x_4 + x_3 + \bar{x}_2 + \bar{x}_1}; \\
y_4 &= \overline{x_4 \vee \bar{x}_3 \vee x_2 \vee x_1} = \overline{x_4 + \bar{x}_3 + x_2 + x_1}; \\
y_5 &= \overline{x_4 \vee \bar{x}_3 \vee x_2 \vee \bar{x}_1} = \overline{x_4 + \bar{x}_3 + x_2 + \bar{x}_1}; \\
y_6 &= \overline{x_4 \vee \bar{x}_3 \vee \bar{x}_2 \vee x_1} = \overline{x_4 + \bar{x}_3 + \bar{x}_2 + x_1}; \\
y_7 &= \overline{x_4 \vee \bar{x}_3 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1} = \overline{x_4 + \bar{x}_3 + \bar{x}_2 + \bar{x}_1}; \\
y_8 &= \overline{\bar{x}_4 \vee x_3 \vee x_2 \vee x_1} = \overline{\bar{x}_4 + x_3 + x_2 + x_1}; \\
y_9 &= \overline{\bar{x}_4 \vee x_3 \vee x_2 \vee \bar{x}_1} = \overline{\bar{x}_4 + x_3 + x_2 + \bar{x}_1}.
\end{aligned}
\tag{5.27}$$

Ці входи прямі чи інверсні з'єднані з чотирма входами схем АБО-НЕ згідно з функціями (5.27).

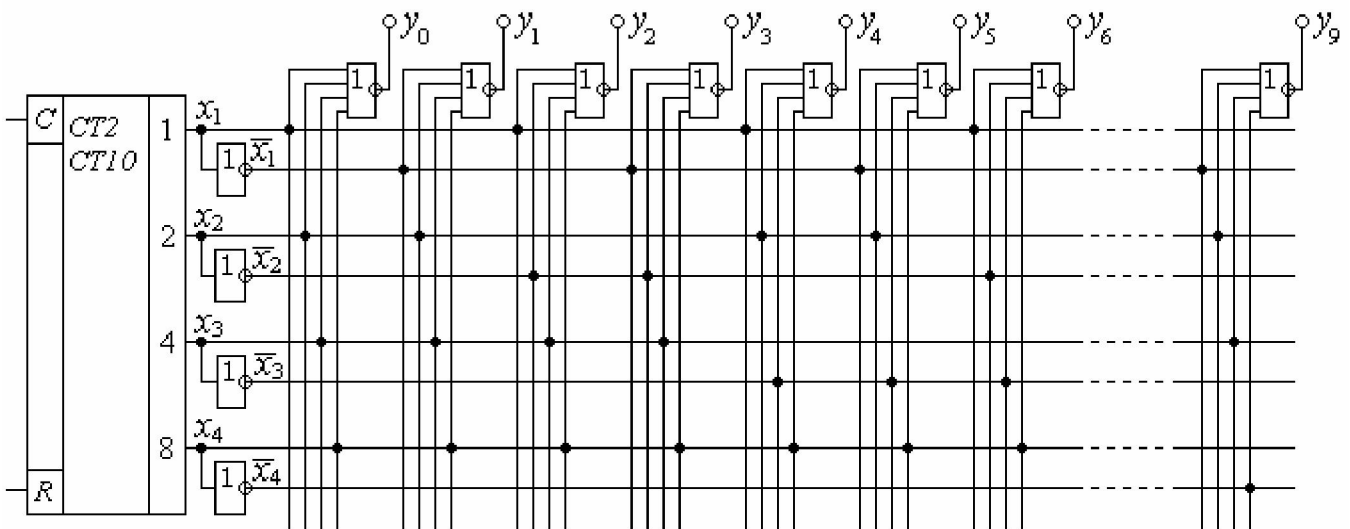


Рисунок 5.46 – Схема неповного дешифратора 4-10

Так, входи елемента АБО-НЕ y_0 з'єднані з усіма прямими входами x_1, x_2, x_3, x_4 дешифратора.

Входи елемента АБО-НЕ y_1 з'єднані з прямими входами дешифратора x_2, x_3, x_4 та інверсним $\bar{x}_1$ і т.д., щоб сума станів входів для кожного виходу $y_0, \dots, y_9$ дорівнювала б нулю.

Для пояснення роботи дешифратора дамо таблицю його станів (табл. 5.13).

Дешифратор працює наступним чином.

Як видно з табл. 5.13, при скинутому лічильнику на його виходах нулі: $x_1 = 0; x_2 = 0; x_3 = 0; x_4 = 0$. Підставляючи ці значення та їхні інверсії в усі рівняння (5.27) переконуємося в тому, що тільки $y_0 = 1$. Це пояснюється тим, що схема АБО-НЕ виявляє тільки нульові стани входів. Тому при $x_1 = 0; x_2 = 0; x_3 = 0; x_4 = 0$ під нулями тільки входи схеми y_0 , через що $y_0 = 1$. Решта усіх

інших виходів нульова, бо хоча б один з входів інших схем АБО-НЕ одиничний.

Таблиця 5.13 – Стани неповного лінійного дешифратора 4-10

Число	Входи				Виходи									
	x_4	x_3	x_2	x_1	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
9	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Якщо лічильник містить число 1, то нульовими будуть усі входи схеми АБО-НЕ y_1 , через що тільки цей вихід буде одиничним: $y_1 = 1$ і т.д. Будь-якому вмісту лічильника в межах $0 \dots 9$ відповідає тільки одна одиниця на виходах $y_0, \dots, y_9$.

Дешифратори можна здійснити й на інших логічних схемах, наприклад І-НЕ. Різниця буде лише в тому, що при всіх одиничних входах на виході відповідної схеми буде логічний нуль.

Промисловість випускає дешифратори як повні (рис. 5.47,а), так і неповні (рис. 5.47,б).

Існування неповного дешифратора виправдано, наприклад, перетворенням двійково-десятькового коду в десятковий (рис. 5.47,б).

Слід зауважити, що в інтегральних дешифраторах формування інверсій вхідних змінних виконується в самому дешифраторі і тому додаткові інвертори на їхніх входах ставити не треба.

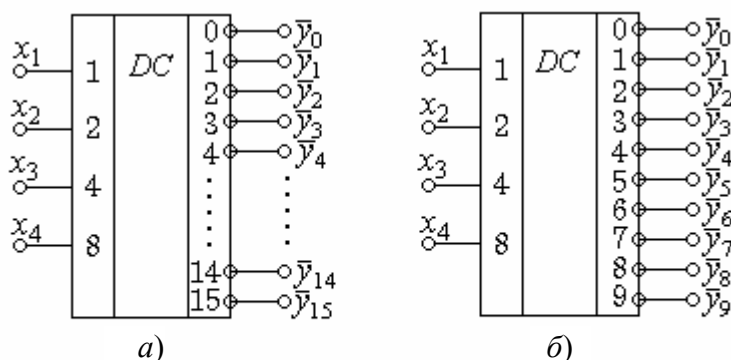


Рисунок 5.47 – Умовне позначення дешифраторів:
а) повного 4-16; б) неповного 4-10

Мультиплексор-демультиплексор

Мультиплексори належать до пристроїв комутування цифрової інформації. Вони здійснюють комутацію одного з декількох інформаційних входів x_i до одного виходу y . Мультиплексори мають декілька інформаційних входів, адресні входи, вхід дозволу мультиплексування (стробуючий вхід) та один вихід.

Кожному з інформаційних входів мультиплексора відповідає номер, який називається адресою і подається двійковим числом до адресних входів.

На рис. 5.48 показаний варіант схеми мультиплексора 4-1, який виконує комутацію від чотирьох джерел сигналу x_0, x_1, x_2, x_3 до одного виходу y .

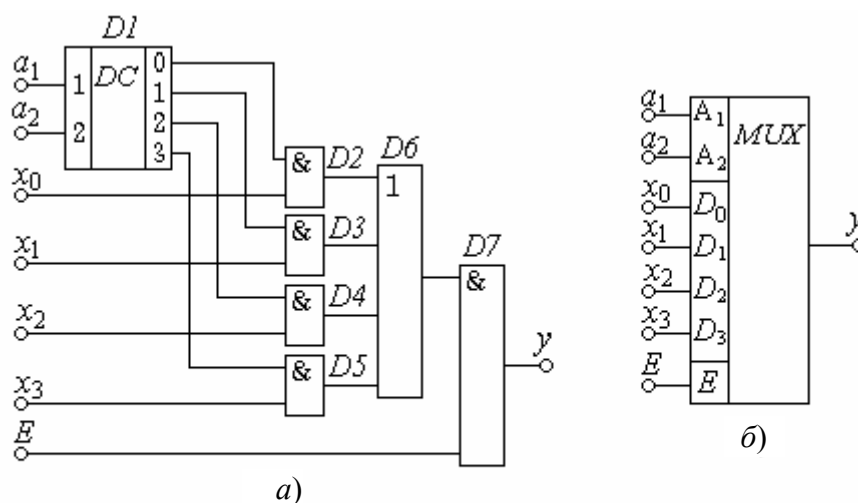


Рисунок 5.48 – Мультиплексор 4-1:
а) схема; б) умовне позначення

Очевидно, що число інформаційних входів $n_{\text{інф}}$ і число адресних входів $n_{\text{адр}}$ зв'язані співвідношенням: $n_{\text{адр}} = 2^{n_{\text{інф}}}$.

Комутація єдиного з усіх входів до виходу здійснюється тим, що кон'юнктори $D2 \dots D5$ виконують роль ключів. Такий ключ буде відкритий якщо обидва його входи одиничні. Оскільки з усіх виходів дешифратора адреси $D1$ тільки один одиничний, за будь-якої адреси відкрита тільки одна зі схем $D2 \dots D5$.

Виходячи з цього, отримуємо логічний вислів мультиплексора

$$y = x_0 \cdot \bar{a}_2 \cdot \bar{a}_1 \vee x_1 \cdot a_2 \cdot \bar{a}_1 \vee x_2 \cdot \bar{a}_2 \cdot a_1 \vee x_3 \cdot a_2 \cdot a_1. \quad (5.28)$$

Для пояснення роботи мультиплексора дамо таблицю його станів (табл. 5.14).

Мультиплексор працює наступним чином.

Дозвіл на спрацьовування мультиплексора в цілому визначається станом керуючого входу E . При $E = 0$, незалежно від стану входів адреси a_2 та a_1 (в табл. 5.14 позначено хрестиками X), мультиплексор не спрацьовує. Якщо ж $E = 1$, то робота мультиплексора дозволяється. Тому надалі розглядаються тільки чотири нижні рядки табл. 5.14.

При адресному числі 00 стан адресних входів $a_2 = 0$ та $a_1 = 0$. Підставляючи ці значення в (5.28), отримуємо $y = x_0$, тобто до виходу передається тільки інформація x_0 . Це пояснюється тим, що рівень логічної одиниці встановлюється тільки на виході 0 дешифратора $D1$, а на всіх інших виходах $D1$ він нульовий. Тому лише логічний елемент $D2$ має дозвіл на спрацьовування. При цьому на виході мультиплексора буде інформація $y = x_0$ (або 0, або 1).

Таблиця 5.14 – Стани мультиплексора 4-1

Адресні входи		Керуючий вхід E	Вихід y
a_2	a_1		
X	X	0	0
0	0	1	x_0
0	1	1	x_1
1	0	1	x_2
1	1	1	x_3

При адресному числі 01 $a_2 = 0$ та $a_1 = 1$. Підставляючи ці значення в (5.28), отримуємо $y = x_1$, тобто до виходу передається тільки інформація x_1 . Це пояснюється тим, що рівень логічної одиниці встановлюється тільки на виході 1 дешифратора $D1$, а на всіх інших виходах $D1$ він нульовий. Тому лише логічний елемент $D3$ має дозвіл на спрацьовування. При цьому на виході мультиплексора буде інформація $y = x_1$ (або 0, або 1) і т.д.

При комутації багаторозрядних слів використовують декілька мультиплексорів, виходи яких з'єднуються за схемою АБО. Для цієї мети випускаються декілька однотипних мультиплексорів в одному корпусі.

Демультимплексори, як і *мультиплексори* відносяться до пристроїв комутування цифрової інформації. Вони здійснюють комутацію *одного* інформаційного входу до одного з *декількох* виходів, адреса якого задана. Демультимплексори мають один інформаційний вхід, декілька виходів та адресні входи.

Таким чином, на приймальному кінці мультиплексованої магістралі потрібно виконати зворотну операцію – *демультимплексування*.

Демультимплексор можна реалізувати за тією ж схемою, що й для мультиплексора (рис. 5.48), якщо всі інформаційні входи x_0, x_1, x_2, x_3 з'єднати в один вхід x (рис. 5.49).

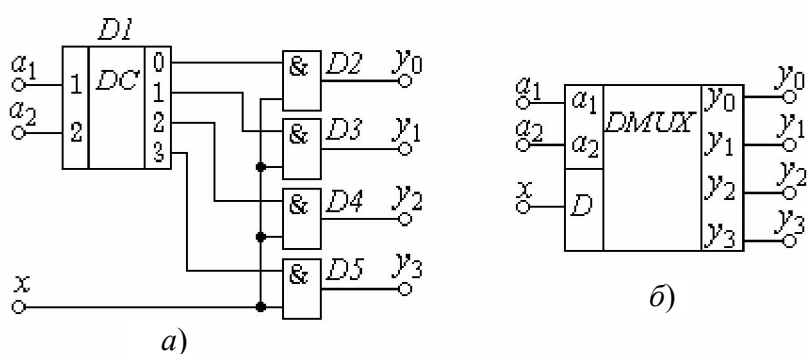


Рисунок 5.49 – Демультимплексор 1-4:

а) схема; б) умовне позначення

Варіант побудови схеми демультимплексора 1-4 на базі дешифратора $D1$ та логічних елементів $D2 \dots D5$ показаний на рис. 5.49.

Входи дешифратора a_1, a_2 є адресними. Тому в залежності від адресного числа лише на одному з виходів дешифратора з'являється логічна

одиниця, яка дає дозвіл до спрацьовування лише одного з чотирьох кон'юнкторів $D2 \dots D5$. На інші входи кожного кон'юнктора надходить шина вхідного сигналу x .

Вхідна інформація відтворюється на виході одного з чотирьох логічних елементів $D2 \dots D5$, який отримав дозвіл відповідно адресному входу.

Виходячи з цього, отримуємо логічний вислів демультимплексора:

$$\begin{aligned} y_0 &= x \bar{a}_2 \bar{a}_1; \\ y_1 &= x a_2 \bar{a}_1; \\ y_2 &= x \bar{a}_2 a_1; \\ y_3 &= x a_2 a_1. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Для пояснення роботи демультимплексора дамо таблицю його станів (табл. 5.15).

Демультимплексор працює наступним чином.

Підставляючи в (5.29) з табл. 5.15 адресу $a_2 = 0; a_1 = 0$, переконуємося в тому, що тільки $y_0 = x$, тобто вхідний сигнал x діє тільки на одному виході y_0 . Це пояснюється тим, що при адресі $a_2 = 0; a_1 = 0$ тільки вихід 0 дешифратора $D1$ одиничний. Тому для вхідного сигналу x відкритий тільки кон'юнктор $D2$.

При адресі $a_2 = 0; a_1 = 1$ таким самим чином отримуємо $y_1 = x$ і т.д.

Стани виходів для інших адрес видно з табл. 5.15.

Таблиця 5.15 – Стани демультимплексора 1–4

Адресні входи		Виходи			
a_2	a_1	y_0	y_1	y_3	y_4
0	0	x	0	0	0
0	1	0	x	0	0
1	0	0	0	x	0
1	1	0	0	0	x

Комутатори цифрових й аналогових сигналів

Основою комутаторів є електронні контакти, виконані на польових транзисторах, які відкриваються та закриваються при зміні керуючого потенціалу і не споживають струмів керування. Такі електронні контакти і кола їх навантаження гальванічно не пов'язані з джерелом керуючого потенціалу.

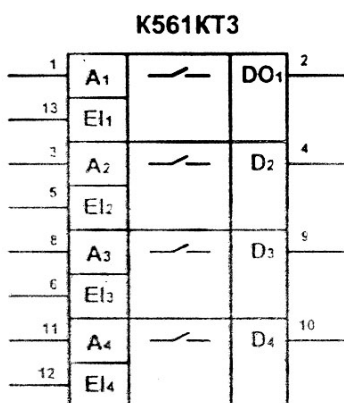


Рисунок 5.50 – Чотириканальний комутатор K561КТЗ

Для практичного використання пропонуються чотириканальні комутатори K561КТЗ й мультимплексор-демультиплексор K561КП2.

Мікросхема K561КТЗ (рис. 5.50) містить чотири електронних ключі двонаправленої дії, комутуючих цифрові сигнали з амплітудою до $U_{жив}$, або аналогові сигнали з амплітудою $\pm 0,5U_{жив}$. Частота комутованих сигналів не повинна перевищувати 10 кГц.

При надходженні на керуючий вхід Ei сигналу високого рівня відбувається комутація в каналі $Ai - Di$.

Мультимплексор-демультиплексор K561КП2 (рис. 5.51) має вісім входів і один вихід даних, а також вхід дозволу Ei . Якщо на вході дозволу присутній сигнал високого рівня, усі канали розмикаються. Номер увімкненого каналу відповідає двійковому коду, який наданий на входи керування A, B, C .

Двополярне живлення $\pm 3 В \dots \pm 7,5 В$ використовують при комутації знакозмінних аналогових сигналів. При комутації цифрових сигналів використовують одно полярне живлення, об'єднуючи вивід № 7 з шиною живлення «Заг».

Дана мікросхема є двонаправленою. Досліджуваний сигнал можна транслювати як від входів до виходу, так і, навпаки, від виходу до входу, номер якого відповідає бінарному коду керування.

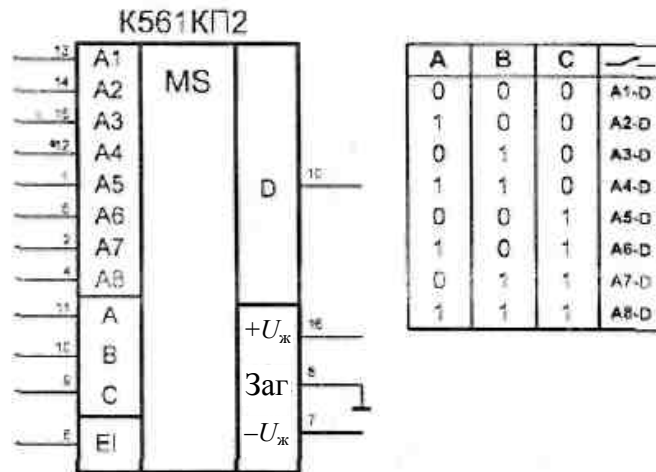


Рисунок 5.51 – Мультиплексор-демультиплексор K561KP2

Цифровий компаратор

Цифрові компаратори застосовуються для виявлення потрібного числа (слова) у цифрових послідовностях для позначення часу у часових приладах, для виконання умовних переходів в обчислювальних пристроях, а також в адресних селекторах.

Цифрові компаратори (від англійського compare – порівнювати) виконують порівняння двох чисел A , B однакової розрядності, заданих двійковим або двійково-десятковим кодом. Залежно від схемного виконання компаратори можуть визначати рівність $A = B$ або нерівності $A < B$, $A > B$. Результат порівняння зображують у вигляді логічного сигналу високого рівня на однойменних виходах.

Перший варіант ($A = B$) реалізується в найпростіших компараторах, які іноді носять назву нуль-органів. Такий компаратор виявляє лише факт рівності або нерівності двох поданих на його вхід чисел A і B і формує на виході сигнал рівності – логічну одиницю, або нерівності – логічний нуль. Функцію, яку реалізує компаратор у цьому випадку можна визначити формулою

$$y(A = B) = \begin{cases} 1, & \text{коли } A = B, \\ 0, & \text{коли } A \neq B. \end{cases} \quad (5.30)$$

Числа A і B можуть мати n розрядів і подаватися відповідно значенням змінних $a_1, \dots, a_n$ та $b_1, \dots, b_n$. Компаратор рівності порівнює окремі розряди за формулою (5.31), яка записана для варіанта $n = 2$

$$y(A = B) = \bar{a}_1 \bar{a}_2 \bar{b}_1 \bar{b}_2 \vee \bar{a}_1 a_2 \bar{b}_1 b_2 \vee a_1 \bar{a}_2 b_1 \bar{b}_2 \vee a_1 a_2 b_1 b_2. \quad (5.31)$$

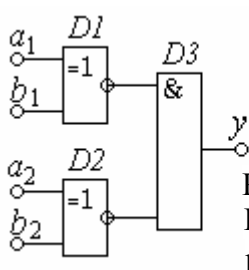


Рисунок 5.52 –
Компаратор
рівності

Найпростіший компаратор рівності реалізується за допомогою логічних схем “Виняткове АБО” (елементи $D1$ і $D2$) та багатовхідного кон’юнктора $D3$ (рис. 5.52).

На виході $D1$ і $D2$ (виняткове АБО з інверсією виходу) рівень логічної одиниці

з'являється тоді, коли $a_1 = b_1$ та $a_2 = b_2$, незалежно від порівняння логічних одиниць або логічних нулів.

Тому на виході у компаратора логічна одиниця присутня лише у випадку, коли набули рівності обидва розряди двійкових чисел A і B .

Функціонування схеми (рис. 5.52) пояснюється таблицею станів (табл. 5.16).

Таблиця 5.16 – Стани компаратора рівності

Входи				Вихід
a_1	a_2	b_1	b_2	y
0	0	0	0	1
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

У другому варіанті компаратори можуть відрізнати не тільки рівність чисел A і B , але й нерівність, коли $A > B$ або $A < B$. Такі компаратори будуються за більш складною схемою і мають два виходи: y_1 та y_2 . Стани виходів описуються системою нерівностей

$$\begin{aligned} y_1 &= \begin{cases} 1, & \text{коли } A < B; \\ 0, & \text{коли } A \geq B; \end{cases} \\ y_2 &= \begin{cases} 1, & \text{коли } A > B; \\ 0, & \text{коли } A \leq B. \end{cases} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Існують також *нерівнісні компаратори*, які мають два виходи: y_1 та y_2 . Рівень логічної одиниці з'являється на виході y_1 при $A < B$, а на виході y_2 – при $A > B$.

Розглянемо принцип дії подібного пристрою на прикладі однорозрядного цифрового компаратора, маючи на увазі наступне:

$$\left. \begin{aligned} A = B, & \text{ коли } A = 1 \text{ і } B = 1, \text{ або коли } A = 0 \text{ і } B = 0; \\ A > B, & \text{ коли } A = 1 \text{ і } B = 0; \\ A < B, & \text{ коли } A = 0 \text{ і } B = 1. \end{aligned} \right\} \quad (5.33)$$

Схема, яка задовольняє поставленим умовам (рис. 5.53) містить два інвертори, чотири елементи «І» і один елемент «АБО-НЕ».

Оскільки на DD2.1 («І») надходять $\bar{A}$ і B , на його виході буде сформований сигнал високого рівня лише у тому випадку, якщо $A = 0$ і $B = 1$, тобто $A < B$.

Тому що на DD2.2 («І») і DD2.3 («І») також надходять відповідно $\bar{A}$ і B і A і $\bar{B}$, то у разі $A + B$ на виходах цих елементів будуть одночасно присутні сигнали низького рівня, за яких на виході DD3.1 («АБО-НЕ») сформується сигнал високого рівня.

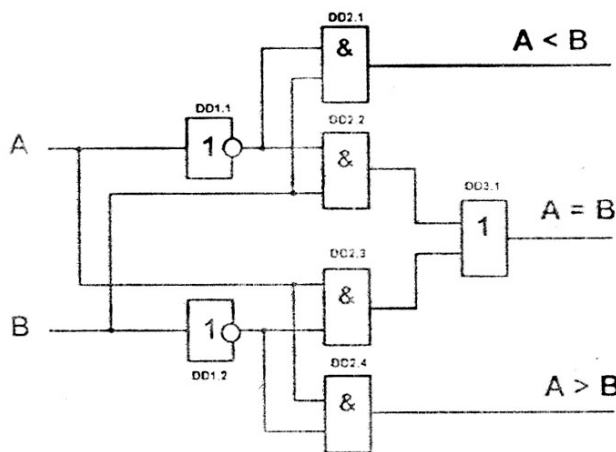


Рисунок 5.53 – Одноразрядний цифровой компаратор

з'єднуються з однойменними входами попереднього компаратора.

За необхідності чотирирозрядні компаратори можна багато разів каскадувати.

Для порівняння двійкових чисел, що мають п'ять розрядів і більше, здійснюють каскадування чотирирозрядних компараторів шляхом підключення виходів попереднього пристрою з відповідними входами наступної мікросхеми. При цьому чотири молодших розряди досліджуваного числа подають на входи A_i першого компаратора, наступні чотири розряди – на входи A_i другого компаратора і т. д.

Як приклад може бути запропонована схема регулювання температури (рис. 5.55), що містить аналоговий давач температури, аналоговий задавач температури, два аналого-цифрового перетворювачі й двокаскадний цифровий компаратор.

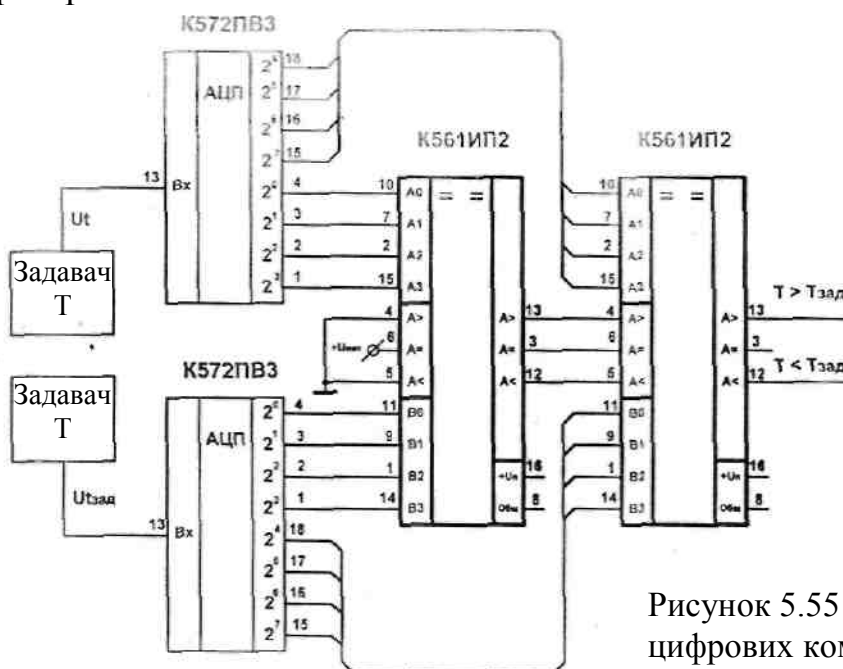


Рисунок 5.55 – Каскадування цифрових компараторів

Промисловість випускає цифрові повні багаторозрядні компаратори, які мають і вихід рівності $A = B$, і виходи нерівностей $A < B$ та $A > B$.

Умовне позначення такого компаратора показано на рис. 5.54. Входи аналізу призначені для каскадування компараторів, тобто для збільшення розрядності. При каскадному з'єднанні компараторів

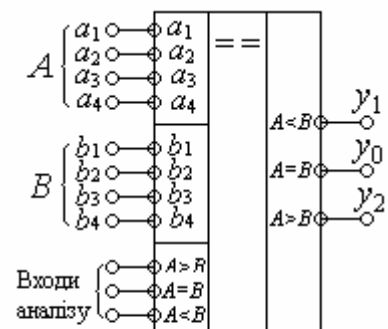


Рисунок 5.54 – Умовне позначення полного компаратора

Контрольні питання

1. Які елементи відносяться до 1, 2 та 3-ї груп контактних та безконтактних логічних елементів автоматики?
2. Які типи електромагнітних реле Ви знаєте?
3. Поясніть конструкцію електромагнітного реле з повертальним якорем.
4. Які типи контактів зустрічаються в електромагнітному реле?
5. Назвіть три основних типи параметра працездатності контактів.
6. Назвіть часову характеристику реле.
7. Що таке поляризовані реле?
8. Що таке електромагнітні крокові шукачі? Як вони працюють? Де використовуються?
9. Що таке безконтактні реле?
10. Які елементи інтегральної схемотехніки найчастіше застосовують для побудови логічних автоматів малої та середньої складності?
11. У яких випадках слід застосовувати схемотехніку ТТЛ? У чому її переваги?
12. У яких випадках слід застосовувати КМОН-логіку? У чому її переваги?
13. Де застосовується тригер з діодом Шотткі?
14. Як здійснити узгодження роботи мікросхем ТТК- та КМОН-логік?
15. Дайте умовне позначення МС, найчастіше використовуваних у пристроях логічних автоматів.
16. Поясніть принцип дії комутаторів цифрових та аналогових сигналів.
17. Що таке цифровий компаратор та де він застосовується у пристроях автоматики?

ЛІТЕРАТУРА

1. Андриященко В.А. Теория систем автоматического управления: учеб. пособ. / Андриященко В.А. – Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1990. – 251 с.
2. Аранович Б.И. Электромагнитные устройства автоматики / Б.И. Аранович, Б.В. Шамрай. – М.: Энергия, 1985. – 483 с.
3. Артемьева Т.В. Гидравлика, гидромашины и гидропневмопривод: учеб. пособ. / [Т.В. Артемьева и др.]. – М.: Академия, 2005. – 334 с.
4. Барласов В.З. Настройка приборов и систем автоматизации / В.З. Барласов, В.И. Ильин – М.: Высшая школа, 1980. – 351 с.
5. Белов М.П. Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособ. / Белов М.П. – СПб.: СЗТУ, 2006. – 184 с.
6. Белов М.П. Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособ. / Белов М.П. – СПб.: СЗТУ, 2006. – 184 с.
7. Беляев Г.Б. Технические средства автоматизации в теплоэнергетике: учеб. пособ. [для вузов] / Беляев Г.Б., Кузищин В.Ф., Смирнов Н.И. – М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
8. Васильченко В.А. Гидравлическое оборудование мобильных машин / Васильченко В.А. – М.: Машиностроение, 1983. – 301 с.
9. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: [підручник] / О.М. Воробйова, В.Д. Иванченко. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.
10. Воробйова О.М. Цифрові пристрої: навч. посіб. / Воробйова О.М., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, – 189 с.
11. Воробьева Е.М. Основы схемотехники: конспект лекций: в 2-х ч. / Е.М. Воробьева, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2012.
12. Градецкий В.Г. Технические средства автоматизации: [учебник] / В.Г. Градецкий, М.Ю. Рачков. – [2-е изд.]. – М.: МГИУ, 2009. – 185 с.
13. Дорф Р. Автоматика. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп – М., 2002. – 832 с.
14. Егоров В.Н. Элементы автоматизированного электропривода: учеб. пособ. / Егоров В.Н., Иванов В.В., Торопов В.И. – Л.: СЗПИ, 1987.
15. Егоров Н.В. Основы теории автоматического регулирования / Н.В. Егоров. – М.: Энергия, 1967. – 647 с.
16. Елизаров И.А. Технические средства автоматизации: учеб. пособ. / Елизаров И.А. – М.: Машиностроение-1, 2004. – 180 с.
17. Технические средства автоматизации: учеб.-практ. пособ. / Жужжалов В.Е., Солдатов В.В., Маклаков В.В., Жиров М.В. – М.: МГУТУ, 2004.
18. Иванов А.О. Теорія автоматичного керування / Іванов А.О. – Дніпропетровськ: НГУ, 2003. – 250 с.
19. Казаков Л.А. Электромагнитные устройства РЭА: справочник / Казаков Л.А. – М.: Радио и связь, 1991. – 352 с.
20. Кацман М.М. Электрические машины приборных устройств и средств автоматизации / Кацман М.М. – М.: Академия, 2007. – 362 с.

21. Келим Ю.М. Типовые элементы систем автоматического управления: учеб. пособ. [для студ. учреж. сред. проф. образ.]. / Келим Ю.М. – М.: Форум: ИНФРА-М, 2002. – 384 с.
22. Клаасен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике / Клаасен К.Б. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.
23. Ковчин С.А. Теория электропривода: учебник [для вузов] / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинов. – СПб.: Энергоатомиздат, Санкт-Петербургское отделение, 1994. – 496 с.
24. Мартынов Е.М. Бесконтактные переключающие устройства / Мартынов Е.М. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 124 с.
25. Москаленко В.В. Электрический привод / Москаленко В.В. – М.: Высшая школа, 1991. – 430 с.
26. Наземцев А.С. Гидравлические и пневматические системы: учеб. пособ.: в 2-х ч. – Ч. 1: Пневматические приводы и средства автоматизации / Наземцев А.С. – М.: Форум, 2004. – 240 с.
27. Радин В.И. Электромашинные усилители / Радин В.И. – М.: Госэнергоиздат, 1982. – 187 с.
28. Рачков М.Ю. Пневматические средства автоматизации: учеб. пособ. / Рачков М.Ю. – Томск, 2004. – 187 с.
29. Рачков М.Ю. Технические средства автоматизации: [учебник] / М.Ю. Рачков. – [3-е изд.]. – Томск, 2009. – 342 с.
30. Рогов В.А. Технические средства автоматизации и управления / В.А. Рогов. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://biblioonline.ru/book/61D221D7-6E70-451C-824B-236D5FAEAA45>. Книга в электронной библиотеке «Юрайт».
31. Родионов В.Д. Технические средства АСУТП: учеб. пособ. [для вузов] / Родионов В.Д., Терехов В.А., Яковлев В.Б. – М.: Высшая школа, 1989. – 262 с.
32. Розенблат М.А. Бесконтактные электромагнитные реле / М.А. Розенблат, С.А. Дохман // Автоматика. – 1974. – Т. 15. – № 1.
33. Розенблат М.А. Магнитные усилители / Розенблат М.А. – М.: Сов. радио, 1960. – 231 с.
34. Старостин А.А. Технические средства автоматизации: учеб. пособ. – А.А. Старостин, А.В. Лаптева. – М.: Энергия, 2015. – 362 с.
35. Технические средства автоматизации: учеб. пособ.: в 2-х ч. – Ч. 1: Пневматическая ветвь / [Мордасов М.М., Мордасов Д.М., Трофимов А.В., Чуриков А.А.]. – Тамбов: Изд-во Тамбов. гос. техн. ун-та, 2005. – 168 с.
36. Толубаев В.Н. Технические средства автоматизации: учеб. пособ. / Толубаев В.Н. – Братск: ГОУ ВПО «БрГУ», 2010. – 260 с.
37. Шамрай Б.В. Магнитные усилители / Шамрай Б.В. – Л.: Изд-во электротехн. ин-та, 1972. – 192 с.
38. Шандров Б.В. Технические средства автоматизации / учебник [для студ. высш. учеб. завед.] / Б.В. Шандров, А.Д. Чудаков. – М.: Изд. центр «Академия», 2007. – 368 с.
39. Шахворостов С.А. Основы автоматизации: учеб. пособ. / Шахворостов С.А. – М.: МАДИ, 2004. – 101 с.

40. Шилимарев В.Ю. Типовые элементы систем автоматического управления: [учебник] / Шилимарев В.Ю. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 304 с.

41. Шишов О.В. Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособ. / Шишов О.В. – М.: ИНФРА-М, 2012. – 397 с.

ЗМІСТ

ВСТУП	3
1. ОРГАНІЗАЦІЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦІЇ	4
1.1. Основні поняття та визначення	4
1.2. Типові форми автоматизації	4
1.3. Основні положення формування систем автоматизації	8
Контрольні питання	11
2. ПРИСТРОЇ ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ	13
2.1. Загальні характеристики здавачів виробничих параметрів	13
2.2. Принципи побудови здавачів	13
2.3. Деякі параметри та характеристики здавачів	14
2.4. Параметричні здавачі	15
2.4.1. Давачі з перетворенням активного опору	15
2.4.2. Давачі з перетворювачем індуктивного типу	27
2.4.3. Ємнісні перетворювачі	33
2.5. Контактні здавачі	37
2.5.1. Механічні контактні давачі	37
2.5.2. Електроконтактні здавачі	39
2.6. Генераторні здавачі	40
2.6.1. Термопари	40
2.6.2. Магнітоіндукційні давачі (тахогенератори)	42
Контрольні питання	48
3. ПІДСИЛЮВАЧІ	50
3.1. Електронні підсилювачі	51
3.1.1. Основні технічні показники підсилювача	51
3.1.2. Зворотний зв'язок у підсилювачах	56
3.1.3. Режими роботи підсилювального елемента у схемі	60
3.1.4. Кола живлення підсилювачів на біполярних транзисторах	64
3.1.5. Резисторні підсилювачі на біполярних транзисторах та емітерною схемою стабілізації режиму	67
3.1.6. Двотактні вихідні підсилювачі на біполярних транзисторах	70
3.1.7. Підсилювачі на польових транзисторах	73
3.2. Операційні підсилювачі	77
3.2.1. Вхідний каскад	77
3.2.1. Вхідний каскад ОП	79
3.2.2. Проміжний каскад ОП	80
3.2.3. Вихідний каскад ОП	83
3.2.4. Характеристики операційного підсилювача	84
3.2.5. Каскади на операційному підсилювачі	88
3.3. Підсилювачі потужності	93
3.3.1. Транзисторний підсилювач з гальванічною розв'язкою	93
3.3.2. Тиристорний підсилювач	94

3.4. Магнітні підсилювачі	96
3.4.1. Принцип дії магнітного підсилювача	96
3.4.2. Найпростіший магнітний підсилювач	99
3.4.3. Однотактні магнітні підсилювачі	103
3.4.4. Двотактні магнітні підсилювачі	108
3.4.5. Магнітні підсилювачі зі зворотним зв'язком	110
3.5. Електромашинні підсилювачі	112
Контрольні питання	115
 4. ВИКОНАВЧІ МЕХАНІЗМИ	117
4.1. Електромеханічні виконавчі пристрої	117
4.1.1. Виконавчі пристрої та механізми на основі електричних двигунів	117
4.1.2. Електромагнітні виконавчі механізми	129
4.2. Електрогідравлічні виконавчі механізми	134
4.2.1. Гідравлічні двигуни	135
4.2.2. Гідравлічні розподільники з електромагнітним керуванням	137
4.2.3. Гідравлічні розподільники з електрогідравлічним керуванням	139
4.3. Електропневматичні виконавчі механізми	140
Контрольні питання	140
 5. ЛОГІЧНІ ПРИСТРОЇ АВТОМАТИКИ	142
5.1. Електромагнітні реле	142
5.1.1. Конструкція та принцип дії електромагнітного реле	143
5.1.2. Енергетичні характеристики	144
5.1.3. Контакти реле	147
5.1.4. Часові характеристики	150
5.1.5. Поляризовані реле	151
5.1.6. Електромагнітні крокові шукачі	155
5.1.7. Безконтактні реле	156
Контрольні питання	200
 ЛІТЕРАТУРА	201

Навчальне видання

Воробйова Олена Михайлівна
Флейта Юрій Вікторович

ТЕХНІЧНІ ЗАСОБИ АВТОМАТИЗАЦІЇ

Навчальний посібник

Редактор – Кодрул Л.А.
Комп'ютерне верстання – Гардиман Ж.А.

Підписано до друку 22.06.2018 р.
Формат 60/88/8 Обсяг 13,0 ум.-друк. арк.
Тираж 50 прим. Зам. № 6256
Віддруковано в редакційно-видавничому центрі ОНАЗ ім. О.С. Попова
м. Одеса, вул. Ковалевського, 5
Тел. 7050 494
© **ОНАЗ, 2018**