

ДЕРЖАВНИЙ СЛУЖБА УКРАЇНИ З НАДЗВИЧАЙНИХ
СИТУАЦІЙ

Львівський державний університет безпеки життєдіяльності

В.І. Гудим, А.П. Кушнір

**ОСНОВИ ВИРОБНИЧОЇ І ПРОТИПОЖЕЖНОЇ
АВТОМАТИКИ**

Навчальний посібник

Львів
2016

ББК 31.2, 32.965, 38.96
УДК 681.5, 62-5, 614.842

Гудим Василь Ількович, Кушнір Андрій Петрович.

Основи виробничої і протипожежної автоматики : [навчальний посібник] / В.І. Гудим, А.П. Кушнір. – Львів : ЛДУ БЖД, 2016. – 226 с.

Рецензенти: завідувач кафедри управління інформаційної безпеки Львівського державного університету безпеки життєдіяльності, д.т.н., професор Самотий В.В.; професор кафедри інформаційно-вимірювальних технологій Інституту комп'ютерних технологій, автоматики і метрології Національного університету “Львівська політехніка”, д.т.н., професор Яцишин С.П.

Навчальний посібник призначений для курсантів та студентів за напрямом підготовки «Пожежна безпека» і «Цивільний захист» і написаний у відповідності до робочої програми з предмету «Пожежна і виробнича автоматика» та « Системи автоматичного контролю та спостереження». Посібник складається в шести розділах в яких наведено основні терміни та визначення, принципи побудови та класифікацію систем автоматичного керування, основи лінійної теорії автоматичного керування та закони керування, які необхідні для розуміння побудови систем керування. Описано пристрої збору і перетворення інформації, які використовуються у виробничій та пожежній автоматичній, автоматичні регулятори та їх передавальні і перехідні функції, типові виконавчі приводи та перетворювачі електричної енергії, які використовуються в побудові систем автоматичного керування. Крім того, подано основні відомості про автоматизацію помпових установок для пожежогасіння, а також схеми керування електроприводами помпових станцій водяного та пінного пожежогасіння і схеми електроживлення систем пожежної автоматики.

Посібник може бути корисний для спеціалістів які працюють в галузі пожежної безпеки, зокрема займаються експлуатацією систем протипожежного захисту.

Рекомендовано Вченою радою
Львівського державного університету безпеки життєдіяльності
(Протокол № 7 від “22” квітня 2015 р.)

© Гудим В.І., Кушнір А.П.
© ЛДУ БЖД

ВСТУП

Розвиток виробництва ґрунтується на науково-технічному прогресі і потребує розроблення та впровадження нових підходів, способів та методів організації виробництва. В суспільстві вже давно визначено, що **наука** – це особливий вид людської діяльності, яка спрямована на продукування нових знань про природу, суспільство та мислення. Під поняттям техніка розуміють сукупність засобів праці, що використовуються у виробничих цілях та для задоволення особистих потреб людини. Нові знання матеріалізуються в нових засобах праці і техніки, задоволення одних потреб породжує інші. З'являються нові ідеї та розробки, які дають змогу створювати досконалішу техніку, покращувати технологічний процес виробництва.

Науково-технічний прогрес, у буквальному розумінні, означає безперервний процес розвитку науки і техніки; у ширшому значенні – це постійний процес створення нових і вдосконалення існуючих технологій та засобів виробництва з використанням досягнень науки. Науково-технічний прогрес можна тлумачити також як процес нагромадження та практичної реалізації нових наукових і технічних знань, цілісну циклічну систему “наука-техніка-виробництво”, що охоплює кілька стадій: фундаментальні теоретичні дослідження, прикладні науково-дослідні роботи, дослідно-конструкторські розробки, освоєння технічних нововведень, нарощування виробництва нової техніки і її експлуатація протягом певного періоду, їхня постійна заміна новими ефективнішими зразками.

Сьогодні основою автоматизації виступає комп'ютерна техніка, яка все більш широко використовується не тільки для автоматизації виробництва, але і в самих різних його сферах. Подібне залучення обчислювальної і мікроелектронної техніки в діяльності різних виробничих систем називається комп'ютеризацією виробництва.

Комп'ютеризація - це основа технічного переозброєння виробництва, необхідна умова підвищення його ефективності. На базі комп'ютерів і мікропроцесорів створюються технологічні комплекси, машини і обладнання, вимірювальні, регулюючі і інформаційні системи, ведуться проектно-конструкторські роботи і наукові дослідження, здійснюється інформаційне обслуговування, навчання і багато іншого, що забезпечує підвищення суспільної і індивідуальної продуктивності праці, створення умов для всебічного і гармонійного розвитку особис-

тості. Але усе це не можливо без знань основ побудови систем керування та техніки, законів керування тощо.

Поділ автоматики на **виробничу** та **пожежну** є суто умовний. Усі елементи і пристрої, які використовуються у виробничій автоматичній, використовують і у пожежній автоматичній. Закони, які описують певні процеси, діють у всіх сферах. Це так само, як наприклад, говорити, що є пожежна і виробнича фізика. Під поняттям “пожежа автоматика” розуміють: різного роду елементи і пристрої, які використовуються для забезпечення пожежної безпеки об’єктів та людей.

Сьогодні уже в поняття “пожежа автоматика” входять **системи протипожежного захисту**. Активне впровадження систем протипожежного захисту на об’єктах різних галузей господарства дає змогу зберегти життя сотень людей, запобігти пошкодженню та знищенню вогнем матеріальних цінностей. В сучасному виробництві та побуті усі системи керування є інтегровані між собою і ні одна не виступає як незалежна від інших систем.

Даний навчальний посібник дає лише основи, загальні уявлення про автоматизацію виробництва, системи керування, типи приводів тощо. Він як азбука, яка необхідна для подальшого вивчення процесів технічного оснащення виробництва і ґрунтується на матеріалах провідних науковців, які працювали і працюють в даній області.

РОЗДІЛ 1

ВИРОБНИЧА АВТОМАТИКА ЯК ЕЛЕМЕНТ ТЕХНОЛОГІЧНИХ СИСТЕМ

1.1. Основні поняття та визначення

В певних літературних джерелах існує багато визначень та пояснень, які дають відповідь на питання: Що таке автоматика? Що таке автоматизація? В час стрімкого розвитку новітніх технологій і впровадження їх у побут та виробничий процес, ці визначення можуть змінювати формулювання, але за суттю залишаються незмінними, тому наведемо основні з цих визначень [1].

Автоматизація – це процес технічного забезпечення керування технологічними параметрами, який характеризує звільнення людини не лише від фізичної праці для виконання тих або інших дій, але і від оперативного керування механізмами, що виконують ці дії.

Можна дати і інше визначення автоматизації.

Автоматизація – це процес впровадження технічних засобів, що керують технологічними або іншими процесами поза безпосередньою участю людини.

Таким чином, автоматизація проходить певні етапи, ступені, які характеризуються досягненнями науки і техніки та визначаються вдосконаленням технологічних параметрів.

За ступенем автоматизації розрізняють об'єкти з частковою і повною, або її ще називають комплексною автоматизацією.

Часткова автоматизація – автоматизація частини операції з керування виробничим процесом за умови, що решта операцій виконується працівниками. Наприклад, коли керування технологічними параметрами здійснюється на окремих агрегатах, механізмах, вузлах і т.д. у процесах даного виробництва, а зв'язок між ними забезпечує безпосередньо людина.

Повна або комплексна автоматизація характеризується автоматичним виконанням основних функцій для забезпечення виробничого процесу без безпосереднього втручання людини в режими роботи технологічного устаткування. У обов'язки людини входять лише функції налагодження механізмів (машин) або групи механізмів (машин), включення і контролю. Однак останнім часом усі ці функції, так звані допоміжні операції, виконують, згідно з попередньо розробленими програмами і режимами, за допомогою різних автоматичних пристроїв (контролерів, процесорів), які об'єднують загальною системою керування.

Отже, визначення автоматизації може змінюватися залежно від науково-технічного прогресу.

Автоматизація – це вища форма механізації, але разом з цим – це нова форма виробництва, а не проста заміна ручної праці механічною. Для цього слід уникати використання традиційних конструктивних схем, не просто, наприклад, дублювати рухи руки працівника в механізмах, а шукати нові рішення, використовуючи можливості автоматичних пристроїв.

Автоматизація стосується не лише виробництва, а й усіх сфер людської діяльності. Людина не мислить себе без пристроїв, які самі виконують роботу, наприклад, відкривають ворота, закривають жалюзи, включають освітлення і т.д., хоча й не задумується над цим, як це здійснюється.

Р.С. Автоматизація — складний процес, який охоплює безліч галузей: технічних, наукових, соціальних, економічних і т. ін., ставить їх в якусь єдність, де суперечливі положення поєднуються в доцільності, обумовленій діалектикою процесу. Закони, які діють в суспільстві, повністю відображаються у законах керування і навпаки. Принципи, які закладаються для побудови систем керування, є закладені і у побудові суспільства. Можна окремо виділити і психологічні проблеми, які уже виникають, а в майбутньому усе більше з цим буде стикатися людина, зі сприйняттям самої суті автоматики, автоматизації. Адже не кожна людина може змиритися з тим, що навколо неї будуть автомати, пристрої, які самі будуть виконувати певні дії і замінятимуть її майже в усьому, а така сутність людини як фізична праця перестане існувати, а й розумова. З автоматизацією змінюється сприйняття людиною часу. Наприклад, взяти подорожі людини, які відбувалися в XIX і XX ст., затрати часу на певний вид роботи і т.д. Усе це і ще багато інших проблем висвічується в такому напрямі філософії, як філософія техніки, що почала дуже стрімко розвиватися в 20 ст.

Автоматика – це галузь науки і техніки, яка поєднує теорію автоматичного керування з принципами побудови автоматичних систем і утворюючих їх технічних засобів.

Задачею автоматики як науки є розробка принципів і засобів, необхідних для керування технологічними об'єктами без прямої участі людини. У більш широкому розумінні автоматика є одним із розділів кібернетики – науки про загальні закони керування як у живій, так і в неживій природі.

Кібернетика – наука про загальні закони отримання, зберігання, переробки і передачі інформації як у живій, так і в неживій природі.

Система – це цілеспрямована сукупність взаємозв'язаних елементів будь-якої природи єдиним процесом чи режимом.

Об'єкт керування (ОК) – це частина реальної системи, на яку можна впливати з певною метою. В техніці під об'єктом керування розуміється технічний засіб або технологічний процес, деякі фізичні величини якого підлягають стабілізації або цілеспрямованим змінам завдяки спеціально організованому керуючому впливу.

Стан об'єкта керування – це набір параметрів, які характеризують його в кожний момент часу.

Під **координатами об'єкта керування** розуміють вихідні змінні фізичні величини, параметри технологічного процесу, наприклад, напругу, швидкість, температуру, тиск і т. ін.

Теорія автоматичного керування – це наука, яка вивчає закони керування, принципи керування, принципи побудови системи автоматичного керування, а також методи аналізу і синтезу систем керування.

Системи автоматичного керування (САК) – це такі системи, які забезпечують відтворення необхідних законів зміни основних координат регулювання об'єкта керування, що характеризують його роботу, з метою досягнення поставленої мети.

Залежно від участі людини в процесі керування, саме керування поділяється на *ручне, автоматизоване і автоматичне*.

При *ручному керуванні* закон керування формується безпосередньо людиною. Системи, що реалізують ручне керування, називаються системами ручного керування.

При *автоматичному керуванні* закон керування формується без участі людини. Системи, що реалізують автоматичне керування, відносяться до САК.

Автоматизоване керування поєднує ручне і автоматичне керування. При автоматизованому керуванні окрім технічних засобів у формуванні закону керування беруть участь люди. При цьому роль людини полягає в ухваленні рішення, виборі варіанта керування і т. ін. Системи, що реалізують автоматизоване керування, називаються *автоматизованими системами керування (АСК)*.

Одним з найперспективніших напрямків розвитку автоматизації є розробка і впровадження робототехніки.

Пристрої (технічне устаткування), які виконують певні операції поділяються на напівавтоматичні та автоматичні.

Напівавтоматичний пристрій – це така одиниця устаткування, на якій поза безпосередньою участю людини, тобто автоматично, здійснюється виконання усіх операцій з безпосередньої дії на предмети праці (наприклад, оброблення заготовки). Повторення операцій обробки (складання) потребує втручання людини для встановлення заготовки (деталі), зняття її і пуску устаткування. Основним недоліком напівавтоматичного устаткування є порушення людиною безперервності технологічного процесу, яке проводиться як би усередині самої машини і тому призводить до ряду вельми негативних наслідків.

Всі автоматичні устаткування діляться на дві великі групи.

1. Автоматичні пристрої – це технічні пристрої, які без участі людини протягом тривалого часу виконують одноразові або багаторазові циклічні операції на основі заданої жорсткої програми.

2. Автоматичні системи – це технічні комплекси, які без участі людини протягом тривалого часу підтримують незмінними або змінюють необхідним чином деякі фізичні параметри величин в тому або іншому технічному устаткуванні, або технологічному процесі на основі обробки інформації про стан керованого об'єкта.

Автоматичний керуючий пристрій (АКП) – це пристрій, що здійснює вплив на об'єкт керування, відповідно з закладеним у ньому алгоритмом керування.

Регулятор – це пристрій, який здійснює перетворення сигналу згідно з математичними операціями, необхідними для регулювання відповідних координат об'єкта.

Задавальний пристрій – це пристрій, який призначений для формування такої задавальної дії, щоб об'єкт керування виконав поставлену перед ним задачу.

Задавальна дія – це цілеспрямована дія на об'єкт керування, яка визначається метою керування, відповідно до якої повинна змінюватися керована величина.

Збурювальна дія – це вплив навколишнього середовища на об'єкт керування і, як правило, цей вплив є негативним.

1.2. Особливості функціонування технологічних систем

Розглядаючи проблеми пов'язані з автоматизацією, необхідно розрізнити поняття “автоматизація” і “автоматика”. При розробці автоматичного устаткування необхідно вирішувати багато задач автоматики: збір і обробка інформації, контроль, керування та ін. Автоматика, як наукова дисципліна, пов'язана з вивченням загальних закономі-

рностей, умов функціонування та алгоритмів керування для різних технологічних процесів з метою розробки принципів побудови САК. Сучасні САК технологічними процесами характеризуються великою кількістю і різноманітністю технологічних параметрів, систем регулювання та об'єктів регулювання, але усі вони побудовані за тими самими принципами та законами регулювання.

На першому етапі автоматизації здійснювалася автоматизація виконання робочого циклу, тобто створювалися напівавтоматичні та автоматичні пристрої. Другий етап автоматизації представляє з себе комплексну автоматизацію, коли створюються цілі комплекси автоматично працюючих машин (автоматичні лінії, цехи і заводи). Також передбачається і третій етап автоматизації, коли самі комплекси автоматично працюючих машин будуть об'єднані однією системою керування.

Будь-який сучасний технологічний комплекс слід розглядати як автоматизований технологічний комплекс (АТК). Відповідно до технологічного процесу, робота АТК визначається задавальною програмою. Здійснюється контроль і регулювання електромагнітних, механічних, технологічних змінних, показників якості готової продукції; автоматична оптимізація узагальнених показників якості роботи АТК; контроль стану електротехнічного, механічного і технологічного устаткування.

У найбільш загальному вигляді, завдання АТК полягає в перетворенні вхідної сировини в готову продукцію (рис. 1.1) на основі отримання від технологічного середовища інформації I у вигляді задавальної програми і енергії P .

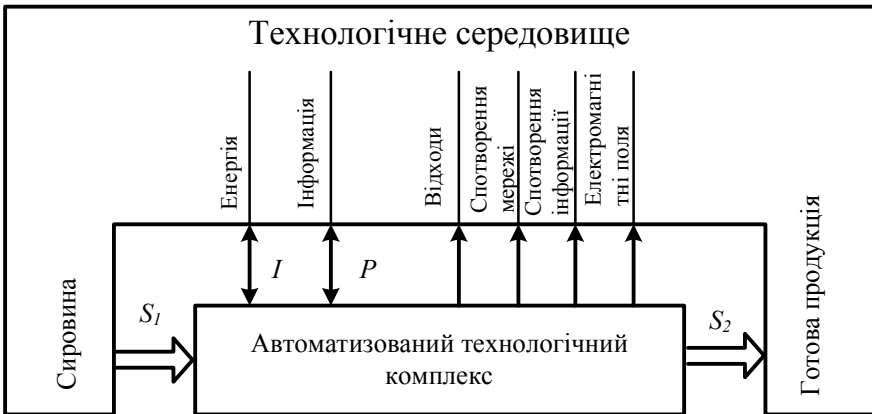


Рисунок 1.1 – Технологічна схема автоматизованого технологічного комплексу

Функціонування АТК може призводити до шкідливих впливів на середовище, таких як спотворення параметрів мережі енергопостачання, спотворення інформації, електромагнітні поля і ін. Усі ці впливи повинні бути зведені до допустимого за стандартом мінімуму, а відходи технологічного процесу перероблені в корисну продукцію. Готова продукція повинна відповідати вимогам стандарту до якості, виготовлятися за мінімально коротким часом, при мінімальному споживанні енергії. Енергія машин, що вивільняється, повинна повертатися в технологічне середовище, туди ж повинна поступати інформація про роботу АТК і дані про якість готової продукції.

Технологічний процес, у більшості випадків, розділяють на ряд окремих операцій, що виконуються автономно, а зв'язок між ними зумовлений лише тим, що вони є окремими елементами одного процесу. Тобто, будь-яка велика система (технологічний процес) може бути побудована з підсистем, здатних самостійно функціонувати. Така диференціація сприяє різкому збільшенню продуктивності.

Кожна підсистема має свій ступінь автономності. Ступінь автономності можна визначити, як відношення кількості рішень, що приймаються всередині підсистеми, до кількості рішень, які вона одержує з зовні. Надійність і працездатність будь-якої системи зростає з підвищенням автономності кожної з її підсистем. Із застосуванням автономності зменшується кількість зв'язків між окремими підсистемами, а значить підвищується можливість функціонування кожної із них при порушенні роботи в інших підсистемах.

Різні підсистеми однієї системи можуть знаходитися на різних ієрархічних рівнях і бути підпорядковані між собою. Підпорядкованість, або нерівноправність, підсистем характеризується такими ознаками. Підсистеми вищого рівня мають пріоритет на право втручання в роботу підсистеми нижчого рівня. Підсистема нижчого рівня повинна виконувати розпорядження підсистеми вищого рівня навіть тоді, коли воно протирічить тій дії, яку підпорядкована система виконує в даний момент. Діяльність підсистеми вищого рівня залежить від фактичного виконання системою нижчого рівня своїх функцій.

Між системами також існують координаційні впливи. Координаційні впливи носять узагальнюючий характер формуючи задачу, яку повинна виконувати кожна локальна підсистема їй підпорядкована. Щоб досягнути глобальної мети (поставленої задачі) треба забезпечити їй подвійний спосіб керування.

Перший спосіб керування – це координація окремих цілей, які ставляться перед локальними підсистемами. Ця координація проводиться на стадії проектування. Ці локальні цілі повинні бути визначені таким чином, щоб була досягнута глобальна мета, якщо кожна із локальних підсистем виконує поставлене перед нею завдання.

Другий спосіб керування – це оперативна координація. Вона виконується в процесі роботи системи і враховує виконання кожною із локальних підсистем поставленого їй завдання, оскільки в процесі роботи можливі ситуації, які не були передбачені під час проектування, а отже не були закладені в алгоритм керування.

Координація локальних підсистем реалізується шляхом передання їм відповідних координуючих впливів через підсистеми вищого рівня.

Р.С. Такий поділ стосується не лише технологічного процесу, а й будь-якої сфери, в тому числі людської діяльності. Наприклад, найнаочніше це можна побачити у військовій структурі, де підрозділи поділяються на полки, батальйони, роти, взводи, відділення. Усі вони підпорядковані одне одному. Командир полку має найбільший пріоритет. Командир відділення – найменший. Виконання поставленої задачі полком залежить від виконання поставленої задачі усіма відділеннями. Командир відділення повинен виконувати розпорядження командира полку навіть тоді, коли це суперечить його теперішнім діям. Координація цілей робиться на початку виконання завдання, а оперативна координація – в процесі виконання поставленого завдання, оскільки реальна ситуація може змінюватися.

На рис. 1.2 показано приклад сучасного автоматизованого технологічного комплексу. Механізми (виконавські органи робочої машини) оснащуються індивідуальними електроприводами з електродвигунами Д, керованими перетворювачами (КП), програмованими мікроконтролерами приводів (МКП). Спільну роботу приводів і механізмів, що входять до складу технологічного устаткування, координує технологічний програмований мікроконтролер (МКТ). Координацію спільної роботи установок технологічного комплексу виконує один з МКТ або спеціалізований персональний комп'ютер (ПК), що входить до складу станції оператора (СО). Через магістральний перетворювач (МП) здійснюється зв'язок АТК з розподіленою системою управління технологічним процесом. Мікроконтролери взаємодіють через комунікаційний зв'язок, структура якого, відповідно до існуючих стандартів по індустріальних мережах засобів обчислювальної техніки, може

бути різною. Контроль агрегатів і управління ними можуть здійснюватися з периферійних пультів операторів (ПО).

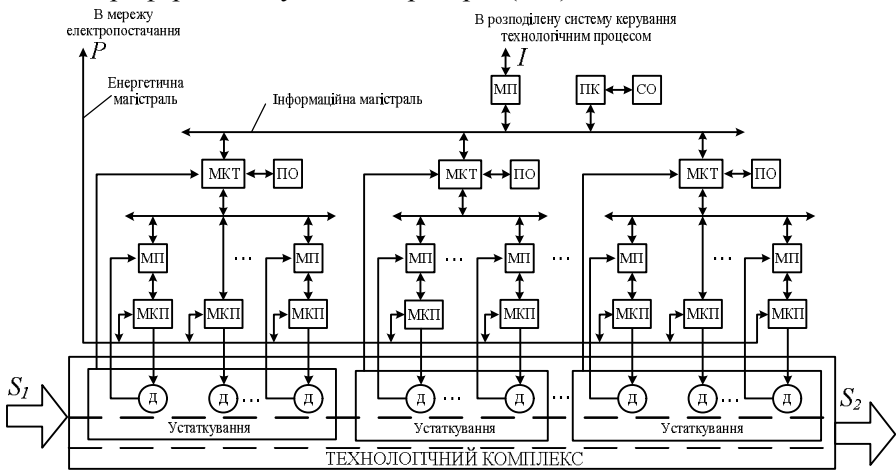


Рисунок 1.2 – Функціональна схема сучасного автоматизованого технологічного комплексу

МКП вирішуються наступні завдання:

- керування силовою частиною КП;
- регулювання моменту електродвигуна, швидкості і положення механізму;
- програмно-логічне управління пуском, зупинкою і робочим режимом привода;
- автоматичне налаштування регуляторів в режимі наладки;
- контроль стану і діагностики несправностей в компонентах електропривода;
- захист і сигналізація електропривода.

Відповідно, МКТ вирішує завдання:

- вироблення завдань на МКП відповідно до координованої роботи приводів устаткування;
- програмно-логічне управління пуском, зупинкою і робочим режимом установки;
- регулювання технологічних змінних;
- контроль стану і діагностика несправностей в компонентах агрегату.

Комп'ютерні системи керування електроприводами, механізмами, технологічними агрегатами і комплексами виконуються за єдиною ідеологією з гнучким варіюванням апаратних і програмних засобів.

Мікроконтролери можуть мати різні конструкції, але завжди передбачається можливість варіювання їх конфігурації завдяки пристроям розширення і периферійним модулям. Основою мікроконтролера є центральний блок, що містить центральний процесор і блок живлення. Залежно від завдань автоматизації до системної шини контролера можуть підключатися різні периферійні модулі, наприклад, цифрових і аналогових входів/виходів, попередньої обробки сигналів, комунікаційних процесорів тощо. Передбачається можливість використання різних типів центральних процесорів, блоків живлення, периферійних модулів. Для об'єктів, які потребують підвищеної надійності роботи, використовуються контролери, що складаються з двох-трьох центральних блоків з процесорами резервної дії. Програма користувача складається для таких контролерів, як і в звичайному варіанті.

Модулі інтелектуальної периферії вирішують спеціальні завдання користувача з вимірювання, оцінки, регулювання, стабілізації, позиціонування і т. ін. Вони інтелектуальні, оскільки мають власні процесори і вирішують самостійно в реальному часі спеціалізовані завдання управління. Їх периферійність визначається тим, що з керованим процесом вони безпосередньо зв'язані через власні входи/виходи. Завдяки цьому центральний процесор не перевантажується і за необхідний час виконує власні завдання.

Системи візуалізації і обслуговування включають засоби від простих дисплеїв до інформаційних систем. Набувають поширення такі системи:

- панелі оператора, призначені для відображення керованого процесу, введення і виведення даних і для наладки; містять дисплеї і клавіатури, конструктивно розміщені в одному корпусі;
- програмовані термінали, що є електролюмінесцентними графічними терміналами з активним екраном, на якому можна гнучко змінювати клавіатуру;
- локальні системи візуалізації і обслуговування з різними функціональними можливостями (від короткочасної або довготривалої архівації вимірюваних величин до повнографічних систем з об'єктно-орієнтованими оболонками проектування і обслуговування), які інтегровані в інші системи. Вони є автоматизованим робочим місцем на базі ПК;

- центральні системи візуалізації і обслуговування з високими функціональними можливостями, розширені від автоматизованого робочого місця до скоординованих багатокористувачьких і багатотермінальних систем.

Програматори і ПК використовуються в системах візуалізації і обслуговування, а також для підготовки, відлагодження та запису програм у контролери. Відповідно до завдань програмно-логічного та безперервного управління, діагностики, контролю стану функціональних вузлів устаткування, відображення інформації про керований процес є стандартне програмне забезпечення у вигляді функціональних блоків, які забезпечують вирішення конкретних завдань і органічно вбудовані в програми користувача.

Окрім цього, є програми-драйвери, які вирішують завдання з'єднання контролерів із стандартною периферією, з іншими контролерами та комп'ютерними засобами автоматизації в комунікаційній мережі.

У функціональні блоки входять програмні пакети, які виконують типові функції, наприклад:

- арифметичні, тригонометричні, логарифмічні, показникові, обробки логічних операцій, перетворення масивів даних та ін.;
- регулювання електромагнітних, механічних і технологічних змінних; реалізації стабілізуючого, спостережного, каскадного, модального і адаптивного керування; корекції і компенсації нелінійностей, згладження; реалізації безперервних, крокових та імпульсних регуляторів;
- спостереження, відображення і обслуговування для локальних і центральних систем; видачі важливих співвідношень і повідомлення про помилки; групування повідомлень і відображення узагальнених повідомлень; включення переривчастої та неперервної світлової і звукової сигналізації;
- попередньої обробки сигналів у вигляді підготовки даних, обробки повідомлень і переривань, дозування, вимірювання швидкості, шляху, температури та ін.;
- службові – для обміну даними між центральним процесором контролера та модулями комутаційного процесора; попередньої обробки сигналів і пам'яті;
- імітації об'єкта керування і обробки алгоритмів керування.

Для написання програмного забезпечення контролерів є економічні технології з використанням ПК (стандартних, сумісних з РС/АТ) або програматорів.

1.3. Принципи побудови та класифікація систем автоматичного керування

Існує достатня кількість різноманітних систем керування, які виконують ті або інші функції керування найрізноманітнішими процесами в багатьох сферах людської діяльності. Проте, принципи побудови систем керування, принципи керування як і закони керування є загальними. На цей час розрізняють чотири принципи керування [1, 2]:

1. Принцип розімкненого циклу (розімкнуті системи автоматичного керування);
2. Принцип замкнутого циклу або принцип зворотного зв'язку (замкнуті системи автоматичного керування);
3. Комбінований принцип (комбіновані системи автоматичного керування);
4. Принцип адаптації (адаптивні системи автоматичного керування).

У системі, яка побудована за *розімкнутим принципом*, відсутній зворотний зв'язок за координатами об'єкта або його параметрами, в результаті чого, при виникненні відхилення вихідної координати $y(t)$ від заданого значення, яке спричинене тим чи іншим збурювальним впливом, сигнал управління $X_y(t)$ на вході системи залишається незмінним. Функціональна схема розімкненої системи показана на рис. 1.3, де прийнято такі позначення: ЗП – задавальний пристрій, який формує сигнал управління; $X_y(t)$ – сигнал управління; $u(t)$ – сигнал керування, який формує АКП на ОК для забезпечення необхідного закону зміни вихідної координати $y(t)$; $f(t)$ – збурювальна дія на ОК.

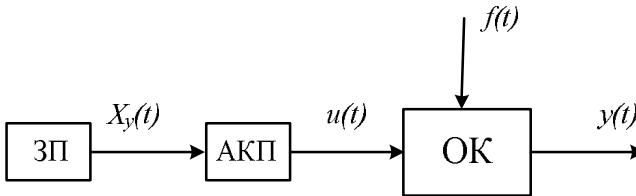


Рисунок 1.3 – Функціональна схема системи, яка побудована за розімкнутим принципом

Збурення класифікують за характером зміни в часі:

- повільно змінні;
- імпульсні;
- випадкові, які діляться на:
 - низькочастотні;
 - високочастотні.

Прикладом побудови розімкнутої системи може бути двигун Д, який живиться від перетворювача П і приводить в рух механізм, який включає в себе виконавчий механізм ВМ і кінематичну ланку КЛ (див. рис. 1.4).

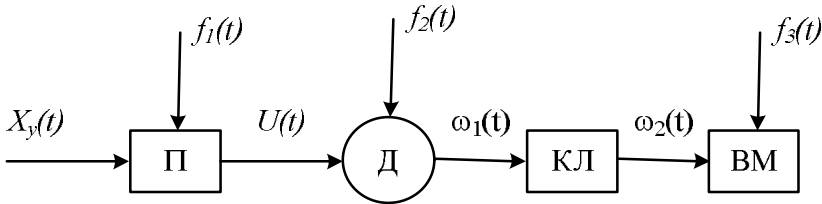


Рисунок 1.4 – Функціональна схема розімкнутої системи керування (двигун – виконавчий механізм)

Координатами об'єкта в цій системі є напруга живлення двигуна $U(t)$, швидкість обертання двигуна $\omega_1(t)$ і швидкість обертання виконавчого механізму $\omega_2(t)$, яка є вихідною координатою системи. Крім того, координатою також може бути і струм двигуна.

Перетворювач є джерелом живлення з регульованими вихідними напругою та струмом. Перетворювач, двигун, кінематична ланка та виконавчий механізм складають силову частину електромеханічної системи, основним призначенням якої є перетворення параметрів електричної енергії в механічну. На перетворювач, двигун і виконавчий механізм діють збурення $f_1(t)$, $f_2(t)$, $f_3(t)$, наприклад, у вигляді зміни напруги живлення мережі, зміни моменту навантаження і т.п. Ці збурення призводять до відхилення вихідної координати $\omega_2(t)$ (швидкості обертання виконавчого механізму) від заданого значення. Причому, значення цього відхилення у статичному режимі та характер його зміни в динаміці при такому збуренні визначаються параметрами перетворювача, двигуна та виконавчого механізму.

У системі, яка побудована за *замкнутим принципом*, сигнал управління $X_y(t)$, який діє на АКП змінюється при відхиленні істинних (реальних) значень вихідних змінних від заданих, що досягається шляхом введення зворотних зв'язків з виходу системи на її вхід. Порівняння реальних значень керуючих змінних із заданим відбувається на вході АКП. Функціональна схема замкнутої системи показана на рис. 1.5, де: Д – давач, який призначений для перетворення змінної величини в електричний сигнал з необхідними параметрами; $X_{3,36}(t)$ – сигнал зворотного зв'язку; \otimes – суматор.

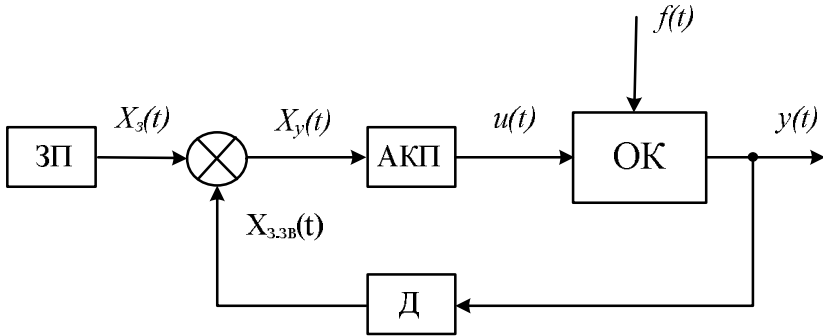


Рисунок 1.5 – Функціональна схема системи, яка побудована за замкнутим принципом

Системи побудовані за таким принципом є більш досконалішими і вони будуть розглядатися далі.

Комбінований принцип поєднує принципи розімкнутого і замкнутого принципу автоматичного керування в одній системі.

Принцип адаптації полягає в тому, що системи, які реалізують цей принцип, в процесі роботи пристосовуються, тобто адаптуються, до зміни зовнішніх умов [3]. Таке управління називається адаптивним, а системи, що працюють за таким принципом, називаються адаптивними та є найдосконалішими. Адаптивні системи мають в своєму складі, як правило, додаткові блоки і контури для аналізу показників якості процесу керування або зовнішніх умов, до яких необхідна адаптація.

Адаптивні системи розділяються на екстремальні, самоналаштовуючі та такі, що самоорганізуються.

1.4. Типи замкнутих систем автоматичного керування

Замкнуті САК класифікуються за *принципом побудови* [1, 2]:

- за відхиленням;
- за збуренням;
- комбіновані.

Принцип регулювання за відхиленням – це такий принцип, коли в системі існує від’ємний зворотний зв’язок за регульованою координатою. У цьому випадку за допомогою зворотних зв’язків є можливість усунути вплив на систему всіх збурень. Функціональна схема такої системи показана на рис. 1.5. Дія збурення на об’єкт керування призводить до зміни величини регульованої координати, яка поступає з давача і заводиться на АКП. АКП в свою чергу, згідно з розробленим

алгоритмом, намагається забезпечити необхідні показники регульованої координати.

Принцип регулювання за збуренням – це є такий принцип регулювання, коли шкідлива дія збурювальної величини на регульовану координату усувається шляхом введення на вхід системи компенсуючої дії за цією збурювальною величиною. Функціональна схема такої системи показана на рис. 1.6.

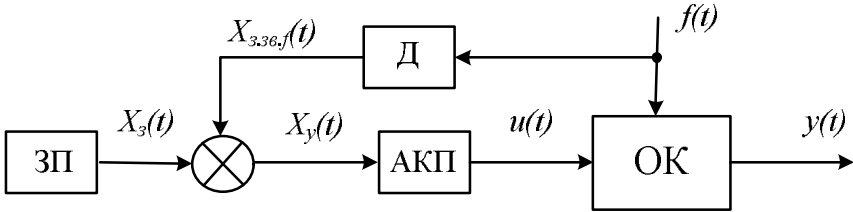


Рисунок 1.6 – Функціональна схема САК, побудованої за принципом регулювання за збуренням

Оскільки збурювальних факторів в системі може бути дуже багато, то в цьому випадку треба вводити багато компенсуючих зворотних зв'язків, що значно ускладнює систему керування. Тому у таких системах необхідно і доцільно вводити зворотні зв'язки лише за збурювальними факторами, котрі мають найбільший вплив на систему. Такими збурювальними факторами, наприклад, можуть виступати: зміна напруги мережі, зміна навантаження, зміна температури і т.д.

Комбінований принцип побудови поєднує принципи регулювання за відхиленням та збуренням. На рис. 1.7 показано функціональну схему такої САК.

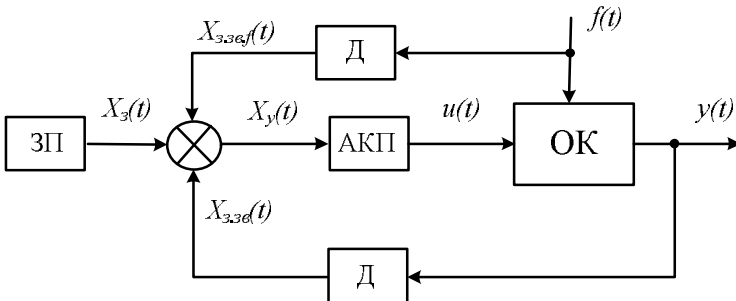


Рисунок 1.7 – Функціональна схема САК, побудованої за комбінованим принципом регулювання

Автоматичні системи керування можуть мати різні види *сигналів завдання (задавальний сигнал)*. Залежно від цих сигналів системи керування класифікуються на:

- системи автоматичної стабілізації;
- системи програмного керування;
- слідкуючі системи.

Системи автоматичної стабілізації – це такі системи, в яких сигнал завдання $X_3(t)$ постійний і наперед заданий. Ці системи здійснюють стабілізацію вихідної координати регулювання.

Системи програмного керування – це такі системи, в яких сигнал завдання $X_3(t)$ змінюється за певною, наперед заданою програмою, в результаті чого вихідна координата САК також змінюється за заданою програмою.

Слідкуючі системи – це такі системи, в яких сигнал завдання $X_3(t)$ змінюється в часі за довільним законом. Слідкуючі системи представляють собою САК положенням виконавчого механізму. Прикладом слідкуючих систем може бути радіолокатор, телескоп і т.д., тобто системи, які здійснюють стеження за об'єктом, траєкторія руху якого наперед невідома.

САК класифікуються за *характером сигналу управління*:

- статична САК;
- астатична САК.

Статичною САК відносно задавальної або збурювальної величини називається така система, у якій сигнал управління в усталеному режимі залежить від сигналу завдання чи збурення.

Астатичною САК відносно до задавальної або збурювальної величини називається така система, у якій сигнал управління в усталеному режимі не залежить від сигналу завдання чи збурення.

Існує ще одне визначення щодо статичності і астатичності САК відносно до збурювальної величини. Воно дає змогу краще зрозуміти це поняття.

Статична САК відносно до збурення – це така система, в якій при дії збурення координата регулювання відхиляється від заданого значення (див. рис. 1.8).

Астатична САК відносно до збурення – це така система, в якій при дії збурення значення координати регулювання залишається незмінним (див. рис. 1.8).

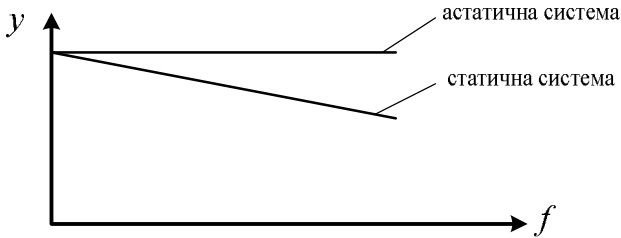


Рисунок 1.8 – Характеристики статичної та астатичної САК

За характером зв'язків, що діють між елементами, САК класифікуються на:

- аналогові;
- дискретні.

Аналогові системи – це такі САК, які оперують аналоговим (неперервним) сигналом $X(t)$ (рис. 1.9). В таких системах сприйняття, обробка та передача інформації між елементами системи існує неперервно в часі.

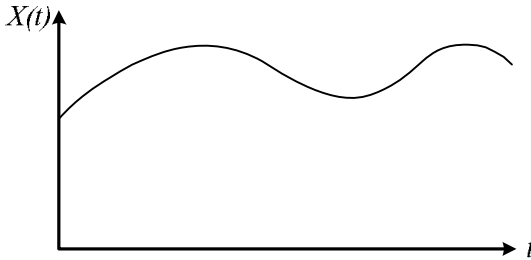


Рисунок 1.9 – Аналоговий сигнал

Дискретні системи – це такі системи, в яких сприйняття, обробка та передача інформації здійснюється в певні дискретні моменти часу. Протягом іншого проміжку часу система залишається некерованою.

У свою чергу дискретні САК поділяються на:

- імпульсні;
- цифрові;
- релейні.

Імпульсні САК поділяться на:

- амплітудно-імпульсні;
- широтно-імпульсні;
- частотно-імпульсні.

У системі з амплітудно-імпульсною модуляцією здійснюється квантування аналогового сигналу $X(t)$ в часі через певний постійний період часу T . В результаті, на виході пристрою з амплітудно-імпульсною модуляцією діє імпульсний сигнал $X^*(t)$, амплітуда якого дорівнює амплітуді аналогового сигналу в момент спрацювання квантувача в часі (див. рис. 1.10, 1.11).

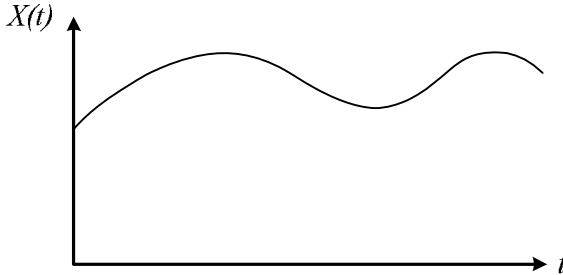


Рисунок 1.10 – Сигнал на вході пристрою з амплітудно-імпульсною модуляцією

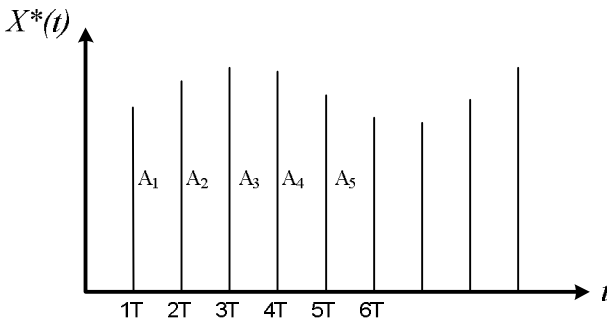


Рисунок 1.11 – Сигнал на виході пристрою з амплітудно-імпульсною модуляцією

У системі з широтно-імпульсною модуляцією перетворення аналогового сигналу $X(t)$ в імпульсний $X^*(t)$ здійснюється таким чином, що ширина імпульсу вихідного сигналу пропорційна до амплітуди аналогового сигналу в певний момент квантування, тобто:

$$\lambda_i = f(A_i); \quad \lambda_i = \frac{\tau_i}{T};$$

де τ_i – ширина імпульсу.

Квантування в часі у таких системах здійснюється з однаковим періодом T .

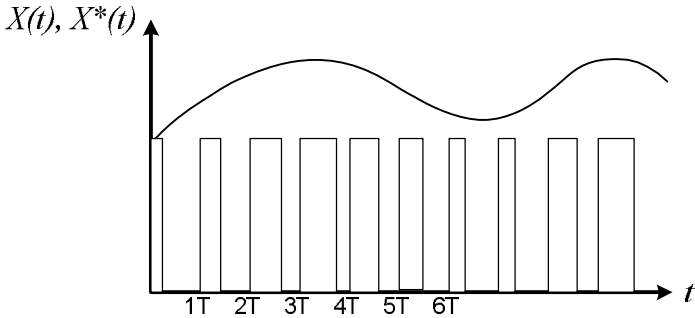


Рисунок 1.12 – Сигнал на вході та виході пристрою з широтно-імпульсною модуляцією

У системі з частотно-імпульсною модуляцією перетворення аналогового сигналу в імпульсний здійснюється таким чином, що частота імпульсів на виході пристрою пропорційна до амплітуди аналогового сигналу протягом періоду T .

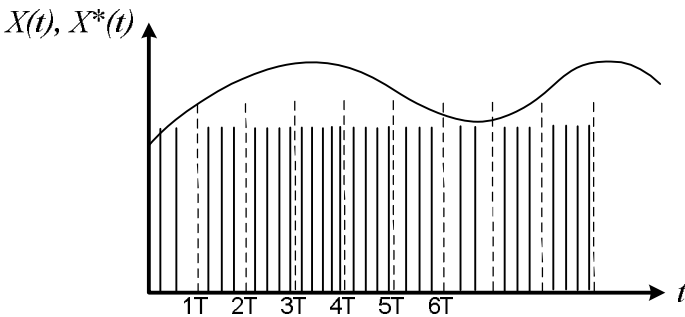


Рисунок 1.13 – Сигнал на вході та виході пристрою з частотно-імпульсною модуляцією

Цифрові САК можна розглядати як різновид імпульсних систем з амплітудно-імпульсною модуляцією. Відмінність полягає лише в тому, що амплітуда імпульсів сигналу подається у двійковому коді. Наприклад: $A_1 = 0101$; $A_2 = 0110$; $A_3 = 0111$.

Релейні схеми поділяються на:

- релейно-контакторні;
- схеми зі змінною структурою з перемикаючими зв'язками.

У сучасних системах керування замість релейно-контакторних схем використовують безконтактні схеми на базі інтегральних мікросхем.

Будь-яка САК складається з багатьох елементів. Якщо елемент описується лінійним диференціальним рівнянням чи лінійною залежністю, то такий елемент називається *лінійним*. Якщо ж робота елемента описується нелінійним диференціальним рівнянням чи нелінійною залежністю, то елемент називається *нелінійним*. Відповідно до того, якщо до складу САК входять лише лінійні елементи, то така система називається *лінійною*. Якщо САК містить хоча б один нелінійний елемент, то така система називається *нелінійною*. Слід мати на увазі, що дане твердження загальне. Майже усі системи є нелінійними, оскільки будь-яка система містить щонайменше один нелінійний елемент. Питання полягає лише в тому, наскільки він впливає на роботу системи в цілому.

За видом енергії, яка використовується для виконавчих органів, САК класифікуються на:

- електричні системи – володіють зручністю і легкістю обробки та передачі інформації;
- пневматичні системи – використовують енергію стиснутого газу і забезпечують високу швидкість;
- гідравлічні системи – використовують енергію рідини і забезпечують високу потужність;
- механічні;
- комбіновані, які в свою чергу поділяються на:
 - електропневматичні системи;
 - електрогідравлічні системи;
 - електромеханічні системи.

За числом керованих величин, САК класифікуються на:

- одновимірні системи – мають одну регульовану координату;
- багатовимірні або багатозв'язані системи – мають багато входів і виходів (регульованих координат).

Прикладом одновимірної системи може бути система, яка показана на рис. 1.3. Єдиною координатою керування є $y(t)$, яка змінюється за встановленим законом. Багатовимірна система показана на рис. 1.14. Вона має n входів ($X_1(t), X_2(t), \dots, X_n(t)$) і m виходів ($y_1(t), y_2(t) \dots y_m(t)$).

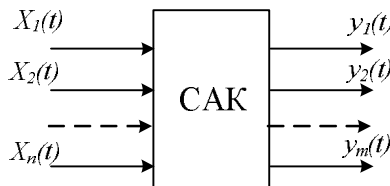


Рисунок 1.14 – Багатовимірна система

За кількістю контурів регулювання САК класифікуються на:

- одноконтурні;
- багатоконтурні.

Прикладом одноконтурної системи може бути САК призначена для регулювання швидкості обертання двигуна $\omega_1(t)$, функціональна схема якої показана на рис. 1.15.

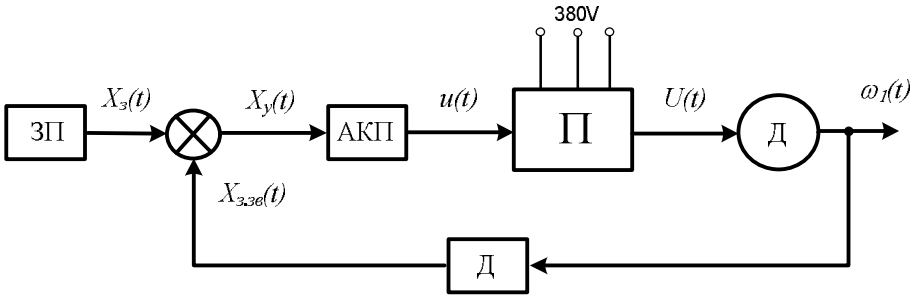


Рисунок 1.15 – Функціональна схема одноконтурної системи

Прикладом двоконтурної системи може бути САК, призначена для регулювання швидкості виконавчого механізму $\omega_2(t)$ (рис. 1.16). Через пружні властивості кінематичної ланки швидкість обертання двигуна $\omega_1(t)$ і виконавчого механізму $\omega_2(t)$ може бути різною. Тому необхідно здійснювати регулювання і за координатою $\omega_1(t)$ (I – контур регулювання), і за координатою $\omega_2(t)$ (II – контур регулювання).

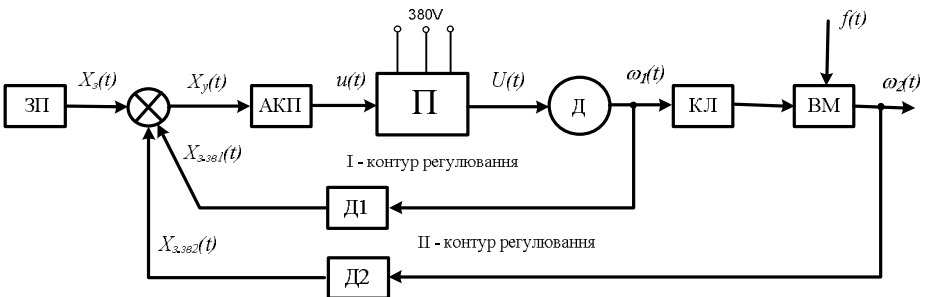


Рисунок 1.16 – Функціональна схема двоконтурної системи

В табл. 1.1 зведено загальну класифікацію замкнутих систем автоматичного керування.

Таблиця 1.1

Класифікація замкнених систем автоматичного керування

За принципом побудови	<ul style="list-style-type: none"> • за відхиленням; • за збуренням; • комбіновані. 		
За видом сигналів керування	<ul style="list-style-type: none"> • системи автоматичної стабілізації; • системи програмного керування; • слідкуючі системи. 		
За характером сигналу управління	<ul style="list-style-type: none"> • статичні відносно до задавальної величини; • статичні відносно до збурювальної величини; • астатичні відносно до задавальної величини; • астатичні відносно до збурювальної величини. 		
За характером зв'язків, що діють між елементами системи	• аналогові;		
	• дискретні	– імпульсні	<ul style="list-style-type: none"> • амплітудно-імпульсні; • широтно-імпульсні; • частотно-імпульсні.
		– цифрові	
	– релейні	<ul style="list-style-type: none"> • релейно-контакторні; • схеми зі змінною структурою з перемикаючими зв'язками. 	
За характером рівнянь які описують роботу	<ul style="list-style-type: none"> • лінійні; • нелінійні. 		
За видом енергії, яка використовується	<ul style="list-style-type: none"> • електричні; • пневматичні; • гідравлічні; • механічні; 		
	• комбіновані	<ul style="list-style-type: none"> • електропневматичні системи; • електрогідравлічні системи; • електромеханічні системи. 	
За числом керуваних величин	<ul style="list-style-type: none"> • одновимірні системи; • багатовимірні. 		
За кількістю контурів регулювання	<ul style="list-style-type: none"> • одноконтурні; • багатоконтурні. 		

Контрольні запитання

1. Дайте визначення:
Що таке автоматика? Що таке автоматизація? Види автоматизації.
2. Дайте визначення:
Що таке теорія автоматичного керування? Що таке система автоматичного керування?
3. Основні принципи побудови технологічних систем.
4. Нарисуйте функціональну схему сучасного автоматизованого технологічного комплексу.
5. Які завдання вирішує контролер приводу?
6. Які завдання вирішує технологічний контролер?
7. Які ви знаєте принципи керування системами? Дати пояснення.
8. Поняття розімкнутої та замкнутої системи автоматичного керування. Їх переваги та недоліки.
9. Як класифікуються замкнуті системи автоматичного керування? Дати пояснення.
10. Як класифікуються системи автоматичного керування за характером сигналом завдання?
11. Як класифікуються системи автоматичного керування за характером сигналу управління?
12. Як класифікуються системи автоматичного керування за характером зв'язків, що діють між елементами системи?
13. Які бувають дискретні системи автоматичного керування? Дати пояснення.
14. Як класифікуються системи автоматичного керування за видом енергії?
15. Як класифікуються системи автоматичного керування за числом керованих величин?
16. Як класифікуються системи автоматичного керування за кількістю контурів регулювання?

РОЗДІЛ 2

ОСНОВИ ТЕОРІЇ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕМЕНТІВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

2.1. Елементи систем автоматичного керування

Елемент – це пристрій, який входить до складу системи автоматичного керування чи електротехнічної системи як функціонально-конструктивна одиниця, яка виконує визначені функції керування та має відносно прості залежності між його вхідними і вихідними величинами. Елемент є конструктивно завершеним технічним пристроєм. Він може бути простим за своїми зовнішніми ознаками, але за принципом побудови чи способом дії може мати досить складну фізичну структуру.

У загальному випадку, елемент системи можна зобразити простою структурною схемою, показаною на рис. 2.1, і описати диференціальним рівнянням вигляду:

$$F(\ddot{y}, \dot{y}, y) = G(\dot{x}, x, f).$$

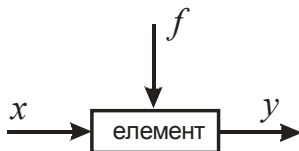


Рисунок 2.1 – Структурна схема елемента

За енергетичною ознакою елементи можна розділити на:

- силові елементи;
- елементи керування.

Силові елементи – це елементи, через які проходить основний потік енергії, який перетворюється ними і передається до виконавчого органу об'єкта керування. До них відносяться:

- керовані перетворювачі;
- електричні, гідравлічні, пневматичні двигуни;
- механічні перетворювачі;
- робочі органи виробничих механізмів.

Керовані перетворювачі подають електричну енергію до двигунів і за функціональною ознакою їх можна поділити на:

- перетворювачі напруги (джерела напруги);
- перетворювачі струму (джерела струму);
- перетворювачі частоти.

Своєю чергою, за способом перетворення енергії, перетворювачі можна розділити на:

- електромеханічні (генератори постійного і змінного струму);
- електромагнітні (магнітні підсилювачі);
- електронні (напівпровідникові перетворювачі).

Механічні перетворювачі - це елементи кінематичних ланок, наприклад, редуктори.

Елементи керування формують і передають сигнали керування силовим елементам. Інакше кажучи, вони здійснюють керування енергетичним потоком і формують необхідні характеристики об'єкта керування. Залежно від місця елемента у структурі системи і виконуваних функцій їх можна розділити на дві групи:

- *перша група* – це елементи, які формують завдання на здійснення руху і визначають статичні і динамічні властивості об'єкта керування. Ці елементи є основою системи керування об'єкта і його невід'ємною частиною;
- *друга група* – це елементи, які формують робочі властивості силового елемента і входять до його складу як невід'ємна частина (вони окремо не розглядаються, а математичний опис силового елемента дається разом з цими елементами).

Елементи першої групи за функціональною ознакою можна поділити на такі підгрупи:

- елементи, які формують сигнал завдання. Вони виробляють сигнали необхідні для забезпечення певної програми роботи;
- регулятори, які виконують перетворення сигналу відповідно до математичних операцій і необхідні для регулювання відповідної координати об'єкта, згідно з заданим законом;
- давачі, які перетворюють значення регульованих координат в електричні сигнали. Вони використовуються для формування зворотних зв'язків в системі керування за регульованими координатами;
- узгоджувальні елементи, які узгоджують вхідні і вихідні координати елементів керування;
- системи імпульсно-фазового керування (СІФК), які здійснюють керування тиристорними перетворювачами виробляючи сигнал на їх відкривання;
- пристрої нелінійного корегування та адаптації САК, які здійснюють лінеаризацію характеристик системи.

2.2. Передавальні функції елементів

Для аналізу і синтезу САК необхідно мати рівняння чи систему рівнянь, які б описували цю САК (математичну модель) та зв'язували поведінку її координат регулювання $y(t)$ зі змінною параметрів в процесі роботи, тобто в часі. Поведінка координат регулювання $y(t)$ системи в часі називається динамікою системи. Оскільки система складається із взаємозв'язаних функціональних елементів, то для отримання її математичної моделі необхідно мати математичні моделі окремих елементів. Математичний опис елемента встановлює зв'язок між його поточними значеннями вихідних $y(t)$ і вхідних $x(t)$ величин, які є функціями часу.

Динаміка процесів у елементі, тобто поведінка його координат в часі, описується диференціальними рівняннями і переважно характеризується перехідним процесом. Більшість реальних елементів мають нелінійні характеристики і тому процеси, які відбуваються в них, описуються нелінійними диференціальними рівняннями. Однак, характеристики багатьох нелінійних елементів можна лінеаризувати, тобто замінити нелінійні рівняння елементів наближеними лінійними. Це дає змогу використовувати для аналізу і синтезу систем керування методи теорії лінійних систем, які простіші та добре розроблені. У цьому випадку виникає певна похибка, яка на підставі оцінки може бути допущена.

В основі лінеаризації нелінійних рівнянь лежить припущення, що у досліджуваному динамічному процесі координати системи змінюються таким чином, що їх відхилення від усталених значень залишаються весь час достатньо малими величинами. Ця умова виконується для замкнених систем, оскільки останні працюють за принципом усунення похибки.

Динамічні процеси для неперервних систем регулювання зазвичай задаються у вигляді лінійних диференціальних, інтегральних чи алгебраїчних рівнянь. Для імпульсних пристроїв динамічні процеси записуються у вигляді лінійних рівнянь у кінцевих різницях.

Необхідно також відзначити, що лінійні диференціальні рівняння можуть бути записані у повних похідних, якщо процеси описуються в елементах із зосередженими параметрами, або в часткових похідних, коли процеси описуються в елементах з розподіленими параметрами.

У випадках, коли рівняння, які описують процеси об'єкта або елемента якоїсь системи не можуть бути лінеаризовані, поведінка системи регулювання описується нелінійними рівняннями. Наявність системи нелінійних рівнянь істотно впливає як на поведінку всієї системи регулювання в цілому, так і на форму її представлення для розрахунків.

У цьому курсі ми будемо розглядати лише лінійні системи керування.

З метою спрощення методів розрахунків і проектування САК рівняння динамічних процесів об'єктів або їх елементів записують не через оригінали функцій, а у вигляді зображень функцій, які отримуються за допомогою прямого перетворення Лапласа. В результаті цього здійснюється перехід від диференціальних рівнянь до алгебраїчних.

Якщо оригінал $x(t)$ є функцією часу t , то зображення цієї функції $X(p)$ (у деяких літературних джерелах оператор позначають не літерою p , а s) є функція комплексної змінної p і задається за допомогою інтеграла вигляду [1, 4, 5]:

$$X(p) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt. \quad (2.1)$$

У теорії автоматичного керування для дослідження поведінки об'єкта керування та його елементів користуються не рівняннями, записаними через зображення функції, а їх передавальними функціями.

На рис. 1 показано структурну схему будь-якого об'єкта керування або елемента, який має передавальну функцію $W(p)$.

Передавальною функцією $W(p)$ називається відношення операторного зображення приросту вихідної величини до операторного зображення приросту вхідної величини при нульових початкових умовах.

$$W(p) = \frac{\Delta y(p)}{\Delta x(p)}. \quad (2.2)$$

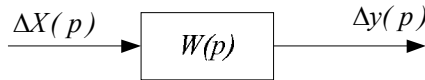


Рисунок 2.2 – Структурна схема об'єкта керування або елемента

Нехай математична модель елемента описується лінійним диференціальним рівнянням:

$$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t); \quad (2.3)$$

де T – стала часу елемента; K – коефіцієнт підсилення; $y(t)$ – вихідна координата; $x(t)$ – вхідна координата.

З метою спрощення форми запису знак приросту Δ будемо опускати. Здійснимо перехід від лінійного диференціального рівняння, яке є математичною моделлю елемента, до передавальної функції.

Вираз (2.3) можна записати в такому вигляді:

$$\int_0^{\infty} T \frac{dy(t)}{dt} e^{-pt} dt + \int_0^{\infty} y(t) e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} Kx(t) e^{-pt} dt. \quad (2.4)$$

Застосувавши перетворення Лапласа (2.1) до виразу (2.4), отримаємо:

$$Tpy(p) + y(p) = Kx(p).$$

Винесемо $y(p)$ за дужки і отримаємо рівняння вигляду:

$$y(p)(Tp + 1) = Kx(p).$$

Згідно з означенням передавальної функції (2.2), остатнє рівняння запишемо:

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{K}{Tp + 1}.$$

Операція перетворення Лапласа є складною. Однак при нульових початкових умовах запис перетвореного за Лапласом диференційного рівняння збігається з його записом в операторній формі, при цьому:

$$\frac{d}{dt} \Rightarrow p; \quad \frac{d^2}{dt^2} \Rightarrow p^2 \quad \dots \quad \frac{d^n}{dt^n} \Rightarrow p^n.$$

Передавальна функція об'єкта може бути записана на основі диференціального рівняння, яке пов'язує вхідну величину з вихідною, шляхом заміни оператора диференціювання $\frac{d}{dt}$ на оператор p і взявши відношення вихідної величини до вхідної.

З метою переходу до функції від часу необхідно виконати обернене перетворення Лапласа.

Приклади

1. *Визначити передавальну функцію системи контролю рівня води у гідравлічному резервуарі, який наповнюється і з якого зливається рідина.*

Принципова і структурна схеми системи контролю рівня рідини у гідравлічному резервуарі показана на рис. 2.3.

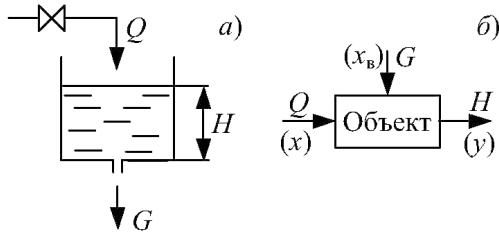


Рисунок 2.3 – Схеми системи контролю рівня рідини у гідравлічному резервуарі:

а) принципова схема; б) структурна схема

Основною координатою, яка характеризує стан цього об'єкта, є рівень рідини H в резервуарі. Вхідним і відповідно регулюючим впливом є швидкість наповнення резервуара водою Q . Зовнішнім збуренням виступають витрати води G . При незмінному перерізі дроселя на наповнюючому трубопроводі, рівень визначається різницею $(Q - G)$. За умовою роботи об'єкта величина швидкості наповнення резервуара водою Q змінюється в часі довільно.

Диференційне рівняння, яке описує залежність рівня H від Q в перехідному режимі, відповідно до закону гідравліки записується у вигляді:

$$S \frac{dH}{dt} = Q(t) - G(t), \quad (2.5)$$

де S – площа поперечного перерізу резервуара.

Рівняння (2.5) є математичною моделлю об'єкта регулювання – гідравлічного резервуара і є звичайним диференціальним рівнянням 1-го порядку.

Дане рівняння в операторній формі запишеться у вигляді:

$$SpH(p) = Q(p) - G(p).$$

Припустивши, що $\Delta G(p) = 0$, передавальну функцію відносно вхідного (регулюючого) впливу запишемо у вигляді:

$$W(p) = \frac{H(p)}{Q(p)} = \frac{1}{Sp}.$$

2. Скласти математичну модель двигуна постійного струму незалежного збудження на основі передавальних функцій.

Для складання математичної моделі двигуна постійного струму, необхідно розглянути його електричну і механічну частини [6].

Електричну схему заміщення якірного кола двигуна показано на рис. 2.4.

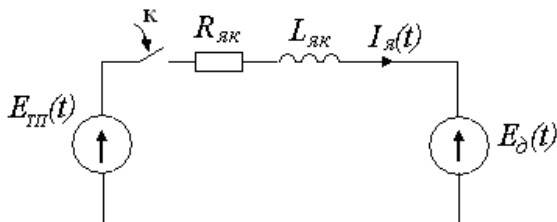


Рисунок 2.4 – Електрична схема заміщення якірного кола

За другим законом Кірхгофа, на основі схеми заміщення (рис. 2.4) запишемо рівняння електричної частини двигуна постійного струму незалежного збудження.

$$E_{ТП}(t) - R_{як} I_{як}(t) - L_{як} \frac{dI_{як}(t)}{dt} - E_{\delta}(t) = 0. \quad (2.6)$$

де $R_{як}$ – опір якірного кола; $L_{як}$ – індуктивність якірного кола; $E_{ТП}(t)$ – електрорушійна сила тиристорного перетворювача; $E_{\delta}(t)$ – електрорушійна сила двигуна.

В операторній формі запису рівняння (2.6) має вигляд:

$$E_{ТП}(p) - R_{як} I_{як}(p) - L_{як} p I_{як}(p) - E_{\delta}(p) = 0. \quad (2.7)$$

З урахуванням того, що стала часу електричного кола $T_{як} = L_{як}/R_{як}$, визначимо з (2.7) чому дорівнює $T_{як} p I_{як}(p)$.

$$T_{як} p I_{як}(p) = [E_{ТП}(p) - E_{\delta}(p)] / R_{як} - I_{як}(p).$$

Оскільки для двигуна постійного струму з незалежним чи паралельним збудженням $E_{\delta}(p) = C\Phi\omega(p)$, то можна записати, що:

$$T_{як} p I_{як}(p) = [E_{ТП}(p) - C\Phi\omega(p)] / R_{як} - I_{як}(p). \quad (2.8)$$

Рівняння механічної частини двигуна, що виводиться з рівняння Лагранжа, має вигляд:

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = M_{\delta}(t) - M_c, \quad (2.9)$$

де J – момент інерції двигуна; $M_{\delta}(t)$ – момент двигуна; M_c – момент статичного навантаження.

Перейдемо до операторної форми запису рівняння (2.9):

$$J p \omega(p) = M_{\delta}(p) - M_c.$$

З урахуванням того, що $M_o(p) = I_{як}(p)C\Phi$ (де $C\Phi$ – конструктивна стала двигуна), можна записати:

$$Jp\omega(p) = I_{як}(p)C\Phi - M_c. \quad (2.10)$$

Отже, математична модель двигуна постійного струму незалежного збудження в операторній формі запису, має вигляд :

$$\left. \begin{aligned} T_{як} p I_{як}(p) &= \frac{E_{ТП}(p) - E_o(p)}{R_{як}} - I_{як}(p), \\ Jp\omega(p) &= I_{як}(p)C\Phi - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

Запишемо передавальну функцію електричної частини двигуна. У рівнянні (2.8) вхідною змінною є $[E_{ТП}(p) - C\Phi\omega(p)]$, а вихідною – $I_{як}(p)$. Отже:

$$W(p) = \frac{I_{як}(p)}{E_{ТП}(p) - C\Phi\omega(p)} = \frac{1/R_{як}}{T_{як}p + 1}. \quad (2.12)$$

Складова $C\Phi\omega(p)$ відображає фізичні процеси двигуна.

З рівняння (2.10) з врахуванням того, що вхідною змінною є струм якоря $I_{як}(p)$, а вихідною – $\omega(p)$, знайдемо передавальну функцію механічної частини двигуна відносно керуючого впливу (тобто $M_c = 0$):

$$W_{мех}(p) = \frac{\omega(p)}{I_{як}(p)} = \frac{C\Phi}{Jp}. \quad (2.13)$$

Отже, передавальні функції (2.12) і (2.13) описують двигун постійного струму незалежного збудження.

2.3. Способи з'єднання елементів та їх еквівалентні передавальні функції

Для спрощення структурних схем та отримання передавальної функції всієї розімкненої системи регулювання, чи передавальної функції замкнутої системи використовують структурні перетворення. Оскільки вони базуються на принципі суперпозиції, їх застосовують лише до лінійних систем.

Досить часто перетворення структурної схеми дають змогу привести вихідну багатоконтурну схему до простої одноконтурної схеми або до, так званої, еквівалентної схеми. Розглянемо правила перетворення структурних схем.

Є три найпростіших способи з'єднання елементів структурних схем [1, 4-7]:

- послідовне з'єднання;

- паралельне з'єднання;
- зустрічно паралельне з'єднання або, як його ще називають, з'єднання за схемою зворотного зв'язку.

Послідовне з'єднання елементів – це такий спосіб з'єднання елементів, коли вихідний сигнал попереднього елемента надходить на вхід наступного елемента.

Знайдемо еквівалентну передавальну функцію $W_{екв}(p)$ для послідовно з'єднаних елементів. Для цього розглянемо схему, яка складається з двох послідовно з'єднаних елементів, показано на рис. 2.5а.

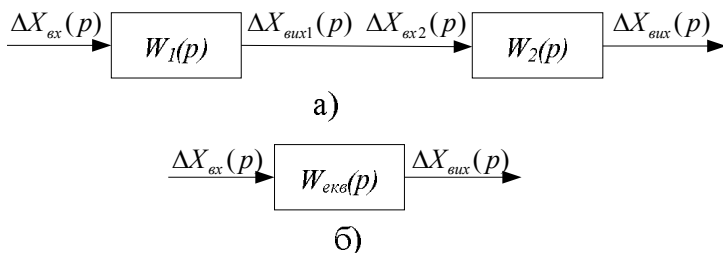


Рисунок 2.5 – Структурні схеми:

а) послідовне з'єднання елементів, б) еквівалентна схема

У цьому випадку еквівалентна структурна схема показана на рис. 2.5б.

Передавальні функції окремих елементів (рис. 2.5) мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{x_{вих1}(p)}{x_{вх}(p)}; \\ W_2(p) &= \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх2}(p)}; \\ W_{екв}(p) &= \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх}(p)}. \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

Перемноживши праві та ліві частини першої і другої рівностей виразу (2.14), з врахуванням, що $x_{вх2}(p) = x_{вих1}(p)$ (див. рис. 2.5а), отримаємо:

$$W_1(p) \cdot W_2(p) = \frac{x_{вих1}(p)}{x_{вх}(p)} \cdot \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх2}(p)} = \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх}(p)}.$$

Отже:

$$W_{екв}(p) = W_1(p) \cdot W_2(p). \quad (2.15)$$

З виразу (2.15) можна зробити висновок, що при послідовному з'єднанні елементів їх передавальні функції перемножуються.

В загальному випадку передавальна функція n-послідовно з'єднаних елементів записується у вигляді:

$$W_{екв}(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p). \quad (2.16)$$

Паралельне з'єднання елементів – це такий спосіб з'єднання елементів, коли вхідний сигнал поступає на входи усіх елементів одночасно, а вихідний сигнал цих елементів сумується. На рис. 2.6 показано паралельне з'єднання двох елементів.

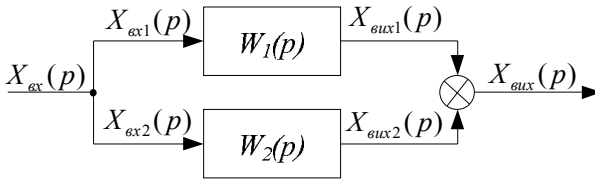


Рисунок 2.6 – Структурна схема двох паралельно з'єднаних елементів

Знайдемо еквівалентну передавальну функцію для паралельного з'єднання. З структурної схеми, яка показана на рис. 2.6, видно, що:

$$x_{вих}(p) = x_{вих1}(p) + x_{вих2}(p). \quad (2.17)$$

Вхідні сигнали окремих елементів дорівнюють вхідному сигналові системи:

$$x_{вх}(p) = x_{вх1}(p) = x_{вх2}(p). \quad (2.18)$$

Підставимо у рівняння (2.17) вирази зв'язку між вихідними та вхідними сигналами:

$$\left. \begin{aligned} x_{вих1}(p) &= W_1(p) \cdot x_{вх}(p); \\ x_{вих2}(p) &= W_2(p) \cdot x_{вх}(p); \\ x_{вих}(p) &= W_{екв}(p) \cdot x_{вх}(p), \end{aligned} \right\}$$

отримаємо:

$$W_{екв}(p) \cdot x_{вх}(p) = W_1(p) \cdot x_{вх}(p) + W_2(p) \cdot x_{вх}(p).$$

Врахувавши умову виразу (2.18), остаточно отримаємо

$$W_{екв}(p) = W_1(p) + W_2(p). \quad (2.19)$$

З виразу (2.19) випливає висновок, що при паралельному з'єднанні елементів їх передавальні функції додаються.

$$W_{екв}(p) = \sum_{i=1}^n W_i(p).$$

З'єднання за схемою зворотного зв'язку показано на рис. 2.7.

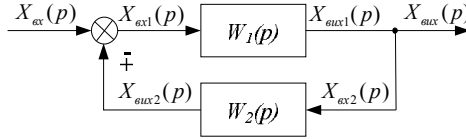


Рисунок 2.7 – З'єднання за схемою зворотного зв'язку

Знайдемо еквівалентну передавальну функцію $W_{екв}(p)$. З рис. 2.7 видно, що:

$$\left. \begin{aligned} x_{вих}(p) &= x_{вих1}(p) = x_{вих2}(p), \\ x_{вих1}(p) &= x_{вх}(p) \mp x_{вих2}(p). \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Вирази передавальних функцій для окремих елементів мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{x_{вих1}(p)}{x_{вих1}(p)}, \\ W_2(p) &= \frac{x_{вих2}(p)}{x_{вих2}(p)}, \\ W_{екв}(p) &= \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх}(p)}, \end{aligned} \right\}$$

Підставивши ці передавальні функції елементів у рівняння (2.20) і виконавши певні перетворення, отримаємо вираз для системи зі зворотним зв'язком у вигляді:

$$\begin{aligned} W_{екв}(p) &= \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх}(p)} = \frac{x_{вих}(p)}{x_{вих1}(p) \pm x_{вих2}(p)} = \\ &= \frac{x_{вих}(p)/x_{вих1}(p)}{1 \pm x_{вих2}(p) \cdot x_{вих}(p) / x_{вих1}(p) \cdot x_{вих}(p)} = \\ &= \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p) \cdot W_2(p)}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Знак “+” ставиться, коли зворотний зв'язок від'ємний, а знак “-” – коли зворотний зв'язок додатний.

2.4. Перенесення передавальних функцій через вузли сумування та розгалуження сигналів

Розглянемо випадок, коли передавальна функція $W(p)$ переноситься через вузол сумування з віткою.

На рис. 2.8а показана вихідна схема, а на рис. 2.8б – перетворена схема, отримана шляхом перенесення передавальної функції $W(p)$ через суматор з віткою у напрямку, протилежному до ходу сигналу, тобто $W(p)$ тепер розміщена перед суматором.

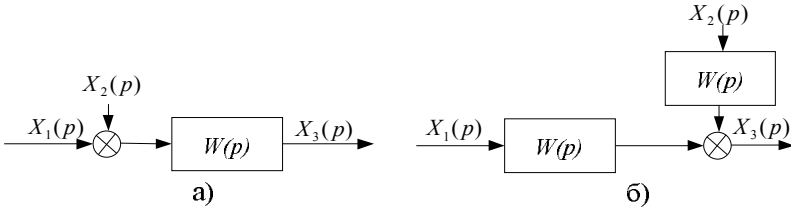


Рисунок 2.8. – Структурні схеми у випадку перенесення передавальної функції через вузол сумування з віткою у напрямку, протилежному до ходу сигналу

Для схеми, показаної на рис. 2.8а, справедливий вираз

$$x_3(p) = [x_1(p) + x_2(p)] \cdot W(p), \quad (2.22)$$

який для перетвореної схеми (див. рис. 2.8б) набере вигляду:

$$x_3(p) = x_1(p) \cdot W(p) + x_2(p) \cdot W(p). \quad (2.23)$$

Вирази (2.22) і (2.23) функціонально є однаковими.

Отже, якщо переносимо передавальну функцію $W(p)$ через суматор з віткою у напрямку, протилежному до ходу сигналу, то у цю вітку повинні ввести елемент з передавальною функцією $W(p)$.

На рис. 2.9а показана вихідна схема, а на рис. 2.9б – перетворена схема, отримана шляхом перенесення передавальної функції $W(p)$ через суматор з віткою у напрямку за ходом сигналу, тобто $W(p)$ тепер розміщена після суматора.

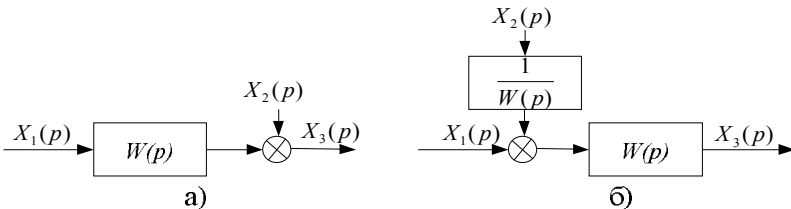


Рисунок 2.9 – Структурні схеми у випадку перенесення передавальної

функції через вузол сумування з віткою у напрямку за ходом сигналу

Для схеми, показаної на рис. 2.9а, справедливий вираз

$$x_3(p) = x_1(p) \cdot W(p) + x_2(p), \quad (2.24)$$

а для перетвореної схеми (див. рис. 2.9б) отримаємо вираз

$$x_3(p) = \left(x_1(p) + x_2(p) \cdot \frac{1}{W(p)} \right) \cdot W(p). \quad (2.25)$$

Вирази (2.24) і (2.25) функціонально є однаковими.

Отже, якщо переносимо передавальну функцію $W(p)$ через суматор з віткою у напрямку за ходом сигналу, то у цю вітку потрібно ввести елемент, який відповідає оберненій до передавальної функції $W(p)$ величині, тобто $1/W(p)$.

Перейдемо до перетворень структурних схем шляхом перенесення передавальної функції $W(p)$ через вузол розгалуження. Вихідна схема показана на рис. 2.10а, а перетворена, отримана шляхом перенесення передавальної функції $W(p)$ через вузол розгалуження у напрямку, протилежному до ходу сигналу, – на рис. 2.10б.

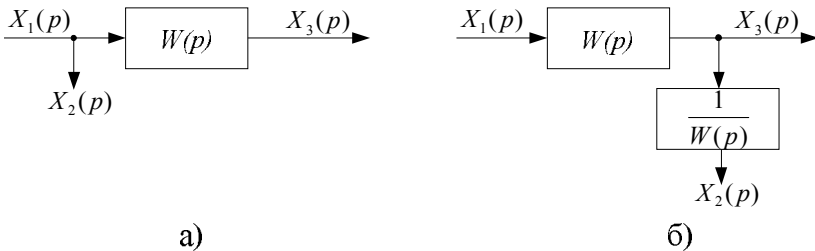


Рисунок – 2.10. Структурні схеми у випадку перенесення передавальної функції через вузол розгалуження у напрямку, протилежному до ходу сигналу

Для схеми, показаної на рис. 2.10а справедливі вирази

$$\left. \begin{aligned} x_3(p) &= W(p) \cdot x_1(p); \\ x_2(p) &= x_1(p); \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

а для перетвореної схеми (див. рис. 2.10б) отримаємо вирази

$$\left. \begin{aligned} x_3(p) &= W(p) \cdot x_1(p); \\ x_2(p) &= W(p) \cdot \frac{1}{W(p)} \cdot x_1(p). \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

Вирази (2.26) і (2.27) функціонально однакові.

Отже, якщо переносимо передавальну функцію $W(p)$ через вузол розгалуження в напрямку, протилежному до ходу сигналу, то у вітку, через яку її переносимо, вводимо обернену передавальну функцію $1/W(p)$.

На рис. 2.11а показана вихідна схема, а на рис. 2.11б – перетворена, отримана шляхом перенесення передавальної функції $W(p)$ через вузол розгалуження у напрямку за ходом сигналу.

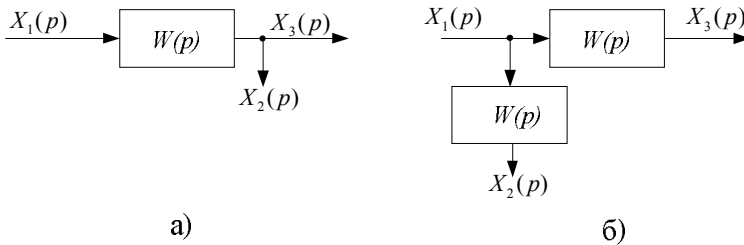


Рисунок – 2.11. Структурні схеми у випадку перенесення передавальної функції через вузол розгалуження у напрямку ходу сигналу

Для двох схем, показаних на рис. 2.11, справедливі співвідношення

$$\left. \begin{aligned} x_3(p) &= W(p) \cdot x_1(p), \\ x_2(p) &= W(p) \cdot x_1(p), \end{aligned} \right\}$$

що вказує на правильність виконаного структурного перетворення.

Отже, якщо переносимо передавальну функцію $W(p)$ через вузол розгалуження в напрямку ходу сигналу, аналогічну передавальну функцію $W(p)$ необхідно ввести у вітку, через яку її переносимо.

Розглянемо ще деякі правила перетворення структурних схем без доведень.

1. Якщо два суматори знаходяться поряд і між ними немає ніякого елемента, то ці суматори можна поміняти місцями.

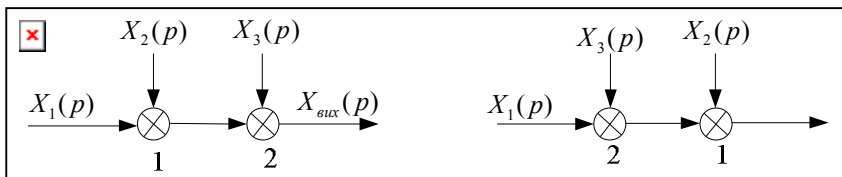


Рисунок – 2.12. Вітки із суматорами

2. Якщо дві вітки знаходяться поряд і між ними немає ніякого елемента, то ці вітки можна поміняти місцями.

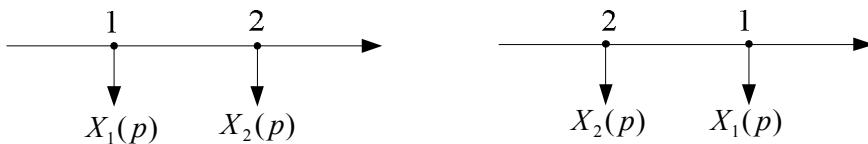


Рисунок – 2.13. Вузли з вітками

3. Якщо переносимо вузол сумування через вузол розгалуження в напрямку ходу інформації, аналогічний вузол сумування необхідно передбачити в усіх вітках.

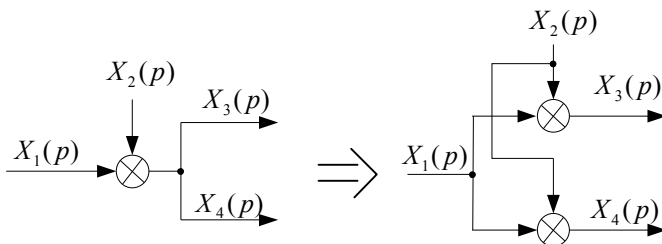


Рисунок – 2.14. Перенесення вузла сумування через вузол розгалуження в напрямку ходу інформації

4. Якщо переносимо вузол сумування через вузол розгалуження в напрямку, протилежному до ходу інформації, то у вітці, через яку переносимо, необхідно передбачити вузол сумування з протилежним знаком.

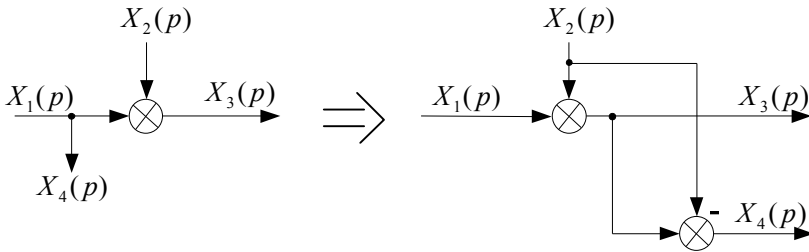


Рисунок – 2.15. *Перенесення вузла сумування через вузол розгалуження в напрямку, протилежному до ходу інформації*

Примітка. При зведенні структурної схеми до еквівалентної, використовувати третє і четверте правило перетворення не бажано, оскільки це значно ускладнює еквівалентну схему, що суперечитиме логіці спрощення схеми для подальшої роботи.

2.5. Часові характеристики

Характеристика елемента (ланки) – це реакція цього елемента на певний вхідний сигнал [1, 4, 5]. Застосування принципу суперпозиції дає змогу за реакцією лінійного елемента на будь-який відомий вхідний сигнал знайти його реакцію на довільний вхідний сигнал. Для лінійних ланок і лінійних систем в цілому характеристика цілковито визначає їх динамічні властивості.

В якості вхідних сигналів (впливів), на які знаходять реакції ланок, прийняті впливи, що описуються елементарними математичними функціями, тобто такими, на які можна розкласти будь-які довільні функції. У теорії автоматичного керування найчастіше використовують такі елементарні функції:

- одинична стрибкоподібна функція $l(t)$;
- одинична імпульсна або дельта-функція $\delta(t)$;
- гармонійна функція $X_0 \sin(\omega t)$.

Розглянемо реакції елементів системи на згадані функції.

Перехідна функція ланки $h(t)$. *Перехідна функція $h(t)$* – це реакція ланки на одиничну стрибкоподібну функцію $l(t)$, за умови

$$l(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < 0 \\ 1, & \text{при } t \geq 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

Як видно з рис. 2.16, перехідна функція є перехідним процесом на виході ланки при одиничному стрибку на його вході.

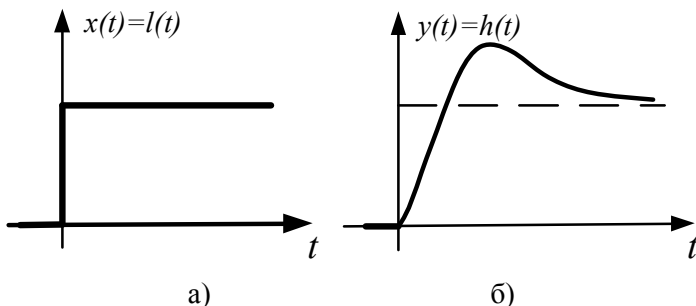


Рисунок – 2.16. Часові діаграми вхідного (а) і вихідного (б) сигналів ланки

Якщо вхідний сигнал не є одиничною стрибкоподібною функцією $x(t) = N \cdot l(t)$, то вихідна величина буде дорівнювати $y(t) = N \cdot h(t)$.

Перехідну функцію можна визначити як відношення вихідної величини ланки $y(t)$ до величини стрибкоподібного сигналу $x(t) = N \cdot l(t)$ на її вході, тобто $h(t) = N^{-1} \cdot y(t)$, при цьому розмірність $h(t)$ відповідає розмірності передавальної функції ланки.

Стрибокподібна функція є досить поширеною в автоматичних системах. До такого виду належить миттєва зміна навантаження електричних машин, миттєвий поворот вхідного вала у слідкуючих системах і т.д.

Множення будь-якої функції часу $x(t)$ на одиничну стрибкоподібну функцію $l(t)$ означає, що функція часу $x(t)$ буде існувати лише в момент часу при $t \geq 0$, а при $t < 0$ вона буде дорівнювати нулю, як показано в умові (2.28).

Імпульсна або вагова функція ланки. Імпульсна або вагова функція є реакцією ланки на одиничну імпульсну функцію.

Одиничною імпульсною функцією або δ -функцією називається функція, яка дорівнює нулю всюди, крім початку координат, але при тому так, що інтеграл від неї на будь-якому інтервалі, що містить нуль, дорівнює одиниці, тобто

$$\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq 0 \\ \infty, & \text{при } t = 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

Крім того, $\int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} \delta(t) dt = 1$ при будь-якому $\varepsilon > 0$.

δ -функцію називають також функцією Дірака, вона відноситься до класу сингулярних функцій. Цю функцію реалізувати фізично неможливо. Її можна уявити як імпульс нескінченно малої тривалості і

нескінченно великої амплітуди, причому площа такого імпульсу (прямокутника з основою $\Delta t \rightarrow 0$) дорівнює одиниці.

Отже, вагова функція представляє собою перехідний процес на виході ланки при подачі на його вхід одиничного імпульсу (див. рис. 2.17).

Між перехідною функцією і ваговою функцією існує зв'язок.

Функція ваги може бути отримана шляхом диференціювання перехідної функції за часом.

Ваговою функцією ланки $W(t)$ називається оригінал (зворотне перетворення Лапласа) передавальної функції, тобто:

$$W(t) = L^{-1}[W(p)] = \frac{1}{j2\pi} \int W(p)e^{pt} ds = \sum_{i=1}^n \operatorname{Res}[W(p)e^{pt}]_{s=s_i} .$$

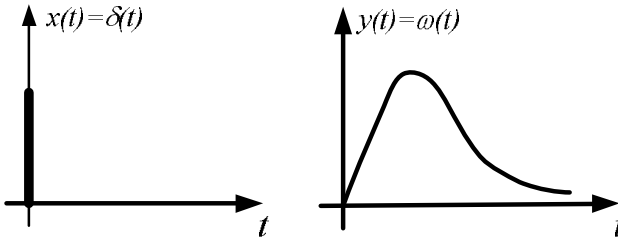


Рисунок – 2.17. Часові діаграми вхідного і вихідного сигналів ланки

У випадку, якщо на вхід ланки поступає неединична імпульсна функція $x = G\delta(t)$, на виході ланки отримаємо $y = Gw(t)$.

Функцію ваги ланки можна визначити як відношення вихідної величини цієї функції $y(t)$ до площі вхідного імпульсу, який поступає на її вхід $x = G\delta(t)$, тобто $w(t) = G^{-1}y(t)$. При цьому розмірність $w(t)$ відповідає розмірності передавальної функції ланки, поділеної на час.

Імпульсна функція також є поширеним видом вхідної дії в автоматичних системах. До такого вигляду можна привести, наприклад, короткочасну дію навантаження на вал двигуна, струм короткого замикання, що відключається плавкими запобіжниками і т.п. Однак, реальна імпульсна дія на автоматичну систему завжди буде обмежена за величиною і тривалістю. Проте у випадку, якщо її тривалість дуже мала порівняно з часом перехідного процесу ланки або автоматичної системи, то з достатнім ступенем точності реальний імпульс може бути замінений дельта-функцією з певним масштабуючим коефіцієнтом, який дає змогу оцінити перехідний процес за функцією ваги.

Частотна характеристика ланки. Частотними характеристиками називаються залежності та графіки, які характеризують реакцію ланки на гармонічний вхідний сигнал в усталеному режимі.

Якщо на вхід лінійної ланки подати гармонічний сигнал

$$x(t) = X_0 \sin(\omega t)$$

де X_0 – амплітуда сигналу,

ω – кутова частота, c^{-1} ,

то, як впливає з необхідної і достатньої умов лінійності, на виході ланки в усталеному режимі буде також гармонійна функція тієї ж частоти, але з іншою амплітудою Y_0 і зсунута по фазі щодо вхідної величини на кут ψ

$$y(t) = Y_0 \sin(\omega t + \psi)$$

Зв'язок між вихідною та вхідною гармонійною функцією встановлюється за допомогою частотної передавальної функції ланки $W(j\omega)$.

Гармонічний сигнал (рис. 2.18) використовується під час дослідження систем автоматичного регулювання частотними методами.

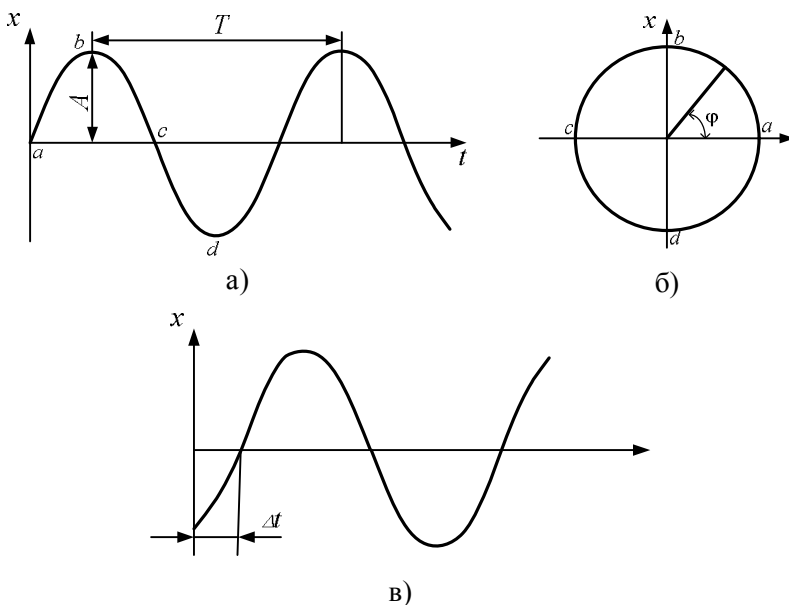


Рисунок – 2.18. Гармонічний сигнал:

а) звичайний сигнал; б) представлення гармонічного сигналу обертанням вектора; в) гармонічний сигнал із зсувом фази

Синусоїдальний гармонічний сигнал можна представити як обертання вектора довжиною A навколо початку системи координат (рис. 2.19б) з кутовою швидкістю ω , рад/с.

Гармонічний сигнал характеризується такими параметрами, як амплітуда – A , період – T і початкова фаза – φ .

Між періодом і кутовою швидкістю існує зв'язок у вигляді:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{і} \quad T = \frac{2\pi}{\omega}.$$

Якщо коливання починаються не з нуля, то вони характеризуються початковою фазою синусоїдних коливань (рис. 2.19в), яка в часовій області характеризується відрізком Δt , хоча зазвичай фазу виражають в градусах або радіанах – φ (рис. 2.19б). Перехід між ними здійснюється за формулою:

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta t}{T}.$$

На практиці для отримання гармонічного сигналу використовуються генератор синусоїдальних коливань.

2.6. Основні показники якості перехідних процесів

Відомо, що перехідний процес в системі керування залежить не лише від властивостей самої системи, але й від характеру (вигляду) вхідної дії, яка описується відповідним сигналом. Тому поведінку системи при оцінці якості перехідних процесів розглядають для типових зовнішніх впливів (сигналів). Найчастіше використовують такі типові впливи [1, 4, 5]:

– одиничну стрибкоподібну функцію, зрідка, лінійно наростаючий сигнал;

– дію гармонійної функції.

Оцінки якості діляться на дві групи:

1. *Прямі показники якості перехідних процесів.* Вони характеризують безпосередньо сам перехідний процес, реакцію системи на типовий сигнал, найчастіше, на одиничну стрибкоподібну функцію.

2. *Непрямі показники (критерії) якості.* Вони оцінюють якість перехідних процесів за іншими характеристиками системи, такими як частотні характеристики, характер і розташування коренів характеристичного рівняння (полосів передавальної функції), інтеграли тимчасової функції перехідного процесу.

У цьому посібнику розглядаються лише прямі показники якості перехідного процесу.

Перехідною функцією називаються залежності та графіки, які відображають реакцію динамічної ланки на одиничний стрибкоподібний сигнал (рис. 2.19).

Для оцінки якості роботи системи користуються такими показниками:

1. Статична похибка регулювання $\Delta y_{ст}$, визначається як різниця між усталеним значенням регульованої змінної і її заданим значенням.

$$\Delta y_{ст} = y_{уст} - y_{зад}$$

2. Динамічна похибка регулювання $\Delta y_{дин}$, визначається як найбільше відхилення в перехідному процесі регульованої змінної від її усталеного значення.

$$|y(t_m) - y(\infty)| = \Delta y_{дин}$$

де t_m – це час, коли регульована змінна вперше досягає свого максимального значення.

3. Час регулювання t_p – це час, за який різниця між поточним значенням регульованої змінної та її заданим значенням (або усталеним) стає меншою від ε .

$$|y_{зад}(t) - y(t)| \leq \varepsilon$$

де ε – задана точність (похибка) регулювання.

У більшості випадків приймають, що $\varepsilon = \pm 5\%$ від заданого значення, фактично ε визначається допустимою похибкою.

Час регулювання t_p дає змогу оцінити швидкодію системи керування. Іншими словами t_p – це час, коли регульована величина останній раз пересікає 2-5% зону:

$$\mu = (0,02 \div 0,05) y_{уст}$$

4. Усталений час t_y – це час, коли регульована змінна досягає свого усталеного значення. В більшості випадків цього досягнути майже неможливо, оскільки майже завжди існує якась похибка ε .

5. Величина перерегулювання σ вимірюється в процентах і дорівнює відношенню різниці між максимальним відхиленням регульованої змінної та усталеним значенням до цього усталеного значення:

$$\sigma = \frac{|y_{max} - y_{уст}|}{y_{уст}} \cdot 100\%$$

Якість регулювання вважається задовільною, якщо перерегулювання не перебільшує 30÷40%.

6. t_{y1} – час, коли регульована змінна вперше досягає свого усталеного значення.

7. Власна частота коливань системи – це є відношення певного кута до періоду власних коливань

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0},$$

де T_0 – період власних коливань системи.

8. Кількість коливань регульованої величини $y(t)$ за час регулювання t_p , або коливальність системи.

9. Ступінь згасання ψ вимірюється в процентах і виступає якісною оцінкою інтенсивності згасання коливних процесів та визначається як відношення різниці першої і третьої амплітуди до першої амплітуди.

$$\psi = \frac{|y_{\max 1} - y_{\max 3}|}{y_{\max 1}} \cdot 100\%$$

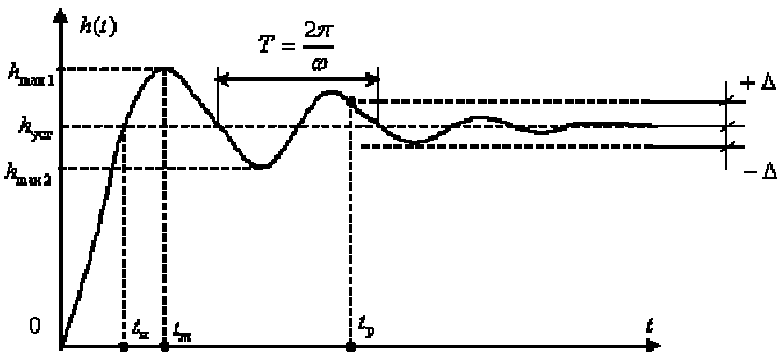


Рисунок – 2.19. Перехідна функція динамічної ланки

Усі стійкі перехідні процеси в системі автоматичного керування можна розділити на чотири групи:

- коливний процес – характеризується кількома значеннями коливань керованої величини за час регулювання, при цьому похідна змінює свій знак періодично;
- малоколивний процес – перехідний процес з одним коливанням;
- монотонний процес – коли швидкість зміни керованої величини не змінює знаку протягом всього часу регулювання ($dy/dt > 0$ при $0 \leq t \leq t_p$);
- аперіодичний процес (без перерегулювання) – коли $y(t) < y(\infty)$ з точністю до Δ при всіх t .

На рис. 2.20 показано вигляд коливного, аперіодичного та монотонного процесів.

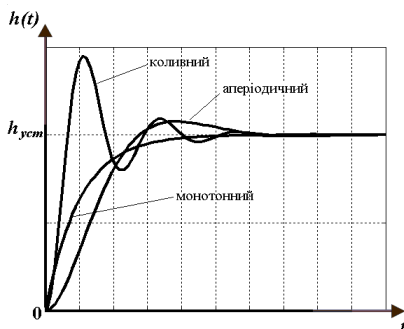


Рисунок – 2.20. Перехідні процеси в системі автоматичного регулювання

Щоб оцінити якість роботи системи керування, необхідно мати його перехідний процес.

2.7. Типові ланки систем автоматичного керування

Під типовими ланками розуміють такі ланки, які описуються певним найпростішим характеристичним або інтегро-диференціальним рівнянням і становлять мінімально необхідний набір ланок для опису системи керування довільного виду.

До типових ланок відносяться такі динамічні ланки [1, 4, 5]:

1. Безінерційна (пропорційна) ланка:

$$x_{вих}(p) = Kx_{ex}(p) \quad \text{або} \quad x_{вих}(t) = Kx_{ex}(t), \quad (2.32)$$

де K – коефіцієнт пропорційності.

2. Інтегрувальна ланка

$$Tpx_{вих}(p) = x_{ex}(p) \quad \text{або} \quad T \frac{dx_{вих}(t)}{dt} = x_{ex}(t), \quad (2.33)$$

$$px_{вих}(p) = Kx_{ex}(p) \quad \text{або} \quad \frac{dx_{вих}(t)}{dt} = Kx_{ex}(t).$$

3. Диференціувальна ланка

$$x_{вих}(p) = Kpx_{ex}(p) \quad \text{або} \quad x_{вих}(t) = K \frac{dx_{ex}(t)}{dt}. \quad (2.34)$$

4. Аперіодична ланка першого порядку

$$(Tp + 1)x_{вих}(p) = Kx_{ex}(p) \quad \text{або} \quad T \frac{dx_{вих}(t)}{dt} + x_{вих}(t) = Kx_{ex}(t), \quad (2.35)$$

де T – стала часу ланки.

5. Аперіодична ланка другого порядку

$$\left. \begin{aligned} (T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1)x_{\text{вих}}(p) &= Kx_{\text{вх}}(p) \text{ або} \\ T^2 \frac{d^2 x_{\text{вих}}(t)}{dt^2} + 2\xi \frac{dx_{\text{вих}}(t)}{dt} + x_{\text{вих}}(t) &= Kx_{\text{вх}}(t) \end{aligned} \right\}, \quad (2.36)$$

де ξ – коефіцієнт згасання.

2.8. Передавальні і перехідні функції типових ланок

2.8.1. Безінерційна, або пропорційна ланка

Безінерційна ланка не лише в статичному, але й у динамічному режимі описується рівнянням:

$$x_{\text{вих}}(t) = Kx_{\text{вх}}(t) \quad (2.37)$$

Як видно з рівняння (2.37), безінерційна ланка являє собою ідеальний посилювач з коефіцієнтом посилення K . Жоден реальний посилювач не здатний забезпечити $x_{\text{вих}} \rightarrow \infty$. На рис. 2.21 показана перехідна функція безінерційної ланки.

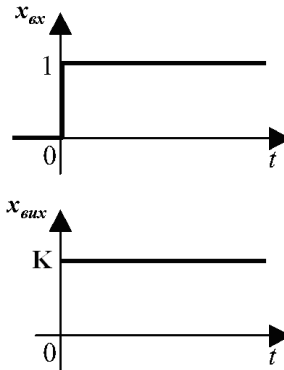


Рисунок – 2.21. Перехідна функція безінерційної ланки

Передавальну функцію безінерційної ланки отримаємо шляхом застосування операторного перетворення Лапласа до виразу (2.37), або, згідно з визначенням передавальної функції, – з виразу (2.32):

$$W(p) = \frac{x_{\text{вих}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = K \quad (2.38)$$

У ланках позиційного, або статичного типу, лінійною залежністю $y = kx$ зв'язані вихідна та вхідна величини в усталеному режимі.

Коефіцієнт пропорційності між вихідною та вхідною величинами є коефіцієнтом передачі ланки.

Прикладом безінерційної ланки може бути: жорстка механічна передача, редуктор, посилюючий пристрій та інше.

2.8.2. Інтегрувальна ланка

Передавальна функція інтегрувальної ланки визначається з виразу (2.32) і має вигляд:

$$W(p) = \frac{x_{\text{вих}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{Tp}. \quad (2.39)$$

Застосувавши обернене перетворення Лапласа можна перейти до функції від часу і тоді вихідний сигнал запишеться у вигляді:

$$x_{\text{вих}}(t) = \int \frac{1}{T} x_{\text{вх}}(t) dt.$$

Перехідна функція (коли $x_{\text{вх}}(t) = 1$) буде мати вигляд:

$$x_{\text{вих}}(t) = \int \frac{1}{T} dt = \frac{t}{T} + C.$$

При початкових умовах: $t = 0$, $x_{\text{вих}}(0) = 0$, значення $C = 0$. Тоді остаточно:

$$x_{\text{вих}}(t) = \frac{t}{T}. \quad (2.40)$$

Така ланка є ідеальною інтегрувальною ланкою. У випадку подачі на вхід ланки постійного сигналу вихідна координата прямує до нескінченності з постійною швидкістю, тобто перехідна функція не має усталеного кінцевого значення (рис. 2.22). На рис. 2.22 показана перехідна функція інтегрувальної ланки для різних значень сталої часу T ($T_1 < T_2 < T_3$).

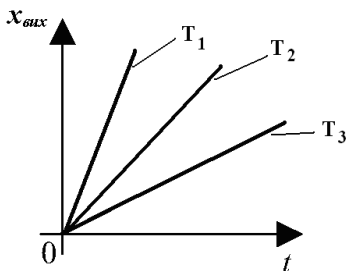


Рисунок – 2.22. Перехідна функція інтегрувальної ланки

Прикладом такої ланки є операційний посилювач в режимі інтегрування, гідравлічний двигун, лічильник, який підсумовує витрати речовин або електроенергії на деякому проміжку часу, і т.д.

2.8.3. Диференціальна ланка

Згідно з (2.34), передавальна функція диференціальної ланки має вигляд:

$$W(p) = \frac{x_{\text{вих}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = Kp. \quad (2.41)$$

Застосувавши обернене перетворення Лапласа, отримаємо перехідну характеристику цієї ланки у вигляді:

$$x_{\text{вих}}(t) = K \frac{dx_{\text{вх}}(t)}{dt}. \quad (2.42)$$

Якщо $x_{\text{вх}}(t) = 1$ то перехідна функція в цьому випадку запишеться, як:

$$x_{\text{вих}}(t) = K \frac{d[1]}{dt},$$

де $\frac{d[1]}{dt} = \delta(t)$ – дельта функція.

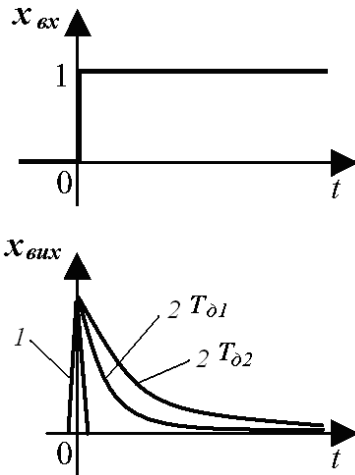


Рисунок – 2.23. Перехідна функція диференціальної ланки:
1 – ідеальної, 2 – реальної

Вигляд перехідної функції ідеальної диференціальної ланки показаний на рис. 2.23 крива 1. Це так звана ідеальна диференціальна ланка. У природі такої ланки не існує, а передавальна функція реальної диференціальної ланки має вигляд:

$$W(p) = \frac{x_{\text{вих}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{Kp}{T_d p + 1}. \quad (2.43)$$

де T_d – стала часу диференціювання, $K \gg T_d$.

Якщо $T_d \rightarrow \infty$, тоді реальна диференціальна ланка наближається до ідеальної. Ця ланка реагує лише на швидкість зміни вхідного сигналу. На рис. 2.23 (крива 2) показано перехідну функцію реальної диференціальної ланки для різ-

них значень T_0 ($T_{01} < T_{02}$).

2.8.4. Аперіодична ланка першого порядку.

Передавальна функція аперіодичної ланки першого порядку згідно з (2.35), має вигляд:

$$W(p) = \frac{x_{\text{вих}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{K}{Tp + 1}. \quad (2.44)$$

Динамічні характеристики такої ланки залежать лише від полюса передавальної функції (коренів характеристичного рівняння).

Застосувавши обернене перетворення Лапласа, отримаємо таке диференціальне рівняння:

$$T \frac{dx_{\text{вих}}(t)}{dt} + x_{\text{вих}}(t) = Kx_{\text{вх}}(t). \quad (2.45)$$

Розв'язок цього диференціального рівняння складається з вимушеної і вільної складових:

$$x_{\text{вих}}(t) = x_{\text{вих.вим}}(t) + x_{\text{вих.в}}(t).$$

Вимушену складову отримаємо за умови, що $t \rightarrow \infty$, $p \rightarrow 0$. Тоді

$x_{\text{вих.вим}}(t) = K$. Вільна складову записується у вигляді:

$$x_{\text{вих.п}}(t) = Ce^{pt},$$

де p – корінь характеристичного рівняння.

Характеристичне рівняння з (2.44) має вигляд:

$$Tp + 1 = 0,$$

звідки

$$p = -\frac{1}{T}.$$

Остаточний вихідний сигнал записується у вигляді:

$$x_{\text{вих}}(t) = K + Ce^{-\frac{1}{T}t}.$$

Знайдемо значення сталої інтегрування C за таких початкових умов: $t = 0$, $x_{\text{вих}}(0) = 0$. Тоді:

$$C = -K.$$

Остаточна перехідна функція аперіодичної ланки першого порядку дорівнює:

$$x_{\text{вих}}(t) = K \left(1 - e^{-\frac{1}{T}t} \right). \quad (2.46)$$

На рис. 2.24 показано її вигляд у графічній формі.

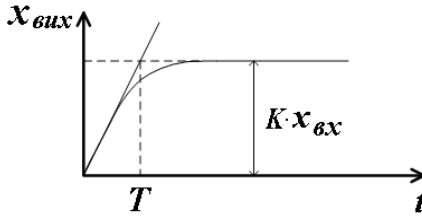


Рисунок – 2.24. *Перехідна функція аперіодичної ланки*

Прикладом аперіодичної ланки першого порядку може бути електричне коло, яке містить резистор і ємність, нагрівальні елементи.

2.8.5. Аперіодична ланка другого порядку

Аперіодична ланка другого порядку в операторній формі (2.36) описується передавальною функцією вигляду:

$$W(p) = \frac{x_{вих}(p)}{x_{вх}(p)} = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}, \quad (2.47)$$

або диференціальним рівнянням

$$T \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t). \quad (2.48)$$

Динамічні характеристики аперіодичної ланки другого порядку залежать лише від полюсів полінома (коренів характеристичного рівняння) передавальної функції (2.47):

$$T^2 p^2 + 2\xi T p + 1 = 0. \quad (2.49)$$

Корені характеристичного рівняння (2.49) мають вигляд:

$$p_{1,2} = \frac{-2\xi T \pm \sqrt{4\xi^2 T^2 - 4T^2}}{2T^2} = \frac{-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1}}{T}.$$

Аналітичний вираз переходної функції залежно від часу має вигляд:

$$x_{вих}(t) = C_0 + C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t}. \quad (2.50)$$

Розглянемо випадки, коли ξ буде набувати різних значень. В усіх випадках вимушена складова C_0 (коли $t \rightarrow \infty$) буде дорівнювати K , тобто $C_0 = K$.

а) Якщо $\xi \geq 1$, тоді корені характеристичного рівняння будуть дійсними, різними і від'ємними.

$$p_1 = -\alpha_1, \quad p_2 = -\alpha_2,$$

де α_1, α_2 – числові значення коренів.

У цьому випадку вираз (2.50) набуде вигляду:

$$x_{вих}(t) = K + C_1 e^{-\alpha_1 t} + C_2 e^{-\alpha_2 t} . \quad (2.51)$$

Значення коефіцієнтів C_1 і C_2 на форму кривої перехідної функції не впливають, а лише на її значення, і тому вона буде мати вигляд показаний на рис. 2.25а

б) Якщо $\xi < 1$, тоді корені характеристичного рівняння будуть комплексно спряжені з від'ємною дійсною і уявною частинами кореня, тобто:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= -\alpha_1 + j\omega, \\ p_2 &= -\alpha_2 - j\omega, \end{aligned} \right\} \quad (2.52)$$

де $\alpha = \frac{\xi}{T}$ – дійсна частина кореня, $\omega = \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{T}$ – уявна частина кореня.

Підставивши вирази (2.52) у (2.50) і провівши певні алгебраїчні перетворення, отримаємо:

$$\begin{aligned} \Delta x_{вих}(t) &= K + C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} = K + C_1 e^{-\alpha t} e^{j\omega t} + C_2 e^{-\alpha t} e^{-j\omega t} = \\ &= K + e^{-\alpha t} (C_1 \cos \omega t + jC_1 \sin \omega t + C_2 \cos \omega t - jC_2 \sin \omega t) = \\ &= K + e^{-\alpha t} (D_1 \cos \omega t + D_2 \sin \omega t) \end{aligned} \quad (2.53)$$

де $D_1 = C_1 + C_2$, $D_2 = jC_1 - jC_2$.

На рис. 2.25б показана форма перехідної функції, якщо $\xi < 1$. Її ще називають коливною ланкою другого порядку. Прикладом коливної ланки може бути пружна механічна система з істотним впливом маси, або відцентровий маятник регулятора частоти обертання вала машини без демпфера та інші.

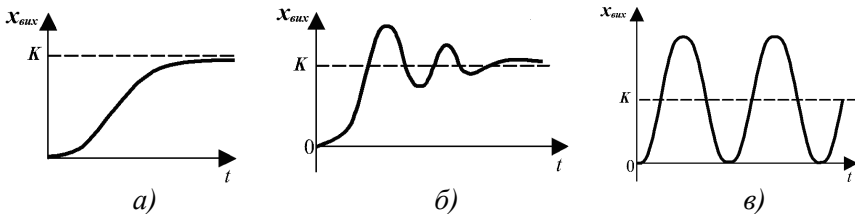


Рисунок – 2.25. Перехідна функція аперіодичної ланки другого порядку, коли: а) $\xi \geq 1$, б) $\xi < 1$, в) $\xi = 0$

в) Якщо $\xi = 0$, тоді корені характеристичного рівняння будуть комплексно спряжені лише з уявною частиною.

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= j\omega, \\ p_2 &= -j\omega, \end{aligned} \right\} \quad (2.54)$$

де $\omega = \frac{1}{T}$ – уявна частина кореня характеристичного рівняння.

При таких значеннях коренів характеристичного рівняння (2.54) розв'язок рівняння (2.50) запишеться так

$$\Delta x_{вих}(t) = K + e^{-\alpha t} (D_1 \cos \omega t + D_2 \sin \omega t). \quad (2.55)$$

З виразу видно, що це буде незгасаюча періодично коливна ланка (рис. 2.26в). Її ще називають консервативною ланкою.

Підсумовуючи вище сказане, відзначимо, що залежно від коефіцієнта згасання ξ , аперіодична ланка другого порядку може бути: аперіодичною, коливною або консервативно ланкою.

2.9. Передавальна функція системи автоматичного регулювання

Розглянемо замкнену систему автоматичного регулювання (див. рис. 2.26). Керуюча дія на об'єкт регулювання описується виразом:

$$u(p) = W_{пер}(p)x_y(p). \quad (2.56)$$

де $x_y(p)$ – сигнал розузгодження (похибка регулювання) між заданим і дійсним значеннями регульованої величини, або сигнал управління; $W_{пер}(p)$ – передавальна функція кола регулювання.

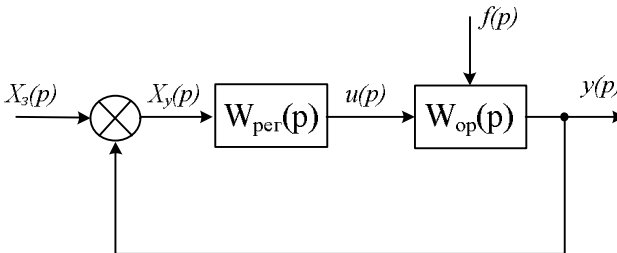


Рисунок – 2.26. Структурна схема системи регулювання

Регульована величина може бути знайдена з виразу:

$$y(p) = W_{оп}(p)u(p) + W_f(p)f(p), \quad (2.57)$$

де $W_{op}(p)$ – передавальна функція об'єкта регулювання за задавальною дією; $W_f(p)$ – передавальна функція об'єкта регулювання за збурювальною дією.

Підставляючи (2.56) у (2.57) отримаємо:

$$y(p) = W_{pez}(p)W_{op}(p)x_y(p) + W_f(p)f(p) = W_{poz}(p)x_y(p) + W_f(p)f(p). \quad (2.58)$$

Тут передавальна функція розімкненої системи має вигляд:

$$W_{poz}(p) = W_{pez}(p)W_{op}(p) = \frac{R(p)}{Q(p)}, \quad (2.59)$$

де $R(p) = b_0p^m + b_1p^{m-1} + \dots + b_{m-1}p + b_m$, $Q(p) = a_0p^m + a_1p^{m-1} + \dots + a_{m-1}p + a_m$ – деякі поліноми m -степеня, які є функціями оператора p .

Передавальну функцію розімкненої системи можна визначити як відношення операторного зображення приросту регульованої величини до операторного зображення приросту розузгодження при нульових початкових умовах і збурювальній дії, що дорівнює нулю. Оскільки в системі відсутній зворотній зв'язок, то $x_3(t) = x_y(t)$, а функція розузгодження запишеться у вигляді:

$$W_{poz}(p) = \frac{y(p)}{x_3(p)}. \quad (2.60)$$

Стосовно функцій часу, які використовувалися у виразах (2.56) – (2.58), передавальна функція розімкнутої системи дає змогу в символічній або операторній формі записувати диференціальне рівняння, яке пов'язує регульовану величину $y(p)$ з розузгодженням $x_3(p)$ у розімкнутій системі:

$$y(p) = W_{poz}(p)x_3(p). \quad (2.61)$$

Враховуючи (2.59), вираз (2.61) можна записати у вигляді:

$$Q(p)y(p) = R(p)x_3(p). \quad (2.62)$$

Передавальна функція розімкненої системи має велике значення у теорії автоматичного регулювання, оскільки багато методів аналізу і синтезу оснований на використанні саме цієї функції.

Розглянемо тепер замкнену систему. Величина сигналу розузгодження дорівнює (див. рис. 2.27):

$$x_y(p) = x_3(p) - y(p) \quad (2.63)$$

Враховуючи (2.58) і (2.63) запишемо, що:

$$y(p) = \frac{W_{poz}(p)}{1 + W_{poz}(p)}x_3(p) + \frac{W_f(p)}{1 + W_{poz}(p)}f(p), \quad (2.64)$$

і для сигналу розузгодження системи x_y :

$$x_y(p) = \frac{x_3(p)}{1 + W_{роз}(p)} - \frac{W_f(p)}{1 + W_{роз}(p)} f(p). \quad (2.65)$$

Вираз для функції, яка описує замкнуту систему регулювання запишемо у вигляді:

$$W_{зам}(p) = \frac{W_{роз}(p)}{1 + W_{роз}(p)} = \frac{R(p)}{R(p) + Q(p)} \quad (2.66)$$

Ця функція називається передавальною *функцією замкнутої системи*. Вона відображає зв'язок між регульованою координатою $y(t)$ і задавальним впливом $x_3(t)$ при нульовому збурювальному впливі:

$$y(p) = W_{зам}(p)x_3(p) = \frac{W_{роз}(p)}{1 + W_{роз}(p)} x_3(p). \quad (2.67)$$

Функції, яка описує замкнуту систему відносно сигналу розузгодження, має вигляд:

$$W_{x_y}(p) = 1 - W_{зам}(p)x_3(p) = \frac{1}{1 + W_{роз}(p)} = \frac{Q(p)}{R(p) + Q(p)}. \quad (2.68)$$

Ця функція називається передавальною *функцією замкненої системи за розузгодженням*. Вона відображає зв'язок між сигналом розузгодження і задавальним впливом у замкнутій системі при нульовому збурювальному впливі:

$$x_y(p) = W_{x_y}(p)x_3(p) = \frac{x_3(p)}{1 + W_{роз}(p)}. \quad (2.69)$$

Формули (2.64), (2.65), (2.67) і (2.69) являють собою символічну (операторну) форму запису диференціальних рівнянь, які описують систему регулювання.

Передавальну функцію замкнутої системи можна визначити як відношення операторного зображення приросту регульованої величини $y(p)$ до операторного зображення приросту величини задавальної дії $x_3(p)$ при нульових початкових умовах і відсутності зовнішніх збурень:

$$W_{зам}(p) = \frac{y(p)}{x_3(p)}. \quad (2.70)$$

Передавальну функцію замкнутої системи за сигналом розузгодження так само, як і передавальну функцію замкнутої системи, можна визначити як відношення операторного зображення приросту величини сигналу розузгодження $x_y(p)$ до операторного зображення при-

росту величини задавальної дії $x_3(p)$ при нульових початкових умовах і відсутності зовнішніх збурень:

$$W_{зам}(p) = \frac{x_y(p)}{x_3(p)}. \quad (2.71)$$

З виразів (2.64) і (2.65) видно, що автоматичне регулювання зменшує відхилення регульованої величини під дією збурювальних впливів у $(1 + W_{роз}(p))$ раз порівняно з відхиленням у розімкненій системі (2.58), коли контур регулювання розірваний і автоматичне регулювання відсутнє.

Поліном у вигляді суми поліномів $R(p)$ і $Q(p)$:

$$D(p) = R(p) + Q(p). \quad (2.72)$$

називається характеристичним поліномом.

Прирівнюючи до нуля характеристичний поліном, отримуємо характеристичне рівняння системи:

$$D(p) = R(p) + Q(p) = 0. \quad (2.73)$$

Вираз (2.73) може бути записаний в іншому вигляді, який отримується з (2.64) або (2.65):

$$1 + W_{роз}(p) = 0, \quad (2.74)$$

оскільки характеристичне рівняння системи є не чим іншим як виразом знаменника, який прирівнюється до нуля.

Передавальною функцією розімкненої системи можна записати безпосередньо за структурною схемою і передавальними функціями ланок або будь-яким співвідношенням, що пов'язує передавальну функцію розімкнутої системи з іншими функціями, зокрема: за передавальною функцією замкнутої системи (2.66)

$$W_{роз}(p) = \frac{W_{зам}(p)}{1 + W_{зам}(p)}; \quad (2.75)$$

за передавальною функцією для розузгодження (2.68)

$$W_{роз}(p) = \frac{1 - W_{x_y}(p)}{W_{x_y}(p)}. \quad (2.76)$$

На основі вище сказаного, передавальна функція розімкнутої системи дає змогу знайти вираз для величини сигналу розузгодження та регульованої величини як функції задавальної і збурювальної величин, а також дає змогу записати характеристичне рівняння системи.

2.10. Закони регулювання

Під *законом регулювання* або *законом управління* розуміють алгоритм або функціональну залежність, згідно з якими пристрій керування формує керуючу дію $u(t)$ [1, 4, 7]. Ця залежність може бути показана у вигляді:

$$u(t) = F(x_y, x_3, f, \dot{x}_y, \dot{x}_3, \int) \quad (2.77)$$

де F – в загальному випадку нелінійна, функція, яка залежить від сигналу розузгодження x_y (сигналу управління), задавальної дії x_3 та збурювальної дії f , а також від їх похідних та інтегралів за часом.

Вираз (2.77) може бути записаний також у вигляді:

$$u(t) = F_1(x_y) + F_2(x_3) + F_3(f) \quad (2.78)$$

Перший доданок (2.78) відповідає регулюванню за відхиленням, другий і третій – регулюванню за зовнішньою дією.

У даному посібнику ми розглядатимемо лише лінійні закони регулювання. У цьому випадку пристрій, який здійснює регулювання, формує керуючу величину $u(t)$ як функцію розузгодження x_y лінійної форми, яка описується виразом:

$$u(t) = k_1 x_y + k_2 \int x_y dt + k_3 \iint x_y dt^2 + \dots + k_4 \dot{x}_y + k_4 \ddot{x}_y + \dots \quad (2.79)$$

або в операторній формі запису має вигляд

$$u(p) = k_1 x_y + \frac{k_2}{p} x_y + \frac{k_3}{p^2} x_y + \dots + k_4 p x_y + k_5 p^2 x_y + \dots \quad (2.80)$$

де k_1, k_2, k_3, \dots – коефіцієнти системи автоматичного регулювання.

1. Пропорційне регулювання. У випадку пропорційного регулювання вираз (2.56) для простої безінерційної ланки регулювання (див. рис. 2.27) записується таким чином:

$$u(p) = W_{pec}(p) x_y(p) = k_1 x_y(p) \quad (2.81)$$

де k_1 – коефіцієнт посилення (пропорційності).

Передавальна функція розімкненої системи з пропорційним регулятором має вигляд:

$$W_{роз}(p) = W_{pec}(p) W_{op}(p) = k_1 W_{об}(p), \quad (2.82)$$

де $W_{op}(p)$ – передавальна функція об'єкта регулювання.

В усталеному режимі передавальна функція прямуватиме до значення:

$$\lim_{p \rightarrow 0} W(p) = k_1 k_{op} = K, \quad (2.83)$$

де k_{op} – коефіцієнт передачі об'єкта регулювання.

Ця величина називається загальним коефіцієнтом посилення розімкненої системи. Коефіцієнт посилення є безрозмірною величиною, так само як і передавальна функція розімкнутої системи. Це впливає із співвідношення (2.60).

Коефіцієнт посилення розімкненої системи фізично є відношенням усталеного значення регульованої величини до усталеного значення розузгодження $x_y = x_{y0}$, якщо контур регулювання разом з регульованим об'єктом розглядати як деякий посилювач, на вході якого діє сигнал у вигляді сигналу розузгодження x_y , а на виході – підсилений сигнал u . Таким чином, для коефіцієнта підсилення можна записати

$$K = \frac{y_{уст}}{x_{y0}}.$$

Далі розглянемо замкнену систему керування. Для усталеного режиму замкненої системи при постійному сигналі задавальної дії $x_3(t) = x_{30}$ з виразу (2.65) можна отримати таке співвідношення:

$$x_{уст} = \frac{x_{30}}{1+K} + \frac{x_{fуст}}{1+K}. \quad (2.84)$$

де $x_{уст}$ – розузгодження в усталеному режимі, $x_{fуст}$ – розузгодження в усталеному режимі від збурювальної дії в об'єкті без регулювання.

Отже, пропорційне регулювання дає змогу зменшити статичну похибку об'єкта в $(1+K)$ раз. Регулювання при цьому є статичним, оскільки, при будь-якому значенні коефіцієнта підсилення ланки статична похибка буде відмінною від нуля.

Величина статичної похибки регулювання залежить від коефіцієнта посилення об'єкта та параметрів налаштування П-регуляторів. Причому статична похибка є тим меншою, чим більшим є значення параметра k_1 . Для того, щоб ця похибка була відсутня, тобто $u_{уст} = 0$ при $k_{op} \neq 0$, необхідно забезпечити умову, щоб $k_1 \rightarrow \infty$. Отже, наявність статичної похибки регулювання є недоліком САК з пропорційним регулятором.

2. Інтегральне регулювання. При інтегральному регулюванні здійснюється пропорційна залежність між швидкістю зміни регулюючої дії і розузгодження:

$$\frac{du}{dt} = k_2 x_y. \quad (2.85)$$

При цьому регулююча дія пропорційна інтегралу від розузгодження за часом:

$$u(t) = k_2 \int x_y dt, \quad (2.86)$$

У операторній формі вираз (2.86) можна записати:

$$u(p) = W_{\text{рег}}(p)x_y = \frac{k_2}{p}x_y. \quad (2.87)$$

Інтегральне регулювання може бути реалізоване за допомогою інтегрувальної ланки, яка буде розглянута в розділі 3.

Передавальна функція розімкненої системи регулювання з інтегральним регулятором має вигляд:

$$W_{\text{роз}}(p) = W_{\text{рег}}(p)W_{\text{оп}}(p) = \frac{k_2}{p}W_{\text{оп}}(p), \quad (2.88)$$

В усталеному режимі (коли $p = 0$) передавальна функція $W_{\text{роз}}(p)$ прямує до нескінченності: $W_{\text{роз}}(p) \rightarrow \infty$. Тоді перша складова виразу (2.65) при $x_3(p) = x_{30} = \text{const}$ дорівнює нулю. Друга складова, яка визначається наявністю збурювальної дії, може не дорівнювати нулю, оскільки в усталеному режимі її чисельник може також прямувати до нескінченності. Переходячи до границь при збурювальній дії $f(t) = f_0 = \text{const}$, отримаємо величину сигналу розузгодження в усталеному режимі:

$$x_{y \text{ уст}} = -\lim_{p \rightarrow 0} \frac{W_f(p)f_0}{1 + W_{\text{роз}}(p)}, \quad (2.89)$$

яка може дорівнювати нулю або бути відмінною від нуля.

У замкнутій системі, аналогічно до пропорційного регулювання, величина сигналу розузгодження буде дорівнювати:

$$x_y(p) = \frac{x_3(p)}{1 + W_{\text{оп}}(p)\frac{k_2}{p}}. \quad (2.90)$$

Як бачимо з виразу (2.90), в усталеному режимі (коли $p = 0$) статична похибка при $x_3(p) = x_{30} = \text{const}$ дорівнює нулю.

Таким чином, при інтегральному регулюванні система є астатичною відносно задавальної дії. Вона може бути при цьому як статичною, так і астатичною відносно до збурювальної дії.

Регулювання може здійснюватися також шляхом подвійного інтегрування функції розузгодження за часом:

$$u(t) = k_3 \int \int x_y dt dt, \quad (2.91)$$

В операторній формі запису вираз (2.91) запишеться, як:

$$u(p) = W_{pez}(p)x_y = \frac{k_3}{p^2}x_y. \quad (2.92)$$

Тоді в усталеному режимі ($p = 0$) значення передавальної функції також прямує до нескінченності: $W_{poz}(p) \rightarrow \infty$. Система у цьому випадку буде астатичною відносно задавальної дії. Однак це уже буде астатизм другого порядку. Розузгодження, яке визначається задавальною дією в (2.64), буде дорівнювати нулю не лише при $x_3(t) = x_{30} = \text{const}$, але і при зміні задавального значення з постійною швидкістю зміни сигналу $\frac{dx_{30}}{dt} = \text{const}$.

Аналогічно можна отримати астатизм третього порядку та вищий, використавши регулювання за третім та вище інтегралами, тобто здійснюючи регулювання за законом

$$u(p) = W_{pez}(p)x_y = \frac{k}{p^r}x_y. \quad (2.93)$$

де r – порядок астатизму.

Пропорційне регулювання можна розглядати як частковий випадок астатизму при $r = 0$.

Підвищення порядку астатизму призводить до збільшення усталеної точності системи регулювання, але одночасно робить систему повільнішою в дії, тобто знижується її швидкодія, а також це призводить до погіршення стійкості.

Для ілюстрації сповільнення дії системи з інтегральним регулюванням розглянемо рис. 2.29. Припустимо, що сигнал розузгодження в системі регулювання починає зростати за лінійним законом $x_y(t) = at$. У системі пропорційного регулювання за таким же законом змінюватиметься керуюча дія $u = k_1x_y = k_1at$. У системі інтегрального регулювання керуюча дія змінюється за законом $u = k_2 \int x_y dt = \frac{k_2 at^2}{2}$. Тоді,

при $t = 0$, у системі інтегрального регулювання не лише керуюча дія дорівнює нулю, але й її перша похідна, що зумовлює малий ріст $u(t)$ в початковий момент часу. У системі пропорційного регулювання зростання $u(t)$ в початковий момент часу є більшим, оскільки наявність сигналу розузгодження одразу спричиняє появу керуючої дії, на відміну від системи інтегрального регулювання, де має пройти певний час, поки не “накопичиться” інтеграл $\int x_y dt$.

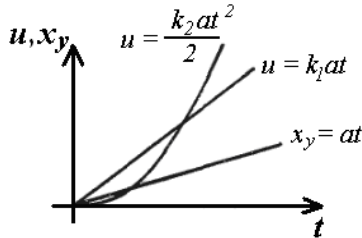


Рисунок – 2.29. Залежність керуючої дії і сигналу розузгодження від часу в системі регулювання

Якщо перейти до регулювання за другим інтегралом, то зниження швидкодії стане ще помітнішим, через накопичення значення наступним інтегралом.

Пропорційно-інтегральне регулювання. При пропорційно-інтегральному регулюванні здійснюється одночасне регулювання за пропорційним та інтегральним законом, яке формально описується виразом:

$$u(p) = k_1 x_y + \frac{k_2}{p} x_y = \frac{k_1 p + k_2}{p} x_y. \quad (2.94)$$

Тоді $W_{роз}(p) \rightarrow \infty$ при $p = 0$ і регулювання буде астатичним відносно задавальної дії. Пропорційно-інтегральне регулювання може здійснюватися за допомогою паралельно включених пропорційного та інтегрального регуляторів.

Пропорційно-інтегральне регулювання поєднує в собі всі характеристики пропорційного і інтегрального регулювання, має високу точність, характерну для інтегрального регулювання (астатизм) та велику швидкість, характерну для пропорційного регулювання. У перший момент, при виникненні розузгодження, система пропорційно-інтегрального регулювання працює як система пропорційного регулювання. Це визначається першим доданком у правій частині закону (2.94). Надалі система починає працювати як система інтегрального регулювання, оскільки з часом починає переважати другий доданок (2.94).

Регулювання за похідною (диференційне регулювання). При регулюванні за першою похідною від сигналу розузгодження керуюча величина $u(t)$ (2.79) дорівнює:

$$u(t) = k_4 \frac{dx_y}{dt}. \quad (2.95)$$

або в операторній формі запису

$$u(p) = k_4 p x_y$$

Регулювання за похідною самостійно реалізувати не можна, тому що в усталеному режимі похідна від функції розузгодження дорівнює нулю і регулювання припиняється. Однак, вона відіграє помітну роль у перехідних процесах і загалом у динамічній поведінці системи як допоміжна складова, тому що регулювання дає змогу враховувати не лише наявність сигналу розузгодження, але й тенденцію до її зростання або зменшення.

При здійсненні регулювання за **пропорційним та диференціальним законом**, яке описується виразом

$$u = k_2 x_y + k_4 p x_y, \quad (2.96)$$

у системі діє керуюча дія навіть тоді, коли $x_y = 0$, але при цьому

$p x_y = \frac{dx_y}{dt} \neq 0$. Так, наприклад, в розглянутому вище випадку (рис.

2.28), при $x_y = at$ керуюча дія, яка визначається другою складовою в правій частині (2.96), виникає уже при $t = 0$. Коли відбувається регулювання за похідною від сигналу розузгодження збільшується швидкість реакції системи регулювання, тобто збільшується її швидкодія, що приводить до зниження динамічних похибок.

Інколи у законах регулювання може вводитися похідна вищого рівня – друга, третя і т.д. Це ще більше покращує динамічні характеристики системи автоматичного регулювання. Однак, технічна реалізація похідних вищого рівня має певні труднощі, які можуть спричинити некерovanість системи.

Закон регулювання може бути і складнішим та містити крім пропорційної складової також інтеграли (для покращення точності) та похідні (для покращення динамічних властивостей). Наприклад, часто використовується в системах автоматичного регулювання **пропорційно-інтегрально-диференційний** закон регулювання. Тоді керуюча дія буде визначатися таким чином:

$$u = \left(k_1 + \frac{k_2}{p} + k_4 p \right) x_y. \quad (2.97)$$

Пропорційно-інтегрально-диференційне регулювання поєднує в собі всі характеристики пропорційного, інтегрального і диференційного регулювання, має високу точність, характерну для інтегрального регулювання (астатизм), велику швидкодію, характерну для пропорційного регулювання, та малу динамічну похибку, характерну для диференційного регулювання.

Контрольні запитання

1. Які елементи систем автоматичного керування відносять до силових?
2. Які елементи систем автоматичного керування відносять до елементів керування?
3. Що таке передавальна функція об'єкта регулювання? Дати пояснення.
4. Складіть математичну модель двигуна постійного струму незалежного збудження на основі передавальних функцій.
5. Які ви знаєте способи з'єднання елементів?
6. Що таке послідовне з'єднання елементів?
7. Що таке паралельне з'єднання елементів?
8. Що таке зустрічне паралельне з'єднання елементів?
9. Правила переносу передавальної функції через вузли сумування та розгалуження сигналів.
10. Що таке перехідна функція ланки?
11. Що таке імпульсна або вагова функція ланки?
12. Що таке частотна характеристика ланки?
13. Які основні показники якості перехідного процесу?
14. Які ви знаєте типові ланки систем автоматичного керування?
15. Виведіть передавальну і перехідну функції безінерційної ланки системи автоматичного керування.
16. Виведіть передавальну і перехідну функції інтегруючої ланки системи автоматичного керування.
17. Виведіть передавальну і перехідну функції диференціальної ланки системи автоматичного керування.
18. Виведіть передавальну і перехідну функції аперіодичної ланки першого порядку системи автоматичного керування.
19. Виведіть передавальну і перехідну функції аперіодичної ланки другого порядку системи автоматичного керування.
20. Запишіть передавальну функцію розімкнутої системи автоматичного регулювання? Дайте пояснення.
21. Запишіть передавальну функцію замкнутої системи автоматичного регулювання? Дайте пояснення.
22. Які ви знаєте закони регулювання?
23. Запишіть вираз керуючої дії при пропорційному законі регулювання?
24. Запишіть вираз керуючої дії при інтегральному законі регулювання?
25. Запишіть вираз керуючої дії при пропорційно-інтегральному законі регулювання?
26. Запишіть вираз керуючої дії при диференційному законі регулювання?
27. Запишіть вираз керуючої дії при пропорційно-інтегрально-диференціальному законі регулювання?

РОЗДІЛ 3

АВТОМАТИЧНІ РЕГУЛЯТОРИ

Важливим завданням для системи автоматичного керування об'єктом є регулювання його координат із заданою точністю за певним алгоритмом роботи. Для досягнення цієї мети необхідний цілий комплекс з'єднаних між собою елементів, що реалізують типові функції керування. Одними із таких елементів є регулятори, які здійснюють перетворення сигналу згідно з певними математичними операціями, необхідними для регулювання відповідної координати об'єкта. Основною складовою регуляторів є операційні посилювачі постійною струму.

3.1. Операційні посилювачі

Операційний посилювач (ОП) – це модульний багатоканальний посилювач з диференціальним входом [8]. За своїми властивостями він наближається до ідеального елемента, який характеризується:

- безмежно великим коефіцієнтом посилення за напругою ($k_u \rightarrow \infty$);
- безмежно великим вхідним опором ($Z_{ex} \rightarrow \infty$);
- практично нульовим значенням вихідного опору ($Z_{вих} = 0$);
- практично нульовим значенням вихідної напруги при закороченому вході ($U_{вих} = 0$);
- достатньо широкою смугою пропускання ($f \rightarrow \infty$).

Практично жодна з цих властивостей повністю не досягається, але кожна з них наближається до ідеальної з достатньою точністю, необхідною для виконання розрахунків. На рис 3.1 наведено еквівалентну схему ОП, який має два основні входи: інвертуючий, який позначається знаком “-”, і неінвертуючий, який позначається знаком “+”, та один вихід.

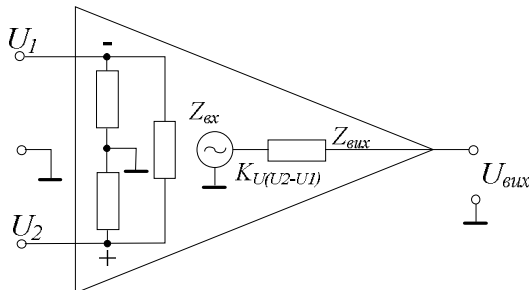


Рисунок – 3.1. Еквівалентна схема операційного підсилювача

Якщо ОП працює у лінійному режимі, то вихідна напруга $U_{вих}$ зростає із зменшенням напруги на інвертуючому вході “-” U_1 і при збільшенні її на неінвертуючому вході “+” U_2 . Різницю напруг на входах ОП ($U_2 - U_1$) називають диференційним вхідним сигналом, а півсуму ($U_2 + U_1$)/2 – синфазним вхідним сигналом.

ОП складається з послідовно з’єднаних каскадів. Перший каскад – диференційний посилювач. Він має великий коефіцієнт посилення відносно диференційних вхідних сигналів і малий – відносно синфазних сигналів. Крім того, диференційний посилювач має вхід з великим опором для довільних, поданих на його входи, сигналів.

Проміжних каскадів посилення може бути кілька і вони призначені для забезпечення вихідної напруги спокою ОП, близької до нуля, а також посилення струму і напруги. Послідовне включення проміжних каскадів забезпечує високий внутрішній коефіцієнт посилення за напругою k_u , а також необхідний струм для роботи вихідного каскаду.

Вихідний каскад забезпечує низький вихідний опір ОП і величину струму, необхідну для живлення заданого навантаження.

Основні параметри операційних посилювачів:

- внутрішній коефіцієнт посилення за напругою k_u – коефіцієнт посилення без зворотного зв’язку, який дорівнює від кількох до десятків тисяч;
- вихідна напруга зсуву;
- вхідний струм зсуву ($I_{зсв}$) – це різниця струмів зміщення вхідних транзисторів ОП, яка з’являється через неузгодження коефіцієнтів посилення за струмом вхідних транзисторів. $I_{зсв} = I_{зм1} - I_{зм2}$, де $I_{зм1}$ – струм, необхідний для живлення транзистора на інвертуючому вході; $I_{зм2}$ – струм, необхідний для живлення транзистора на неінвертуючому вході;
- вхідний струм зміщення ($I_{зм}$) – це струм, необхідний для забезпечення роботи вхідного каскаду ОП;
- вхідний опір ($R_{вх}$) – це опір посилювача відносно вхідного сигналу. Його величина може становити від 1 МОм до сотень МОм;
- вихідний опір ($R_{вих}$) – це внутрішній опір посилювача, який не перевищує кількох сотень Ом;
- вхідна ємність ($C_{вх}$) – це ємність між входами ОП і землею;
- максимальна швидкість наростання вихідної напруги (V_u) – це найбільша швидкість зміни вихідної напруги, яка вимірюється у В/мкс;
- коефіцієнт послаблення синфазних сигналів ($k_{сф}$) – це відношення коефіцієнта посилення за напругою k_u до коефіцієнта передачі синфазного сигналу;

- частотна смуга (визначається частотою одиничного посилення (f_1), тобто частотою, при якій коефіцієнт посилення, зменшуючись, досягає одиниці. Значення f_1 змінюється від десятих часток МГц до кількох десятків МГц);
- струм живлення ($I_{жс}$) – струм, який споживає ОП без навантаження;
- потужність живлення ($P_{жс}$) – потужність, яку споживає ОП (без навантаження).
- *Гранично допустимі значення операційних посилювачів:*
- максимальна потужність розсіювання (P_{max});
- максимальна напруга живлення ($+U_{жс}, -U_{жс}$);
- максимальна різниця вхідних напруг (на інвертуючому і неінвертуючому входах);
- максимальна напруга синфазних вхідних сигналів ($U_{вх.сф}$);
- вихідний струм ($I_{вих}$) – визначається мінімальним значення опору навантаження.

На рис. 3.2 показано умовні позначення та види корпусів деяких типів ОП.

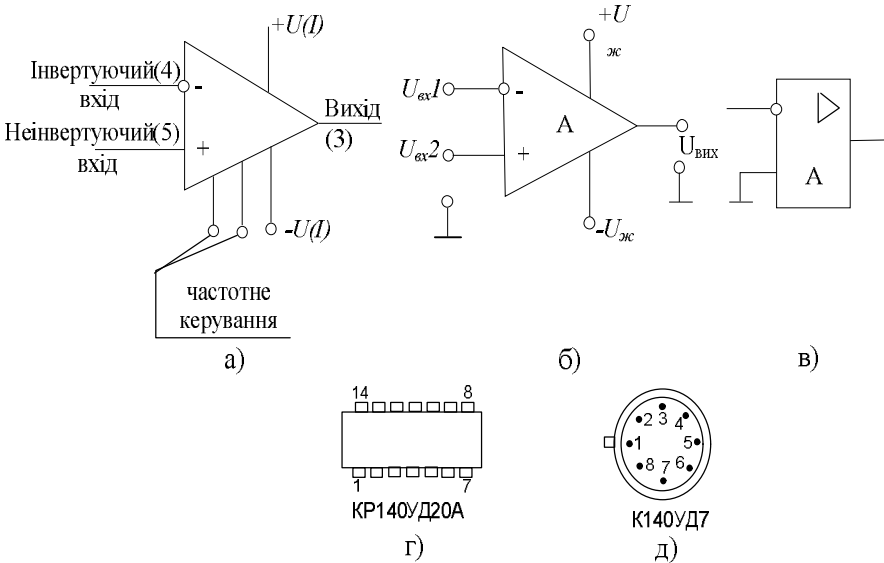


Рисунок – 3.2. Умовні позначення ОП на схемах: принципівих (а); електричних (б); структурних (в); конструкція деяких типів корпусів мікросхеми: прямокутні (г) і круглі (д)

Виводи і умовні позначення ОП наведені на рис. 3.2:

(1) $+U_{жс}$, $-U_{жс}$. Виводи для підключення напруг живлення;

(2) Частотне корегування (виводи стабілізації затримки або зсуву сигналу);

(3) Вихід, з якого знімається посилений сигнал;

(4) Інвертуючий вхід. Якщо неінвертуючий вхід заземлений, а на інвертуючий подати сигнал, то на виході одержимо сигнал, зсунутий за фазою на 180° , а це означає, що на виході отримаємо сигнал протилежного знака;

(5) Неінвертуючий вхід. Якщо інвертуючий вхід заземлений, а на неінвертуючий подати сигнал, то сигнал на виході буде синфазний із вхідним сигналом. Тобто, на виході ОП появиться сигнал того ж знака (полярності), що і на вході.

Згідно з класифікацією, ОП бувають:

- універсальні (загального застосування), в яких $k_u = 10^3 \dots 10^5$; $f_1 = 1,5 \dots 10$ МГц;
- прецизійні (інструментальні), в яких $k_u > 0,5 \cdot 10^6$ і з гарантованими малими рівнями зміщення $U_{зм} \leq 0,5$ мВ і дрейфу;
- швидкодійні, в яких швидкість наростання вихідної напруги $V_u > 20$ В/мкс;
- мікропотужні, у яких струм живлення $I_{жс} < 1$ мА;
- потужні, у яких струм навантаження $I_{вих}$ до 1 А;
- багатоканальні, в одному корпусі яких змонтовано кілька ОП.

3.2. Загальна схема і передавальна функція регулятора

Для побудови різних регуляторів переважно використовується схема включення операційного посилювача з інвертуючим входом. Необхідні передавальні функції регуляторів можуть бути отримані завдяки комплексних активно-ємнісним опорам у колах зворотного зв'язку і у вхідних колах.

Виведемо вираз передавальної функції регулятора, показаного на рис. 3.3. На основі першого і другого закону Кіргофа запишемо:

$$\left. \begin{aligned} I_{ex}(p) + I_{3.3}(p) - I_0(p) &= 0, \\ U_{ex}(p) - I_{ex}(p)Z_{ex}(p) - U_\delta(p) &= 0, \\ U_{вих}(p) - I_{3.3}(p)Z_{3.3}(p) - U_\delta(p) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

де $Z_{3.3}(p)$ – комплексний активно-ємнісний опір у колі зворотного зв'язку;

$Z_{ex}(p)$ – комплексний активно-ємнісний опір у вхідному колі.

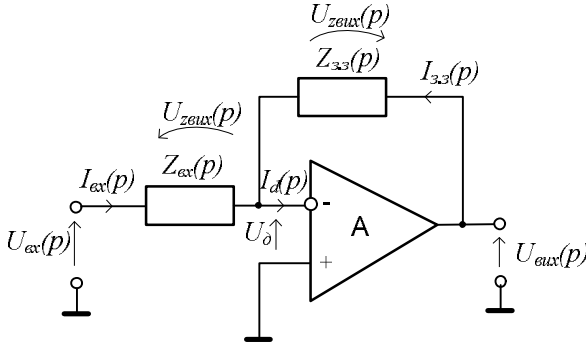


Рисунок – 3.3. Загальна схема регулятора

В ідеального посилювача внутрішній коефіцієнт посилення за напругою $k_u \rightarrow \infty$, тоді $U_d \rightarrow 0$; $R_{вх} \rightarrow \infty$, а $I_0 \rightarrow 0$; $R_{вих} \rightarrow 0$, тому, можна прийняти, що $U_d(p) = 0$, $I_0(p) = 0$. За таких умов отримаємо система рівнянь (3.1) запишеться у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} I_{вх}(p) + I_{з.з}(p) &= 0, \\ U_{вх}(p) - I_{вх}(p)Z_{вх}(p) &= 0, \\ U_{вих}(p) - I_{з.з}(p)Z_{з.з}(p) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

З другого і третього рівнянь запишемо вирази для струмів

$$I_{вх}(p) = \frac{U_{вх}(p)}{Z_{вх}(p)}, \quad (3.3)$$

$$I_{з.з}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{Z_{з.з}(p)}. \quad (3.4)$$

Підставивши вирази (3.3) і (3.4) у перше рівняння системи рівнянь (3.2), отримаємо:

$$\frac{U_{вх}(p)}{Z_{вх}(p)} = -\frac{U_{вих}(p)}{Z_{з.з}(p)}. \quad (3.5)$$

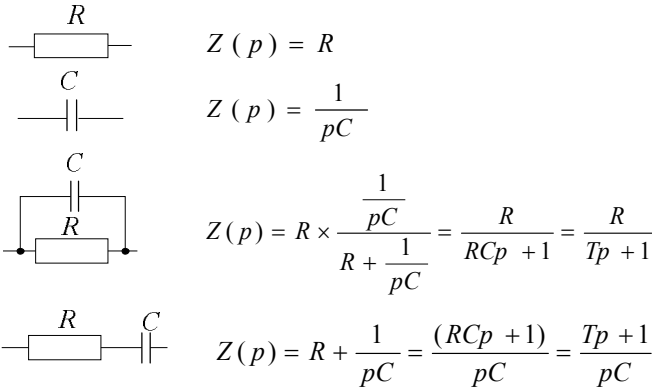
З рівності (5) запишемо вирази передавальної функції регулятора [8]:

$$W_{рег}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = -\frac{Z_{з.з}(p)}{Z_{вх}(p)}. \quad (3.6)$$

Знак “-” вказує на інвертування вихідної напруги.

Регулятори мають ланки з комбінацією елементів наведених нижче, для яких подані формальні співвідношення для запису опорів в

операторній формі, котрі необхідно використовувати для визначення передавальних функцій регулятора:



Добуток RC має розмірність "с" (секунда), тобто $T = RC$ – стала часу.

3.3. Пропорційний регулятор (П-регулятор)

Пропорційний регулятор утворюється при вмиканні резисторів у вхідне коло і в коло зворотного зв'язку. Такий регулятор являє собою посилювач із жорстким зворотним зв'язком, тобто: $Z_{\text{вх}}(p) = R_{\text{вх}}$, $Z_{\text{з.з.}}(p) = R_{\text{з.з.}}$ (рис. 3.4.а). В такому випадку передавальна функція П-регулятора має вигляд:

$$W_n(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{Z_{\text{з.з.}}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)} = - \frac{R_{\text{з.з.}}}{R_{\text{вх}}} = -K_n, \quad (3.7)$$

де K_n – коефіцієнт посилення регулятора.

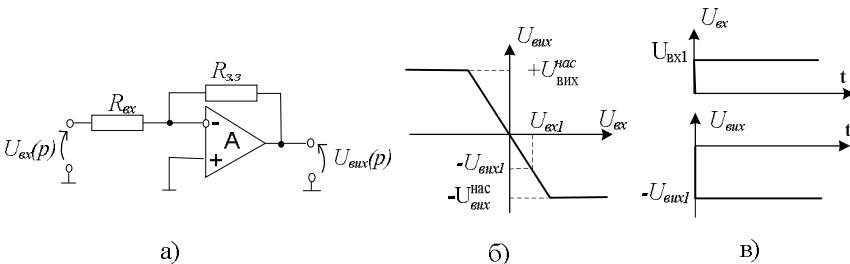


Рисунок – 3.4. Пропорційний регулятор (П-регулятор):

а) схема регулятора; б) статична характеристика; в) перехідна характеристика

Із вигляду статична характеристика П-регулятора (рис. 3.4б) видно, що лінійна залежність зберігається в межах лінійної ділянки ста-

тичної характеристики, тобто від $+U_{вих}^{нас}$ до $-U_{вих}^{нас}$, при цьому коефіцієнт посилення регулятора

$$\frac{|U_{вих1}(p)|}{|U_{вх1}(p)|} = K_n.$$

Максимальна вихідна напруга насичення цієї схеми $U_{вих}^{max}$ залежить від напруги живлення регулятора. Наприклад, якщо $U_{жс} = \pm 15$ В, тоді $U_{вих}^{max} \approx 14$ В. Лінійна зона характеристики $U_{вих} = f(U_{вх})$ залежить також від напруги живлення. При $U_{жс} = \pm 15$ В вихідна напруга насичення змінюється в межах $U_{вих} = \pm 10$ В.

На рис. 3.4в показана перехідна характеристика ІІ-регулятора. Якщо прийняти, що $U_{вх1}(p) = U_{вх1} = \text{const}$, то

$$|U_{вих1}| = K_n \cdot |U_{вх1}|, \quad (3.8)$$

тобто на виході ІІ-регулятора буде напруга пропорційна вхідній напрузі за модулем.

3.4. Інтегральний регулятор (І-регулятор)

Інтегральний регулятор утворюється, шляхом вмикання у коло зворотного зв'язку ОП конденсатора, тобто $Z_{3.3}(p) = \frac{1}{C_{3.3}p}$, а у вхідне коло – резистора, тобто $Z_{вх}(p) = R_{вх}$, як показано на рис. 3.5а. З урахуванням цих елементів передавальна функція регулятора запишеться у вигляді:

$$W_i(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = -\frac{Z_{3.3}(p)}{Z_{вх}(p)} = -\frac{1}{C_{3.3}R_{вх}p} = -\frac{1}{T_i p}, \quad (3.9)$$

де $T_i = R_{вх}C_{3.3}$ – стала часу інтегрування.

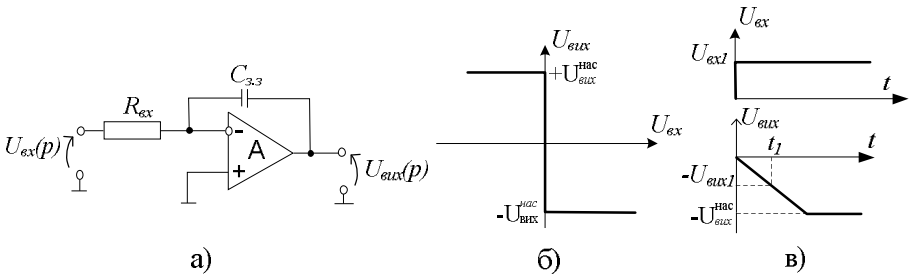


Рисунок – 3.5. Інтегральний регулятор (І-регулятор):
 а) схема регулятора; б) статична характеристика;
 в) перехідна характеристика

Статичну характеристику (рис. 3.5б), у вигляді залежності вихідної напруги від вхідної, можна отримати із (3.9), якщо прирівняти $\frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = -\frac{1}{T_i p}$. Звідси маємо:

$$U_{вих}(p) = -\frac{1}{T_i p} U_{вх}(p), \quad (3.10)$$

В статичному режимі $t \rightarrow \infty$, а $p \rightarrow 0$, тоді усталене значення $U_{вих} \rightarrow \infty$. При нульових початкових умовах $U_{вх} = 0$, тоді $U_{вих} = 0$. Практично забезпечити умову $U_{вих} = 0$ є неможливо, оскільки в ідеального ОП $k_u \rightarrow \infty$ і тому вихідна напруга $U_{вих}$ змінюється в межах напруги насичення $\pm U_{нас}$.

Перехідну характеристику І-регулятора (рис. 3.5в) можна отримати із виразу (3.10), якщо перейти у часову залежність. Для цього необхідно здійснити зворотне перетворення Лапласа, замінивши $\frac{1}{p} \Rightarrow \int$.

$$U_{вих}(p) = -\int \frac{1}{T_i} U_{вх}(t) dt.$$

Прийнявши, що $U_{вх}(t) = U_{вх1} = \text{const}$ і взявши неозначений інтеграл, отримаємо:

$$U_{вих}(t) = -\left(\frac{t}{T_i} U_{вх1} + U_{вих}(0) \right), \quad (3.11)$$

Для нульових початкових умов, якщо прийняти, що $U_{вих}(0) = 0$, можна записати:

$$U_{вих}(t_1) = -\frac{t_1}{T_i} U_{вх1}, \quad (3.12)$$

Із перехідної характеристики можна визначити сталу часу регулятора T_i , яка визначає нахил кривої. З виразу (3.12) можна записати:

$$T_i = t_1 \frac{U_{вх1}}{U_{вих1}},$$

де T_i дорівнює часу t_1 , коли вихідна напруга досягає вхідної при нульових початкових умовах.

3.5. Пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ-регулятор)

ПІ-регулятор утворюється, шляхом вмикання у коло зворотного зв'язку ОП послідовно з'єданого резистора і конденсатора, а у вхідне коло – резистора, як показано на рис. 3.6а. Для цієї схеми:

$$Z_{3.3}(p) = R_{3.3} + \frac{1}{C_{3.3}p}, Z_{ВХ}(p) = R_{ВХ}. \quad (3.13)$$

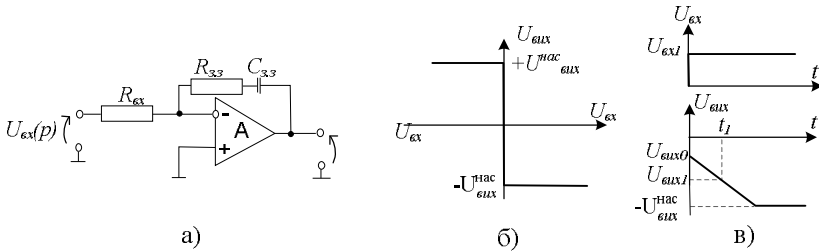


Рисунок – 3.6. Пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ-регулятор):
 а) схема регулятора; б) статична характеристика;
 в) перехідна характеристика

Підставивши вирази (3.13) у (3.6), отримаємо:

$$W_{PI}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = - \frac{Z_{3.3}(p)}{Z_{вх}(p)} = - \frac{\left(R_{3.3} + \frac{1}{C_{3.3}p} \right)}{R_{вх}} = - \frac{R_{3.3}C_{3.3}p + 1}{R_{вх}C_{3.3}p}. \quad (3.14)$$

Вираз (3.14) можна перетворити двома способами. Перший спосіб зводиться до передавальної функції зі сталими часу

$$W_{PI}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = - \frac{(T_{3.3}p + 1)}{T_i p}. \quad (3.15)$$

де $T_{3.3} = R_{3.3}C_{3.3}$ – стала часу зворотного зв'язку;

$T_i = R_{вх}C_{3.3}$ – стала часу інтегрування.

Другий спосіб зводиться до

$$W_{PI}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = - \left(K_n + \frac{1}{T_i p} \right), \quad (3.16)$$

де K_n – коефіцієнт посилення регулятора.

З виразу (3.16) видно, що передавальна функція регулятора містить дві складові: пропорційну і інтегральну. Звідси і походить назва регулятора ПІ-регулятор.

Оскільки регулятор містить інтегральну складову, то його властивості у статичному режимі такі самі, як і у І-регулятора (рис. 3.5).

Для побудови перехідної характеристики з виразу (3.16) необхідно визначити $U_{вих}(p)$ і перейти від операторної форми запису до часової, шляхом зворотного перетворення Лапласа, замінивши

$$\frac{1}{p} \Rightarrow \int. \text{Отримаємо:}$$

$$U_{вих}(t) = - \left(K_n U_{вх}(t) + \frac{1}{T_i} \int U_{вх}(t) dt \right), \quad (3.17)$$

Якщо прийняти, що $U_{вх}(t) = U_{вх1} = \text{const}$, то в момент часу t_1 одержимо:

$$U_{вих}(t_1) = - \left(K_n U_{вх1} + \frac{t_1 U_{вх1}}{T_i} + U_{вих}(0) \right), \quad (3.18)$$

Для нульових початкових умов $U_{вих}(0) = 0$ вираз (3.18) запишеться таким чином:

$$U_{вих}(t_1) = - \left(K_n U_{вх1} + \frac{t_1 U_{вх1}}{T_i} \right), \quad (3.19)$$

Вираз (3.19) можна було отримати шляхом додавання виразу пропорційної (3.8) і інтегральної складових (3.12).

Перехідна характеристика, яка відповідає виразу (3.19), показана на рис. 3.6в. Перший член у правій частині (18) дає початковий стрибок напруги $U_{вих0}$, а другий – подальше лінійне наростання до $U_{вих1}$. Якщо з входу регулятора не зняти напругу, то регулятор увійде в насичення $U_{вих}^{нас}$. З виразу (3.19) можна визначити сталу часу інтегрування ПІ-регулятора:

$$T_i = - \frac{t_1 U_{вх}}{U_{вих1} + U_{вих0}}, \quad (3.20)$$

де $U_{вих0} = K_n U_{вх1}$.

ПІ-регулятор можна реалізувати на трьох операційних посилювачах (рис. 3.7): інтеграторі А1; пропорційному регуляторі А2; суматорі А3.

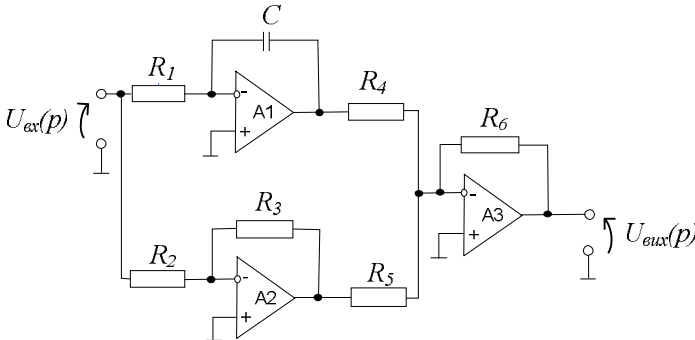


Рисунок – 3.7. Схема ПІ-регулятора на трьох ОП

Ця схема є складнішою для реалізації і тому рідко використовується.

3.6. Диференціальний регулятор (Д-регулятор)

Диференціальний регулятор утворюється шляхом вмикання у коло зворотного зв'язку ОП резистора, а у вхідне коло – конденсатора, як показано на рис. 3.8а. Для цієї схеми:

$$Z_{3.3}(p) = R_{3.3}, \quad Z_{\text{вх}}(p) = \frac{1}{C_{\text{вх}} p}. \quad (3.21)$$

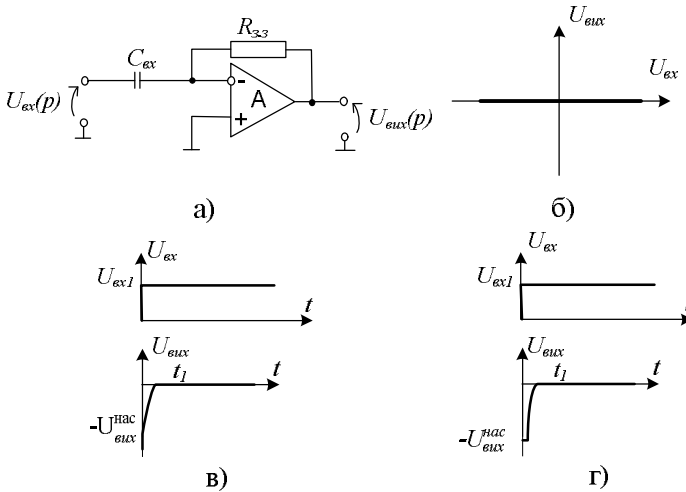


Рисунок – 3.8. Диференціальний регулятор (Д-регулятор):

а) схема регулятора; б) статична характеристика; в) перехідна характеристика ідеального Д-регулятора; г) перехідна характеристика реального Д-регулятора

Такий Д-регулятор називається ідеальним і на практиці не використовується, але для наочності доцільно насамперед розглянути саме такий варіант. Підставивши вирази (3.21) у вираз (3.6) запишемо передавальну функцію Д-регулятора:

$$W_{\text{Д}}(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{Z_{3.3}(p)}{Z_{\text{вх}}(p)} = -R_{3.3} C_{\text{вх}} p = T_{\text{Д}} p. \quad (3.22)$$

де $T_{\text{Д}} = R_{3.3} C_{\text{вх}}$ – стала часу диференціювання.

З (3.22) видно, що для усталеного режиму ($t \rightarrow \infty$, а $p \rightarrow 0$) вихідна напруга дорівнюватиме нулю. Це легко зрозуміти на основі аналізу його схеми. Конденсатор на вході регулятора не пропускає постійного струму і тому статична характеристика Д-регулятора проходить по осі абсцис (рис. 3.8б).

Перехідна характеристика матиме такий вигляд (рис. 3.8в). На вхід регулятора при подачі стрибкоподібної напруги поступає дуже великий сигнал, оскільки опір конденсатора на цей момент близький до нуля. Тому вихідна напруга миттєво зростає до напруги насичення ОП і також миттєво спадає до нуля, тобто графік вихідної напруги має голкоподібну форму (рис. 3.8в).

Розглянутий варіант Д-регулятора не набув широкого використання з таких причин:

- на роботу регулятора сильно впливають високочастотні завади, для яких $x_c \cong 0$;
- попередній каскад на ОП, який під'єднується до входу ідеального Д-регулятора, у момент різкої зміни напруги зазнає значних перевантажень.

Для усунення цих недоліків послідовно із вхідним конденсатором вмикають резистор R_{ex} (рис. 3.9).

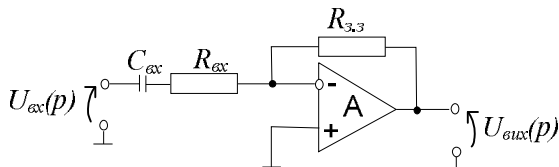


Рисунок – 3.9. Практична схема Д-регулятора (реальний Д-регулятор)

Тоді для цього регулятора:

$$Z_{з.з}(p) = R_{з.з}, \quad Z_{ex}(p) = R_{ex} + \frac{1}{C_{ex}p}.$$

Передавальна функція матиме вигляд:

$$W_D(p) = -\frac{R_{з.з} C_{вх} p}{R_{ex} C_{вх} p + 1} = -\frac{T_\delta p}{T_\phi p + 1}. \quad (3.23)$$

де $T_\phi = C_{ex} R_{ex}$ – стала часу фільтра.

Наявність резистора R_{ex} на вході зменшує навантаження попереднього ОП і обмежує вплив високочастотних завад. Перехідна характеристика реального диференціатора матиме такий вигляд (рис. 3.8г). При подачі на вхід регулятора стрибкоподібного сигналу в момент часу $t = 0$, на виході напруга миттєво зростає до напруги насичення ОП і залежно

від величини T_ϕ буде спадати до нуля. Чим меншою є стала часу фільтра T_ϕ , тим скоріше на виході регулятора спаде до нуля.

Реальний Д-регулятор можна реалізувати за допомогою пропорційного А1 і інтегрального регулятора А2, які вмикаються за схемою, показаною на рис. 3.10. В цьому випадку пропорційний регулятор А3 з одиничним коефіцієнтом посилення (див. рис. 3.10а) необхідний для інвертування вихідного сигналу з інтегратора А2.

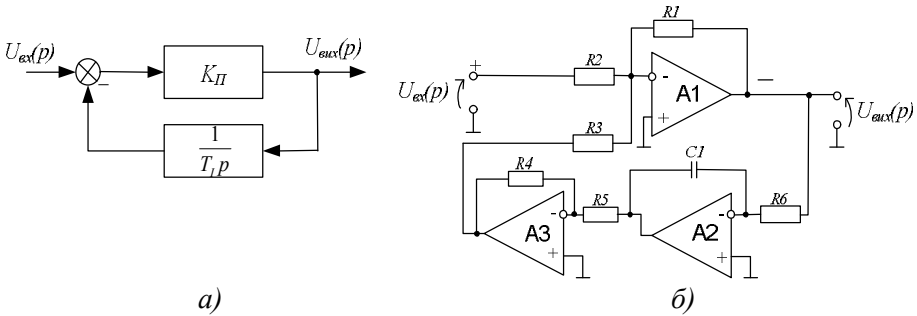


Рисунок – 3.10. Схема реалізації Д-регулятора на пропорційному і інтегральному регуляторах: а) структурна схема; б) принципова схема

Передавальна функція такого Д-регулятора, на основі структурних перетворень (див. рис. 3.10а), буде мати вигляд:

$$W_D(p) = -\frac{W_{A1}(p)}{1 + W_{A1}(p) \cdot W_{A2}(p)}, \quad (3.24)$$

де $W_{A1}(p) = K_n$ – передавальна функція пропорційного регулятора;

$$W_{A2}(p) = \frac{1}{R_{\text{ex}} C_{3.3} p} \text{ – передавальна функція інтегрального регулятора.}$$

тора.

Підставивши вирази $W_{A1}(p)$ і $W_{A2}(p)$ у (23), отримаємо:

$$W_D(p) = -\frac{K_n}{1 + K_n \frac{1}{R_{\text{ex}} C_{3.3} p}} = -\frac{R_{\text{ex}} C_{3.3} p}{R_{\text{ex}} C_{3.3} / K_n p + 1} = -\frac{T_\phi p}{T_\phi p + 1}. \quad (3.25)$$

де $T_\phi = \frac{R_{\text{ex}} C_{3.3}}{K}$ – стала часу фільтра.

Вирази (3.22) і (3.25) ідентичні. Відмінність полягає лише в обчисленні сталої часу фільтра T_ϕ . Чим більший коефіцієнт підсилення K_n , тим меншою є стала часу T_ϕ , а отже, скоріше відбувається спадан-

ня вихідної напруги до нуля. Як видно з (3.25), якщо $K_n \rightarrow \infty$, то реальний Д-регулятор наближається до ідеального.

3.7. Аперіодична ланка першого порядку (А-регулятор)

Аперіодичний регулятор, або аперіодична ланка першого порядку утворюється шляхом вмикання у коло зворотного зв'язку ОП паралельно з'єднаних резистора і конденсатора, а у вхідне коло – конденсатора, як показано на рис. 3.11а. Для цієї схеми:

$$Z_{вх}(p) = R_{вх}, \quad Z_{зз}(p) = \frac{R_{3.3}}{R_{3.3}C_{3.3}p + 1}. \quad (3.26)$$

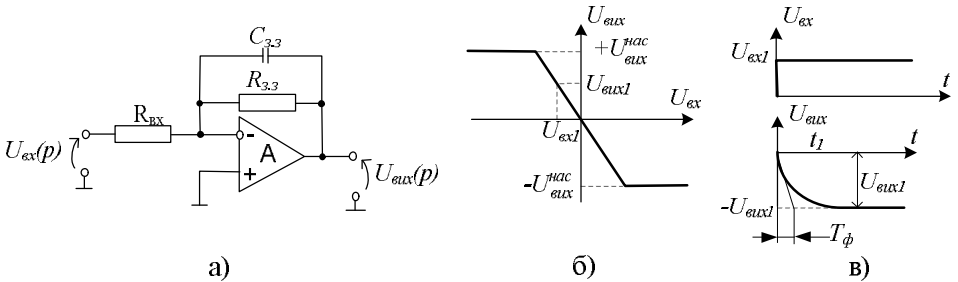


Рисунок – 3.11. Аперіодична ланка (А-регулятор):
 а) схема регулятора; б) статична характеристика;
 в) перехідна характеристика

Підставивши (3.26) у (3.6), отримаємо передавальну функцію А-регулятора:

$$W_A(p) = -\frac{Z_{зз}(p)}{Z_{вх}(p)} = -\frac{R_{3.3} / R_{вх}}{R_{3.3}C_{3.3}p + 1} = -\frac{K_n}{T_A p + 1}. \quad (3.27)$$

де $K_n = \frac{R_{3.3}}{R_{вх}}$ – коефіцієнт посилення А-регулятора;

$T_A = R_{3.3}C_{3.3}$ – стала часу А-регулятора.

Статична характеристика регулятора показана на рис. 3.11б. У статичному режимі А-регулятор має таку саму характеристику, як і П-регулятор, тому що дія аперіодичного члена не проявляється (при $t \rightarrow \infty$, а $p \rightarrow 0$) (рис. 3.11б).

Перехідну характеристику отримуємо шляхом зворотного перетворення Лапласа виразу (3.27). У результаті чого отримуємо таке рівняння:

$$U_{\text{вих}}(t) = - \left(K_n \left(1 - e^{-\frac{t}{T_A}} \right) U_{\text{вх}}(t) + U_{\text{вих}}(0) \right). \quad (3.28)$$

Якщо прийняти, що $U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}1} = \text{const}$, то в момент часу t_1 і для нульових початкових умов $U_{\text{вих}}(0) = 0$ вираз (3.28) запишемо таким чином:

$$U_{\text{вих}}(t_1) = - \left(K_n \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_A}} \right) U_{\text{вх}1} \right). \quad (3.29)$$

На рис. 3.11в показана перехідна характеристика А-регулятора, побудована на основі рівняння (3.28). Провівши дотичну до кривої від початку координат, отримаємо значення T_A .

Контрольні запитання

1. Що таке операційний посилювач?
2. Основні параметри операційного посилювача?
3. Як класифікуються операційні посилювачі?
4. Виведіть загальну передавальну функцію регулятора.
5. Складіть математичну модель двигуна постійного струму незалежного збудження на основі передавальних функцій.
6. Які ви знаєте способи з'єднання елементів?
7. Виведіть передавальну і перехідну функції пропорційного регулятора.
8. Виведіть передавальну і перехідну функції інтегрального регулятора.
9. Виведіть передавальну і перехідну функції пропорційно-інтегрального регулятора.
10. Виведіть передавальну і перехідну функції диференціального регулятора.
11. Виведіть передавальну і перехідну функції аперіодичного регулятора.

РОЗДІЛ 4 ПРИСТРОЇ ЗБОРУ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

4.1. Основні відомості про чутливі елементи та давачі

Чутливі елементи та давачі відносяться до основних елементів систем автоматичного регулювання та систем пожежної автоматики, і призначені для вимірювання різних фізичних та хімічних величин (тиск, температура, переміщення, вологість, задимленість, витрата рідини, кутова швидкість і т. д.) [9-11]. Зазвичай чутливий елемент реагує на відхилення регульованої або контрольованої величини від встановленого значення і перетворює це відхилення у форму, зручну для подальшого використання у системі регулювання. У більшості випадків чутливий елемент повинен не тільки реагувати на знак відхилення, але і вимірювати значення цього відхилення, тобто виконувати функцію вимірювального елемента. Тому частину чутливих елементів відносять до вимірювальних елементів системи.

Чутливі елементи, які використовуються в автоматичних системах регулювання, у системах контролю повинні відповідати таким вимогам:

- бути надійними при роботі в усіх умовах, які можуть виникати у регульованому технологічному процесі;
- мати необхідну чутливість;
- мати допустимі габарити та масу;
- володіти допустимою інерційністю;
- бути малочутливими до зовнішніх впливів.

У більшості випадків необхідно, щоб на виході чутливого елемента була електрична величина заданого виду. Це завдання вирішується приєднанням до чутливого елемента спеціального пристрою (перетворювача), який перетворює неелектричну величину на його виході в електричну.

Чутливі елементи спільно з перетворювачами називають давачами. За означенням: будь-який чутливий елемент, в якому величина, що вимірюється, перетворюється в іншу фізичну величину, зручнішу для її передачі в коло регулюючого пристрою та оброблення, називають давачем. Однак, слід зазначити, що дуже часто не роблять відмінності між поняттями “чутливий елемент” і “давач”.

Чутливі елементи конструктивно є дуже різними пристроями, які залежать в основному від фізичної природи вимірюваної величини і принципу дії, прийнятого для вимірювання її відхилення. Давачі класифікують за вимірюваною величиною чутливого елемента і за параметром, в який перетворюються сигнали чутливого елемента, наприклад, індуктивні давачі тиску, реостатні давачі витрати і тому подібне [9, 10]. Нерідко одне з найменувань класифікації опускається, тоді вони іменуються як давачі швидкості, давачі числа імпульсів, давачі витрати і тому подібне.

Основним показником, що характеризує якість давача, є його чутливість. Під чутливістю розуміємо відношення зміни вихідної величини y або його приросту Δy до зміни вхідної величини x або її приросту Δx , тобто

$$k = \frac{y}{x} \quad \text{або} \quad k = \frac{\Delta y}{\Delta x}.$$

Останнє співвідношення можна записати і в такому вигляді:

$$k = \frac{dy}{dx}.$$

Таким чином, чутливість є першою похідною від функції, що виражає залежність вихідної величини від вхідної. Тоді, за наведеним виразом, значення чутливості матиме розмірність, яка залежить від фізичної природи вхідної та вихідної величин елемента.

Нерідко чутливість визначають як відношення

$$k = \frac{\Delta y}{y_0} : \frac{\Delta x}{x_0} = \frac{x_0}{y_0} \cdot \frac{\Delta y}{\Delta x},$$

де x_0 і y_0 – вибрані базові значення вхідного та вихідного сигналів давача. Тоді чутливість завжди буде безрозмірним числом.

Неважко помітити, що чутливість елемента збігається з його коефіцієнтом посилення.

Значення нечутливості залежить від сил тертя і люфтів в кінематичних парах елемента, зазорів в електричних контактах і інших чинників. При виборі чутливого елемента задаються чутливістю та, інколи, допустимою інерційністю. З поняттям інерційності чутливого елемента зазвичай пов'язується уявлення про деяку сталу часу T_n вимірювання значення вихідного параметра. Окрім того, у давачах доводиться враховувати і час затримки τ_n . Наприклад, при вимірюванні температури затримка викликана тепловою інерцією перегородок між елементом і середовищем, температура якого вимірюється.

Таким чином, вимога допустимої інерційності чутливого елемента по суті зводиться до встановлення допустимих часу запізнення та сталої часу вимірювання регульованого параметра, що в кожному конкретному випадку визначається характером технологічного процесу, який регулюється. При дослідженні динамічних властивостей системи автоматичного регулювання інерційність чутливого елемента відіграє таку ж роль, як інерційні властивості будь-якої іншої ланки системи.

Чутливі елементи за принципом дії та конструктивним виконанням часто нічим не відрізняються від вимірювальних приладів. Для прикладу, розглянемо поплавковий регулятор рівня рідини. Поплавок – це порожниста куля або тіло іншої форми. На рис. 4.1 показана схему поплавкового регулятора рівня. Чутливим елементом регулятора є поплавок 1. При спливанні поплавка діє на важіль 2, який перетискає регулюючий клапан 5 і збільшує або зменшує витрату рідини. Поплавок повинен створювати при зміні рівня рідини підйомну силу, яка достатня для переміщення регулюючого органа.

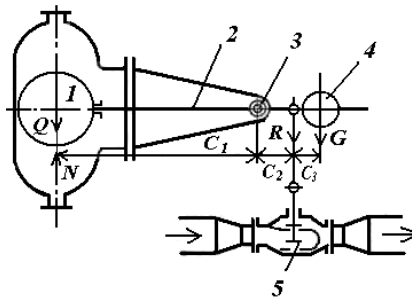


Рисунок – 4.1. Спрощена схема поплавкового регулятора рівня

Припустимо, що протизвага 4 підібрана і встановлена таким чином, що при закритому клапані 5 рівень води тримається на лінії OO , і поплавок занурений наполовину. З умови рівноваги важіля біля точки опори 3, якщо знехтувати тертям в кінематичних ланках, впливає:

$$(9.8m - N)C_1 = RC_2 + 9.8GC_3 \quad (4.1)$$

$$N = 9.8 \frac{2}{3} \pi r^3 \rho \quad (4.2)$$

де m – маса поплавка;
 r – радіус поплавка;
 ρ – густина рідини;
 N – сила реакції рідини;

R – сила опору відкриття клапана з урахуванням його ваги;

G – маса противаги;

C_1, C_2, C_3 – плечі важеля відповідно сил Q, R і G .

З рівняння (4.1) маємо

$$N = 9.8 \left(m - G \frac{C_3}{C_1} \right) - R \frac{C_2}{C_1} \quad (4.3)$$

Це рівняння залишається справедливим для всіх інших положень клапана при сталому режимі.

Припустимо, що сила опору R залишається постійною для всіх положень клапана. Тоді сила реакції N буде також постійною для будь-якого усталеного режиму. Звідси випливає, що рівень рідини повинен проходити завжди через центр поплавка. У міру відкривання клапана поплавок буде опускатися.

При переміщенні клапана на висоту H центр поплавка та рівень рідини опустяться на величину $h = Hi$, де

$$i = \frac{C_2}{C_1}.$$

Чутливість елемента визначається відношенням

$$\frac{H}{h} = \frac{1}{i} = \frac{C_1}{C_2}. \quad (4.4)$$

Змінюючи співвідношення цих плечей, можна вибрати бажану чутливість. Зусилля R від поплавка, яке передається на клапан, буде

$$R = 9.8 \left(m - \frac{2}{3} \pi r^3 \rho - G \frac{C_3}{C_1} \right) \frac{C_1}{C_2} \quad (4.5)$$

Задаючись величинами R, m і G , а також співвідношенням плечей важеля, визначимо радіус r поплавка. При точніших розрахунках слід враховувати також вплив тертя в кінематичних ланках. Дослідження динамічних процесів розглянутої схеми (рис. 4.1) потребує врахування сили інерції мас поплавка, противаги і клапана, а також сили опору рідині при русі поплавка.

Недоліком поплавків є їх здатність з часом змінювати вагу внаслідок різних відкладень, що покривають поверхню поплавка.

4.2. Вимірювання лінійних розмірів

4.2.1. Контактні перетворювачі (давачі)

Контактні давачі зазвичай зустрічаються в релейних системах керування. Вони перетворюють лінійне переміщення чутливого елемента

в електричний імпульс, який використовується для приведення в рух безпосередньо виконавчого механізму або його керуючого органа [1].

На рис. 4.2 схематично показано два типи контактних давачів. Перший з них (рис. 4.2а) складається з двох контактів: нерухомого і рухомого. Рухомий контакт розташований на контактній пружині. Це односторонній контактний давач. На рис. 4.2б показаний двосторонній давач. Він має два нерухомі контакти і один рухомий, який може поперемінно дотикатися до нерухомих контактів. Ці давачі можуть бути застосовані також для перетворення зусилля P чутливого елемента в електричний імпульс. Нечутливість контактних давачів визначається величиною початкового зазору між контактами. Поки вихідна величина чутливого елемента не подолає зазор δ_0 між контактами, давач буде діяти.

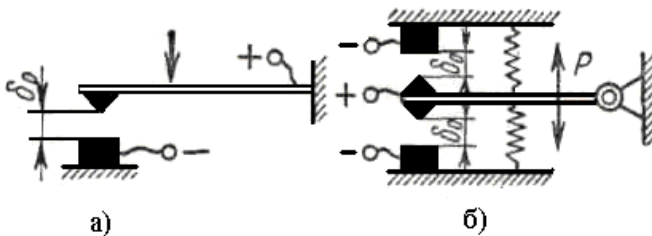


Рисунок – 4.2. Контактні давачі

4.2.2. Реостатні та потенціометричні давачі

Реостатні давачі або давачі опору перетворюють вихідне переміщення чутливого елемента в зміну постійного або змінного струму завдяки зміні величини свого електричного опору. На рис. 4.3 показані схеми реостатних давачів.

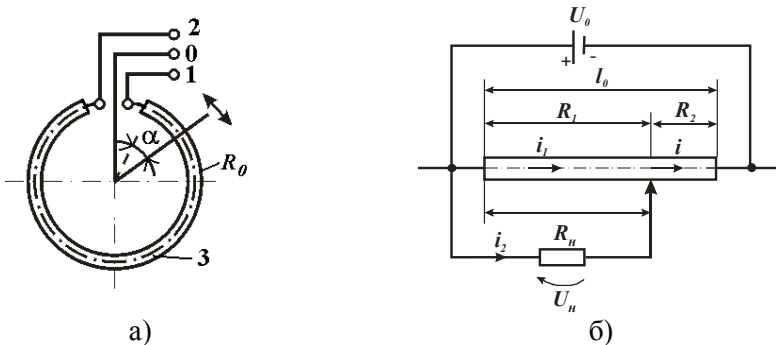


Рисунок – 4.3. Схеми реостатних давачів

Реостат, показаний на рис. 4.3а, перетворює кутове переміщення α в величину r електричного опору між клемми 0 і 1 на виході.

Припустимо, що реостат 3 має рівномірну намотку по колу і нехай на одиницю довжини кола припадає ρ Ом. Якщо радіус контактного руштя R , то величина електричного опору r на виході між клемми 0 і 1 буде

$$r = R\alpha\rho \quad (4.6)$$

Чутливість давача:

$$\frac{dr}{d\alpha} = R\rho \quad (4.7)$$

На рис. 4.3б зображено схему давача опору з прямолінійним переміщенням повзунка. У цьому давачі вхідною величиною є довжина x ; вихідною U_n – напруга, яка знімається з постійного опору R_n .

Потенціометр 1 виконаний у вигляді каліброваного провідника з повзунком. Згідно зі схемою потенціометра (рис. 4.3б), запишемо такі рівняння

$$\left. \begin{aligned} i &= i_1 + i_2; \\ R_1 &= R_0 \frac{x}{l_0}; \\ \frac{i_1}{i_2} &= \frac{R_n}{R_1}; \\ U_n &= i_2 R_n; \\ U_0 &= i(R_0 - R_1) + i_2 R_n; \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

де U_0 і i – напруга і струм джерела живлення;

R_0 – повний опір потенціометра;

R_1 і R_2 – опір частин потенціометра (до руху і після нього);

i_1 і i_2 – струми в опорах R_1 і R_n ;

l_0 – довжина потенціометра.

Розв'язуючи ці рівняння відносно U_n , знайдемо

$$U_n = U_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_0 R_1}{R_0 R_n}} \quad (4.9)$$

Найбільше значення $R_2 R_1$ буде $\frac{R_0^2}{4}$.

Якщо R_n значно більший від R_0 , тобто $R_n \gg \frac{R_0^2}{4}$, тоді

$$U_n \approx U_0 \frac{R_1}{R_0} = U_0 \frac{x}{l_0}, \quad (4.10)$$

Тобто вихідна величина пропорційна вхідній.

Чутливість датчика:

$$\frac{dU_n}{dx} = \frac{U_0}{l_0}. \quad (4.11)$$

Похибка реостатних давачів залежить від цілого ряду факторів, до яких в першу чергу можна віднести: зону нечутливості, нерівномірність характеристики, вплив люфта, вплив навантаження.

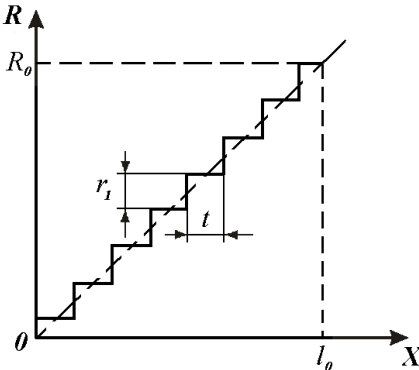


Рисунок – 4.4. Характеристика провідникового реостата або потенціометра

Похибка від зони нечутливості викликана тим, що переміщення щітки в межах одного витка не викликає зміни вихідного сигналу. Тому опір реостата змінюється стрибкоподібно (рис. 4.4). Вважатимемо, що ширина сходини дорівнює кроку намотки t , а опір одного витка – r_1 . Тоді при витках потенціометра ω маємо зону нечутливості [4]

$$\Delta R_{\text{неч}} = \pm \frac{R_0}{2\omega} \quad (4.12)$$

або у відносних одиницях

$$\xi_1 = \frac{\Delta R_{\text{неч}}}{R_0} = \pm \frac{1}{2\omega}. \quad (4.13)$$

Похибка від нерівномірності характеристик залежить від непостійного діаметра намотуваного провідника, несталого кроку намотування і т. ін. Ступінь нерівномірності характеристик

$$\Delta R_n = R_{uc} - R_p \quad (4.14)$$

де R_{uc} – дійсний опір потенціометра, замірваний в різних точках;

R_p – розрахунковий опір;

$$R_p = R_0 \frac{x}{l_0}.$$

У відносних одиницях зазвичай ступінь нерівномірності визначається таким чином:

$$\xi_1 = \frac{\Delta R_n}{R_0}.$$

Ступінь нерівномірності у реостатів і потенціометрів змінюється залежно від точності.

Похибка круглого реостата або потенціометра, викликана впливом люфтів, визначається за формулою:

$$\Delta R_{\text{л}} = \frac{R_0 \Delta_{\text{л}}}{\beta r_{\text{д}}}, \quad (4.15)$$

де $\Delta_{\text{л}}$ – радіальний зазор між віссю та втулкою реостата;

β – кут, під яким намотана обмотка;

$r_{\text{д}}$ – радіус від осі до контактної поверхні.

Відносна похибка буде:

$$\xi_3 = \frac{\Delta R_{\text{л}}}{R_0} = \frac{\Delta_{\text{л}}}{\beta r_{\text{д}}}, \quad (4.16)$$

Для зменшення похибки, викликані впливом люфта, застосовуються спеціальні пружини.

Знайдемо тепер вплив навантаження на потенціометричний давач. Для цього скористаємося рис. 4.3. Внутрішній опір потенціометра визначимо за формулою:

$$\frac{1}{R_{\text{вн}}} = \frac{1}{R_0 \sigma} + \frac{1}{R_0(1-\sigma)}, \quad (4.17)$$

де σ – відносне переміщення щітки.

З формули (4.17) маємо:

$$R_{\text{вн}} = R_0 \sigma(1-\sigma), \quad (4.18)$$

Струм на навантаженні можна визначити за формулою:

$$i_2 = \frac{U_{\text{бн}}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{н}}}, \quad (4.19)$$

де $U_{\text{бн}}$ – напруга на потенціометрі при відключеному навантаженні.

Струм навантаження можна визначити за формулою:

$$i_2 = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}, \quad (4.20)$$

Використовуючи формули (4.18) - (4.20), отримаємо:

$$U_{\text{н}} = \frac{U_0 \sigma \alpha}{\sigma(1-\sigma) + \alpha}, \quad (4.21)$$

де

$$\alpha = \frac{R_{\text{н}}}{R_0},$$

і вказує на вплив навантаження.

Нерівномірність вихідного сигналу, яка обумовлена впливом навантаження, можна визначити за формулою (4.21). Задаючи різні значення α і σ , отримаємо значення співвідношення $\alpha = \frac{U_n}{U_0}$. На рис.

4.5 показано графічну залежність. Як бачимо, при малих значеннях α вплив нерівномірності вихідного сигналу за рахунок навантаження досить великий, що слід враховувати при практичних розрахунках.

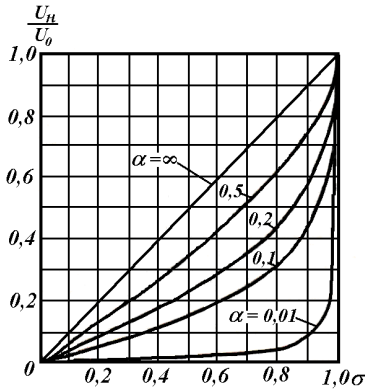


Рисунок – 4.5. Характеристика вихідного сигналу навантаженого потенціометра

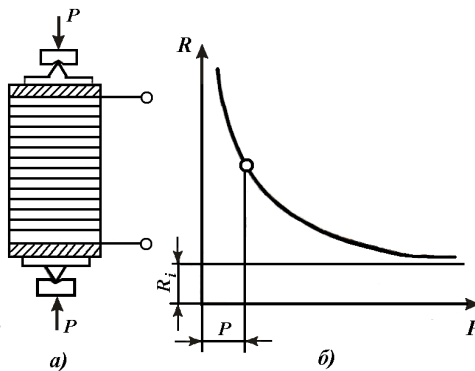


Рисунок – 4.6. Вугільні давачі:
а) схема; б) характеристика

До групи реостатних давачів слід віднести вугільні давачі, які дають змогу перетворювати діючі на них зусилля в електричний опір або напругу.

На рис. 4.6а показано схему вугільного давача. Він складається із графітових дисків у вигляді стовпчика. На кінцях стовпчика монтуються контактні диски і опорні конструкції, через які передається тиск на диски. Електричний опір такого стовпчика складається з перехідних контактних опорів між вугільними дисками і власних опорів дисків. Якщо стовпчик з вугільних дисків стискати, то перехідний опір давача зменшується. На рис. 4.6б показано характеристику вугільного давача, тобто криву залежності опору давача від прикладеного зусилля. Величину опору давача можна з деяким наближенням виразити залежністю:

$$R = R_i + \frac{1}{kP}. \quad (4.22)$$

де R_i – постійна величина, що визначається по кривій (рис. 4.6)

P – зусилля, яке прикладається до давача;

k – постійний коефіцієнт, що визначається з досвіду.

Чутливість елемента визначається за формулою:

$$\frac{dR}{dP} = \frac{1}{kP^2}. \quad (4.23)$$

Для підвищення чутливості давача застосовують диференціальне включення стовпчиків з дисків. Така схема показана на рис. 4.7. Давач складається із двох стовпчиків з дисків, попередньо стиснутих тиском P_0 . Вхідний тиск діє таким чином, що сила стиску одного стовпчика збільшується, другого – зменшується. Обидва стовпчики разом з постійними опорами R_3 і R_4 утворюють вимірювальний незрівноважений міст, вихідною величиною якого є напруга U_n .

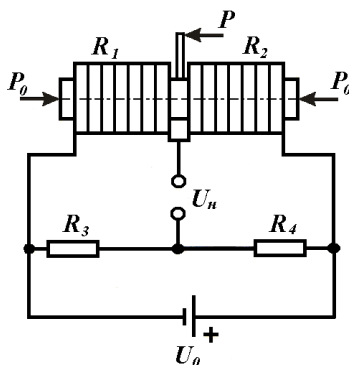


Рисунок – 4.7. Диференціальний вугільний давач

Якщо позначити опір стовпчиків R_1 і R_2 і прийняти $R_3 = R_4$, то U_n може бути визначена з виразу:

$$U_n = U_0 = \frac{R_2 - R_1}{2(R_2 + R_1)} \quad (4.24)$$

Припустимо, що опори R_1 і R_2 можуть бути визначені з виразу (4.23), тоді:

$$R_2 - R_1 = \frac{1}{k} \left[\frac{I}{P_0 - P} - \frac{I}{P_0 + P} \right] U_n = \frac{2P}{2(P_0^2 - R^2)} \quad (4.25)$$

і

$$R_2 + R_1 = \frac{2P_0}{k(P_0^2 - R^2)}.$$

Після перетворення отримаємо:

$$U_n = U_0 = \frac{P}{2P_0}. \quad (4.25)$$

З виразу (4.25) видно, що чутливість елемента буде:

$$\frac{dU_n}{dP} = \frac{U_0}{2P_0} \quad (4.26)$$

Недоліком вугільних давачів є нелінійність характеристики, нестабільність опору та наявність явища подібного до гістерезису. Диференціальне їх включення усуває вплив нелінійності давача.

Вимірювання кута скручування можна здійснювати шляхом використання резистивного давача (рис. 4.8). У вертикальному положенні ковзаючого контакту струм не протікає через гальванометр. У разі відхилення контактного механізму на кут α рівновага порушується й через гальванометр протікає струм $i_g = f(\alpha)$, значення якого залежить від опору окремих ділянок.

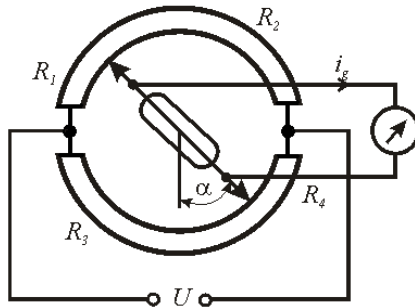


Рисунок – 4.8. Вимірювання кута скручування за допомогою резистивного давача

4.2.3. Тензометричні давачі

У тензометричних давачах зміна опору проводу відбувається під впливом його розтягу. Тензометричні здавачі показано на рис. 4.9).

Під час видовження тензометричного давача на Δl змінюється його переріз на ΔS і питомий опір на $\Delta \rho$; у результаті, сумарний опір зміниться на:

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial l} \Delta l + \frac{\partial R}{\partial S} \Delta S + \frac{\partial R}{\partial \rho} \Delta \rho = \frac{R}{l} \Delta l + \frac{R}{S} \Delta S + \frac{R}{\rho} \Delta \rho.$$

Позначивши через μ число Пуасона $\mu = -\frac{\Delta S / S}{\Delta l / l}$, отримаємо вираз для відносної зміни опору:

$$\frac{\Delta R}{R} = \left(1 + 2\mu + \frac{\Delta \rho / \rho}{\Delta l / l}\right) \frac{\Delta l}{l} = K \varepsilon,$$

де K - коефіцієнт чутливості; $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$ - видовження.

Чутливим елементом тензометричного давача служить тонкий дріт, наклеєний між двома стрічками паперу або целюлоїду. На рис. 4.9 а,б зображено два види тензометричних давачів. Конструкція рис. 3.10б є кращою, оскільки усуває похибку, зумовлену поперечним деформуванням чутливого елемента.

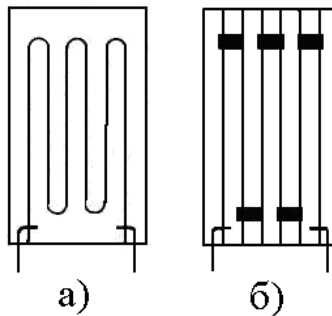


Рисунок – 4.9. Тензометричні давачі

Чутливість часто використовуваних тензометричних давачів змінюється у межах $K = 2...3$ і наведена, поряд з питомим електричним опором, для деяких матеріалів у табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Параметри деяких металів та сплавів

Матеріал	Чутливість K	Питомий опір ρ , Ом · м
Константан	1,9...2,2	(0,46...0,5) 10^{-6}
Хромонікель	2,0...2,1	(0,9...1,1) 10^{-6}
Залізохромоалюмінієвий сплав	2,8...2,9	(1,35...1,57) 10^{-6}

Залежно від умов роботи (досліджуваний матеріал, температура) для приклеювання тензOMETричного давача використовують целюлоїдний, бакелітовий, цементний або інші клеї.

Попри згадані матеріали з металевою провідністю у цих давачах використовуються напівпровідникові германієві та кремнієві матеріали. В останніх зміна питомого електричного опору під час стиску/розтягу зумовлена зміною концентрації носіїв зарядів внаслідок збільшення/зменшення міжатомної відстані. Відносна зміна опору напівпровідникових тензOMETричних давачів і відповідно їхня чутливість значно більша порівняно з металевими давачами: для кремнієвих давачів вона становить – $K = \pm 60 \dots \pm 175$.

4.2.4. Індуктивні давачі

Дія індуктивних давачів зосереджена на вимірюванні індуктивного опору котушки давача при переміщенні сталюого якоря. Тут використовується зміна магнітної проникності залежно від напруженості магнітного поля (під час розтягування, стискання, згинання чи скручування). Чутливість магнітопружного давача визначена як:

$$K = \frac{\Delta\mu / \mu}{\Delta l / l},$$

і становить 200...300, отже є значно більшою порівняно з резистивними металевими тензOMETричними давачами. При цьому, вона є настільки значною, що магнітопружні давачі здатні реагувати на акустичний тиск та його зміни.

Схема найпростішого індуктивного давача показана на рис. 4.10а. Вхідною величиною давача є повітряний зазор δ , вихідною – струм i при заданій напрузі:

$$i = \frac{U}{z},$$

де $z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ – повний опір котушки 1 давача.

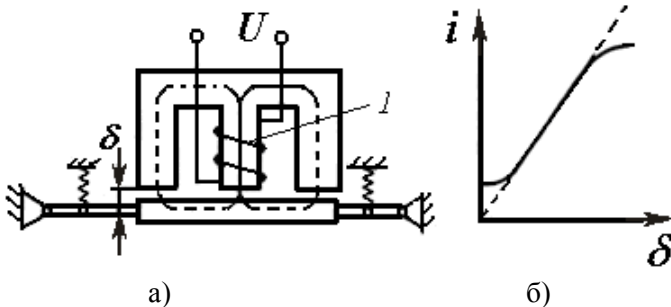


Рисунок – 4.10. Індуктивний давач:
а) схема; б) характеристика

Індуктивність L котушки може бути обчислена за наближеною формулою:

$$L = \frac{0,2\pi\omega^2 S}{\delta} 10^{-8}, \quad (4.27)$$

де ω – число витків котушки;

S – переріз магнітопроводу.

Активний опір обмотки набагато менший від індуктивного опору, тобто $R \ll \omega L$, тому можна вважати, що

$$z \approx \omega L = \frac{0,2\pi\omega^2 S\omega}{\delta} 10^{-8}, \quad (4.28)$$

тоді чутливість давача визначається за формулою:

$$\frac{di}{d\delta} = \frac{U \cdot 10^8}{0,2\pi\omega^2 S\omega}. \quad (4.29)$$

Характеристика індуктивного давача показана на рис. 4.10б. Лінійність характеристики зберігається тільки в межах певної зони і порушується, коли активний опір стає рівним індуктивному.

Параметри індуктивного давача повинні вибиратися так, щоб в межах зони регулювання характеристика давача являла собою пряму лінію, яка проходить через початок координат.

Недоліком індуктивних давачів є залежність їх від частоти напруги U . Індуктивні давачі застосовуються для частот не вище 5000 Гц, оскільки при високих частотах стрімко зростають втрати на перемагнічення та індуктивний опір обмотки.

Якщо два однакових індуктивних давачі з'єднати за диференціальною схемою, як це показано на рис. 4.11, то одержимо так званий диференціальний індуктивний давач. Схема такого давача наведена на рис. 4.11а. Для середнього положення якоря такого давача маємо:

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_0 \text{ і } U_n = 0.$$

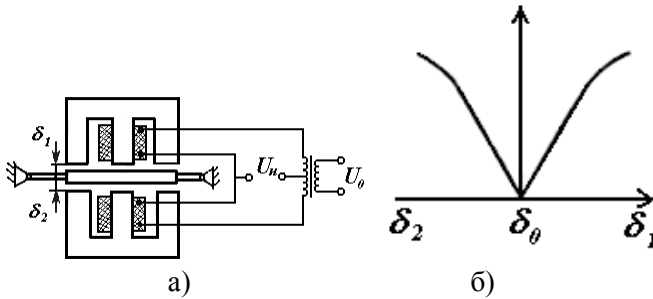


Рисунок – 4.11. Диференціальний індуктивний давач

При відхиленні якоря від середнього положення на виході давача з'явиться напруга U_n , яка зростає при збільшенні цього відхилення. Для двох відхилень, однакових за значенням, але відмінних за знаками, значення U_n відрізняються тільки фазами, які є протилежними.

На рис. 4.11б показана характеристика диференціального давача.

Чутливість давача $\frac{dU_n}{d\delta}$ може бути обчислена за характеристикою як тангенс кута між дотичною до кривої $U_n(\delta)$ і віссю δ .

Переваги диференціального індуктивного давача порівняно з простими полягають у більшій чутливості і значно меншій похибці від коливань температури та напруги живлення.

4.2.5. Ємнісні давачі

В ємнісних давачів вхідною величиною є лінійне або кутове переміщення, а вихідною – електрична ємність. У ємнісних давачах для вимірювання використовується зміна ємності давача, яка зумовлена зміною електричної проникності поля цієї ємності або відстані між електродами; зазначена зміна зумовлена саме впливом вимірюваної величини.

Приклади ємнісних давачів наведені на рис. 4.12. Перший з них (рис. 4.12а) відноситься до плоских конденсаторних давачів.

Ємність такого конденсатора визначається за формулою:

$$C = \frac{\epsilon S}{4\pi x},$$

де ϵ – діелектрична стала;

S – активна площа конденсатора;

x – відстань між пластинами.

При зміні відстані x між пластинами буде змінюватися ємність давача. Чутливість давача визначається з виразу:

$$\frac{dC}{dx} = \frac{\varepsilon S}{4\pi x^2}. \quad (4.30)$$

На рис. 4.12б показано ємнісний давач з кутовим переміщенням α . Ємність такого конденсатора буде рівна:

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi d} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right),$$

де S – активна площа конденсатора при $\alpha = 0$;
 d – відстань між пластинами.

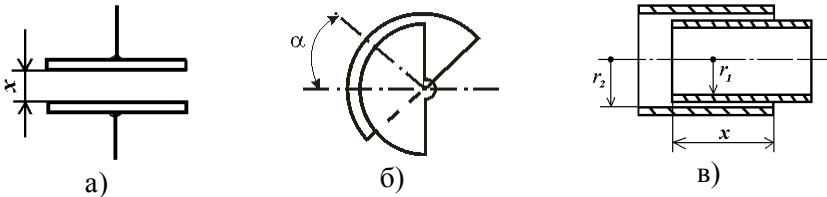


Рисунок – 4.12. Ємнісні давачі:
 а) плоский; б) кутовий; в) циліндричний

Чутливість давача кутового переміщення:

$$\frac{dC}{d\alpha} = \frac{\varepsilon S}{4\pi^2 d}. \quad (4.31)$$

На рис. 4.12в показано циліндричний ємнісний давач. Ємність такого конденсатора залежить від осевого переміщення внутрішнього циліндра та її можна визначити з формули:

$$C = \frac{\varepsilon x}{\ln \frac{r_2}{r_1}},$$

де x – величина перекриття внутрішнього циліндра зовнішнім;

r_1 – радіус внутрішнього циліндра;

r_2 – радіус зовнішнього циліндра.

Чутливість такого давача буде рівна:

$$\frac{dC}{dx} = \frac{\varepsilon}{\ln \frac{r_2}{r_1}}. \quad (4.32)$$

На рис. 4.13 показано використання ємнісного давача на прикладі вимірювання товщини гумової стрічки при її перемотуванні [9]. Гума, що є діелектриком з певною діелектричною проникністю ϵ_1 , при протягуванні між електродами 3 конденсатора постійно змінює значення його ємності. Тиким чином, можна контролювати товщину гумової стрічки x (за умови, що відома площа поверхні електродів та відстань між ними d).

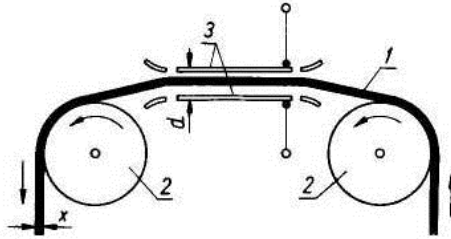


Рисунок – 4.13. Схема давача для вимірювання товщини гумової стрічки

Використовуються також диференційні ємнісні давачі з додатковим електродом, розташованим посередині між двома зовнішніми електродами (рис. 4.14а). Внаслідок дії вимірюваного чинника додатковий електрод зміщується на Δd , що призводить до зміни ємностей двох конденсаторів, утворених цим електродом і зовнішніми електродами. Відношення C_1 / C_2 змінюється при цьому лінійно у досить значних межах зміни Δd (рис. 4.14б).

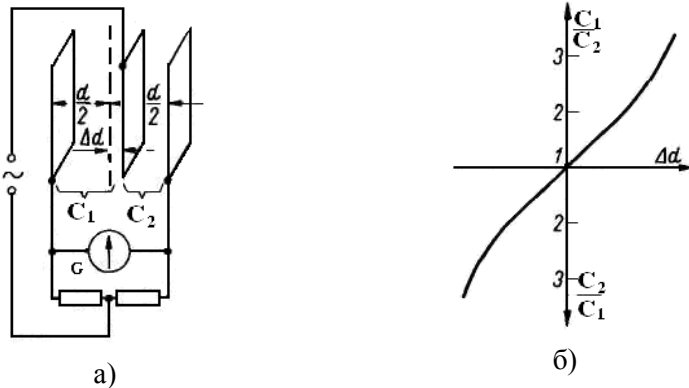


Рисунок – 4.14. Схема диференційного ємнісного давача та його характеристика

Необхідно зазначити, що використання ємнісних датчиків на частоті 50 Гц без великого посилення неможливе, оскільки вони являють собою великий опір для проходження струму. До недоліків ємнісних датчиків відносяться: необхідність посилення вихідного сигналу; потреба у напрузі живлення високої частоти і великий вплив паразитних ємностей.

4.3. Датчики швидкості

У системах електроприводу датчики швидкості використовуються для реалізації зворотних зв'язків за швидкістю. Вони бувають аналогові та імпульсні [8]. Як аналогові датчики швидкості використовують тахогенератори – мікромашини постійного та змінного струму.

4.3.1. Тахогенератор постійного струму

До тахогенератора ставляться такі вимоги:

- лінійність характеристики, тобто залежності вихідної напруги (ЕРС) від швидкості;
- велика крутизна характеристики;
- мінімальна зона нечутливості в зоні нульової швидкості;
- мінімальні пульсації вихідної напруги;
- малий момент тертя та малий момент інерції ротора;
- мінімальні габарити та маса.

Тахогенератор постійного струму (рис. 4.15а) може бути виконаний із електромагнітним збудженням і від постійних магнітів. Його вхідною координатою є швидкість ω , а вихідною – напруга $U_{ВНХ}$, що відділяється на навантаженні R_H . Згідно з схемою на рис. 4.15а можна записати

$$U_{ВНХ} = I_H \cdot R_H = \frac{E_{\delta}}{R_{як} + R_H} R_H = \frac{k\Phi\omega}{R_{як} + R_H} R_H,$$

де $R_{як}$ – опір обмотки якоря тахогенератора.

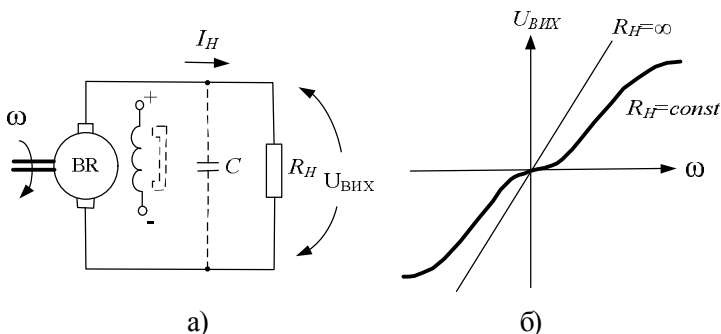


Рисунок – 4.15. Тахогенератор постійного струму:
а) схеми включення; б) характеристики

Позначимо

$$\frac{k\Phi}{R_{як} / R_H + 1} = k_{ТГ} \quad (4.33)$$

де $k_{ТГ}$ – передавальний коефіцієнт тахогенератора.

Тоді,

$$U_{вих} = \omega \cdot k_{ТГ}. \quad (4.34)$$

Передавальна функція тахогенератора має вигляд

$$W_{ТГ}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{\omega(p)} = k_{ТГ}. \quad (4.35)$$

З рівняння (4.34) видно, що вихідна характеристика тахогенератора є лінійною. Однак з (4.33) бачимо, що $k_{ТГ}$ нелінійно залежить від опору навантаження R_H і відповідного виду є характеристика тахогенератора, наведена на рис. 4.15б. З цього рисунка видно, що чим більший опір навантаження, тим крутіша характеристика. При опорі R_H в зоні малої швидкості на лінійність характеристики негативно впливає нелінійність опору щіткового контакту, а в зоні великих швидкостей – реакція якоря. Для послаблення дії вказаних чинників застосовують металізовані щітки з малим спадом напруги, а також збільшують опір навантаження та обмежують швидкість тахогенератора.

На практиці опір навантаження необхідно вибрати найбільшим з можливих.

На роботу тахогенератора, крім вище сказаного, істотно впливають пульсації вихідної напруги. Ці пульсації зумовлені такими конструктивно-технологічними чинниками:

- кінцевою кількістю колекторних пластин;
- зубчастою конструкцією якоря;
- несиметрією повітряного проміжку.

При конструюванні тахогенераторів дію цих чинників намагаються звести до мінімуму. Практично, зменшення пульсацій можна забезпечити шляхом включення конденсатора C паралельно до опору навантаження (рис. 4.15а). Однак, при цьому передавальна функція тахогенератора змінюється:

$$W_{ТГ}(p) = \frac{U_{вих}(p)}{\omega(p)} = \frac{k_{ТГ}}{1 + T_{\Phi} p}, \quad (4.36)$$

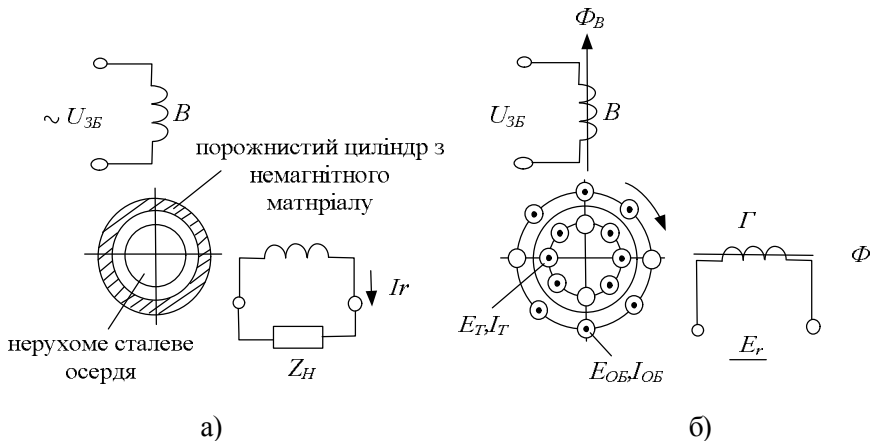
де $T_{\Phi} = \frac{R_{як} R_H}{R_{як} + R_H} C$ – стала часу.

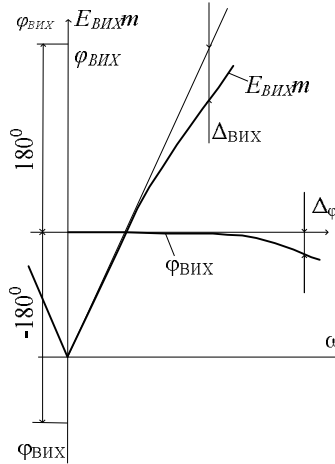
Очевидно, що чим більша T_{ϕ} , тим менші пульсації вихідної напруги. Однак, при цьому смуга пропускання тахогенератора зменшується. Тому при виборі конденсатора потрібно шукати компроміс між цими параметрами.

4.3.2. Асинхронний тахогенератор

До асинхронного тахогенератора висуваються такі ж вимоги, як і до тахогенератора постійного струму. Конструкція його така: на статорі тахогенератора є дві взаємно перпендикулярні обмотки – обмотка збудження або вертикальна обмотка B , яка розташована по вертикальній осі, та вихідна горизонтальна обмотка Γ , яка розташована по горизонтальній осі. До останньої обмотки підключається опір навантаження Z_H . Для зменшення моменту інерції ротор виготовлено у вигляді порожнистого циліндра з немагнітного металу. У середині ротора розташоване нерухоме сталеве шихтоване осердя, через яке замикається магнітний потік (рис. 4.16а)

При нерухомому роторі магнітний потік обмотки B (рис. 4.16б) пронизує ротор і наводить у його витках трансформаторну ЕРС E_T (умовно показана на внутрішньому кільці витків). Під дією цієї ЕРС протікає струм I , який створює магнітний потік по осі B . У результаті чого на вертикальній осі встановлюється результуючий потік збудження $\Phi_{зБ}$. Водночас ЕРС генераторної обмотки $E_{\Gamma} = 0$, тому що вектор потоку $\Phi_{зБ}$ перпендикулярний до її осі.





в)

Рисунок – 4.16. Асинхронний тахогенератора:

а) схема; б) принцип дії; в) амплітудна та фазова характеристики

При обертанні ротора його витки перетинають силові лінії потоку Φ_B , внаслідок чого в них наводиться ЕРС обертання $E_{об}$, яка пропорційна швидкості обертання ротора ω (умовно показана на зовнішньому кільці витків). Під дією цієї ЕРС протікатиме струм $I_{об}$, який створює потік Φ_G спрямований по осі генераторної обмотки. Оскільки $I_{об} \equiv E_{об}$, то створений цим струмом потік Φ_G буде прямо пропорційний до кутової швидкості ротора ω , $\Phi_G \equiv \omega$. Частота пульсації Φ_G збігається з частотою пульсації $U_{зб}$. Магнітний потік Φ_G індукує в генераторній обмотці трансформаторну ЕРС:

$$E_e = 4,44 \omega_G f_{зб} \Phi_G \quad (4.37)$$

де ω_G – кількість витків обмотки Г.

Частота вихідної ЕРС E_G збігається з частотою $f_{зб}$ і не залежить від кутової швидкості ротора.

Отже, можна записати

$$E_G = S_G \cdot \omega \quad (4.38)$$

де S_G – крутизна характеристики, яка залежить від конструктивних параметрів і напруги збудження.

За прийнятого припущення про незмінність потоку $\Phi_{зб}$ від швидкості ω , функція $E_G = f(\omega)$ є лінійною. Але з ростом швидкості обертання ротора потік $\Phi_{зб}$ зменшується, тому що потік Φ_G наводить у витках ротора додаткову ЕРС обертання $E_{обд}$ напрямком якої збігається з напрямком ЕРС E_G , оскільки $\Phi_G \equiv \omega$, то $E_{обд} \equiv \omega^2$.

Створений ЕРС $E_{ОБД}$ струм і потік будуть зменшувати потік $\Phi_{ЗБ}$ при збільшенні швидкості. Тому з ростом швидкості лінійність характеристик керування (рис. 4.16в) порушується, а саме: знижується передавальний коефіцієнт і одночасно відбувається зсув фази тахогенератора.

Крім того, на лінійність характеристики $E_T = f(\omega)$ негативно впливає опір навантаження Z_H , оскільки струм навантаження I_T впливає, своєю чергою, на потік Φ_T . Тому на практиці, опір навантаження намагаються вибирати якомога більшим.

Для цього опір навантаження підключають до тахогенератора за допомогою емітерного повторювача.

Якщо швидкість ω змінює свій напрямок, то фаза ЕРС E_T змінюється на 180° відносно фази напруги збудження $U_{ЗБ}$. Тому, в такому випадку, щоб визначити напрямок обертання, необхідно використовувати фазочутливий пристрій (фазовий детектор).

Смуга пропускання асинхронного тахогенератора обмежується частотою напруги збудження.

Асинхронний тахогенератор порівняно з тахогенератором постійного струму має більшу надійність, більшу максимальну частоту обертання і менший момент інерції ротора. Недоліками його є:

- залишкова ЕРС при нерухомому роторі;
- значні похибки та їх складна залежність від багатьох чинників;
- великі габарити і маса.

4.3.3. Імпульсні давачі швидкості

У сучасних системах автоматизованого електроприводу з широким діапазоном і високою точністю регулювання швидкості точність тахогенераторів може виявитись недостатньою. У таких системах використовують імпульсні або цифрові давачі швидкості (ЦДШ).

У структурі ЦДШ (рис. 4.17) можна виділити давач імпульсів ДІ і кодовий перетворювач або лічильник імпульсів ЛІ.

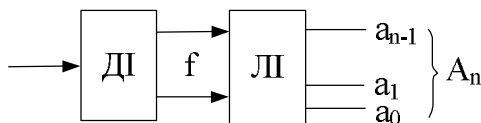


Рисунок – 4.17. Спрощена структурна схема цифрового давача швидкості

Давач імпульсів перетворює кутову швидкість вала в імпульси, частота яких пропорційна до швидкості. Лічильник імпульсів формує цифровий код A_n за інтервал вимірювання T вихідної величини давача швидкості.

Давач імпульсів (рис. 4.18) складається з кодового диска КД, формувачів імпульсів $\Phi I1$, $\Phi I2$ і вузла розподілу імпульсів ВРІ.

Кодовий диск (рис. 4.19) встановлюється на осі, швидкість якої вимірюється. Він має два ряди концентрично розташованих прямокутних прорізів. Прорізи верхнього ряду зсунуті відносно прорізів нижнього ряду на кут $\pi/2$. З одного боку від прорізів стоять джерела світла ДС1, ДС2, а з другого – фотоприймачі (фотодіоди) ВЛ1, ВЛ2.

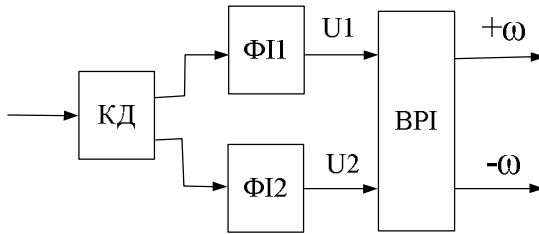


Рисунок – 4.18. Функціональна схема датчика імпульсів

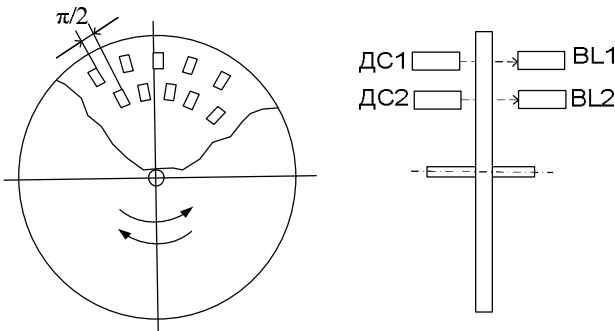


Рисунок – 4.19. Конструкція кодового диска

При обертанні диска з кутовою швидкістю ω на виході фотоприймачів формується вихідний сигнал змінної амплітуди з частотою

$$f_{дл} = \frac{\omega}{2\pi} N_{дл} \quad (4.39)$$

де $N_{дл}$ кількість прорізів в диску.

Формувачі імпульсів призначені для перетворення вихідних сигналів $ВЛ1, ВЛ2$ у сигнали постійного рівня і тривалості (рис. 4.20). На виході $\Phi11$ формуються прямокутні імпульси $U1$, а на виході $\Phi12$ – $U2$.

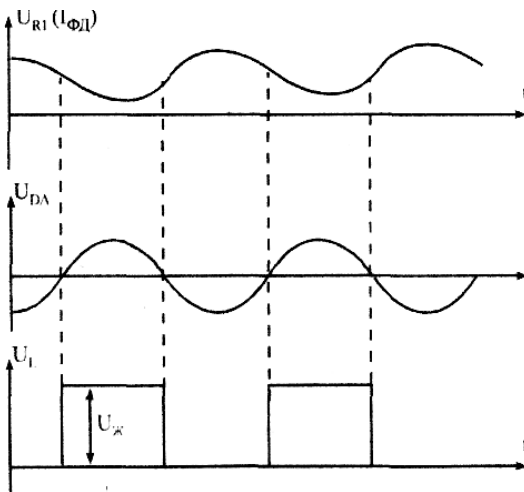


Рисунок – 4.20. Діаграма роботи формувача імпульсів

Наступний вузол ЦДШ – вузол розподілу імпульсів (ВРІ) (рис. 4.21).

Цей вузол призначений для визначення напрямку обертання. Він містить елемент "НІ", два елементи "І" та два одновібратори $S1$ і $S2$, які по передньому фронту вхідного імпульсу формують короткі вихідні імпульси.

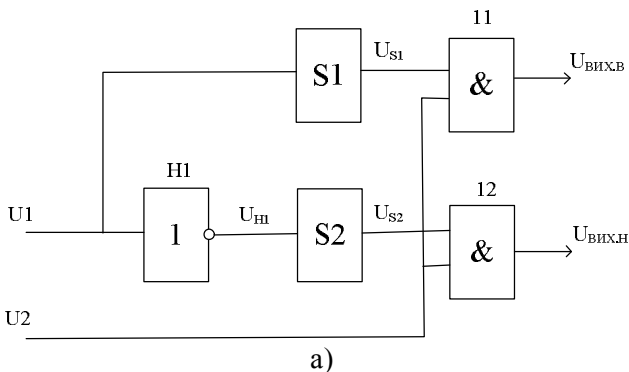


Рисунок – 4.21. Структурна схема вузла розподілу імпульсів

При зміні напрямку обертання змінюється черговість формування напруг U_1 і U_2 на виходах формувачів імпульсів.

Формування цифрового коду на виході ЦДШ за допомогою лічильника імпульсів ЛІ може здійснюватись двома способами. Перший полягає у тому, що протягом заданого періоду вимірювання T , лічильник підраховує кількість імпульсів, яка є пропорційною до середнього значення швидкості (рис. 4.23а). Кількість імпульсів, яку при цьому підраховують, можна визначити за формулою:

$$N = f_{дл} T = \frac{\omega}{2\pi} N_{дл} T. \quad (4.40)$$

При малій швидкості обертання, очевидно, похибка вимірювання буде більшою, ніж при великій.

Другий спосіб полягає у тому, що підраховується кількість високочастотних опорних імпульсів, яка поміщається на проміжку між двома вихідними імпульсами ВРІ (рис. 4.23б).

Середнє значення швидкості при цьому буде обернено пропорційним до цієї кількості.

Можна зробити висновок, що цей спосіб забезпечує вищу точність для вимірювання малих значень швидкості.

Наведене перетворення та формування цифрового коду здійснюється засобами цифрової схемотехніки.

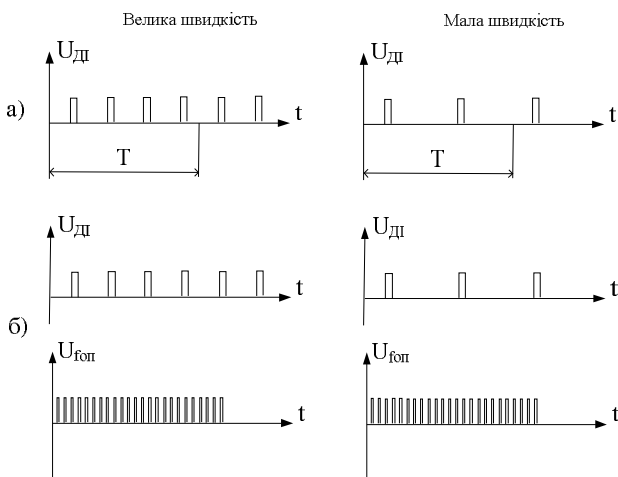


Рисунок – 4.23. Способи перетворення послідовності імпульсів

Практична реалізація першого способу показана на рис. 4.24.

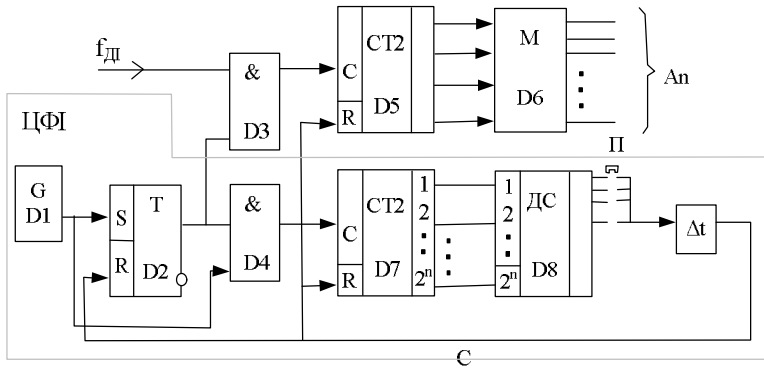


Рисунок – 4.24. Схема формування цифрового коду зі змінним інтервалом вимірювання

Період вимірювання T_i задається цифровим формувачем інтервалів вимірювання ЦФІ, до складу якого входить двоїковий лічильник D5 і двоїково-десятьковий дешифратор D8. Період вимірювання T_i може бути змінним і вибирається перемикачем П, залежно від частоти імпульсів $f_{дл}$. Вимірювання здійснюється відповідно до рівності:

$$N = \frac{\omega}{2\pi} N_{дл} T_i, \quad (4.41)$$

де $N_{дл}$ - кількість імпульсів за період T_i які накопичуються лічильником D5, і запам'ятовуються пам'яттю D6 у двоїковому коді A_n .

4.4. Давачі переміщення

За принципом дії ці давачі поділяються на індуктивні (аналогові) та оптичні (імпульсні), а за конструктивним виконанням – на колові та лінійні [8].

4.4.1. Сельсин

Сельсин – це мікромашина змінного струму, яка має дві обмотки: одно- (обмотку збудження) і трифазну обмотку синхронізації. Одна з обмоток розташовується на статорі, а друга – на роторі. За конструкцією сельсини поділяються на контактні і безконтактні.

У схемах давачів вхідною координатою сельсина є кут повороту його ротора θ (рис. 4.25а), а вихідними координатами – амплітуда $U_{вихт}$ або фаза φ вихідної напруги відносно напруги збудження $U_{зб}$.

Розрізняють два режими роботи сельсина: амплітудний і фазовий (режим фазообертача). В амплітудному режимі $\varphi = const$ (0 або π), а $U_{вихм} = f(\theta)$, а у фазовому режимі навпаки – $U_{вихм} = const$, а $\varphi = f(\theta)$.

В амплітудному режимі обмотка збудження отримує живлення від однофазної мережі $U_{ЗБ} = U_{ЗБm} \sin \omega t$ (рис. 4.25б). При цьому пульсуючий магнітний потік, що діє на осі обмотки збудження, наводить ЕРС у фазах трифазної обмотки:

$$\begin{aligned} e_A &= k_m U_{ЗБm} \sin \omega t \cos \theta; \\ e_B &= k_T U_{ЗБm} \sin \omega t \cos(\theta - 2\pi/3); \\ e_C &= k_T U_{ЗБm} \sin \omega t \cos(\theta - 4\pi/3); \end{aligned}$$

де $k_T = E_{\varphi m} / U_{ЗБm}$ – коефіцієнт трансформації між обмоткою кожної фази і обмоткою збудження при співвісному положенні.

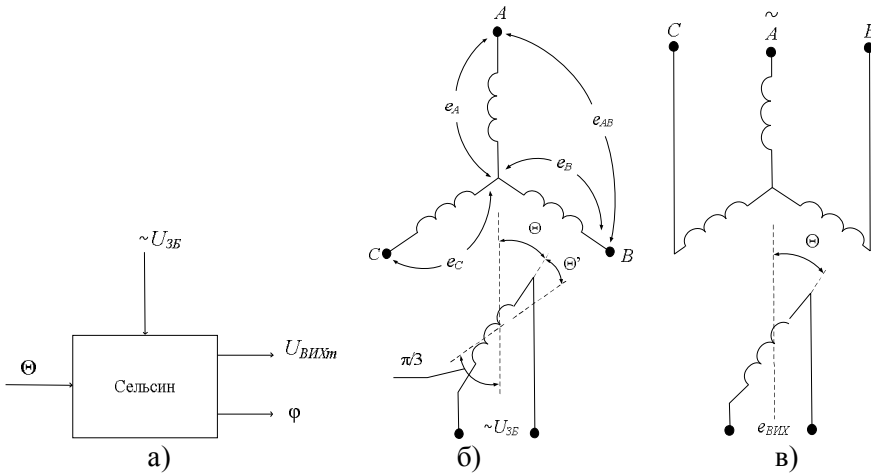


Рисунок – 4.25. Узагальнена схема сельсина (а) і режими його роботи: б) амплітудний; в) фазовий

Користуючись отриманими виразами, знайдемо лінійну ЕРС e_{AB}

$$e_{AB} = e_A - e_B = k_T U_{ЗБm} \sin \omega t \left[\cos \theta - \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = \sqrt{3} k_T U_{ЗБm} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \sin \omega t \cdot \quad (4.42)$$

Позначимо $\pi/3 - \theta = \theta'$. Це рівнозначно тому, що початок відліку кута переміщається від осі фази A на кут $\pi/3$ у напрямку до фази B (рис. 4.25а). Оскільки осі фаз A і B розташовані під кутом $2\pi/3$, то нова вісь відліку проходить посередині між фазами A і B , тобто збігається з віссю фази C .

Стосовно нової системи відліку можна записати:

$$e_{AB} = \sqrt{3}k_T U_{3\beta m} \sin \theta' \sin \omega t.$$

Якщо кут θ' від'ємний, тобто $\theta' < 0$, то цей вираз набуде вигляду:

$$e_{AB} = \sqrt{3}k_T U_{3\beta m} \sin |\theta'| \sin(\omega t + \pi).$$

З цих виразів видно, що $e_{ABm} = \sqrt{3}k_T U_{3\beta m} \sin |\theta'|$ є функцією кута θ , а фаза вихідної напруги при $\theta > 0$ дорівнює нулю, а при $\theta < 0$ – зміщується на 180° .

Отже, розглянута вище схема відповідає амплітудному режиму.

У фазовому режимі трифазна обмотка живиться від джерела трифазної напруги з незмінною амплітудою та фазою (рис. 4.25в). При цьому утворюється обертове магнітне поле, яке наводить в однофазній обмотці ЕРС рівну:

$$e_{ВИХ} = \frac{3E_{\phi m}}{2k_T} \cos(\omega t - \varphi). \quad (4.43)$$

Водночас зсув фази на кут φ забезпечується поворотом ротора сельсина на кут $\theta = \varphi$. Тобто фаза вихідної ЕРС дорівнює куту повороту ротора

$$\varphi = 0. \quad (4.44)$$

Рівність (4.44) є характеристикою керування сельсина у фазовому режимі.

4.4.2. Синусно-косинусний обертовий трансформатор

Порівняно з сельсином синусно-косинусний обертовий трансформатор (СКОТ) забезпечує більшу точність вимірювання і являє собою двофазну мікромашину змінного струму. Неявнополюсний статор і ротор мають по дві взаємно перпендикулярні обмотки. На статорі по осі α розташована обмотка збудження $C1-C2$ (рис. 4.26а), а по осі β – квадратурна обмотка $C3-C4$. На роторі по осях d і q розташовані, відповідно, синусна $P1-P2$ і косинусна $P3-P4$ обмотки. СКОТ, як і сельсин, може працювати в амплітудному і фазовому режимах.

В амплітудному режимі (рис. 4.26а) обмотка збудження, що розташована по осі α , живиться від джерела змінної напруги $U_{3\beta} = U_{3\beta m} \sin \omega t$. При цьому по осі α утворюється пульсуюче магнітне поле. Якщо обмотки ротора розімкнуті, то в них наводиться ЕРС:

$$e_d = k_T U_{3\beta m} \cos \theta \sin \omega t = E_{dm} \sin \omega t,$$

$$e_q = k_T U_{3\beta m} \sin \theta \sin \omega t = E_{qm} \sin \omega t,$$

де

$$E_{dm} = k_T U_{3\beta m} \cos \theta = E_m \cos \theta, \quad (4.45)$$

$$E_{qm} = k_T U_{3\beta m} \sin \theta = E_m \sin \theta. \quad (4.46)$$

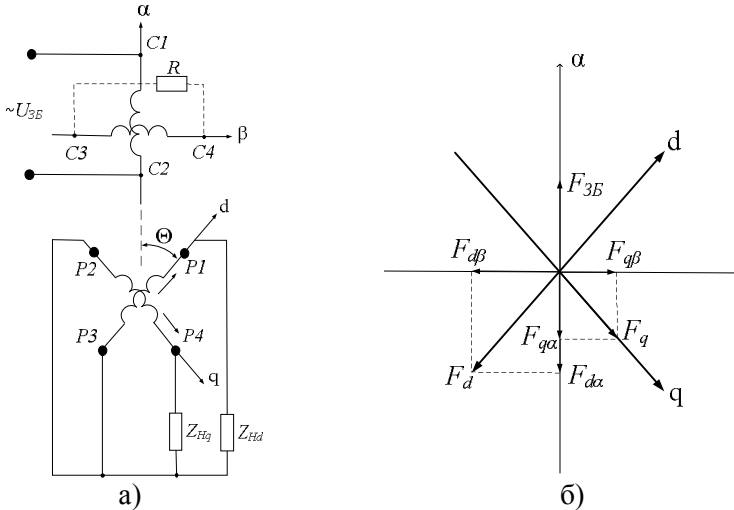


Рисунок – 4.26. Схеми під'єднання СКОТ у амплітудному режимі (а) та діаграма магніторушійних сил (б)

Як видно з представлених виразів, амплітуда наведених ЕРС (E_{dm} , E_{qm}), як і у сельсина, при роботі в амплітудному режимі залежить від кута повороту.

Однак, на точність виконання цих залежностей впливають навантаження роторних обмоток. Струми I_d і I_q (рис. 4.26а), які протікають по обмотках ротора, створюють магніторушійні сили (м.р.с.) F_d і F_q по осях d і q (рис. 4.26б). Ці м.р.с. можна розкласти на складові $F_{d\alpha}$, $F_{q\alpha}$ і $F_{d\beta}$, $F_{q\beta}$. Якщо $Z_{Hd} \neq Z_{Hq}$ тоді результуюча м.р.с. по осі β $F_{\beta\Sigma} = F_{q\beta} - F_{d\beta}$ не буде дорівнювати нулю. Від дії цієї м.р.с. в обмотках ротора будуть наводитись додаткові ЕРС, які вносять спотворення у наведені вище залежності вихідних ЕРС СКОТ.

Щодо реакції по осі α , то спотворення, які нею вносяться, значно менші, оскільки м.р.с. по осі α спричинені дією струмів I_d і I_q і можуть бути легко скомпенсовані відповідною зміною м.р.с. збудження $F_{3\beta}$.

Для компенсації впливу м.р.с. реакції ротора по осі β застосовують вторинне і первинне симетрування. Вторинне симетрування полягає в тому, що забезпечують $Z_{Hd} = Z_{Hq}$. Тоді м.р.с. реакції по осі β дорівнює нулю.

Якщо вторинне симетрування здійснити неможливо, тоді використовують первинне симетрування. Воно полягає у замиканні квадратурної обмотки на відповідний опір R . При цьому струм, що протікає по цій обмотці, створює м.р.с. по осі p , яка компенсує результуючу м.р.с. від дії роторних обмоток.

У фазовому режимі обмотки статора отримують живлення від джерела двофазної напруги (напруги зсунуті на кут $\pi/2$). При цьому утворюється обертове магнітне поле, яке наводить у кожній обмотці ротора ЕРС, фаза якої змінюється лінійно як функція від кута повороту ротора. Наприклад, для синусної обмотки

$$E_{ВИХ} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_t U_{ЗБм} \sin(\omega t + \varphi) \quad (4.47)$$

при цьому $\varphi = \theta$, тобто фаза наведеної ЕРС дорівнює куту повороту ротора.

Такий режим можна одержати у простішій схемі (рис. 4.27) з використанням джерела однофазної напруги. В цій схемі параметри вибираються так:

$$X_C = l/\omega C = R; \quad Z_H \gg R; \quad R \gg Z_p,$$

де Z_p - індуктивний опір обмоток ротора.

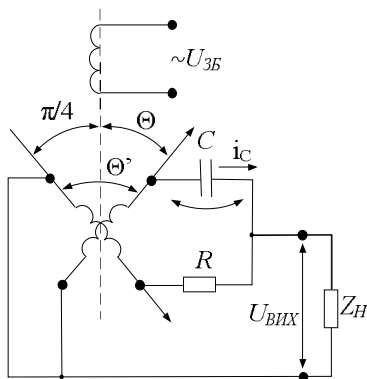


Рисунок – 4.27. Схема під'єднання СКОТ у фазовому режимі з використанням джерела однофазної напруги

Відповідно до схеми можна записати:

$$U_{ВИХ} = e_d - U_C; \quad U_C = i_C jX_C; \quad i_C = \frac{e_d + e_q}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} X_C$$

$$e_d + e_q = E_m \sin(\omega t(\cos\theta + \sin\theta)) = \sqrt{2} E_m \cos(\theta - \pi/4) \sin\omega t.$$

Напруга на ємності С буде рівна

$$U_C = \frac{\sqrt{2} E_m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} X_C \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) = E_m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{4}\right) \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right).$$

Тоді напруга на опорі навантаження визначається:

$$U_{ВНХ} = E_m \cos \theta \sin \omega t - E_m \cos \left(\theta - \frac{\pi}{4} \right) \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) = E_m \sin \frac{\pi}{4} \cos \left(\omega t + \theta - \frac{\pi}{4} \right).$$

Якщо прийняти $\theta - \frac{\pi}{4} = \theta'$, а це означає, що початок відліку кута переміститься на $\pi/4$ проти годинникової стрілки відносно осі обмотки збудження. Тоді остаточно можна записати

$$U_{ВНХ} = \frac{\sqrt{2}}{2} k_r U_{ззм} \sin(\omega t + \theta'). \quad (4.48)$$

Отже, фаза вихідної напруги $\varphi = \theta'$ (де θ' – кут повороту ротора сельсина).

4.4.3. Фотоелектричні давачі переміщення

Ці давачі складаються з оптичної електронної та механічної систем. Робота оптичної системи ґрунтується на застосуванні методів растра та муара, які дають можливість отримати високу точність вимірювання переміщення. У методі растра використовуються дві пластини з паралельними штрихами. Відстань між штрихами на кожній пластині постійна, але для двох пластин ця відстань відрізняється незначно. При накладанні пластин (растрів) одна на другу та їх просвічуванні спостерігаються зони густіших і рідших штрихів (рис. 4.28). Переміщення одного растра відносно іншого у напрямку, перпендикулярному до штрихів, викликає переміщення зон згущення у тому ж самому напрямку, але значення цього переміщення x виявляється значно більшим, ніж значення переміщення x , що вимірюється. При цьому справедлива формула:

$$\tau = \frac{x}{1 - \frac{b}{a}}, \quad (4.52)$$

де a і b – відстані між штрихами на пластинах.

Описане явище носить назву оптичної редукції.

У методі муара растри на двох пластинах мають однаковий крок, але одні відносно інших розмішені під невеликим кутом α . При накладанні растрів і їх просвічуванні спостерігаються світлі і темні смуги, які йдуть впоперек штрихів. Ці смуги називають комбінаційними або муаровими. Переміщення одного з растрів призводить до значно більшого зміщення муарових смуг в напрямку, перпендикулярному до переміщення растра. Тобто, також відбувається оптична редукція. Значення цього переміщення визначається за формулою

$$\tau = x / \sin \alpha. \quad (4.53)$$

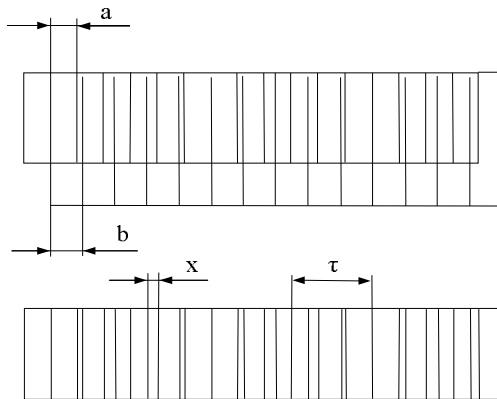


Рисунок – 4.28. Ілюстрація методу растра

Одна з пластин у лінійних давачів називається растровою лінійкою (шкалою), а у колових давачах – растровим диском. Друга пластина у давачів обох типів дістала назву індикаторної пластини.

На індикаторній пластині растрові штрихи розміщені у двох зонах (секторах), які зсунуті одна відносно другої на відстань в $(n \pm 1/4)$, де n – ціле число. При цьому оптична схема виглядає таким чином (рис. 4.29).

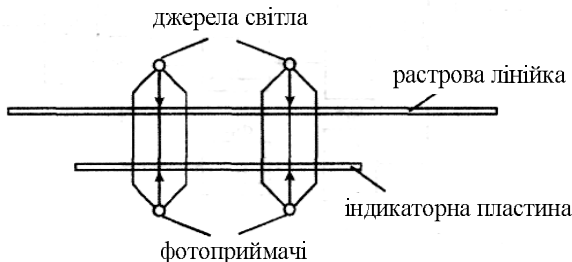


Рисунок – 4.29. Схема оптичної системи лінійного фотоелектричного перетворювача переміщення

Джерела світла, фотоприймачі та індикаторна пластина закріплені нерухомо одне відносно іншого й утворюють один конструктивний вузол, який називається перетворюючою головкою. Зазвичай перетворююча головка на об'єкті закріплюється на нерухомій частині, а растрова лінійка – на рухомій. Це пов'язано з тим, що до перетворюючої головки підходять електричні провідники.

Світловий потік, що попадає на фотоприймачі, перетворюється в електричні сигнали, що змінюються за законом, близьким до синусо-

їдного ($\sin t$ і $\cos t$). Наявність у давачі двох каналів, зсунутих на чверть періоду, дає можливість зменшити дискретність перетворювача, під якою розуміється мінімальне переміщення, що викликає зміну вихідного сигналу, і визначити напрямок вихідного сигналу. Ці задачі розв'язує електрична схема перетворювача.

Першу задачу розв'язує вузол перетворення сигналів (рис. 4.30а). Він має у своєму складі функціональні перетворювачі ФП1 і ФП2, які реагують на знак відповідного вхідного сигналу, інвертори Ін1 і Ін2, формувачі імпульсів ФП1 - ФП4 і суматор С. Формувачі імпульсів формують вузькі вихідні імпульси по передньому фронту вхідних сигналів. Роботу схеми ілюструє діаграма, показана на рис. 4.30б. Вона наведена для постійної швидкості V переміщення t робочого органа ($\tau = Vt$), тому $\tau \equiv t$. Перетворення сигналів характеризує коефіцієнт перетворення $k_{П} = T_{вх}/T_{вих}$. Для діаграми на рис. 4.30б $k_{П} = 4$. Збільшення кількості імпульсів на виході і одночасно підвищення точності вимірювання можна досягнути, якщо використовувати інтерполатори, які виконують додаткове ділення періоду вихідних імпульсів на 5 або на 10.

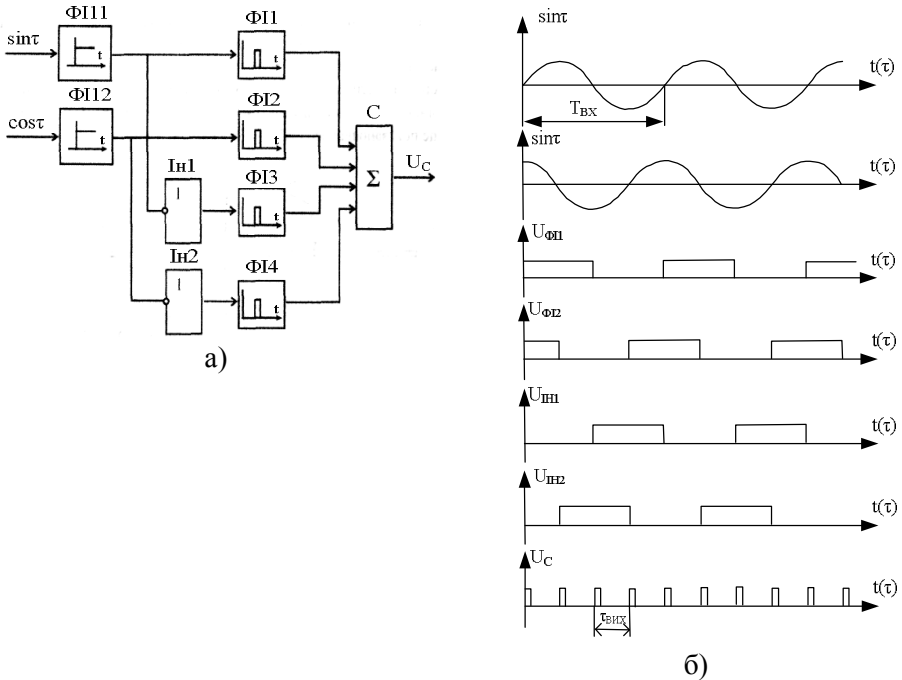
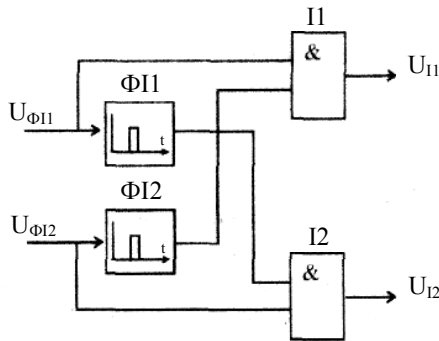
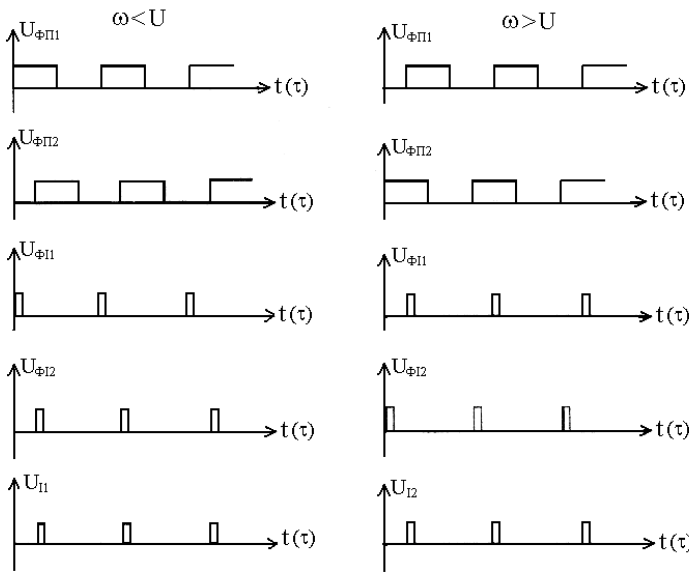


Рисунок – 4.30. Функціональна схема (а) і діаграма роботи (б) вузла перетворення сигналів

Напрямок переміщення визначається за допомогою дискримінатора. У його схемі (рис. 4.31а) використовуються формувачі імпульсів ФІ1 і ФІ2 попередньої схеми, а також два елементи "І" - "І"1 та "І"2. Його роботу для одного з напрямків переміщення ілюструє діаграма, показана на рис. 4.31б. Не важко переконатись, що якщо напруга $U_{\Phi\Pi2}$ буде випереджати напругу $U_{\Phi\Pi1}$ на чверть періоду, то імпульси з'являться на виході елемента "І"2.



а)



б)

Рисунок – 4.31. Функціональна схема (а) і діаграма роботи (б) дискримінатора напрямку переміщення

На додаток, до вимірювальних доріжок на індикаторних пластинах і лінійках передбачається ще одна коротка доріжка, яка використовується для формування фіксованої опорної мітки (імпульсу) абсолютного положення. Нуль-мітка використовується для створення єдиної системи початку відліку на об'єкті у разі відключення напруги живлення або збоїв у роботі системи керування.

Залежно від типу перетворювача нуль-мітка може формуватись при різних положеннях знімальної головки відносно лінійки (по краях, посередині тощо).

4.5. Вимірювання температури

Термоопори. Термоопори застосовуються в якості давачів вимірювання температури від -120 до $+700$ °С. Для матеріалів термоопорів використовуються провідники або напівпровідники з електричним питомим опором, що змінюється від температури навколишнього середовища.

Залежність зміни опору в широкому діапазоні зміни температури t° можна записати у вигляді [9]:

$$R(t^\circ) = R_0(1 + \alpha_1 t^\circ + \alpha_2 t^{\circ 2}), \quad (4.55)$$

де R_0 – опір термометра при температурі 0°C ;

α_1, α_2 – коефіцієнти пропорційності.

Залежність відносної зміни температури $\frac{R(t^\circ)}{R_0}$ для термометрів

опору, які виготовляються з різних металів, показана на рис. 4.32. З цього рисунку видно, що для невеликого діапазону зміни температури формула (4.55) має вигляд:

$$R(t^\circ) = R_0(1 + \alpha_1 t^\circ). \quad (4.56)$$

Термометри опору включаються у мостові схеми за двопровідною (рис. 4.33а) та трипровідною (рис. 4.33б) схемами. Трипровідна схема включення термометра опору виключає похибки вимірювань, пов'язані із зміною довжини провідників між термометром опору і мостом R_x .

З рис. 4.33б, видно, що при рівності опорів $R_1 = R_2$ і зміні опору провідників R_x порушення рівноваги моста не відбувається, оскільки R_x входить до двох суміжних плечей моста. Для підвищення чутливості термодавачів при малих температурах замість термометрів опору застосовуються термістори (напівпровідникові термометри опору).

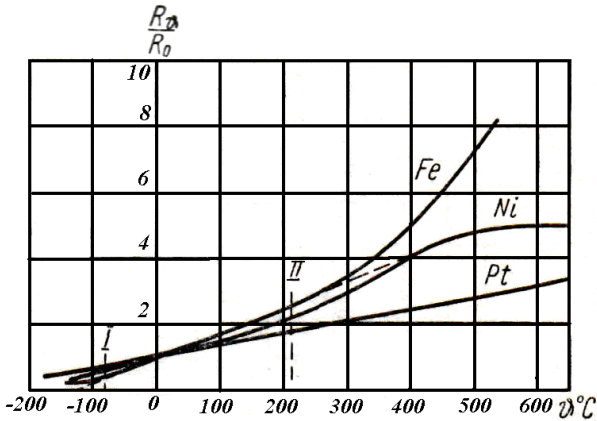


Рисунок – 4.32. Залежність $\frac{R(t^\circ)}{R_0}$ від температури для різних термометрів опору: I-II – лінійна ділянка термоопору, який виготовлений із залізного провідника

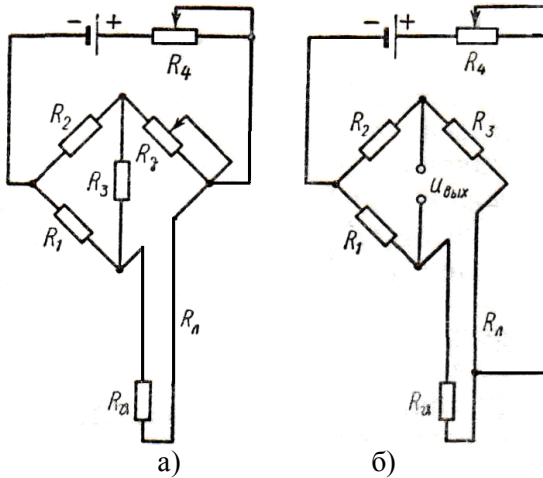


Рисунок – 4.33. Способи включення термометрів опору: а – двопровідна схема; б – трипровідна схема

На рис. 4.34 показана залежність зміни опору термістора ММТ-1 від температури. Як видно з рис. 4.34, ця залежність нелінійна, що призводить до нерівномірності шкали давача температур.

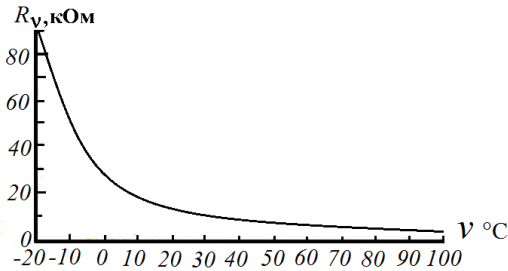


Рисунок – 4.34. Залежність опору термістора ММТ-1 від температури

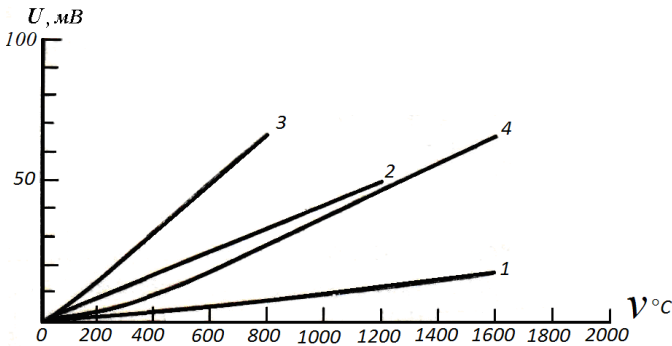


Рисунок – 4.34. Залежність термо-ЕРС від температури:
 1 – платина-платинородій; 2 – хромель-алюмель; 3 – хромель-копель;
 4 – борід цирконій-графіт

Термоелектричні елементи (термопари). Термоелектричні пристрої складаються з термопари і вимірювальної потенціометричної системи. Термопара – це не що інше, як з’єднання двох електродів з різних матеріалів. При нагріванні робочих кінців (спаю) на вільних кінцях виникає термо-ЕРС, яка поступає на вимірювальну схему. В автоматичних системах застосовуються, зазвичай, металеві термопари: високотемпературні (до 1600°C), що мають один електрод з чистої платини, а інший – із сплаву, що містить 90% платини і 10% радію, або напівпровідникові – один електрод з бориду цирконію, а інший – з графіту; середньотемпературні (до 1200°C), що складаються з хромеля (сплав: 90% нікеля і 10% хрому) і алюмелю (сплав: 95% нікелю і 5% алюмінію, кремнію і марганцю), і низькотемпературні (до 600÷800°C), які складаються з хромеля і копеля (сплав: 55% міді і 45% нікелю). Залежність термо-ЕРС різних термопар від температури наведено на рис. 4.35.

Кінці термопари, які під'єднуються до потенціометричної схеми, називають холодним спаєм або вільними кінцями, а спай, який знаходиться в об'єкті регулювання, – гарячим спаєм або робочим кінцем. Термо-ЕРС термопари залежить від температури як гарячих, так і холодних спаїв. Зміна температури холодного спаю, зазвичай, компенсується мостовою схемою, до якої вводиться термометр $R(t^\circ)$, який вимірює температуру холодного спаю (рис. 4.36). Для встановлення заданої температури при використанні потенціометричної схеми використовується опір R_p , який змінює напругу моста $U_{аб}$.

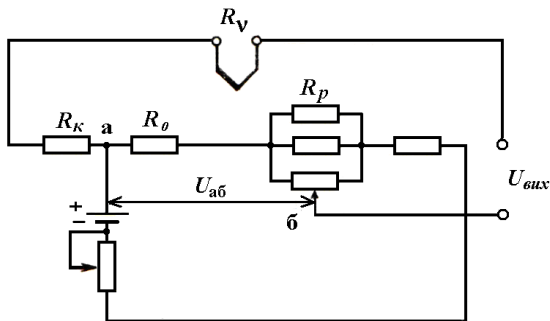


Рисунок – 4.36. Схема включення термопари

Оптичні пірометри. Оптичними пірометрами називають прилади, в яких вимірювання температури здійснюється шляхом вимірювання енергії, що передається від нагрітого тіла. Пірометри використовуються для вимірювання температури від кімнатної до 7000°C .

Відзначимо, що принцип дії пірометрів повністю відповідає заходам роботи пожежних сповіщувачів полум'я.

Будова *радіаційних пірометрів*, як окремого виду пірометрів, базується на використанні закону Стефана-Больцмана. Згідно з даним законом, повна потужність, випромінювана абсолютно чорним тілом, є пропорційною четвертому степеневі абсолютної температури нагрітого тіла. Через збиральну лінзу випромінювання спрямовується на зачорнену поверхню спаїв декількох послідовно з'єднаних термоелементів, що формують термоелектричний стовпчик, (рис. 4.37). Сумарна термо-ЕРС такого стовпчика вимірюється мілівольтметром, шкала якого градуйована у градусах Цельсія ($^\circ\text{C}$).

Інший тип пірометра – *монохроматичний пірометр зі зникаючою ниткою* [9], будова якого показана на рис. 4.38. Вимірювання по-

лягає на відслідковуванні видимої частини спектра зафіксованого випромінювання, пропущеного крізь фільтри і порівнюваного із випромінюванням взірцевого джерела (пірометричної лампи), розташованої усередині приладу.

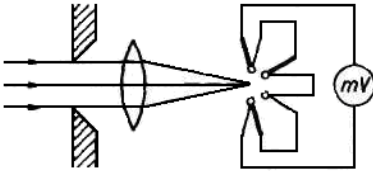


Рисунок – 4.37. Пірометр радіаційний

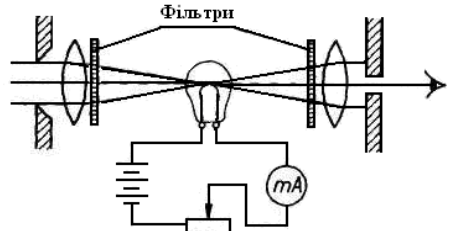


Рисунок – 4.38. Пірометр монохроматичний

Людське око сильно відчуває різницю освітленості від контрольованого об'єкта (фон) і від нитки пірометричної лампи, температура якої відома. Тому стан, коли збігаються світимості нитки лампи та нагрітого тіла, а сама нитка зникає на тлі цього тіла, може бути визначеним з високою точністю. У результаті, відома температура нитки пірометричної лампи приписується температурі контрольованого тіла. При цьому, струм лампи і світимість нитки розжарення регулюють з допомогою змінного резистора, а мілівольтметр у колі вимірювання, проградуйований у $^{\circ}\text{C}$, показує температуру контрольованого тіла.

Поширеними є також *фотоелектричні пірометри*, де в якості давачів сигналу використовують фотоприймачі (фоторезистори, фотодіоди або фотоелементи). Залежно від спектра чутливості фотоприймача і пропускну здатності оптичної системи розрізняють монохроматичні пірометри (де використовується надзвичайно вузька частина спектра випромінювання) та смугові пірометри.

4.6. Вимірювання рівня рідини

На рис. 4.39 показано схеми найпростіших механічних поплавкових рівнемірів, в яких значення вимірюваного рівня перетворюється у кутове або лінійне переміщення вказівника механічного відлікового пристрою. Такі механічні рівнеміри мають кулеподібний поплавок діаметром (80...200) мм, виконаний пустотілим з нержавіючої сталі. У поплавкових рівнемірах вузького діапазону вимірювань (40...200) мм поплавков через штангу та спеціальне сальникове ущільнення з'єднаний зі стрілкою відлікового пристрою (рис. 4.39а).

У поплавкових рівнемірах більш широкого діапазону вимірювань (рис. 4.39б) поплавок з'єднаний гнучкою ланкою з протипагою. У нижній частині протипаги закріплена стрілка, котра показує на шкалі значення вимірюваного рівня рідини. Такі рівнеміри мають дуже обмежене застосування.

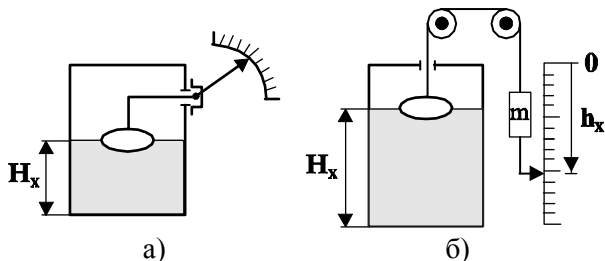


Рисунок – 4.39. Схеми механічних поплавкових рівнемірів

У поплавкових рівнемірах великих рівнів поплавок підвішено на так званій мірній стрічці. При зміні рівня рідини та відповідному переміщенні мірної стрічки, яка має перфорацію, стрічка входить у зчеплення з виступами мірного шківів механічного відлікового пристрою. Відліковий механізм – це десятковий лічильник із трьох або чотирьох барабанів з ціною найменшої поділки 1 мм. Застосовуються такі рівнеміри для вимірювань рівнів рідких нафтопродуктів і мають верхню границю вимірювань до 20 м і абсолютну похибку вимірювання в межах до ± 4 мм.

На рисунку 4.40 наведено принципову схему поплавкового рівнеміра з реостатним перетворювачем переміщення та логотричним вимірювальним механізмом для вимірювання рівня пального в баках автомобілів та літаків. Поплавок розміщений в баку з досліджуваним рівнем і механічно зв'язаний з повзунком реостатного перетворювача R_n . Резистори R_1 та R_2 служать для узгодження параметрів перетворювача та логотричного механізму для забезпечення заданого діапазону вимірювань.

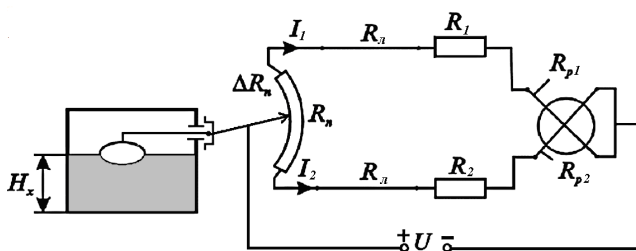


Рисунок – 4.40. Схема електромеханічного поплавкового рівнеміра

При зміні досліджуваного рівня та відповідному переміщенні поплавка повзунок реостатного перетворювача, змінюючи співвідношення опорів у колах рамок логометра, змінює і відношення струмів, а тим самим відхилення α стрілки та покази логометра:

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_n - \Delta R_n + R_n + R_2 + R_{p2}}{\Delta R_n + R_n + R_1 + R_{p1}}\right).$$

Шкала таких рівнемірів градується у значеннях вимірюваного рівня або у частках максимального рівня, прийнятого за одиницю.

До переваг логометричних кіл належить незмінність показів при коливанні напруги джерела живлення та незначний вплив опору лінії.

Вторинними перетворювачами поплавкових рівнемірів можуть бути також індуктивні чи взаєміндуктивні перетворювачі переміщень.

На рис. 4.41 наведено систему для вимірювання рівня рідини, де використовується потенціометричний давач (рис. 4.3б). Поплавок P переміщує рухомий контакт потенціометра, опори якого R_1 і R_2 приєднані до приладу з магнітоелектричним вимірювальним механізмом. Резистори R_{1d} і R_{2d} призначені для узгодження так, щоб шкала засобу вимірювання була проградуйована у літрах. У автомобілях застосовуються вимірювачі палива у кожному окремому баку, а сумарний рівень палива визначається за відхиленням стрілки приладу з похибкою 5-10% від номінального обсягу.

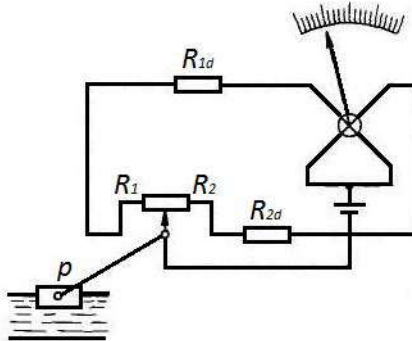


Рисунок – 4.41. Вимірювання рівня рідини

Є змога вимірювати рівень рідини або сипучих матеріалів за допомогою променів, що генеруються радіоактивними ізотопами (рис. 4.42) (подібне використовується і у пожежних сповіщувачах фірми “Яблонекс”). Промені, генеровані ізотопами, частково поглинаються

рідиною, рівень якої слід виміряти. Зниженню або підвищенню рівня відповідає зміна інтенсивності (збільшення або зменшення) випромінювання, фіксована давачем; обробка та підсилення сигналу сенсора призводить до запуску електродвигуна, який зміщує (за допомогою гвинтової передачі) джерело і приймач променів, аж до досягнення попереднього рівня поглинання променів і сигналу давача.

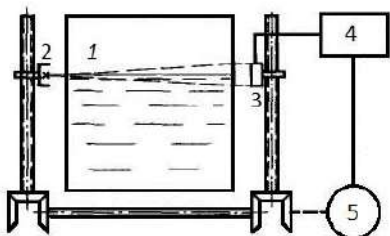


Рисунок – 4.42. Вимірювання рівня рідини з використанням променів

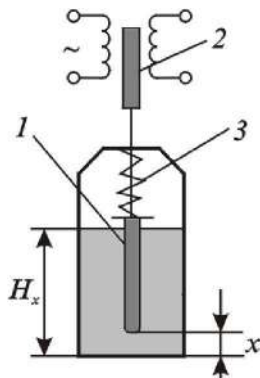


Рисунок – 4.43. Структура буйкового перетворювача рівня рідини

Буйкові (плунжерні) рівнеміри. Їх робота базується на використанні виштовхувальної сили, що діє на занурене у рідину тіло (буйок 1) у вигляді циліндра, довжина якого значно більша від його діаметра (рис. 4.43), а питома густина значно більша від питомої густини досліджуваної рідини. Такий буйок механічно з'єднаний з чутливим елементом 2 вторинного перетворювача, а його переміщення обмежується за допомогою пружини 3, закріпленої одним кінцем до верхньої частини буйка, а іншим до нерухомої частини перетворювача. Такий буйок, що вільно підвішений на пружині, є масштабним перетворювачем порівняно великих змін рівня (до 10...20 м) у порівняно невеликі переміщення буйка та чутливого елемента вторинного перетворювача. Залежно від рівня рідини на буйок буде діяти підйомна сила, внаслідок чого пружина стискається, а чутливий елемент, яким може бути, наприклад, плунжер індуктивного чи взаємодіючого індуктивного перетворювача, переміщується, змінюючи відповідно вихідну індуктивність (повний електричний опір) чи вихідну ЕРС.

Функцію перетворення буйкового перетворювача можна визначити, враховуючи такі положення. При зануренні буйка в досліджувану рідину на нього діятиме виштовхувальна сила:

$$F_x = S(H - x) \rho_p g,$$

де H – рівень рідини; x – переміщення буйка; S – площа поперечного перерізу буйка; ρ_p – питома густина рідини; g – прискорення земного тяжіння.

Сила пружності пружини змінюється на $F_{np} = W_x$, де W – жорсткість пружини. Прирівнявши ці дві сили, отримаємо:

$$x = H \frac{1}{1 + \frac{W}{\rho_p g S}}.$$

Вторинними вимірювальними приладами рівнемірів з буйковими перетворювачами можуть бути прилади астатичного зрівноважувального перетворення з первинним (вимірювальним) та вторинним компенсувальним диференціально-трансформаторними перетворювачами типу КПД (показувальний) чи КСД (самописний).

На рис. 4.44 приведена схема буйкового (плунжерного) рівнеміра з приладом типу КПД. Переміщення буйка у таких приладах, викликане зміною вимірюваного рівня, передається рухомому осерддю первинного диференціально-трансформаторного перетворювача (ДТП). Значення вихідної ЕРС ΔE_x визначається положенням осердя, а отже, значенням вимірюваного рівня. Прилад має також аналогічний вимірювальному компенсувальний ДТП, осердя якого може переміщуватись при обертанні профільного кулачкового механізму, зв'язаного через механічну передачу з віссю реверсивного двигуна РД. Значення компенсувальної ЕРС ΔE_c також залежить від положення рухомого осердя.

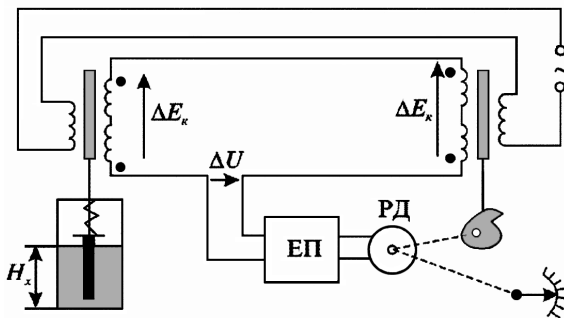


Рисунок – 4.44. *Схема буйкового рівнеміра з диференціально-трансформаторним перетворювачем*

Різниця вимірювальної ΔE_x та компенсувальної ΔE_k ЕРС ($\Delta U = \Delta E_x - \Delta E_k$) подається до входу електронного фазочутливого підсилювача ЕП, підсилюється і подається на відповідну обмотку реверсивного двигуна. Очевидно, що обертання ротора РД триватиме доти, доки різниця вимірювальної та компенсувальної ЕРС не стане рівною 0. З віссю обертання кулачкового механізму механічно з'єднана стрілка відлікового пристрою, шкала якого проградуїрована в одиницях вимірюваного рівня.

Широко застосовуються буйкові та поплавкові рівнеміри з силовою компенсацією, а також статичного зрівноважувального перетворення (рис. 4.45). Вихідною величиною в таких вимірювачах є струм. Буйкові рівнеміри такого типу з уніфікованим вихідним сигналом $0 \dots 5 \text{ мА}$ та $0 \dots 20 \text{ мА}$ призначені для вимірювання рівня рідин у технічних ємностях з рівнем заповнення до $10 \dots 16 \text{ м}$. Їх зведена похибка знаходиться в межах до $1,5 \%$.

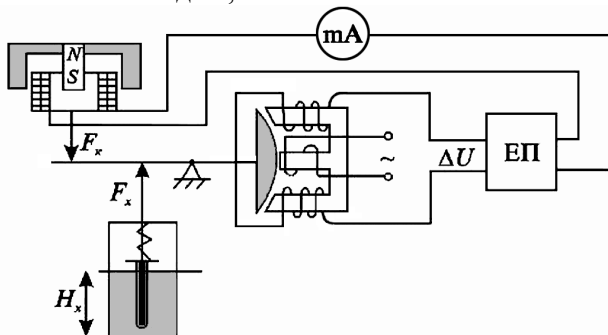


Рисунок – 4.45. *Схема буйкового рівнеміра зрівноважувального перетворення*

Принцип дії рівнемірів зрівноважувального перетворення такий. При зануренні буйка в досліджувану рідину на нього буде діяти виштовхувальна сила F_x , що призводить до переміщення буйка. Це переміщення за допомогою коромисла перетворюється у поворот осердя диференціально-трансформаторного перетворювача. Нерухома частина магнітопроводу виконана у вигляді Ш-подібного осердя. На середньому його стержні намотана первинна намагнічувальна обмотка, що живиться від джерела змінної напруги. Дві ідентичні вимірювальні обмотки, намотані на крайні стержні, утворюють два ідентичні перетворювальні елементи. Обмотки з'єднані послідовно і зустрічно.

Диференціально-трансформаторний перетворювач побудований так, що при нульовому значенні вимірюваного рівня чи деякому його номінальному значенні рухоме осердя займає симетричне щодо обох перетворювальних елементів положення, наведені в них ЕРС будуть однаковими, а їх різниця дорівнюватиме нулю. Зі зміною вимірюваного рівня і відповідним переміщенням рухомого осердя змінюються потоки в окремих перетворювальних елементах і наведені в них ЕРС. З'являється деяка різниця ЕРС, що подається на підсилювач, вихідна напруга якого після перетворення змінного струму в постійний подається до вимірювальної обмотки зворотного магнітоелектричного перетворювача.

Струм I_x , що проходить через вимірювальну обмотку, взаємодіючи з полем постійного магніту, створює компенсувальну силу F_k , спрямовану назустріч силі F_x . Струм, що протікатиме в момент рівноваги цих сил, служить мірою вимірюваного рівня. Для точніших вимірювань струму I_x використовують компенсатори постійного струму, що вимірюють спад напруги на вимірювальній котушці опору R_0 .

Ємнісні рівнеміри вирізняються універсальністю, високою чутливістю, простотою вимірювального кола, відсутністю рухомих елементів у зоні вимірюваного рівня. Однією з основних проблем при побудові ємнісних рівнемірів є компенсація змін відносних діелектричних проникностей ϵ_x середовища, рівень якого вимірюють, та ϵ_n повітря між обкладками вимірювального перетворювача у зоні, що не заповнена досліджуванним середовищем.

На рис. 4.46 показано схему рівнеміра, в якій передбачене виключення впливу зміни названих діелектричних проникностей за допомогою компенсувальних конденсаторів. Давач рівнеміра (рис. 4.46а) має робочий конденсатор C_x та три компенсувальні конденсатори, два з яких (C_{n1} та C_{n2}) знаходяться у повітрі і один (C_k) повністю занурений в досліджуване середовище.

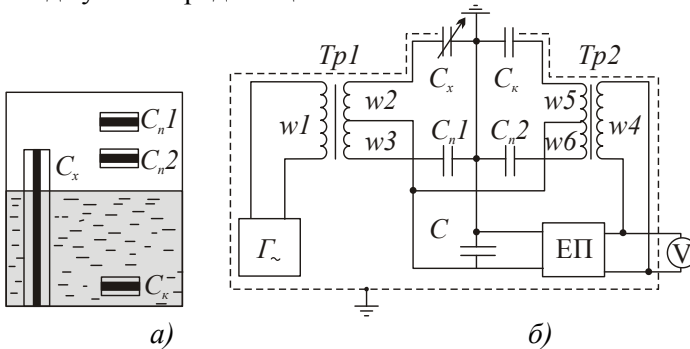


Рисунок – 4.46. Структура давача та схема ємнісного рівнеміра

Вимірювальне коло такого рівнеміра складається з генератора змінної напруги, підсилювача, вольтметра та двох трансформаторів Тр1 та Тр2 і працює в режимі статичного зрівноважувального перетворення. Якщо коефіцієнт підсилення достатньо великий, то можна вважати, що напруга на його вході, зашунтованому паразитною ємністю C_{np} , буде наближатись до нуля, а це означає, що практично буде дорівнювати нулю сума струмів, які надходять на вхід підсилювача, тобто:

$$U \left(\frac{w_2}{w_1} C_x - \frac{w_3}{w_1} C_{n1} \right) - U_e \left(\frac{w_5}{w_4} C_\kappa - \frac{w_6}{w_4} C_{n2} \right) = 0,$$

де U та U_e – відповідно напруга на виході генератора Γ та покази вольтметра.

Якщо значення ємностей записати через довжини l_i електродів відповідних конденсаторів, вимірюваний рівень через H_x , ємність на одиницю довжини відповідного конденсатора в повітрі C_0 та відносну діелектричну сталу E_x досліджуваного середовища, тобто $C_{n1} = C_0 l_{n1}$; $C_{n2} = C_0 l_{n2}$; $C_\kappa = C_0 E_x l_\kappa$; $C_x = C_0 H_x E_x + C_0 (l_p - H_x)$, то одержимо:

$$U_e = \frac{H_x}{l_\kappa} \frac{w_2 w_4 (\epsilon_x - 1) U}{w_1 w_5 (\epsilon_x - w_6 l_{n2} / w_5 l_\kappa)} + \frac{w_4 (w_2 l_p - w_3 l_{n1}) U}{w_1 (w_5 l_\kappa \epsilon_x - w_6 l_{n2})},$$

а при забезпеченні рівності $w_6 l_{n2} = w_5 l_\kappa$ та $w_2 l_p = w_3 l_{n1}$ матимемо:

$$U_e = \frac{H_x}{l_\kappa} \frac{w_2 w_4}{w_1 w_5} U = k H_x U.$$

Отже, покази вольтметра будуть пропорційними вимірюваному рівню H_x і не залежатимуть від значення діелектричної проникності сталої E_x .

Ємнісні рівнеміри характеризуються порівняно низькою вартістю, простою, зручністю монтажу в резервуарі. Їх перевагою є можливість їх використання в широкому діапазоні температур. До недоліків належить непридатність для вимірювань рівнів в'язких рідин, рідин що кристалізуються, випадають в осад. Їх недоліком є також висока чутливість до зміни електричних властивостей досліджуваної рідини, зміни ємності між дротами лінії, що з'єднує перетворювач з вторинною апаратурою. Зведена похибка кращих зразків ємнісних рівнемірів не перевищує 1%.

Однією з мостових схем рівнеміра, розроблених в Інституті електродинаміки Національної академії наук України, є схема (рис. 4.47) з додаванням струмів через вимірювальний конденсатор C_x , та компенсувальні конденсатори C_n та C_κ , що знаходяться відповідно в повітрі та досліджуваному середовищі.

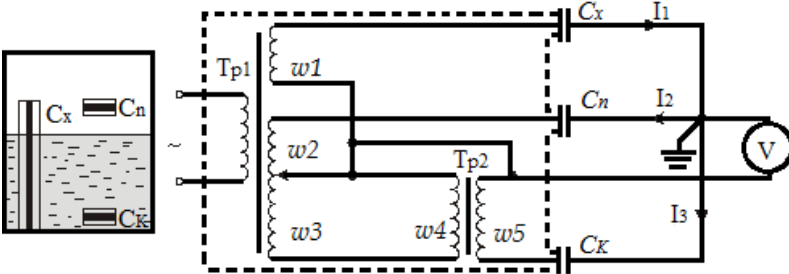


Рисунок – 4.47. Мостова схема ємнісного рівнеміра з додаванням струмів

Для того, щоб сума струмів I_1 , I_2 та I_3 дорівнювала нулеві:

$$w_1 C_x - w_2 C_n - \frac{w_3 w_5}{w_4} C_k = 0,$$

регулюють відношення витків w_2/w_3 . Якщо ємності відповідних конденсаторів записати через їх довжину (зокрема, вимірюваний рівень H_x) та погонну ємність C_i^* , забезпечивши $C_x^* = C_k^*$, а також $l_n/l_k = w_5/w_4$, то відлік вимірюваного рівня може бути здійснений за кількістю витків w_3 . Зведена похибка крапчик зразків ємнісних рівнемірів не перевищує 1 %.

Для вимірювання рівня рідини можна також застосовувати диференційні давачі, до прикладу, ємнісні давачі (рис. 4.48), де переміщення середнього електрода циліндричного конденсатора зумовлене переміщенням поплавка. Застосовуються також давачі зі зміною відстані між електродами та зі зміною площі електродів.

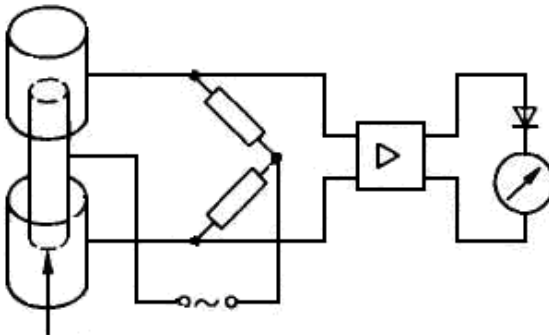


Рисунок – 4.48. Вимірювання рівня рідини з диференційним ємнісним давачем

4.7. Вимірювання сил і напружень тензометричними методами

Тензометричні давачі дають змогу визначати відносне видовження ε на підставі зміни електричного опору [9]. Використовуючи закон Гука, можна знайти значення механічних напружень:

$$\sigma = \varepsilon E = \frac{\Delta R}{R} \frac{E}{K},$$

де E – модуль Юнга; $\frac{\Delta R}{R}$ – відносна зміна опору; K – чутливість тензометричного давача.

Можна обчислити силу F , що розтягує взірець площею перерізу S :

$$F = \sigma S = \frac{\Delta R}{R} \frac{E}{K} S.$$

У тензометричних засобах вимірювання переважно застосовують мостові схеми з використанням методів зрівноважування або відхилення. Мостова схема для вимірювання методом зрівноважування наведена на рис. 4.49. Рівновага моста досягається шляхом зміни опору, до прикладу, третього плеча. Паралельно до резистора R_3 приєднано регульований резистор R_3' значного номіналу; за використання чутливого гальванометра це дає змогу визначити малі зміни опору давача. У схемі з використанням методу відхилення струм гальванометра залежить від відносного видовження, тобто $I_g = f(\varepsilon)$.

У тензометричних вимірюваннях використовується також диференційний метод, схема якого наведена на рис. 4.50. Коли опір давача рівний опоріві R_2 , через гальванометр струм не протікає і мостова схема є зрівноваженою. У разі зміни опору R_1 рівновага порушується і через гальванометр протікає струм

$$I = U \frac{R_2 - R_1}{R_g(R_1 + R_2) + R_1 R_2}.$$

Якщо зміни опору давача незначні, то струм – практично пропорційний зміні опору R_1 , а отже і відносному видовженню:

$$I_g = K_1 \Delta R_1 = K_2 \varepsilon.$$

Аналогічні мостові схеми застосовуються й на змінному струмі, причому до плеча CD вмикається підсилювач.

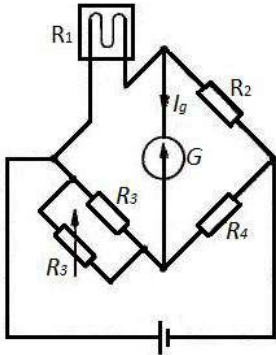


Рисунок – 4.49. Вимірювання напружень методом урівноважування

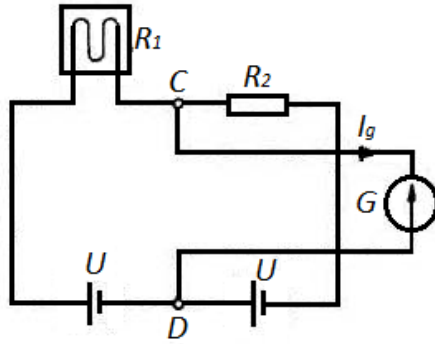


Рисунок – 4.50. Вимірювання напружень диференційним методом

У розглянутих системах потрібно застосовувати компенсацію впливу температури. Зміни опору під час роботи тензometrів ϵ , назагал, малими; навіть, незначні зміни температури навколишнього середовища (у декілька десятих градуса) впливають на вимірюваний опір. Це зумовлено зростанням опору давача у разі збільшення температури (для константану температурний коефіцієнт опору $\alpha_k = \pm 40 \cdot 10^{-6} \text{ C}^{-1}$), у випадку різних температурних коефіцієнтів лінійного видовження досліджуваного взірця і давача (наприклад для сталі $\beta_{Fe} = 11 \cdot 10^{-6}$, для константану $\beta_K = 15 \cdot 10^{-6}$). Врахування цього опору є достатньо непростим.

На практиці, з метою компенсації впливу температури, поблизу основного давача прикріплюють другий давач: контрольного, що не працює (рис. 4.51а), або працюючого, що живиться напругою протилежного знака порівняно з основним давачем. Додатковий давач може бути наклеєний на другу сторону деформованої балки (рис. 4.51б). Якщо обидва давачі знаходяться в середовищі однакової температури, то зміни їх опорів температурою компенсуються і не впливають на струм гальванометра.

У випадку вимірювань швидкозмінних (динамічних) напружень замість гальванометра приєднують реєстраційні прилади з малою сталою часу.

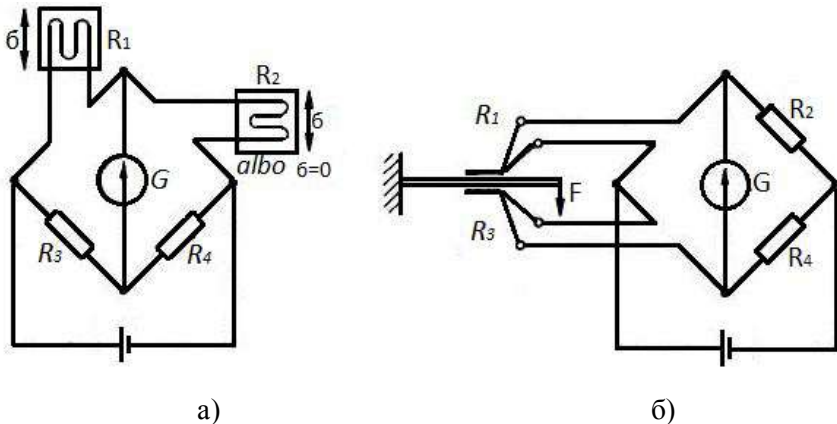


Рисунок – 4.51. Пристрої з компенсацією впливу температури оточуючого середовища за допомогою додаткового датчика

4.8. Вимірювання тиску і сили за допомогою вимірювальних перетворювачів

Під час виконання промислових вимірювань тиску велике значення мають вдало вибрані вимірювальні перетворювачі (перетворювачі з уніфікованим вихідним сигналом). Часто такими датчиками служать пружинні елементи (рис. 4.52), що перетворюють тиск на деформацію або переміщення.

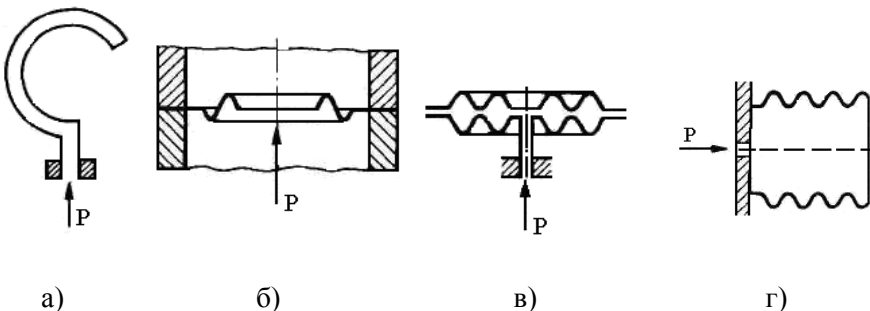


Рисунок – 4.52. Пружинні елементи, які застосовуються для вимірювання тисків:

а) трубка Бордона; б) мембрана; в) гарматка; г) мішечок

Схема перетворювача, який перетворює деформацію пружинного елемента (трубка Брауна) на переміщення стержня диференційного трансформаторного давача, показана на рис. 4.53. Напруга, яка виникає на виході вторинних обмоток (з'єднаних зустрічно), підлягає посиленню та перетворенню на уніфікований вихідний сигнал у вигляді постійного струму.

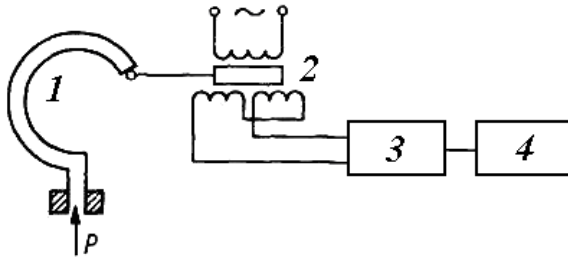


Рисунок – 4.53. Схема вимірювального перетворювача переміщувального типу: 1 – пружинний елемент; 2 – давач диференційний; 3 – посилювач; 4 – міліамперметр

Другим типом вимірювального перетворювача є так звана струмова вага, яка перетворює деформацію пружинного елемента на силу, що діє на плече важеля (рис. 4.54). Ця сила зрівноважує силу притягання магнітом котушки, прикріплену до іншого боку важеля.

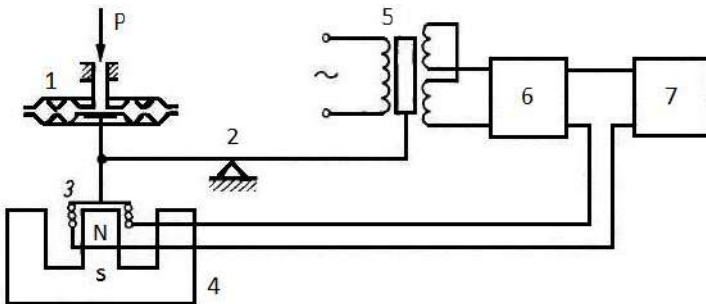


Рисунок – 4.54. Схема вимірювального перетворювача типу струмової ваги: 1 – пружинний елемент; 2 – важіль; 3 – котушка; 4 – магніт; 5 – диференційний давач; 6 – посилювач; 7 – міліамперметр

У випадку зсуву важеля під дією тиску на елемент 1 переміщується стержень диференційного трансформатора і змінюється струм котушки 3, а як наслідок і сила притягання її магнітом 4, яка спричинює поворот важеля 2 майже до попереднього положення. В обох типах перетворювачів вихідний струм I є пропорційний до прикладеного тиску p :

$$I = kp .$$

У ємнісних давачах вимірювана сила діє на ємність давача завдяки зміні відстані між електродами. У давачах для вимірювання сили (рис. 4.55а) рухомий електрод підвішено на пружинах. У давачах для вимірювання тиску (рис. 4.55б) рухомих електродом є металева мембрана, на яку діє тиск. Мембрана є дном давача, до якого прикручується нерухомий електрод, посаджений на ізоляційну підкладку з металевим корком, прикріпленим до давача. При вимірюванні застосовується мостова схема.

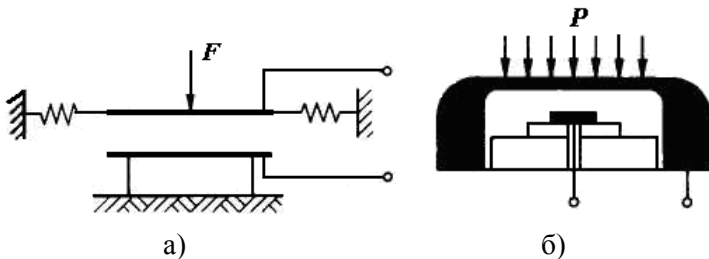


Рисунок – 4.55. Ємнісні динамометр і манометр: а) вимірювання сили, б) вимірювання тиску

У манометрах тиск діє на тонку ребристу мембрану (товщиною 0,03 мм), виготовлену із пермалою. Мембрана знаходиться між диференційними котушками. Її відхилення змінює індуктивність і порушує рівновагу моста.

4.9. Вимірювання параметрів механічних коливань

У напружено-резистивних давачах вібраційні коливання переносяться через пружину від досліджуваної підкладки (рис. 4.56) до предмета масою m . На елемент пружини наклеюють тензometri; за їх деформацією визначається амплітуда коливань підкладки (віброметри) або прискорення (акселерометри).

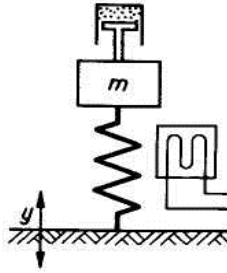


Рисунок – 4.56. Принцип вимірювання коливань

Приклад конструкції акселерометра наведено на рис. 4.57. У внутрішньому корпусі знаходяться два тонкостінні циліндри, з'єднані болтом з гайкою. Закручуючи гайку, створюють вихідне механічне напруження. Тим самим, наклеєні резистивні давачі працюють у диференційній системі. Під час коливань один циліндр розтягується, а другий – скорочується. Проте, завдяки створеному напруженню, жоден із них не працює на стиск. Прискорення становить:

$$a = 2\pi f_0 \frac{l}{E} \sigma$$

При цьому, f_0 – частота власних коливань рухомої системи; l – довжина циліндра; E – модуль Юнга; σ – напруження.

Давачі приєднуються до відповідних плечей тензометричного моста. Вихідна напруга моста після посилення та випрямлення вимірюється мілівольтметром або гальванометром (див. рис. 4.58, де приведена конструкція віброметра). У корпусі, з'єднаному з підкладкою, закріплено плоску пружину, яка деформується під дією ваги тіла масою m .

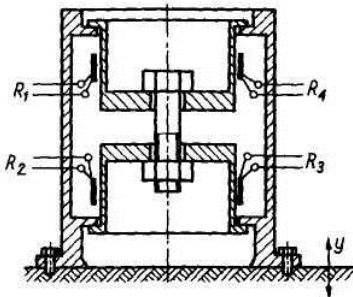


Рисунок – 4.57. Тензометричний акселерометр

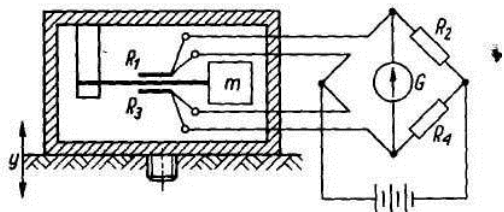


Рисунок – 4.58. Тензометричний віброметр

З метою посилення згасання коливань, корпус зсередини заповнено силіконовою олією. Амплітуда вимірюваних коливань значенням до 3 мм відповідає амплітуді коливань корпусу відносно практично нерухомої маси m (при частоті коливань, що перевищує частоту власних коливань системи – ~ 10 Гц). Струм у гальванометрі визначається:

$$I_g = 2K \frac{\Delta R}{R} = f(y) \approx ky.$$

На рис. 4.86 наведено динамічний вібрometr. Коливна маса m утворена стрижнем із немагнітного матеріалу 1, підвішеним на двох плоских пружинах 2. У верхньому прорізі магніта 3 знаходиться обмотка 4 з великою кількістю витків W із тонкого дроту. У нижньому прорізі розташовано мідний циліндр 5, що глушить коливання, оскільки під час руху в ньому індукуються вихрові струми. При коливаннях у котушці індукується ЕРС, пропорційна швидкості перетину нею силових ліній магнітного поля:

$$e = -W \frac{d\Phi}{dt} = k \frac{dy}{dt}.$$

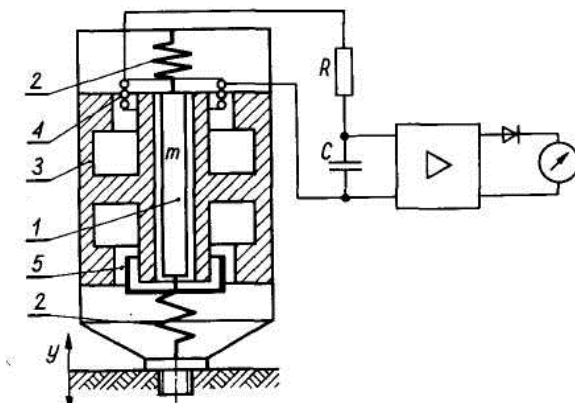


Рисунок – 4.59. Динамічний вібрometr з інтегратором: 1 – стрижень немагнітний; 2 – плоска пружина; 3 – постійний магніт; 4 – котушка; 5 – мідний циліндр

Для вимірювання амплітуди коливань котушку приєднують до інтегратора на ОП (рис. 4.59). До виходу підсилювача можна приєднати осцилограф або реєстраційний прилад. Таким чином, здійснюють запис інформації.

Для реєстрування прискорення котушка під'єднується до пристрою через диференційну ланку.

4.10. Вимірювання інтенсивності потоків

Дослідження руху рідин і газів потребує виконання вимірювань кількості субстанції, яка у вигляді потоку проходить крізь даний поперечний переріз. Для цього часто застосовується метод вимірювання, що базується на вимірюванні змін статичного тиску контрольованого середовища, що проходить крізь штучно звужений сегмент трубопроводу.

Метод змінного перепаду тисків використовується для вимірювання витрат газових середовищ і рідин. Він застосовується за наявності відомих значень абсолютного тиску і температури. За цими вимірюваннями розраховується густина газового середовища в робочих умовах. Проста реалізація первинного перетворювача, швидке вимірювання абсолютного тиску і його перепадів – основна перевага цього методу. Завдяки високим метрологічним характеристикам стало доступним вимірювання, проте, у вузьких діапазонах.

У трубу, де планують вимірювати тиск, встановлюють органи ущільнення течії, які створюють вимірювані спади тисків. Часто вживаними елементами таких систем є гофровані труби або ділянки їх звужень. У звуженому місці труби створюється різниця тисків до та після звуження (рис. 4.60).

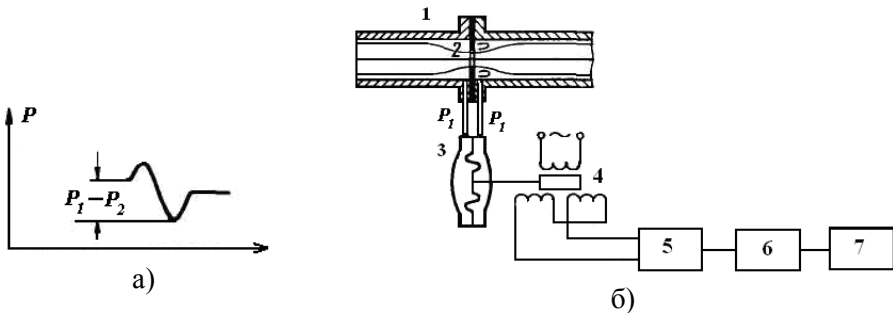


Рисунок – 4.60. Засади роботи витратоміра змінного перепаду тиску: а) діаграма перепаду тиску в околі звуження; б) схема вимірювального перетворювача (1 – трубопровід; 2 – звуження; 3 – мембрана; 4 – диференційний трансформаторний давач; 5 – посилювач; 6 – функціональний блок; 7 – міліамперметр

Залежність кількості рідини Q , що минула переріз, або інакше її витрата від втрати тиску на місці звуження, визначається:

$$Q = \alpha S_{зв} \sqrt{\frac{2(P_1 - P_2)}{\rho}},$$

де α – коефіцієнт корекції; $S_{зв}$ – переріз звуження; ρ – питома густина рідини; P_1, P_2 – тиски до та після звуження.

Як бачимо, створення різниці тисків дає змогу визначати витрати. Різниця тисків $P_1 - P_2$ перетворюється з допомогою пружного елемента на переміщення стержня диференційного трансформаторного давача, який є основою вимірювального перетворювача. Враховуючи пропорційність потоку рідини кореню квадратному з різниці тисків ($P_1 - P_2$), система доповнена блоком, який реалізує описану функцію. У результаті, вихідний струм I є пропорційним інтенсивності потоку рідини $I = kQ$.

Зауважимо, що в конструкції електромагнітного вимірювача потоку (рис. 4.61) використовується індукування ЕРС у струмопровідній рідині завдяки її руху зі швидкістю v в магнітному полі:

$$\sum_{k=1}^n \Phi R_{\mu k} = \sum_{k=1}^n H_k \Delta l_k.$$

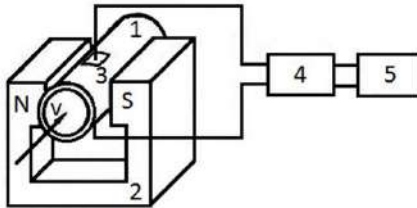


Рисунок – 4.61. Схема електромагнітного вимірювача потоку:
 1 – трубопровід, по якому протікає рідина; 2 – магніт; 3 – електроди;
 4 – посилювач; 5 – вимірювач

Вимірювання дає змогу визначити швидкість течії рідини v , оскільки остання зв'язана з перерізом трубопроводу S виразом $Q = Sv$.

4.11. Вимірювання потоку тепла

Потік теплової енергії у теплових мережах вимірюється, виходячи з відомого об'єму гарячої води Q , що проходить крізь звуження труби (див. вище) і з вимірної різниці температури $(t_1 - t_2)$ у трубопроводі на початку та в кінці звуження, що визначається за допомогою двох диференційно ввімкнених термоелектричних давачів. Кількість тепла, спожитого за час T , становить:

$$W_T = \int_0^T c\rho Q(t_1 - t_2) dt,$$

де c, ρ – питома тепло та питома густина теплоносія.

На рис. 4.62. наведено функціональну схему для вимірювання потоку тепла.

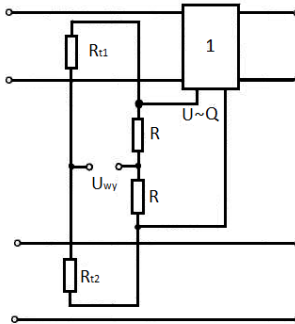


Рисунок – 4.62. Система для вимірювання потоку тепла

Напряга живлення моста, у двох плечах якого увімкнені терморезистори, є пропорційною інтенсивності потоку. Вихідна напруга моста – пропорційною різниці температур у трубопроводі та напрузі живлення, що дає змогу вимірювати тепловий потік.

4.12. Давач витрати повітря

Давач призначений для визначення кількості повітря, що витрачається, наприклад, на запалювання циліндрів під час роботи двигуна автомобіля. Давач встановлюється у впускній системі після повітряного фільтра. Будова давача показана на рис. 4.63.

У корпусі давача встановлене кільце, всередині якого є нитка платини (чутливий елемент) діаметром 0,07-0,1 мм і термокомпенсувальний опір. Електронний модуль підтримує температуру платинової нитки близько 150 °С. Під час роботи двигуна, повітря, що подається в циліндри, проходить через корпус і кільце, охолоджуючи платинову нитку. Електрична потужність, яка витрачається на підтримання температури сталою на рівні 150°С, є тим параметром, який визначає кількість повітря, що пройшло через давач. Оскільки, температура платинової нитки залежить від повітря, що проходить, то термокомпенсувальний опір вносить відповідні корективи у роботу електронного модуля. Іншими словами, через термокомпенсувальний опір реалізується зворотний зв'язок за температурою повітря.

Сигнали від давача витрати поступають у систему керування запаленням і використовуються для визначення оптимальної тривалості електричних імпульсів, які відкривають форсунки. У такий спосіб визначається необхідна кількість палива для заданої кількості повітря.

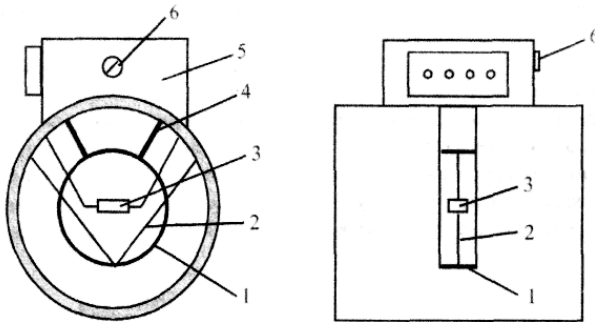


Рисунок – 4.63. *Давач витрати повітря:*

1 – кільце; 2 – платинова нитка; 3 – термокомпенсувальний опір; 4 – кронштейн кільце; 5 – електронний модуль; 6 – гвинт регулювання CO

В електронному модулі давача є ще змінний резистор, за допомогою якого можна відкорегувати концентрацію оксиду вуглецю (CO) у відпрацьованих газах у режимі роботи двигуна на неробочих обертах.

4.13. Давачі постійного струму і напруги

Давачі постійного струму і напруги повинні перетворювати, як і давачі інших типів, контрольовану координату у пропорційний вихідний сигнал. Крім того, ці давачі повинні також забезпечити гальванічну розв'язку між силовим колом і колом керування. Гальванічна розв'язка необхідна для того, щоб запобігти попаданню напруги силового кола (до 1000 В), до якого підключаються ці давачі, у коло керування. Тому що попадання цієї напруги у коло керування може, по-перше, бути небезпечним для обслуговуючого персоналу при доторканні до органів керування, і, по-друге, можуть вийти з ладу елементи кіл керування, оскільки їх ізоляція відносно корпусу (землі) не розрахована на високу напругу.

Гальванічна розв'язка між силовим колом і колом керування істотно ускладнює реалізацію давачів. Вона може бути забезпечена шляхом введення електромагнітного або оптичного зв'язку між вхідними і вихідними колами давача. Найбільш поширеними є давачі з електромагнітним зв'язком. Гальванічну розв'язку в них забезпечує трансформатор.

4.13.1. Структурна схема давачів струму і напруги

Фактично давачем струму або напруги є вхідне коло (ВК) (рис. 4.64), яке перетворює струм I або напругу U у пропорційний вхідний сигнал $U_{вх}$. Але ВК не забезпечує гальванічної розв'язки між сигналами $I(U)$ і $U_{вх}$. Цю функцію насамперед виконує давач. Елементи, що відносяться до давача, обведені на рис. 4.91 пунктирною лінією. Модулятор M перетворює постійну напругу $U_{вх}$, що поступає від ВК, у напругу змінного струму. Амплітуда цієї напруги пропорційна до напруги $U_{вх}$.

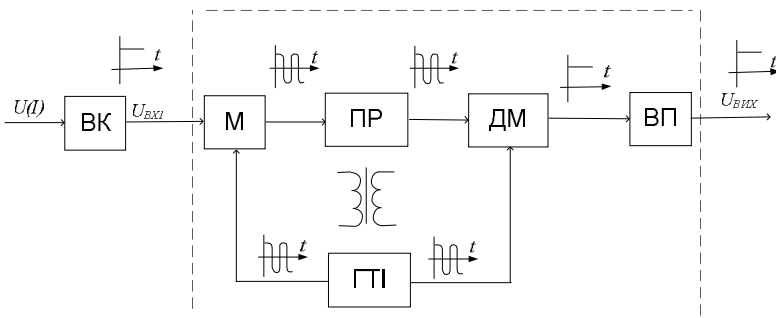


Рисунок – 4.64. Структурна схема давачів струму і напруги

Потенціальний розділювач ПР (трансформатор) передає напругу змінного струму з виходу модулятора М на вхід демодулятора ДМ. Демодулятор перетворює напругу змінного струму у напругу постійного струму. Амплітуда напруги постійного струму пропорційна до амплітуди напруги змінного струму. Роботою модулятора М і демодулятора ДМ керує генератор тактових імпульсів ПІ. Вихідний посилювач ВП забезпечує необхідну напругу та потужність на виході давача. На рис. 4.64. показані форми напруг на виході кожного з вказаних вузлів давача.

4.13.2. Вхідні кола давачів струму і напруги

Для контролю постійного струму використовують переважно шунти RS, тобто термостабільні опори. Спад напруги, який виникає внаслідок протікання по них струму, подається на вхід давача (рис. 4.65).

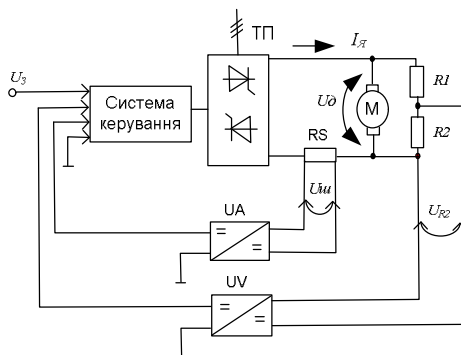


Рисунок – 4.65. Схема підключення давачів струму і напруги

Шунти характеризуються номінальним струмом $I_{шн}$ і номінальним спадом напруги $U_{шн}$, котрий виникає на шунті при протіканні по ньому струму $I_{шн}$. Ці значення є стандартними. Значення $I_{шн}$ лежать в межах від часток ампера до десятків тисяч ампер. Стосовно $U_{шн}$, то найбільшого поширення набули шунти з $U_{шн} = 75 \times 10^{-3}$ В. Відношення $U_{шн} / I_{шн} = k_{шн}$ називають передавальним коефіцієнтом шунта. Таким чином, на вхід давача струму подається напруга, значення якої $U_{шн} \leq U_{шн}$.

Напруга у колах постійного струму і, зокрема, напруга U_d на якорі двигуна (рис. 4.84), може досягати значення 1000 В. Щоб понизити цю напругу до рівня, допустимого для давача, застосовують дільники напруги на резисторах. Якщо знехтувати вхідним опором давача напруги U_V , то напруга U_{R2} , що подається на його вхід, дорівнюватиме

$$U_{R2} = U_{\text{Д}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{\text{Д}} \alpha_{\text{П}}$$

де $\alpha_{\text{П}} = R_2 / (R_1 + R_2)$ - коефіцієнт передачі дільника напруги.

При цьому повинна виконуватись умова $U_{\text{max}R2} \leq U_{\text{вх.доп}}$ (де $U_{\text{вх.доп}}$ - допустима вхідна напруга давача).

Зазвичай, $U_{\text{вх.доп.}} = 10\text{В}$. Оскільки значенню $U_{\text{max}R2}$ відповідає значення $U_{\text{max}Д}$, то можна отримати вираз для визначення необхідного коефіцієнта передачі дільника:

$$\alpha_{\text{П}} \leq \frac{U_{\text{вх.доп.}}}{U_{\text{Д}}^{\text{max}}}$$

4.13.3. Огляд інших способів контролю струму. Якщо двигун постійного струму живиться від тиристорного перетворювача, то завдяки пропорційності між діючими значеннями випрямленого і змінного струму, контроль може здійснюватися на стороні змінного струму. Найпростіше це реалізувати, якщо тиристорний перетворювач нереверсивний (рис. 4.66). Для цієї схеми, очевидно, справедлива така послідовність пропорційного зв'язку між її величинами:

$$U_{\text{вих}} \equiv U_{\text{R}} \equiv I_{\text{I}} \equiv I_{\text{Я}}$$

Якщо тиристорний перетворювач ТП реверсивний, то реалізація схеми ускладнюється тим, що необхідний спеціальний вузол, який би змінював полярність напруги $U_{\text{вих}}$ при зміні напрямку струму $I_{\text{Я}}$.

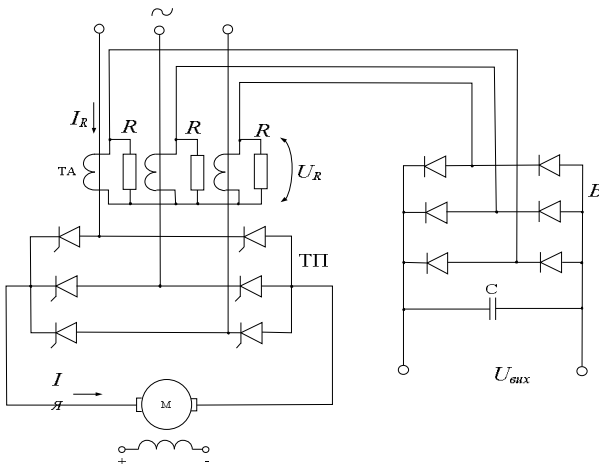


Рисунок – 4.66. Контроль постійного струму двигуна зі сторони змінного струму

Для вимірювання постійного струму використовують також вимірювальні магнітні підсилювачі, які часто називають трансформаторами постійного струму (рис. 4.67). У цій схемі обмоткою керування є шина, по якій протікає струм $I_{\text{я}}$, що вимірюється. Аналогічно може бути реалізований реверсивний датчик. Недоліком таких давачів є громіздкість і велика стала часу давача.

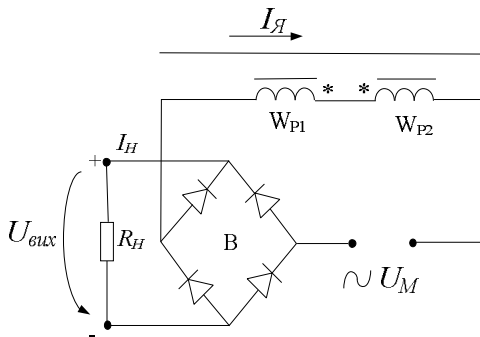


Рисунок – 4.67. Схема трансформатора постійного струму

Новим типом давачів є давачі на магнітодіодах. Відомо, що якщо магнітодіод помістити у поперечне магнітне поле, то при зміні напруженості поля на ньому змінюватиметься спад напруги. Магнітодіоди VD1 і VD2 (рис. 4.68) розташовані у щілинах магнітопроводу спеціальної, досить складної конструкції. Через цю конструкцію проходить шина так, що при протіканні по ній струму змінюється індукція у щілинах магнітопроводу.

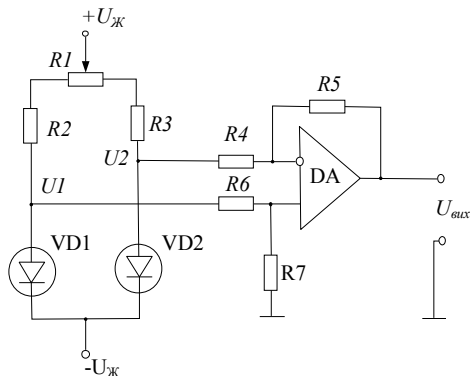


Рисунок – 4.68. Схема давача струму на магнітодіодах

Внаслідок цього змінюється спад напруги $U1$ і $U2$ на магнітодіодах. Ці спади подаються на входи диференційного операційного підсилювача DA, який підсилює різницю цих напруг. Потенціометром $R1$ встановлюється $U_{вих} = 0$ за відсутності струму.

У цій схемі точність вимірювання залежить значною мірою від стабільності характеристик магнітодіодів, точності їх розташування і від стабільності характеристик магнітопроводу.

4.14. Давач активного струму

Потреба у давачах активного струму виникає, зокрема, при реалізації замкнених систем регулювання електроприводами з двигунами змінного струму (синхронними та асинхронними). Такі двигуни для мережі є електричним навантаженням. Тому при здійсненні ними функцій регулювання та контролю, достатньо виміряти струм однієї фази. В умовах, коли зміною напруги мережі можна знехтувати, давач активного струму перетворюється у давач активної потужності [8]. Це видно з формули активної потужності трифазної мережі, записаної для діючих значень змінних:

$$P = 3U_{\phi}I_{\phi}\cos\varphi = 3U_{\phi}I_{\phi a},$$

де U_{ϕ} – діюче значення фазної напруги; I_{ϕ} – діюче значення фазного струму; φ – кут зсуву між фазною напругою і струмом; $I_{\phi a} = I_{\phi}\cos\varphi$ – діюче значення активної складової фазного струму.

Давачі активного струму (активної потужності) можуть бути різними за принципом дії та схемною реалізацією.

Щоб зрозуміти принцип дії найбільш досконалого давача проаналізуємо роботу трифазної мережі, до якої підключене симетричне навантаження, з'єднане зіркою (рис. 4.69а).

Якщо навантаження має активно-індуктивний характер, то струм I_A фази A в загальному випадку буде відставати від напруги U_A цієї фази на деякий кут φ (рис. 4.69б). Цей струм можна розкласти на дві складові: активну $I_{Aa} = I_A \cos\varphi$ і реактивну $I_{Ap} = I_A \sin\varphi$. При цьому активна складова I_{Aa} збігається по фазі з напругою U_A , а реактивна - I_{Ap} відстає від неї на $\pi/2$. З векторної діаграми видно, що активна складова струму випереджає лінійну напругу U_{BC} на кут $\pi/2$, а реактивна - збігається по фазі з вказаною напругою.

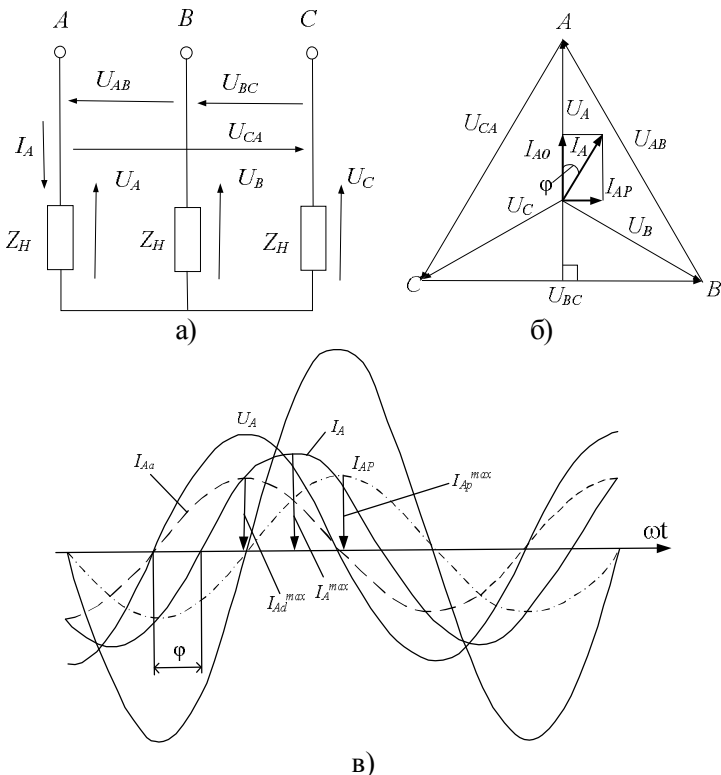


Рисунок – 4.69. Схема (а), векторна (б) і часова (в) діаграми координат трифазної мережі при живленні індуктивного навантаження

Якщо від векторної діаграми перейти до часової, то одержимо процеси, показані на рис. 4.69в. На цьому рисунку синусоїдальний струм i_A фази A розкладений на дві складові: синусоїду активного струму i_{Aa} та синусоїду реактивного струму i_{Ap} . Ці складові мають вказаний вище фазовий зсув відносно синусоїд напруг U_A і U_{BC} .

З часової діаграми видно, що у моменти часу, коли $U_{BC} = 0$, то також дорівнює нулеві складова i_{Ap} , а складова i_{Aa} має амплітудне (максимальне) значення I_{Aa}^{max} . Водночас, це максимальне значення дорівнює значенню повного струму фази i_A у ці ж моменти часу.

Справді, якщо початок відліку кута сумістити з початком синусоїди фазної напруги U_A , то для струму i_A можна записати

$$i_A = I_A^{max} \sin(\omega t - \varphi),$$

де I_A^{max} – амплітудне значення струму.

При $\omega t = \pi / 2$, одержимо:

$$i_A = I_A^{max} \sin(\pi / 2 - \varphi) = I_A^{max} \cos \varphi = I_{Aa}^{max}. \quad (4.60)$$

Тобто, якщо фіксувати значення струму фази A , коли $U_{bc} = 0$, то можна визначити амплітудне значення активної складової струму.

На цьому ґрунтується робота схеми, наведеної на рис. 4.70. Для контролю струму у фазі A використовується трансформатор струму ТА, який навантажений резистором $R1$. З метою підвищення напруги, що виділяється на цьому резисторі, використовується підвищувальний трансформатор TV1. Контроль лінійної напруги U_{bc} здійснюється за допомогою понижувального трансформатора TV2. Він забезпечує також гальванічну розв'язку між силовим колом і колами давача.

У зв'язку з неідеальністю вказаних трансформаторів їх вихідні напруги мають певний фазовий зсув відносно контрольованих величин, тобто струму i_A фази A і лінійної напруги U_{bc} .

Для компенсації цього зсуву на виході трансформатора TV1 включена аперіодична ланка $R2-C1$. Таким чином, на конденсаторі $C1$ виділяється напруга, пропорційна миттєвому значенню струму фази A .

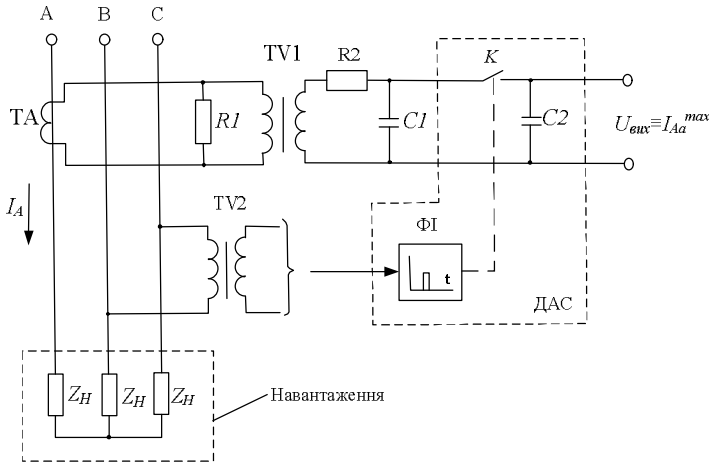


Рисунок – 4.70. Функціональна схеми установки для вимірювання активного струму

До складу давача активного струму входить також запам'ятовуючий конденсатор $C2$, ключ K і формувач імпульсів ΦI , вихідний сигнал якого керує ключем K .

Давач працює таким чином. У момент зміни полярності напруги U_{bc} з від'ємного значення на додатне (або з додатного на від'ємне) на виході формувача ФІ з'являється короткий імпульс, який викликає замикання ключа K . При цьому напруга конденсатора $C1$ подається на конденсатор $C2$, який заряджається до рівня напруги конденсатора $C1$.

Таким чином, на конденсаторі $C2$ у кожний період запам'ятовується напруга, пропорційна амплітуді активної складової струму фази A . З аналізу також випливає, що максимальне запізнення, яке дає давач при зміні величини активного струму, не перевищує періоду.

Варто зазначити, що використовуючи розглянуті рішення, можна побудувати давач реактивного струму (потужності).

Контрольні запитання

1. Основні відомості про реостатні та потенціометричні здавачі.
2. Основні відомості про індуктивні здавачі.
3. Основні відомості про ємнісні здавачі.
4. Для чого призначений контактний давач? Дати пояснення.
5. Для чого призначений вугільний давач? Дати пояснення.
6. Для чого призначений тензометричний давач? Дати пояснення.
7. Особливості тахогенератора постійного струму.
8. Особливості асинхронного тахогенератора.
9. Структурна схема цифрового давача швидкості.
10. Що таке сельсин? Для чого він призначений?
11. Які ви знаєте режими роботи сельсина?
12. Для чого призначений синусно-косинусний обертовий трансформатор?
13. Які ви знаєте режими роботи синусно-косинусного обертового трансформатора?
14. Для чого призначений індуктосин?
15. Будова, принцип роботи фотоелектричного давача переміщення?
16. В чому полягає ефект Холла? Будова та принцип роботи давача Холла.
17. Для чого призначений давач витрати повітря? Будова та принцип роботи давача.
18. Для чого призначені термоопори? Способи включення термоопору.
19. Що таке термопара? Для чого вона призначена?
20. Що таке оптичний пірометр? Для чого він призначений?

21. Будова та принцип роботи поплавкового рівнеміра.
22. Будова та принцип роботи потенціометричного рівнеміра.
23. Будова та принцип роботи буйкового рівнеміра.
24. Які ви знаєте методи вимірювання товщини і нерівностей.
25. Які ви знаєте методи вимірювання напружень.
26. Які елементи використовують для вимірювання тиску і сили?
27. За допомогою чого вимірюють механічні коливання?
28. За допомогою чого вимірюють інтенсивність потоку?
29. Будова та принцип роботи давачів струму і напруги.
30. Будова та принцип роботи давача електрорушійної сили.
31. Будова та принцип роботи давача активного струму.

РОЗДІЛ 5

ВИКОНАВЧІ ВУЗЛИ МЕХАНІЗМІВ ТА ОСОБЛИВОСТІ ЇХ ФУНКЦІОНУВАННЯ

Виконавчі вузли (силові елементи) є одними з основних вузлів у системах автоматичного регулювання і переважно, використовуються для управління регулюючими органами. Виконавчі вузли складаються з трьох основних пристроїв: двигуна, джерела живлення і навантаження. Залежно від виду виконавчого приводу, виконавчі вузли діляться на електричні, гідравлічні, пневматичні і комбіновані (електрогідравлічні, електропневматичні).

За конструктивними ознаками двигуни розрізняють: поршневі з поступальним і обертовим рухом поршня, електромагнітні, мембранні, електромоторні і комбіновані. Основними показниками двигунів, які характеризують їх регулюючу здатність, є коефіцієнт підсилення за потужністю, швидкість обертання на виході, рушійне зусилля на виході, лінійне або кутове переміщення на виході.

Основні вимоги до виконавчих вузлів такі:

- 1) потужність виконавчого приводу повинна забезпечити рух в усіх режимах з заданою швидкістю;
- 2) лінійне і кутове переміщення двигуна на виході виконавчого приводу повинно бути узгоджене з відповідним переміщенням регулюючого органа;
- 3) бажано, щоб характеристика двигуна була пропорційною до вхідного сигналу;
- 4) відношення кінетичної енергії рухомих частин до потужності двигуна має бути якомога меншим.

5.1. Електрогідравлічні приводи

Електрогідравлічні приводи реалізуються за трьома різними принципами керування [13, 14]:

- з постійними тиском робочої рідини в гідравлічній системі та продуктивністю гідравлічної помпи;
- з постійним тиском робочої рідини в гідравлічній системі та змінною продуктивністю гідравлічної помпи;
- із змінними тиском робочої рідини в гідравлічній системі і продуктивністю гідравлічної помпи.

Перші дві системи виконання називають гідроприводами дросельного керування відповідно з гідравлічною помпою постійної і змінної продуктивності, а третю – гідроприводом об'ємного керування.

У гідроприводах дросельного керування зміна швидкості руху рухомого елемента гідродвигуна здійснюється завдяки дроселюванню потоків робочої рідини на вході або виході виконавчого двигуна, або завдяки поєднанню цих способів дросельного керування. При цьому система, яка складається з декількох гідроприводів, забезпечується робочою рідиною від одної гідропомпи постійної або змінної продуктивності. Дроселювання потоків робочої рідини здійснюється зміною поперечного перерізу золотникового розподільника. Швидкість переміщення гідродвигуна тим вища, чим більший поперечний переріз золотникового розподільника.

Особливістю схеми гідроприводів дросельного керування з гідропомпою постійної продуктивності і постійним тиском в системі є те, що гідронасос постійної продуктивності забезпечує робочою рідиною наявних споживачів та його продуктивність дорівнює сумі максимальних витрат споживачів. Якщо один або кілька споживачів не витрачають робочу рідину, її надлишок перепускається в зливну магістраль через переливний клапан.

У гідроприводі, реалізованому за другим принципом керування, є гідропомпи змінної продуктивності, які, залежно від тиску у нагнітаючій магістралі, змінюють продуктивність. Якщо підключається новий споживач, то тиск в нагнітаючій магістралі знижується, при цьому спрацьовує регулятор продуктивності, тоді гідропомпа збільшує продуктивність, підвишуючи тиск в системі, і забезпечує нового споживача необхідною витратою. При відключенні одного або кількох споживачів від гідравлічної системи тиск в нагнітаючій магістралі підвищується, регулятор продуктивності зменшує продуктивність гідропомпи, і тиск в нагнітаючій магістралі знижується до номінального значення. При цьому забезпечується баланс сумарної витрати в споживачах і продуктивності гідропомпи. Керування гідроциліндрами і гідродвигунами здійснюється золотниковими розподільниками.

Енергетичні характеристики на основі цих принципів керування таких приводів низькі, значна кількість потенційної енергії робочої рідини високого тиску перетворюється на теплову енергію, електродвигун і гідронасос мають завищені потужності і масу.

Теоретично ККД гідроприводу дросельного керування з гідропомпою постійної продуктивності приблизно становить 26%, а гідроприводу дросельного керування з гідропомпою змінної продуктивності приблизно – 40 %. Реально на практиці ККД може бути менший від цих значень.

На рис. 5.1 показано узагальнену функціональну схему гідроприводу об'ємного керування [51]. На схемі прийняті такі позначення: 1 – бак; 2 – pompa підживлення; 3 – фільтр тонкого очищення; 4 – електродвигун; 5 – гідропомпа змінної і реверсивної продуктивності; 6 – сервопристрій для керування продуктивністю гідропомпи за командами керування; 7 – клапани підживлення; 8 – запобіжні клапани; 9 – гідродвигун; 10 – гідроциліндр; 11 – розподільник з пропорційним керуванням.

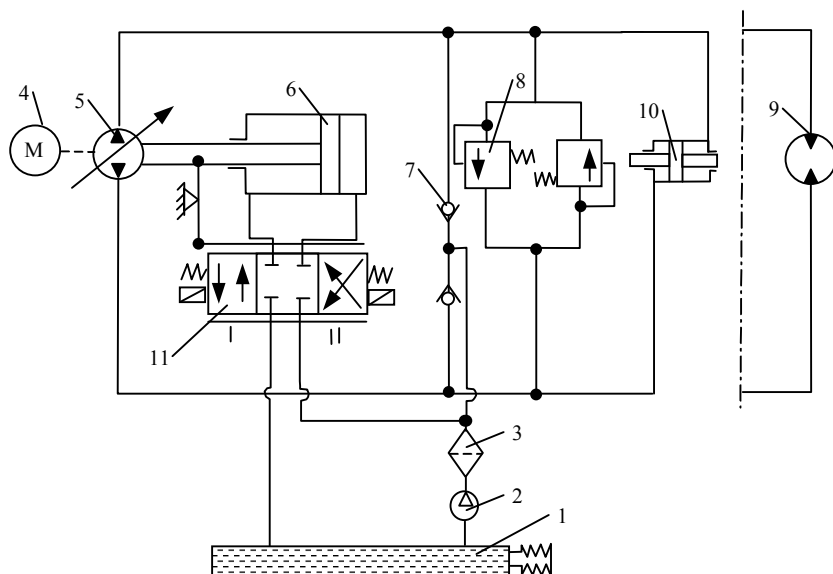


Рисунок – 5.1. Узагальнена функціональна схема гідроприводу об'ємного керування

Кожний виконавчий пристрій (циліндр 10 або двигун 9) має гідропомпу змінної і реверсивної продуктивності 5, при цьому регулювання положення та швидкості рухомого елемента виконавчого пристрою здійснюється зміною продуктивності гідропомпи за відповідними командами керування (для цього застосовуються розподільник з пропорційним регулюванням 11 і сервопристрій 6). Керування переміщенням штока з плунжером у розподільнику здійснюється електромагнітами, причому при переміщенні штока сервопристрою 6 справа наліво, рідина подається у сервопристрій і зливається з нього в ємність трубопроводами, з'єднання яких з розподільником показане стрілками, зображеними в лівій частині розподільника. У разі перемі-

щення штока сервопристрою зліва направо рідина протікає трубопроводами, з'єднання яких з розподільником показане стрілками, зображеними в правій частині розподільника. Тиск у магістралі високого тиску двигун-помпа, а також момент опору в pompі та струм споживання електродвигуном встановлюються пропорційно діючому навантаженню. Саме завдяки цьому процесу самоналаштування споживаної енергії залежно від корисного навантаження на виконавчому механізмі приводу і забезпечується високе значення теоретичного ККД і його незначна динамічна зміна від корисного навантаження.

Підживлююча допоміжна система гідроприводу об'ємного керування, до якої входить гідропомпа постійної продуктивності 2, клапани 7 і фільтр тонкого очищення 3, забезпечує підживлення основної системи через магістралі низького тиску для безкавітаційної роботи основної гідропомпи змінної продуктивності 5. Крім того, ця система постачає гідропідсилювач робочою рідиною для керування продуктивністю основної гідропомпи.

Система керування продуктивністю гідропомпи – це слідкуючий мікрогідропривод дросельного керування з автономною гідропомпою постійної продуктивності. Навантаженням мікроприводу є інерційний і силовий моменти поворотних частин механізму зміни продуктивності.

Слідкуючі гідроприводи об'ємного керування мають високі енергетичні і жорстку навантажувальну характеристики та хороші динамічні властивості. Такі приводи широко використовуються в об'єктах авіаційної техніки і в металорізючих верстатах.

Основним недоліком гідроприводу об'ємного керування є їх висока вартість виготовлення, зумовлена наявністю в системі двох плунжерних гідравлічних pomp, гідропідсилювача із золотником для керування продуктивністю гідропомпи, підживлюючої системи з постійною витратою рідини та електродвигуна.

Коефіцієнт корисної дії гідроприводу об'ємного керування становить приблизно 70 %.

Гідропривод об'ємного керування, якому властива зворотність і самоналаштування тиску залежно від навантаження, за певних умов може здійснювати режим рекуперації енергії. Так, при навантаженні, що збігається з напрямом руху виконавчого органа, тиск в порожнинах нагнітання зменшується, а в порожнинах зливання – збільшується. Момент навантаження на електродвигуні завдяки гідропомпи змінює знак, перетворюючись з гальмуючого у розгінний. Момент навантаження разом з діючим електромагнітним моментом, збільшує швидкість електродвигуна і переводить його в генераторний режим роботи.

Енергетичні і статичні характеристики гідроприводу об'ємного керування кращі, ніж у гідроприводу дросельного керування. При цьому динамічні характеристики обох типів приводів приблизно однакові.

Гідроприводи об'ємного керування переважно виконують у вигляді закінченого агрегатно-модульного автономного вузла. Усі елементи розміщені в одному корпусі, який одночасно служить баком для робочої рідини. У зв'язку з невеликим нагріванням системи кількість робочої рідини в ній мінімальна. Для температурної компенсації зміни її об'єму служать прості сильфонні пристрої. Всі гідравлічні магістралі виконуються у вигляді отворів в корпусі. Кількість герметизуючих елементів для рухомих частин на зовнішній стороні мінімальна.

Одним із шляхів спрощення конструкції гідроприводу об'ємного керування є створення автономного гідроприводу об'ємно-дросельного керування. У такому приводі використовується автоматизована гідропомпа змінної неререверсивної продуктивності, із зворотним зв'язком за тиском і м'якою характеристикою зміни продуктивності від тиску. Ререверсування напряму потоку рідини і керування рухом виконавчого органу здійснюється золотниковим розподільником.

ККД об'ємно-дросельного гідроприводу становить близько 60%, але даний гідропривод не володіє властивостями зворотності та не може працювати в режимі рекуперації енергії.

Іншим шляхом спрощення конструкції гідроприводу є застосування в якості двигунів гідроциліндрів замість гідродвигунів.

Перспективним в гідроприводах об'ємного керування є застосування pomp, змінна продуктивності яких досягається шляхом регулювання швидкості обертання електродвигуна помпи. В агрегатах і комплексах, де одночасно застосовується електропривод і гідропривод, можна застосовувати перетворювачі частоти для керування електродвигунами насоса і досягати ефективних рішень у приводах лінійних переміщень з гідроциліндром.

У гідроприводі використовується таке устаткування, як: помпи, гідродвигуни, регульовальна і напрямна гідроапаратура (розподільники, клапани: наповнювальні, потокові, підключення і відключення тиску, напірні, замочні, зворотні) [13-15].

У технологічних машинах найчастіше застосовують такі типи гідродвигунів: поршневі гідроциліндри, плунжерні гідроциліндри, гідромотори. На рис. 5.2

наведені схеми гідроциліндрів поршневого (рис. 5.2а) і плунжерного типів (рис. 5.2б і рис. 5.2в).

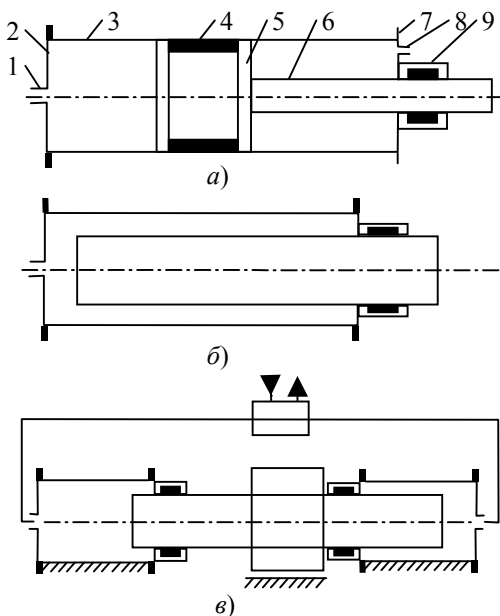


Рисунок – 5.2. *Схеми гідроциліндрів*

Поршневий гідроциліндр (рис. 5.2а) складається з корпусу-труби 3, в якому розташований поршень 5 зі штоком 6. З боку поршня корпус закритий кришкою 2 з отвором 1 для кріплення трубопроводу підведення і відведення робочої рідини, з боку штока до корпусу кріпиться кришка 7 з ущільнювачем 9, через який проходить шток. У кришці також є отвір 8 для кріплення трубопроводів підведення та відведення робочої рідини. Для того, щоб не допустити перетікання рідини з поршневої порожнини в штокову, під час роботи гідроциліндра, поршень забезпечений ущільнювачами 4. Гідроциліндр працює таким чином. Якщо до штока прикладене технологічне навантаження, а корпус закріплений у станині механізму нерухомо або шарнірно і в одну з порожнин (поршневу або штокову) подається рідина під високим тиском, то шток, переміщуючись, виконує роботу. При цьому, з протилежної порожнини при переміщенні поршня рідина витісняється в трубопровід, сполучений із зливною магістраллю. Якщо технологічне навантаження прикладене до корпусу гідроциліндра, то закріплюється шарнірно кінець штока.

На рис. 5.2б і рис. 5.2в показані плунжерні гідроциліндри відповідно з одностороннім та двостороннім штоками. Використання таких циліндрів доцільне у випадках великих переміщень. Кріплення гідроциліндра здійснюється різними способами.

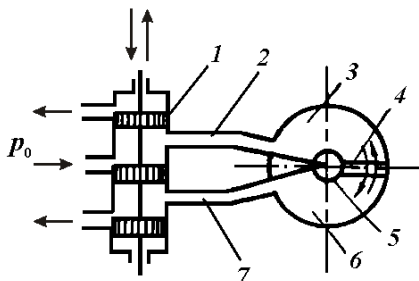


Рисунок – 5.3. *Схема гідравлічного двигуна з поворотною лопаттю*

ривід 7 буде витікати в бак з оливою. Вал гідравлічного двигуна може повертатися на кут, який не перебільшує 360° .

Широке використання гідроприводу в технічних системах зумовлене низкою переваг:

- 1) висока швидкодія;
- 2) використання в якості робочого тіла оливи, яка не стискається, дає змогу отримати високу стабільність швидкості вхідної ланки при зміні навантаження в широкому діапазоні, високу точність позиціонування, велику частоту реверсування руху;
- 3) безступеневе регулювання швидкості вихідної ланки;
- 4) великий коефіцієнт посилення за потужністю (понад 1000);
- 5) відсутність додаткових кінематичних ланок між вихідною ланкою приводу і робочим органом механізму.

До основних недоліків гідравлічних приводів слід віднести:

- 1) використання в якості робочого тіла оливи потребує створення спеціальних помпових установок;
- 2) використання в основному робочої рідини на нафтовій основі виключає можливість застосування устаткування з таким приводом в пожежо- і вибухонебезпечному середовищі; крім того, наявність пари рідини на нафтовій основі густиною 5 г/м^3 є небезпечною для здоров'я людини;
- 3) ресурс робочої оливи обмежений, що призводить до частої заміни всього об'єму рідини, який у помповій установці є значним.

Усе це призводить до збільшення вартості обслуговування: а) вартість елементів такого приводу вища, ніж елементів пневматичного і електричного приводів; б) межа робочих температур рідини приводу обмежена (150°C), що призводить до неможливості експлуатації його в середовищі з підвищеною температурою; крім того, із зміною температури рідини в процесі роботи змінюються її властивості, а отже, і швидкість вихідної ланки.

5.2. Електропневматичні приводи

Розглянемо дію електропневматичного приводу на основі аналізу роботи механізмів промислового робота. На рис. 5.4 показано схему пневмоприводу з циклічним керуванням механізмами промислового робота. Функціонально цю схему можна надати у вигляді сукупності таких блоків:

- а) блок підготовки робочого тіла (або просто повітря);
- б) блок розподілу стиснутого повітря;
- г) блок виконавчих пневматичних двигунів;
- г) система передачі стиснутого повітря між пристроями приводу.

Стиснуте повітря через вхідний штуцер 1, вентиль 2, вологовідділювач 3, редукційний пневмоклапан 4, манометр 5, оливорозбризкувач 6 пневмолініями надходить до відповідних розподільних пристроїв 7 і пневмоциліндрів 8. Використання вологовідділювача зумовлене негативним впливом вологи робочого повітря на працездатність пневматичних пристроїв. Адже, конденсуючись на деталях, волога викликає їх корозію, збільшує тертя між рухомими поверхнями деталей, а при від'ємних температурах – сприяє зменшенню прохідних перетинів через утворення льоду на внутрішніх поверхнях каналів.

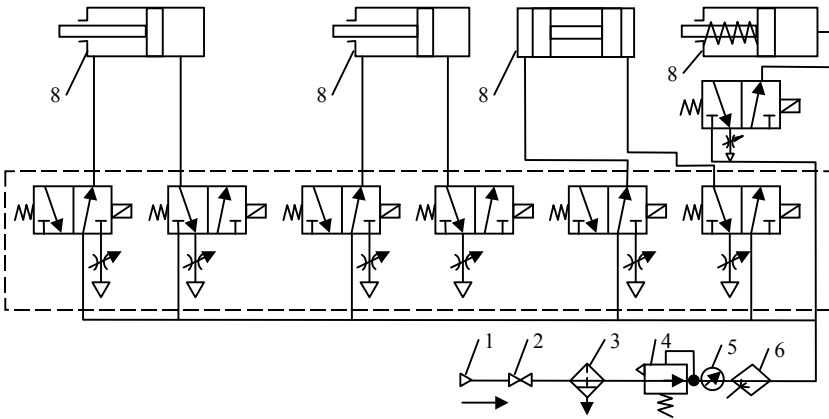


Рисунок – 5.4. Схема пневмоприводу з циклічним керуванням механізмами промислового робота

За допомогою редукційного пневмоклапана відбувається попереднє налаштування тиску повітря, яке поступає до елементів приводу. Номінальний тиск встановлюється згідно з технічними вимогами

до приводів. Оливорозбризувач забезпечує розбризування оливи, необхідної для змащування рухомих елементів виконавчого двигуна і розподільників, в потоці стиснутого повітря. За редуційним пневмоклапаном встановлений манометр для контролю тиску повітря.

Блок розподілу стиснутого повітря містить пристрої, за допомогою яких за заданою програмою можна відкривати або закривати доступ стиснутого повітря до робочих порожнин виконавчих двигунів. В якості розподільників служать пристрої, в яких запірними елементами є золотники або клапани. Переважно використовують пневморозподільники, які керуються електромагнітами. Але за певних умов (робота в агресивному і вибухонебезпечному середовищі, високий рівень радіації та ін.) використовуються розподільники з пневматичним керуванням.

В якості блока виконавчих пневмодвигунів приводу в цій схемі використовуються циліндри з прямолінійним рухом поршня одно- або двосторонньої дії. Кожний рухомий пристрій має свій виконавчий двигун, конструкція якого забезпечує задані лінійні переміщення, швидкості і зусилля. Захоплювач робота також має двигун, який забезпечує захоплення деталі, утримування при переміщенні і звільнення її після розміщення в заданій точці.

Подача стиснутого повітря в робочу порожнину циліндра здійснюється через відкритий відповідний розподільний пристрій, при цьому вихід повітря з неробочої порожнини циліндра в атмосферу здійснюється через інший відкритий розподільник.

Робочий цикл виконується кожним пневмодвигуном у послідовності, яка визначається вимогами технологічного процесу. Включення та виключення необхідного розподільника здійснюється за програмою, яка виконується керуючим пристроєм робота.

Регулювання швидкості вихідної ланки пневмодвигуна у пневмоприводах виконується зміною витрати стиснутого повітря на його вході або виході. Конструктивно це виконується у вигляді пневматичного дроселя, де прохідний переріз можна регулювати залежно від необхідної швидкості переміщення.

Використання енергії стиснутого повітря забезпечує вихідній ланці пневмопривода високу швидкість. У приводах з циклічним позиційним керуванням поршень виконавчого двигуна підходить до заданої точки зупинки з максимальною швидкістю. Якщо не передбачати спеціальних засобів гальмування, то зупинка поршня відбувається об механічну опору, що викликає механічні вібрації вантажу, підвищений рівень шуму і різкі динамічні навантаження на конструкцію

двигуна та швидке зношення деталей. Гальмування поршня в кінці ходу виконується різними способами:

- 1) спеціальним дроселюванням робочого тіла на виході;
- 2) гальмуванням (демпфуванням) поршня пристроями гідравлічного або пружинного типу.

Пневмоприводи з циклічним керуванням забезпечують позиціонування виконавчої ланки двигуна у двох крайніх точках (максимальний хід штока при прямолінійному русі). У цьому випадку позиціонування в проміжних точках здійснюється шляхом встановлення додаткових зовнішніх механічних опор з відповідним демпфуванням при підході до кожної опори. Число таких точок позиціонування не перевищує 6 - 9, що обумовлене стискуваністю робочого тіла і високою швидкістю виконавчої ланки двигуна.

Число точок позиціонування можна збільшити, якщо використовувати так звані позиціонери. У циліндр двигуна послідовно встановлені поршні (зазвичай 3 - 4), що мають розділені робочі порожнини. Подаючи стиснене повітря в одну або іншу порожнину, можна примусити рухатися один поршень з ходом x_1 або два поршні з сумарним ходом $x_1 + x_2$ і т.д.

Основні переваги пневматичних приводів при використанні в промислових механізмах [14]:

- 1) простота і надійність конструкції;
- 2) висока швидкість вихідної ланки приводу: при лінійному переміщенні до 1000 мм/с, при обертанні – до 60 об/хв;
- 3) використання стиснутого повітря в якості робочого тіла;
- 4) можливість використання стиснутого повітря із загальної пневмосистеми з тиском 0,5 - 0,6 МПа;
- 5) просте циклічне керування: позиціонування здійснюється за допомогою переналаштування опор;
- 6) висока точність позиціонування в точках, які визначаються жорсткими опорами;
- 7) можливість роботи в агресивному та пожежонебезпечному середовищі;
- 8) відсутність проміжних передавальних ланок між вихідною ланкою приводу і робочим органом механізму;
- 9) високий коефіцієнт корисної дії (до 80%);
- 10) мала відносна маса конструкції приводу на одиницю потужності, що розвивається;
- 11) простота складових елементів пневмоприводу;

- 12) низька вартість приводу та малі матеріальні витрати на обслуговування;
- 13) мала чутливість до ударних перевантажень і вібрацій;
- 14) можливість використання стиснутого повітря як середовища для передачі команд керування та побудова схем автоматики на базі пневмоелементів.

До недоліків пневматичного приводу слід віднести:

- 1) нестабільність швидкості вихідної ланки при зміні навантаження внаслідок стискання робочого тіла при малому та середньому тиску;
- 2) кількість точок позиціонування (найчастіше всього дві точки) в приводах з циклічним керуванням обмежена; збільшення числа точок позиціонування потребує використання спеціальних конструкцій позиціонуючих пристроїв;
- 3) необхідність демпфування руху вихідної ланки приводу в кінці ходу, оскільки при великих швидкостях руху вихідної ланки при підході до опорів можливі сильні удари робочого органа механізму по опорах;
- 4) наявність шуму при роботі приводу.

5.3. Електричні приводи

Під *електричним приводом (електроприводом)* розуміють електромеханічну систему чи сукупність (комплекс) пристроїв [2, 16, 17], що виконують дві основні функції: перетворення електричної енергії на механічну обертову чи переміщення та передачі її для забезпечення руху робочих машин, механізмів або їхніх виконавчих органів (у цілому — технологічних об'єктів).

Електропривод складається з таких головних пристроїв:

- *електротехнічного перетворювача* виду та параметрів електричної енергії (випрямлячі, перетворювачі напруги, частоти та ін.);
- *електромеханічного перетворювача* (електродвигуни різних видів);
- *передавального пристрою* (редуктори, муфти та ін.).

Незважаючи на різноманітність указаних пристроїв, зумовлену відмінностями призначення, фізичних процесів і конструкцій, можна сформулювати найголовніші узагальнені техніко-економічні вимоги до цих пристроїв:

- мінімальні габарити, маса, вартість, споживання електроенергії, витрати дефіцитних матеріалів;
- висока швидкодія;
- лінійність та симетричність характеристик;

- надійність, довговічність, стабільність параметрів у часі та у процесі експлуатації;
- захищеність від впливу навколишнього середовища та збурювальних дій із боку мережі живлення типу зміни напруги та частоти;
- стабільність роботи, технологічність виготовлення, уніфікованість;
- простота монтажу, налагодження, експлуатації, контролю придатності та ремонту.

Електроприводи можна класифікувати за такими ознаками:

- характером зміни параметрів руху (*керовані та некеровані*);
- видом електричного струму (*змінний і постійний*);
- способом передачі механічної енергії від електромеханічного перетворювача (електродвигуна) до технологічного об'єкта (*редукторні та безредукторні*);
- видом електротехнічного перетворювача параметрів електричної енергії (*транзисторні та тиристорні перетворювачі, різні види стабілізованих джерел струму, мікропроцесорні пристрої та ін.*);
- типом електромеханічних перетворювачів (електродвигунів) у системі електроприводів (*асинхронні, з короткозамкненим чи фазним ротором, синхронні, крокові, лінійні дво- та трифазні, двигуни постійного струму з незалежним, паралельним, послідовним збудженням, багатодвигунні та ін.*);
- способом зміни характеристик електродвигунів (*за напругою на статорі, за допомогою резисторів у колах ротора, частотне векторне керування, двозонне керування двигунів постійного струму та ін.*).

Слід зауважити, що загальні функції електропривода полягають у забезпеченні виконання вимог технологічних об'єктів, які до його складу не входять. Вимоги технологічних об'єктів до електроприводів можуть бути різними і зумовлюються функціональними особливостями об'єктів, зовнішніми впливами тощо.

Значна частина електроприводів, що використовуються у світі, в тому числі у технічно розвинених країнах, залишаються *некерованими*.

Під поняттям «*некерований електропривод*» розуміють некерованість електропривода під час виконання ним основного робочого режиму. При цьому, режим пуску можна здійснити як прямим вмиканням до електричної мережі, так і за допомогою різних схем автоматизованого пуску.

У разі *керованого електропривода* в його функції входить також забезпечення потрібного характеру руху технологічних об'єктів.

До складу керованого електроприводу входять керуючі пристрої (наприклад, найпростіші – керуючі резистори, складніші – мікропроцесорні пристрої).

Водночас слід зазначити, що через ускладнення виконуваних електроприводом функцій, а також через зростання вимог до енергозбереження, сфера використання керованого електроприводу швидко розширюється.

Керований електропривод дедалі частіше використовується у потужних технологічних установках із відносно невеликими коливаннями робочих параметрів, якими досі нехтували. Розрахунки показують, що заміна некерованого електроприводу електроприводом із невеликим діапазоном керування може дати суттєве енергозбереження, особливо з урахуванням зростаючої вартості електричної енергії.

Функціональні схеми некерованого та керованого електроприводу для приведення в дію деякого технологічного об'єкта наведено на рис. 5.5а та рис. 5.5б відповідно, де ЕЕ, МЕ – потоки відповідно електричної та механічної енергії; ЕП – електропривод; ЕТП, ЕМП – відповідно електротехнічний та електромеханічний перетворювачі; ПП – передавальний пристрій; О – об'єкт (робоча машина); $F(t)$ – зовнішнє збурення (зусилля, навантаження); КП – керуючий пристрій; x_1 і x_2 – вхідна інформація; y_1 і y_2 – команди керування.

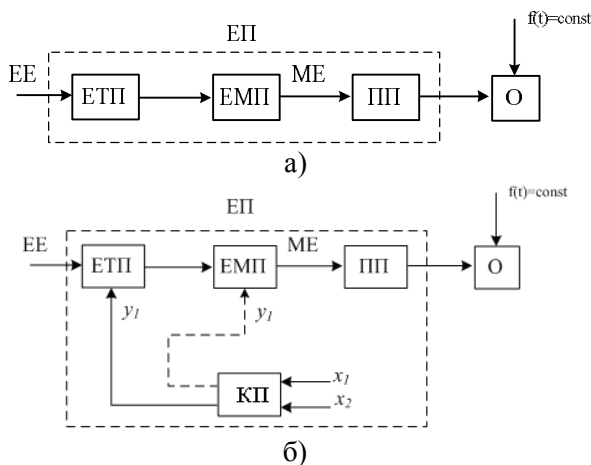


Рисунок – 5.5. Функціональні схеми некерованого й керованого електроприводів

Сучасний керований електропривод, як правило, автоматизований, тобто зміна режимів його роботи відбувається без участі людини.

Для класифікації систем електроприводів керуються їх загальноприйнятими означеннями та призначеннями як комплексних пристроїв, які виконують в електромеханічних САК дуже важливу, складну, але підпорядковану роль – забезпечення механічною енергією технологічного об'єкта керування, а в разі потреби – керування характером його руху. Тому «входом» електроприводу є (див. рис. 5.5) електрична енергія, що надходить до електротехнічного перетворювача ЕТП, а «виходом» – механічна енергія на валу електродвигуна (безредукторний ЕП) або на вихідному валу редуктора (редукторний ЕП).

Системи електроприводів розрізняють лише за ознаками, які визначаються особливостями елементів самого електроприводу або способом зміни його характеристик. Якщо особливості визначаються характеристиками або спільними вимогами до об'єкта та до електроприводу, то йдеться про електромеханічні системи автоматичного керування.

Підвищення технологічних вимог до електропривода, розширення його функцій призводять до зростання складності систем керування та збільшення кількості електричних пристроїв автоматики.

Сучасний етап автоматизації характеризується переважним застосуванням регульованого електропривода з використанням силових напівпровідникових перетворювачів, високоточних давачів, а також аналогових, логічних і цифрових інтегральних мікросхем у керуючих пристроях. Подальший розвиток електронних засобів автоматизації пов'язаний із широким використанням мікропроцесорів і переходом від дискретних схем автоматики, що мають незмінну структуру, до вільно програмованих систем керування, головно – до програмованих контролерів.

Усе це свідчить про велике значення елементної бази для автоматизованого електропривода та необхідність зосередження уваги на її вивченні для правильного вибору та використання.

5.4. Засади керування електроприводами

У технічних пристроях існує велика кількість різноманітних систем керування електроприводами. Тому доцільною є їх класифікація. Одним із варіантів класифікації, а саме, коли будь-яку систему розглядати як таку, що сприймає та переробляє інформацію, наведено в цьому розділі.

Залежно від кількості використаних каналів інформації та їх структури є такі системи керування електроприводами:

- із розімкненими системами керування;

- із замкненими системами керування;
- комбіновані.

Розімкнені електромеханічні системи (ЕМС) з різними видами електроприводів використовують лише один канал інформації – канал завдання. У таких системах або зовсім не використовуються зворотні зв'язки за вихідними координатами, або інформація про реальний стан системи надходить тоді, коли вихідні координати досягають певних значень. Цими координатами можуть бути струми, момент, швидкість, напруга, шлях переміщення, а також тривалість перехідного процесу.

Розімкнені системи керування можна поділити на дві основні групи:

Системи першої групи широко використовуються в промисловості та побутовій техніці. Вони забезпечують найпростіші операції: пуск, реверс і гальмування двигуна. Швидкість або інші координати режимів двигуна, як правило, не регулюються, а двигун працює на природній механічній характеристиці. Апаратура керування, яка в цьому випадку використовується, – релейна, контактної або безконтактної дії.

Представниками першої групи є ЕМС з асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором і живленням безпосередньо від мережі.

Системи другої групи мають складнішу структуру завдяки системам керування і живлення. Вони забезпечують режими пуску, реверсу, гальмування, регулювання швидкості або іншої координати зі значними відхиленнями від заданих значень. Регулювання координат може здійснюватися ступінчастим перемиканням резисторів, реакторів, інших елементів у силових колах двигунів за допомогою релейно-контакторної чи безконтактної апаратури або завдяки живленню двигунів від силових керованих перетворювачів, таких як тиристорні та транзисторні перетворювачі напруги (ТПН), перетворювачі частоти (ТПЧ), широтно-імпульсні перетворювачі (ШПП).

До початку 80-х років ХХ ст. керування розімкненими електромеханічними системами здійснювалося переважно за допомогою релейно-контакторних схем. Цей спосіб дістав назву реостатного керування. Він досить простий і за правильного вибору пускорегулювальної апаратури високонадійний. Експлуатація схем не потребує високої кваліфікації обслуговуючого персоналу.

Разом із тим реостатне керування має суттєві недоліки:

- незадовільні масогабаритні показники;
- м'які штучні характеристики та нестабільну швидкість при коливаннях навантаження;
- неекономічна робота на штучних характеристиках, коефіцієнт корисної дії (ККД) прямопропорційний швидкості двигуна на штучній характеристиці;

- за малих навантажень є складно, а іноді, неможливо забезпечити заданий діапазон регулювання швидкості;
- значні втрати електричної енергії;
- значні шумові ефекти;
- обмежений ресурс роботи релейно-контакторної апаратури.

Тому зрозуміло, чому застосування систем із реостатним керуванням значно скоротилося. Також такому скороченню сприяло введення в експлуатацію комплектних керованих тиристорних і транзисторних перетворювачів, які мають кращі техніко-економічні показники порівняно із системою реостатного керування.

Одночасно скоротилося й застосування електроприводів із двигунами постійного струму. Фактично, нині розімкнені системи з двигунами постійного струму застосовуються у тяговому електроприводі і електроприводі підйомно-транспортних механізмів. Але, оскільки електроприводи, керовані релейно-контакторними системами, є класичними і становлять основу нових систем електроприводів, то доцільно розглядати їх будову та методи налагодження.

Релейно-контакторні схеми будують, відповідно до таких основних вимог:

- забезпечення допустимої або заданої тривалості пускагальмівних режимів;
- формування штучних характеристик;
- захист силового обладнання та апаратури керування (оперативного кола) від струмів коротких замикань, недопустимих довготривалих і короткочасних перенавантажень, перенапруг;
- блокування, які забезпечують певну послідовність пускагальмівних операцій і запобігають виникненню аварійних ситуацій;
- мінімальна кількість апаратури у силовому колі та колі керування.

Електромеханічні системи із замкненою схемою керування охоплюють широкий клас електроприводів. На відміну від розімкнених вони мають два канали інформації: канал інформації завдання і канал інформації про реальний стан системи. Інформація про стан системи електропривода надходить каналами зворотних зв'язків регульованих координат. Про дані системи йшла мова в першому розділі.

Основні переваги замкнених електромеханічних систем:

- дана система менш чутлива до збурюючих впливів (зовнішніх впливів, зміни параметрів елементів системи, зміни задаючого впливу тощо), тобто, відхилення регульованої координати від заданого значення при дії збурення є незначним, а в деяких випадках можна зробити систему інваріантною (нечутливою) до цих збурень.

- широкий діапазон регулювання швидкості обертання та переміщення;
- великий коефіцієнт корисної дії на усіх штучних характеристиках;
- незначні втрати електричної енергії.

Недоліки замкнених електромеханічних систем:

- для замкнених систем виникає проблема стійкості;
- складність побудови системи, що потребує кваліфікованих спеціалістів.

Прикладом замкненої схеми керування може бути схема керування швидкістю двигуна постійного струму, який живиться від керованого перетворювача напруги, тобто так звана схема тиристорний перетворювач – двигун постійного струму (рис. 5.6).

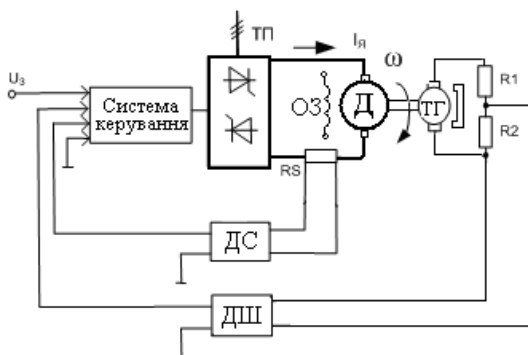


Рисунок – 5.6. Схема керування тиристорний перетворювач – двигун постійного струму

Ця схема керування має два зворотні зв'язки: зворотний зв'язок за струмом, який реалізується за допомогою шунта RS та давача струму (ДС), і зворотний зв'язок за швидкістю, який реалізується за допомогою тахогенератора, дільника напруги на резисторах R_1 , R_2 і давача швидкості (ДШ).

5.5. Класифікація перетворювачів електричної енергії

Перетворювачі електричної енергії призначені для перетворення струму, напруги, частоти та зміни параметрів і показників якості електричної енергії для створення керуючої дії на електродвигун.

Залежно від призначення електропривода, силові перетворювачі поділяють на керовані та некеровані.

Керовані перетворювачі використовують, насамперед, у керованих за швидкістю й положенням електроприводах, а також тоді, коли для поліпшення статичних і динамічних показників нерегульованого електропривода застосовуються замкнені системи керування.

Керовані перетворювачі напруги поділяють на перетворювачі змінної напруги на регульовану постійну (керовані випрямлячі); перетворювачі постійної напруги на змінну (інвертори); перетворювачі незмінної за значенням постійної напруги на регульовану постійну (перетворювачі постійної напруги); перетворювачі змінної напруги на регульовану змінну (перетворювачі змінної напруги).

Некеровані перетворювачі використовують переважно для зміни параметрів електричної енергії та узгодження параметрів мережі живлення й споживачів. Прикладами таких перетворювачів є некерований випрямляч, силовий узгоджувальний трансформатор, некеровані перетворювачі частоти.

За принципом побудови перетворювачі поділяють на *статичні*, які не мають рухомих вузлів, і *електромашинні*, основним компонентом яких є обертові електричні машини постійного або змінного струму. Статичні перетворювачі, як правило, напівпровідникові. Класифікацію статичних напівпровідникових регульованих перетворювачів за принципом дії та призначенням наведено на рис. 5.7.

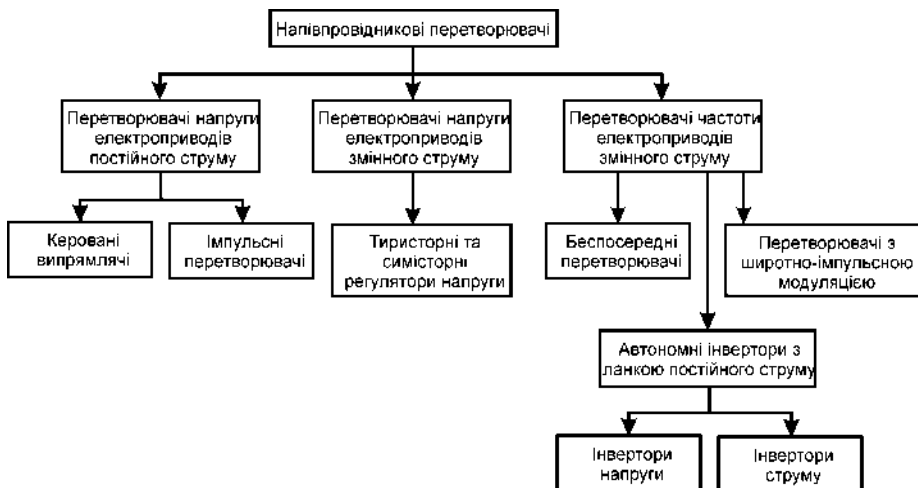


Рисунок – 5.7. Класифікацію статичних напівпровідникових регульованих перетворювачів

5.6. Напівпровідникові перетворювачі напруги

Перетворювачі напруги побудовані на базі тиристорів та транзисторів є найпоширенішим видом перетворювальних пристроїв сучасних регульованих електроприводів.

В електроприводах постійного струму для живлення якірних кіл та кіл збудження електричних машин широко застосовуються некеровані та керовані вентильні випрямлячі напруги [18].

У **некерованому випрямлячі напруги** використовуються напівпровідникові вентиля (діоди). Вихідна напруга такого перетворювача не регулюється. Електрична енергія з мережі змінного струму віддається в коло постійного струму.

У **керованому випрямлячі напруги** використовуються транзистори чи тиристори, що дає змогу змінювати напругу перетворювача на боці постійного струму за значенням і знаком. У керованому випрямлячі потік енергії може бути спрямований із мережі змінного струму в коло постійного струму (режим випрямлення), так і в зворотному напрямку (режим інвертування).

Основні *переваги* керованих випрямлячів: високий коефіцієнт посилення та ККД за потужністю керування, висока швидкодія. *Недоліки* керованих випрямлячів: пульсації вихідної напруги, низький коефіцієнт потужності при глибокому регулюванні напруги, висока чутливість до перенапруги, завади в мережах живлення, підвищений рівень випромінювання радіоперешкод.

Керовані випрямлячі напруги класифікують:

- за вихідною потужністю: *малопотужні* – до 10 кВт; *середньої потужності* – десятки-сотні кіловат, *потужні* – понад 1000 кВт;
- за кількістю фаз напруги живлення: *однофазні* (рис. 5.8) та *трифазні* (рис. 5.9);
- залежно від схем вмикання вентилів і підмикання навантаження: *нульові* (рис. 5.8а), *мостова симетрична* (рис. 5.7б) і *мостові несиметричні* (рис. 5.8в, рис. 5.8г);
- за можливість зміни полярності вихідної напруги: *реверсивні* і *нереверсивні*.

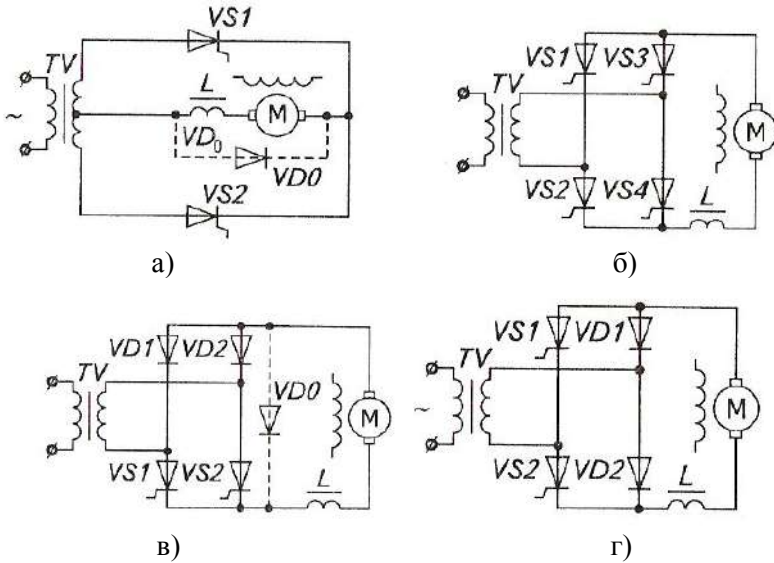


Рисунок – 5.8. Однофазні керовані випрямлячі напруги:
 а) двопівперіодна нульова схема випрямлення; б) симетрична мостова
 схема випрямлення; в, г) несиметрична мостова схема випрямлення

Особливість двопівперіодної нульової схеми випрямлення (рис. 5.8а) полягає в тому, що вторинні півобмотки трансформатора відносно його середньої точки створюють систему напруг, зміщених одна відносно одної на кут π . Силова схема такого перетворювача містить два тиристори й такий необхідний елемент, як силовий трансформатор із нульовим виводом, що обмежує її використання.

Однофазні силові схеми мостових керованих випрямлячів містять чотири силові вентиля. Якщо всі вентиля керовані (рис. 5.8б), то схема симетрична. В несиметричних схемах (рис. 5.8в, г) поряд із керованими застосовуються некеровані вентиля. Силовий трансформатор для мостових схем не є обов'язковим елементом і використовується лише за потреби узгодження напруги мережі живлення й навантаження.

Порівняння однофазних силових схем керованих випрямлячів показує, що з погляду використання вентилів за струмом нульова (див. рис. 5.8а) і мостова (див. рис. 5.8б) схеми однакові. Ці схеми мають також однакові гармонічний склад випрямленої напруги та динамічні показники. Мостова схема ефективніша за нульову щодо використання трансформатора і вентилів за напругою.

Тиристорний перетворювач за схемою рис. 5.8б має можливість форсувати процес зменшення струму при індуктивному навантаженні. Схема керування чотирма тиристорами цього перетворювача складніша, тому, коли не потрібне форсування процесу зменшення струму, доцільно використовувати мостові схеми, наведені на рис. 5.8в та рис. 5.8г. Ці схеми не можуть працювати в інверторному режимі, але мають прості схеми керування, особливо мостова схема з об'єднаними катодами (див. рис. 5.8в). Завдяки несиметричним схемам перетворювачів можна досягти також збільшення коефіцієнта потужності керованого випрямляча. У схемі рис. 5.8г роль нульових діодів виконують послідовно ввімкнені вентиля VD1 і VD2. Недолік цієї схеми – необхідність гальванічної розв'язки кіл керування тиристорами.

Багатофазні силові схеми керованих випрямлячів порівняно з однофазними мають низку переваг: меншу пульсацію випрямленої напруги та струму, симетричне навантаження фаз мережі споживання, краще використання трансформатора та вентилів.

Так, *трифазна нульова схема* (рис. 5.9а) порівняно з однофазними має такі переваги: забезпечує вдвічі меншу амплітуду пульсацій випрямленої напруги; в 1,5 раза менше значення коефіцієнта використання вентилів за струмом. Проте коефіцієнт використання вентилів за напругою тут у 1,33 раза більший. При активно-індуктивному навантаженні у цій схемі можливе форсування процесу зменшення струму, але магніторушійні сили стержнів трансформатора не зрівноважують одна одну, внаслідок чого виникає потік вимушеного намагнічування, що насичує осердя трансформатора. Через це виникає необхідність збільшення перерізу стержнів магнітопроводу й відповідного збільшення типової потужності трансформатора.

Трифазну мостову схему (схема Ларіонова) (рис. 5.9б) можна розглядати як з'єднання двох трифазних нульових схем; при цьому подвоюється значення випрямленої напруги при подвійній кількості вентилів. Це найдосконаліша схема з погляду використання трансформатора й вентилів за напругою. Пульсації випрямленої напруги мають шестикратну частоту (300 Гц), тому побудовані за цією схемою перетворювачі іноді називають умовно шестифазними. Дана схема забезпечує:

- невелику амплітуду й досить високу частоту пульсацій напруги;
- ефективне використання трансформатора (на відміну від трифазної нульової схеми, струм вторинної обмотки трансформатора в такій схемі не має постійної складової, тому

в ній відсутнє вимушене намагнічування осердя трансформатора);

- низьку зворотну напругу на вентилях;
- можливість інверторного режиму;
- високий ККД.

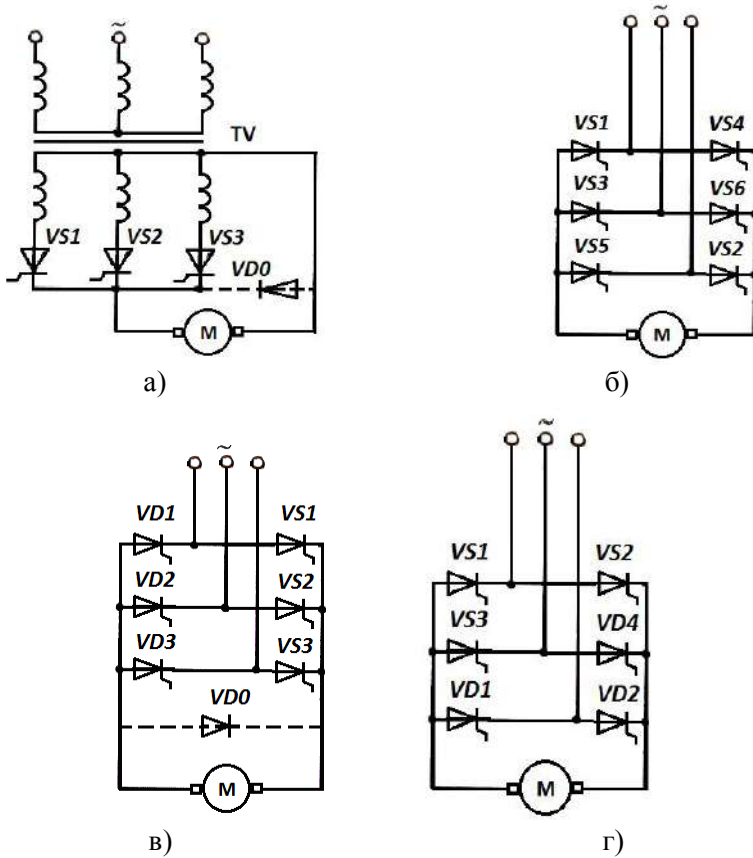


Рисунок – 5.9. Трифазні керовані випрямлячі напруги

Завдяки таким перевагам трифазна мостова схема набула широкого використання в системах автоматизованих електроприводів. Позитивним показником трифазної мостової схеми є й те, що її можна застосовувати і в безтрансформаторному варіанті. Недолік – підвищений рівень споживання реактивної енергії при глибокому регулюванні вихідної напруги.

Якщо не виникає потреби в інверторному режимі роботи керованого випрямляча, трифазну мостову схему можна виконувати як несиметричну (рис. 5.9в, г). Несиметрична схема дає зменшення частоти й збільшення амплітуди пульсацій випрямленого струму. При індуктивному навантаженні доцільним є вмикання нульового діода VD0, що виконує таку ж роль, як і в схемі рис. 5.8в. У схемі рис. 5.9г роль нульового діода виконують послідовно ввімкнені вентилі VD1 і VD2.

Розрізняють два режими роботи перетворювача: випрямлення та інвертування.

Під час роботи в *режимі випрямлення* потік енергії спрямований від мережі змінного струму в коло постійного струму. Напрямок ЕРС перетворювача E_d збігається з напрямом струму I_d (рис. 5.10а). При ньому ЕРС кола постійного струму E (самоіндукції або якоря двигуна) спрямована назустріч ЕРС перетворювача. Середнє значення струму визначається різницею ЕРС:

$$I_d = (E_d - E)/R_d \quad (5.1)$$

де R_d — опір кола випрямленого струму.

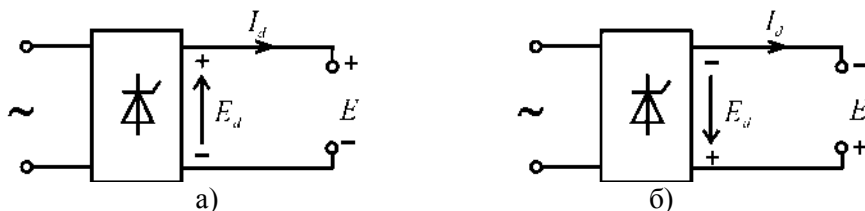


Рисунок – 5.10. Режими роботи керованого випрямляча

5.7. Імпульсні напівпровідникові перетворювачі напруги

Для живлення деяких споживачів електричної енергії, які потребують регулювання підведеної до них напруги, використовуються імпульсні перетворювачі напруги. Вони перетворюють сталу за значенням постійну чи змінну напругу на регульовану величину шляхом періодичного приєднання навантаження до джерела живлення. При цьому тривалість такого приєднання можна змінювати, регулюючи тим самим середнє або діюче значення підведеної до навантаження напруги. Якщо ключ, що керує роботою імпульсного перетворювача напруги, ідеальний, то при приєднанні навантаження до джерела напруга на ньому дорівнює напрузі джерела, а при від'єднанні (під час паузи) – нулю.

Одну із схем та часові діаграми імпульсного перетворювача напруги показано на рис. 5.11а та рис. 5.11б відповідно.

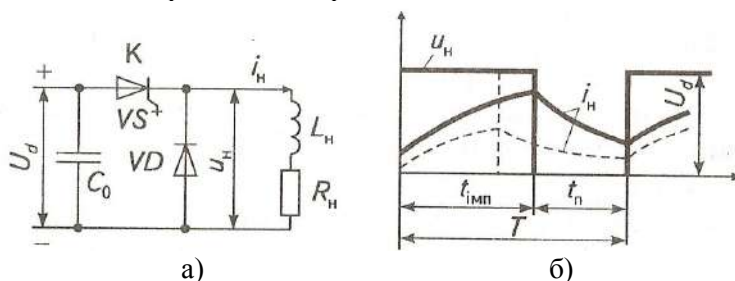


Рисунок – 5.11. Схема та часові діаграми імпульсного перетворювача напруги

У перетворювачі, зображеному на рис. 5.8а, роль ключа К виконує двоопераційний тиристор VS, а діод VD (зворотний), що шунтує навантаження $R_n - L_n$, необхідний для забезпечення протікання струму в навантаженні тоді, коли ключ VS закритий і проходить розряд електромагнітної енергії, накопиченої в індуктивності L_n . Якщо індуктивність у колі є великою, то великим є і значення струму навантаження і він матиме неперервний характер.

Є два основні способи регулювання вихідної напруги імпульсного перетворювача: широтно-імпульсний та частотно-імпульсний. Іноді використовується комбінація цих двох способів регулювання.

Імпульсні перетворювачі постійної напруги широко застосовуються в електроприводах постійного струму для верстатів, у системах регулювання та стабілізації постійної напруги живлення, в бортових автономних системах, на електротранспорті та ін. Імпульсні перетворювачі змінної напруги використовуються в установках для плавного безреостатного пуску потужних асинхронних двигунів, наприклад, в системах протипожежного водопостачання чи системах водяного пожежогасіння. У замкнених системах електроприводів змінного струму вони використовуються для різноманітних виконавчих механізмів, для регулювання потужності нагрівальних та освітлювальних установок і т.д.

Імпульсні перетворювачі напруги мають такі *переваги*: високий ККД, незначну чутливість до коливань температури, малі габарити та масу, постійну готовність до роботи. До їх *недоліків* слід віднести необхідність установлення вихідних фільтрів, що збільшує інерційність пристрою, та високі швидкості перемикання ключів, що спричинює виникнення перенапруг у схемі та створення радіоперешкод.

Роль ключів в імпульсних перетворювачах напруги можуть виконувати повністю керовані вентиля (двоопераційні тиристори, транзистори, IGBT-транзистори) або одноопераційні тиристори з вузлами примусової комутації. При розробці сучасних імпульсних перетворювачів перевага віддається ключам, виконаним на повністю керованих вентилях.

5.8. Напівпровідникові перетворювачі частоти

У сучасних електроприводах змінного струму з асинхронними та синхронними двигунами найчастіше використовуються напівпровідникові перетворювачі частоти. Електроприводи з частотним регулюванням за своїми регульовальними властивостями не поступаються

електроприводам постійного струму, а за економічними та масогабаритними показниками здебільшого переважають їх.

Перетворювачі частоти будуються на основі силових напівпровідникових приладів, таких як тиристори (одно- та двоопераційні) й силові транзистори (в тому числі IGBT-транзистори). Схеми тиристорних перетворювачів частоти дуже різноманітні, й застосування тієї чи іншої схеми визначається конкретними вимогами до привода змінного струму.

За принципом роботи та побудовою силової частини перетворювачі частоти поділяються на дві групи:

- перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком навантаження з мережею живлення (циклоконвертори);
- перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму.

До перетворювачів частоти висуваються такі вимоги:

- близька до синусоїдної форма вихідної напруги;
- надійність роботи та простота схеми;
- мінімальна потужність встановленого обладнання;
- високий ККД;
- широкий діапазон незалежного регулювання вихідної напруги та частоти;
- можливість працювати у режимі холостого ходу;
- стабільність вихідної напруги при дії зовнішніх чинників;
- можливість рекуперації енергії у гальмівних режимах.

5.8.1. Безпосередні перетворювачі частоти

Безпосередні перетворювачі частоти поділяються на циклоконвертори та матричні перетворювачі. Матричні перетворювачі на даний час знаходяться на стадії впровадження і технічного вдосконалення, тому не мають системної класифікації і однозначних технічних характеристик.

Циклоконвертор містить реверсивні тиристорні перетворювачі, котрі збудовані таким чином, що на виході циклоконвертора формується трифазна система випрямлених напруг, середнє значення яких змінюється за синусоїдальним законом. Вихідна частота основної гармоніки може змінюватися майже від нульового значення до 20...25 Гц. Обмеження верхнього значення для вихідної частоти f' зумовлене необхідністю обмеження впливу низькочастотних гармонік напруги на роботу електричної машини. Циклоконвертор будується на тиристорних перетворювачах, наприклад, на трифазних мостових схемах (рис. 5.9б).

Найбільш неприйнятними є гармоніки низьких частот, оскільки саме вони є основною причиною, яка обмежує вихідну частоту перетворювача. Якщо частота гармонік близька до нуля, то навіть коли їхня амплітуда дуже мала, струм у навантаженні від цих гармонік обмежується лише активним опором обмоток електричної машини. Цей струм і є причиною додаткового нагрівання машини та пульсацій її моменту. Отже, слід обмежити відношення f'/f до такого рівня, аби всі гармоніки напруги, які мають достатньо велику амплітуду, мали б відносно велику частоту.

Циклоконвертор є засобом одержання дуже низьких частот для електроприводів механізмів великої потужності, які потребують низької регульованої швидкості. Щоправда, високий рівень і різноманітність гармонік вихідної напруги та вхідних струмів, особливо наявність низькочастотних гармонік, утруднює можливість їх фільтрації з усіма витікаючими звідси негативними наслідками.

5.8.2. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму

Цей тип перетворювачів здійснює двократне перетворення параметрів електричної енергії. Спочатку змінний струм фіксованої частоти мережі випрямляється за допомогою некерованого (діодного) випрямляча або керованого (тиристорного або транзисторного) перетворювача, а потім за допомогою автономного інвертора відбувається зворотне перетворення постійного струму у змінний. При цьому на виході отримуємо регульовані частоту та напругу, або струм.

5.9. Передавальні пристрої електроприводів

Передавальним пристроєм електропривода називається пристрій, призначений для передавання механічної енергії від електродвигуна до виконавчого органа робочої машини та узгодження виду та швидкостей їх руху.

Отже, на передавальний пристрій покладена досить важлива функція зв'язку між електромеханічним перетворювачем енергії, тобто електродвигуном та технологічними механізмами або промисловою установкою.

У цілому якісні показники електропривода (статична та динамічна характеристики, точність, плавність регулювання швидкості та рівномірність руху) великою мірою залежать від якості передавального пристрою

Класифікацію передавальних пристроїв електроприводів наведено в вигляді блок-схеми на рис. 5.17.

Основною ланкою передавального пристрою є механічна передача, яка і виконує функцію узгодження режимів роботи двигуна та виконавчого механізму.

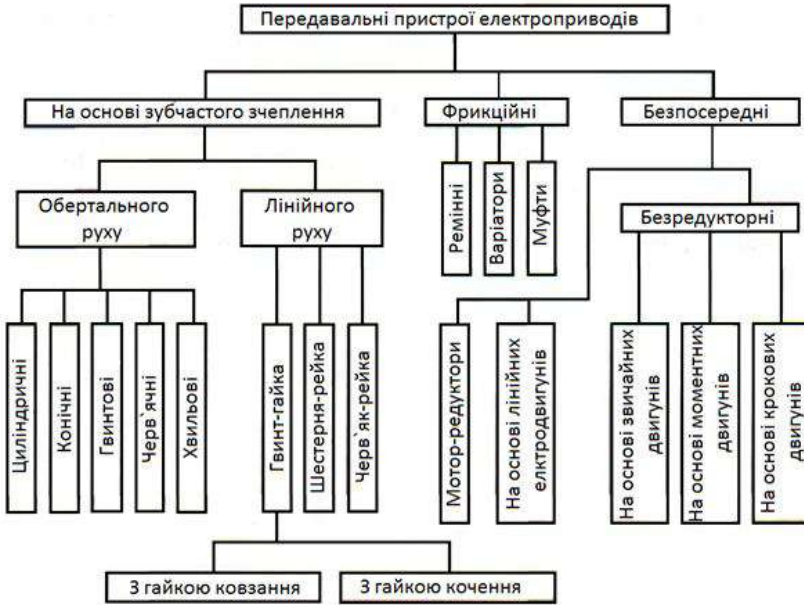


Рисунок – 5.17. Класифікація передавальних пристроїв електроприводів

Механічні передачі характеризуються:

- діапазоном передаваних моментів, потужностей, швидкостей;
- ККД, який визначається відношенням вихідної потужності механічної передачі до вхідної $\eta = P_2/P_1$;
- передавальним відношенням, яке дорівнює відношенню кутової швидкості ведучої ланки механічної передачі до швидкості веденої ланки $n = \omega_1/\omega_2$;
- жорсткістю зв'язку;
- величиною люфту у з'єднанні;
- рівномірністю руху;
- похибками.

Головні вимоги до механічних передач є такими:

- передавальне відношення не повинно мінятися в процесі роботи;
- високий ККД;
- мінімальна вага та габарити і невисока вартість;

- незначна інерційність ланок кінематичного ланцюга (щоб не було додаткового динамічного навантаження під час перехідних процесів);
- мінімальне значення моменту зрушення (сухого тертя), який вносить нелінійність до кінематичного ланцюга і може порушити плавність роботи електропривода;
- незалежність моменту опору передачі від швидкості;
- мінімальна величина люфту та його стабільність у процесі експлуатації (сумарне значення люфту не повинно перевищувати половину допустимої похибки слідкуючого електропривода);
- достатня жорсткість кінематичного ланцюга (щоб зменшити виникнення так званого пружного люфту при динамічних навантаженнях, який, разом із зазорами передачі, збільшує похибки регулювання);
- точність передачі, відсутність пульсацій моменту та швидкості, безшумність.

Контрольні запитання

1. За якими принципами керування реалізуються електрогідравлічні приводи?
2. Які особливості керування гідроприводів дросельного керування з постійним тиском робочої рідини в гідравлічній системі та продуктивністю гідропомпи?
3. Які особливості керування гідроприводів дросельного керування з постійним тиском робочої рідини в гідравлічній системі та змінною продуктивністю гідропомпи?
4. Які особливості гідроприводів об'ємного керування.
5. Які основні переваги та недоліки електрогідравлічних приводів?
6. Принцип роботи електропневматичних приводів.
7. Які основні переваги та недоліки електропневматичних приводів?
8. Що розуміють під електроприводом?
9. З яких головних пристроїв складається електропривод?
10. Як класифікуються електроприводи?
11. Що розуміють під поняттям «некерований електропривод»?
12. Що розуміють під поняттям «керований електропривод»?
13. Які процеси забезпечують розімкнені електромеханічні системи першої групи?

14. Які процеси забезпечують розімкнені електромеханічні системи другої групи?
15. Які основні переваги замкнених електромеханічних систем?
16. Як класифікуються перетворювачі електричної енергії?
17. Які бувають напівпровідникові перетворювачі напруги?
18. Які є режими роботи напівпровідникових перетворювачів напруги? Дати пояснення.
19. Основні особливості імпульсних напівпровідникових перетворювачів напруги.
20. Як поділяються перетворювачі частоти за принципом роботи та побудови?
21. Основні особливості циклоконверторів.
22. Які є типи перетворювачів частоти з проміжною ланкою постійного струму? Дати пояснення.
23. Нарисуйте структурну схему перетворювача частоти з автономними інверторами напруги.
24. Нарисуйте структурну схему перетворювача частоти з автономними інверторами струму.
25. Як класифікуються передавальні пристрої електроприводів?

РОЗДІЛ 6

ЕЛЕКТРОУСТАНОВКИ СИСТЕМ ВОДЯНОГО ТА ПІННОГО ПОЖЕЖОГАСІННЯ

6.1. Основні відомості про помпові установки

Помпові установки набули широкого застосування в комунальному міському господарстві, пожежному водопостачанні, на станціях пожежогасіння, підприємствах, електростанціях тощо. Особливу функцію виконують помпові установки на підприємствах видобувної промисловості та комунального господарства. Кількість споживаної ними електричної енергії становить близько 20 % енергії, що виробляється в усіх країнах СНД, а втрати від неекономічних режимів роботи в системах водопостачання та водовідведення сягають до 20...25 % всієї споживаної ними електричної енергії.

Потужності помпових агрегатів (помпа, електропривод та передавальний механізм) на сучасних помпових станціях становлять від 3,5 до 15,0 тис. кВт, а потужність одного помпового агрегата у великих системах водозрошення може сягати 12 тис. кВт.

Потужність помпи визначається за формулою [15, 18]:

$$N = \frac{\rho g Q H}{1000 \eta_{\text{пом}}}, \text{ [кВт]} \quad (6.1)$$

де ρ – густина рідини, кг/м^3 ; $g = 9,81$ – прискорення вільного падіння, м/с^2 ; Q – подача помпи, $\text{м}^3/\text{с}$; H – напір помпи, м ; $\eta_{\text{пом}}$ – ККД помпи.

Потужність на валу електродвигуна для приводу помпи визначається як:

$$P = K_3 \frac{N}{\eta_n} = \frac{\rho g Q H}{1000 \eta_n \eta_{\text{пом}}}, \text{ [кВт]} \quad (6.2)$$

де K_3 – коефіцієнт запасу потужності; η_n – коефіцієнт корисної дії передачі.

Коефіцієнт корисної дії помпи η_n залежить від її типу, потужності, режиму роботи, згідно з її фактичним навантаженням.

Значення коефіцієнта запасу потужності K_3 , які залежать від потужності помпи, наведені в табл. 6.1.

Таблиця 6.1

N, кВт	до 20	20 ÷ 60	60 ÷ 300	більше 300
K_3	1,25	1,2	1,15	1,10

Формула (6.2) дає можливість визначити потужність на валу електродвигуна, який працює в номінальному режимі на основі каталогових даних, враховуючи O_n та H_n .

Електрична потужність електродвигуна визначається за формулою:

$$P_{ел} = \frac{P}{\eta_{ел}}, \text{ [кВт]}$$

де $\eta_{ел}$ – коефіцієнт корисної дії електродвигуна.

Витрати електричної енергії за деякий час t обчислюються за виразом:

$$W = P_{ел} t, \text{ [кВт} \cdot \text{год]} \quad (6.3)$$

У разі відхилення від номінального режиму значення ККД помпи і двигуна зменшуються, що призводить до зменшення ефективності роботи помпового агрегата через підвищення витрат електричної енергії на одиницю об'єму перекачуваної рідини.

Крім того, витрати електричної енергії на роботу помпового агрегата не враховують наявність трубопроводу, запірної та керуючої апаратур – необхідних елементів помпової установки, які визначають опір трубопровідної мережі транспортування робочого тіла (рідини) і зумовлюють відповідні додаткові витрати електричної енергії.

6.2. Системи автоматизації помпових установок

Помпова установка складається з помпи, електродвигуна, трубопроводів, запірної та регулювальної апаратури.

Схему помпової установки наведено на рис. 6.1. На схемі *позначено*: П – помпа з електроприводом; ВС – всмоктувальний трубопровід; НТ – нагнітальний трубопровід.

Крім того, на схемі зображено такі фізичні величини: Q – подача помпи (об'єм рідини, який перекачує помпа в одиницю часу); H – напір (тиск) (різниця питомих енергій рідини в напірному та всмоктувальному трубопроводі, необхідна для підйому рідини на задану висоту та подолання сил тертя в трубопроводі).

Напір дорівнює сумі доданків

$$H = H_{ВС} + H_{не} + \Delta H$$

де $H_{ВС}$ – висота всмоктування, м; $H_{не}$ – висота нагнітання, м; ΔH – втрата напору в магістралі, яка визначається опором трубопроводу транспортування рідини, м.

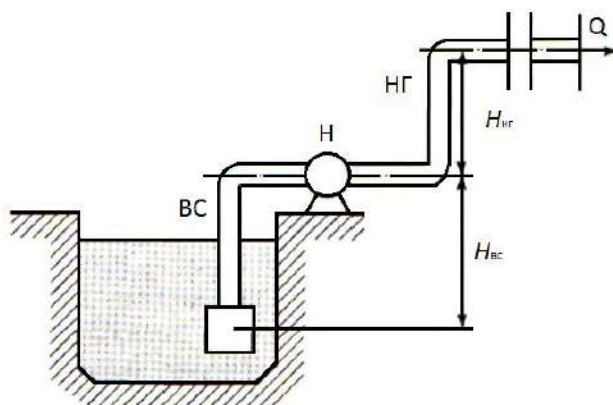


Рисунок – 6.1. Схема помпової установки

Слід також зазначити, що АУВС Н_{нг} становлять геодезичну висоту.

Режим роботи помпових установок залежить від їх функціонального призначення і зазвичай змінюється протягом доби від Q_{max} до Q_{min} , що визначається відповідними графіками у вигляді характеристик $H=f(Q)$ (рис. 6.2).

Залежність ККД помпи $\eta = f(Q)$ в межах її робочої зони ($a - \bar{b}$) відповідно до характеристики помпи 3, наведено на рис. 6.2 [15, 18].

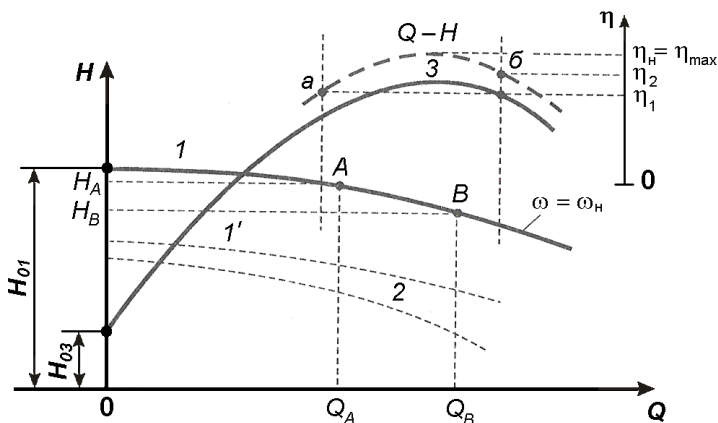


Рисунок – 6.2. Характеристика $H = f(Q)$, $\eta = f(Q)$

При зростанні водоспоживання збільшуються подача помпи та втрати тиску в водомережі. Для компенсації втрат тиску збільшують тиск помпової установки.

Вид характеристик $H=f(Q)$ залежить від конструктивних особливостей помпи (1 – пологі характеристики; 2 – круті падаючі; 3 – з наростаючими та спадаючими частинами) та його швидкості ω (I – характеристики при $\omega = \omega_{ном}$; I' – при $\omega < \omega_n$).

Значення величини H при $Q = 0$ називають *фіктивним та* позначають H_ϕ (на рис. 6.2 позначено: H_{01} , H_{03} – фіктивні (початкові) напори). У межах рекомендованих подач Q існує залежність

$$H_n = H_\phi - S_\phi Q^2 \quad (6.4)$$

де S_ϕ – фіктивний гідравлічний опір помпи.

Цей опір можна знайти за заводською (або експериментальною) характеристикою $H=f(Q)$: за двома її точками (наприклад, A та B з відповідними значеннями напору H_A та H_B і продуктивності Q_A , Q_B характеристики I):

$$S_\phi = \frac{H_A - H_B}{Q_B^2 - Q_A^2},$$

при цьому фіктивний напір

$$H_\phi = H_A + S_\phi Q_A^2. \quad (6.5)$$

Відношення фіктивного значення H_ϕ до номінального $H_\phi/H_{ном} = H_\phi'$ визначає крутість напірної характеристики помпи.

Для більшості відцентрових насосів $H_\phi' \approx 1,25$ (для чистої води) і $H_\phi' \approx 1,45$ (для стічної води).

Для осьових насосів (крутість характеристик найбільша) $H_\phi' \cong 2,0$, а характеристики $H=f(Q)$ мають точки перетину (характеристика 3).

Залежність між подаванням рідини через трубопровід і напором (тиском), який потрібно створити для забезпечення необхідної подачі, називають характеристикою трубопроводу. Рівняння цієї характеристики має вигляд:

$$H_0 = H_{cm} + S Q^2, \quad (6.6)$$

де H_0 – напір на початку трубопроводу; H_{cm} – статичний напір, який зумовлюється геодезичними параметрами; S — гідравлічний опір трубопроводу.

Перетин характеристик $H=f(Q)$ помпи та характеристики трубопроводу визначає робочу точку помпи (рис. 6.3). На рис. 6.3 позначено: H_{cm1} , H_{cm2} , H_{02} – початкові (фіктивні) напори відповідних характеристик трубопроводів T_1 , T_2 та помпи.

При характеристиці трубопроводу T_1 робочою точкою помпового агрегата (електропривод помпи) є P_1 .

Найекономічнішим є режим роботи помпи, коли подача і напір у робочій точці характеристики відповідають максимальному значенню ККД (η_{max}). Практично припустимим також є вибір робочої точки в межах деякої зони, що відповідає незначним відхиленням ККД від η_{max} . На характеристиці $H=f(Q)$ вона обмежена вертикальними штриховими рисками.

Вихід за межі даної зони призводить не тільки до різкого зменшення ККД, а й до можливості виникнення неприпустимих режимів – кавітації та помпажу.

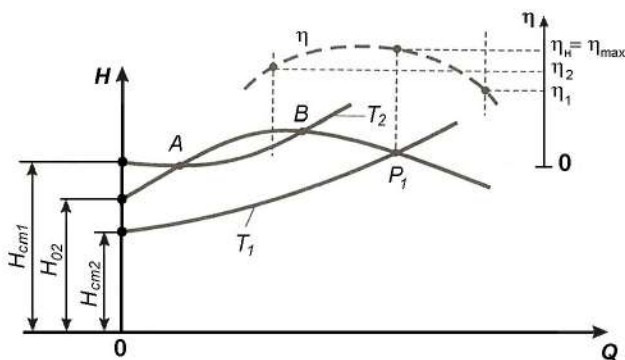


Рисунок – 6.3. Робоча характеристика насоса

Кавітація полягає в порушенні суцільності потоку рідини – появі “пухирів”, заповнених парами рідини, газами або їх сумішшю, що спричинює додаткові витрати електричної енергії і може призвести до механічних пошкоджень лопатей робочого колеса і корпусу помпи.

Помпаж виникає за наявності в характеристиці помпи $H=f(Q)$ зростаючої і спадної частин. Так, на характеристиці трубопроводу T_2 маємо дві точки перетину A і B з характеристикою помпи.

У разі помпажу режим роботи помпи зі змінними параметрами, які відповідають переходу з точки A в точку B або у зворотному напрямі, буде нестійким.

На практиці може виникати потреба в зменшенні або збільшенні продуктивності помпи залежно від витрат. Керування продуктивністю помпи зумовлює відповідну зміну напору (рис. 6.4). На цьому рисунку позначено: 1 – характеристика $H=f(Q)$ помпи; 2 – початкова характе-

тика трубопроводу; 3 – характеристика трубопроводу при зменшенні його перерізу засувкою; 4 – проміжна характеристика $H=f(Q)$ помпи.

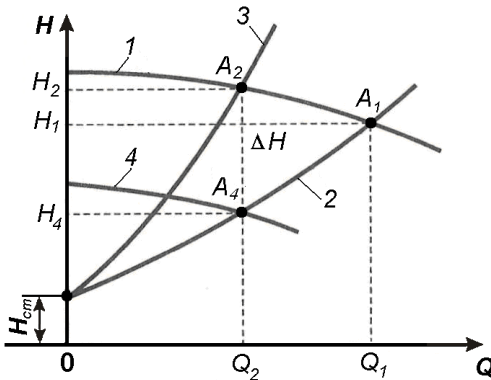


Рисунок – 6.4. Керування продуктивністю помпи

Керування помпою можна виконати двома основними шляхами:

- зміною ступеня відкриття засувки в напірній лінії, що веде до зміни її опору та характеристики і відповідної зміни режиму роботи помпи (перехід з робочої точки A_1 у точку A_2 при зростанні величини напору від H_1 до H_2);
- зміною частоти обертання робочого колеса помпи. Наприклад, якщо зменшити відповідно частоту обертання помпи, то можна отримати її характеристику $H=f(Q)$ у вигляді характеристики 4. При цьому робоча точка A_4 , що визначається характеристикою 2, дасть змогу отримати необхідну продуктивність помпи Q_2 при значно меншій величині напору (H_4).

Враховуючи те, що потужність двигуна помпи і відповідні витрати електричної енергії пропорційні добутку продуктивності й напору, при керуванні режимом роботи помпи за допомогою засувок у трубопроводі величина необхідної потужності буде пропорційною до площі прямокутника $0 - Q_2 - A_2 - H_2$. При керуванні частотою обертання помпи необхідна потужність буде істотно меншою і визначатиметься величиною, пропорційною до площі прямокутника $0 - Q_2 - A_4 - H_4$.

Отже, керування продуктивністю помпи за допомогою зміни частоти обертання приводного двигуна є економічнішим, тому саме йому надається перевага на практиці. Крім того, режим роботи відцентрових pomp може керуватися напрямними апаратами, які встановлюють на вході помпи, та за допомогою інших способів.

Режимами осьових pomp керують за допомогою зміни кута нахилу робочих лопатей. Для окремих типів установок є технічні рішення, які дають змогу виконувати керування продуктивністю за допомогою зміни кута нахилу робочих лопатей під час роботи відповідної установки.

6.3. Споживання енергії помповими установками

Витрати електричної енергії при роботі помпової установки зумовлюються необхідністю:

- переміщення рідини в трубопровідній системі;
- компенсації гідравлічного опору в трубопроводі.

Крім того, частина енергії, що споживається помповою установкою, витрачається на подолання сил тертя безпосередньо у pompі (підшипниках, сальниках), у складових електропривода, особливо в електродвигунах (на покриття втрат у міді та сталі, тертя в підшипниках), та ін.

Втрати енергії в електроприводі помпи визначають його коефіцієнт корисної дії, який, залежно від потужності та типу помпового агрегата, може знаходитися в межах від 0,3 до 0,9.

Напір H_0 (тиск) помпи на початку трубопроводу залежить від статичного напору $H_{ст}$, який визначається геодезичними показниками рівнів рідини та її подачі і динамічним напором рідини $H_{дин}$, який залежить від подачі Q та характеристики (гідравлічного опору) трубопроводу S , тобто:

$$H_0 = H_{ст} + H_{дин} = H_{ст} + SQ^2. \quad (6.7)$$

Гідравлічний опір залежить від наявності засувки, вигинів труб, гладкості внутрішніх стінок, наявності зварних швів тощо. Крім того, під час роботи установок на нього впливає корозія.

Оптимальним режимом роботи помпової установки вважають такий режим, за якого помпа забезпечує номінальне розрахункове значення подачі $Q = Q_{ном}$, номінальний напір $H = H_{ном}$ з максимальним значенням ККД. Реальні режими роботи помпової установки зазвичай відрізняються від оптимальних.

Електроспоживання помпових станцій з електроприводами pomp потужністю 800 ... 1000 кВт характеризується тим, що ці агрегати споживають 90...95 % всієї споживаної станцією електричної енергії. За помпових агрегатів потужністю до 160 кВт ця величина зменшується до 50...75 %.

Споживання електричної енергії електроприводами pomp визначається переважно витратами енергії на технологічний процес транспортування рідини.

Розглянемо детальніше складові втрат електричної енергії в помпових установках.

Найбільші втрати електричної енергії виникають через те, що досить часто помпові установки працюють із підвищеною величиною H , що зумовлюється зростанням гідравлічного опору трубопроводів, коливанням рівня рідини в приймальних та напірних ємностях (резервуарах), а також зміною величини подачі води Q .

У разі зростання рівня рідини збільшується тільки статична складова характеристики трубопроводу. При цьому крутість характеристики $H = f(Q)$ залишається попередньою і вона переміщується вгору в системі координат.

6.4. Способи керування електроприводами змінного струму для помпових установок

Для керування помповими установками використовують переважно двигуни змінного струму [18]. При потужності до 600...800 кВт іноді застосовуються двигуни постійного струму.

Керування за допомогою частотних перетворювачів. Є два види частотного електроприводу: з проміжною ланкою постійного струму і без неї (див. п.5.8.2).

Перетворювач із проміжною ланкою постійного струму будують на основі автономних інверторів як струму (АІС), так і напруги (АІН).

Через несинусоїдність струму під час роботи з частотами обертання, близькими до номінальних, ККД зменшується на 1...4 %, $\cos\varphi$ – на 5...6 %.

У разі звичайного діапазону керування (1 : 2 або 1 : 3) погіршення умов охолодження (вентиляції) при низьких обертах суттєво не впливає на умови роботи електродвигуна, оскільки зменшуються напір, подача помпи та потужність двигуна.

Потужність електропривода зумовлюється потужністю частотних перетворювачів, що випускаються (є частотні перетворювачі до 3500 кВт із проміжною ланкою постійного струму).

Перетворювач без проміжної ланки постійного струму має синусоїдну форму кривої напруги на виході, де частота струму не перевищує 25...33 Гц. Електроприводи із цим типом перетворювачів більш прості та дешеві і використовуються при потужності помпових агрегатів приблизно 250...2600 кВт.

Керування введенням опору в коло ротора. Цей спосіб використовується в електроприводах із двигунами з фазним ротором. При цьому виникають додаткові втрати ковзання, тому цей метод є нееконічним і використовується досить рідко.

Керування за допомогою асинхронно-вентильних каскадів (рис. 6.9). При цьому методі керування змінюється ЕРС в роторі двигуна. Енергія ковзання двигуна Д рекуперується в електричну мережу за допомогою спеціального інвертора І (можливе використання трансформатора ТР). У коло ротора ввімкнено згладжувальний дросель ЗД, а також випрямляч ВП.

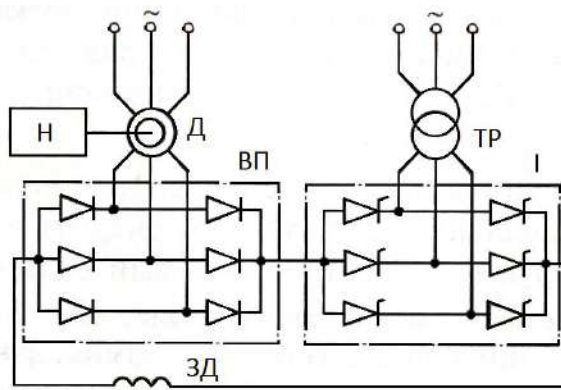


Рисунок – 6.9. Асинхронно-вентильний каскад

Під час роботи каскаду у режимі двигуна, який обертається зі швидкістю, нижчою від синхронної, струм ротора двигуна Д випрямляється за допомогою вентильних випрямлячів, а за допомогою інвертора перетворюється на змінний струм із частотою мережі. При цьому випрямлений струм у первинній обмотці трансформатора, що зумовлюється напругою ротора, перебуває у протифазі з напругою мережі. В результаті активна енергія надходить у мережу.

Змінюючи випрямлену напругу ротора, можна регулювати частоту обертання двигуна Д та помпи Н.

Головні особливості використання асинхронно-вентильних каскадів на помпових установках такі [18]:

- діапазон зміни швидкості для багатьох помпових установок незначний і становить (20...30 %);
- в каскадах перетворюється лише потужність ковзання, яка рекуперується в мережу і становить до 15 % від потужності двигуна;
- незначний діапазон регулювання швидкості дає змогу використовувати відносно прості перетворювачі.

Регулювання швидкості обертання шляхом зміни кількості пар полюсів в обмотці статора застосовується в низьковольтних двигунах з перемиканням обмоток статора потужністю до 100 кВт, а до високовольтних – 500... 1400 кВт.

Приводи з варіаторами частоти обертання. У цих приводах використовуються некеровані асинхронні або синхронні електродвигуни. Швидкість обертання помпи змінюють за допомогою механічних варіаторів або гідравлічних чи електромагнітних муфт ковзання.

6.5. Електрообладнання помпових станцій водяного і пінного пожежогасіння

Основними об'єктами автоматизації помпових станцій є помпи, електрозасувки і компресор (як правило, за відсутності електричної системи сигналізації). Всі ці механізми приводяться в дію асинхронними двигунами з короткозамкнутими роторами. На сьогодні для керування цими двигунами використовують релейно-контакторні схеми.

Схеми релейно-контакторного керування асинхронними двигунами будуються за тими самими принципами що і схеми керування двигунами постійного струму.

Основна особливість схем релейно контакторного керування асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором – це мінімальна кількість пускової апаратури і їх простота. Короткозамкнені двигуни малої і середньої потужності, як правило, пускаються прямим вмиканням в мережу без обмеження пускових струмів. Якщо технічними умовами не вимагається електричного гальмування, то керування пусковими процесами здійснюється за допомогою магнітних пускачів, які одночасно забезпечують основні види захисту. У випадку більш складних вимог, а також для керування пуско-гальмівними режимами асинхронних двигунів з фазовим ротором, використовуються типові панелі і пульти керування. Схеми керування асинхронними двигунами з фазовим ротором повинні передбачати обмеження струмів в режимах пуску, реверсу і гальмування за допомогою додаткових резисторів в колі ротора.

Схеми керування електрообладнання помпових станцій систем автоматичного пожежогасіння повинні мати три режими роботи: автоматичний, дистанційний і місцевий.

В автоматичному режимі керування забезпечується автоматичний пуск вибраного робочого режиму помпи і відкриття електрозасувки відповідного напрямку, пуск робочої помпи-дозатора (при дозуванні піноутворювача помпою-дозатором). У деяких випадках передбачають також автоматичне відмикання pomp і запірної арматури по закінченню розрахункового часу гасіння. У автоматичному режимі обслуговуючий персонал не приймає безпосередньої участі в процесі керування установками, а виконує лише функції контролю і здійснює налагодження.

В режимі дистанційного керування пуск і зупинку електрообладнання здійснює оператор з одного місця – поста управління, а об'єкти управління знаходяться поза межами поля зору оператора. У режимі дистанційного керування рекомендується щоб оператор здійснював

керування за допомогою лише одного органа керування (кнопкою, ключем) групою технологічно зв'язаних механізмів (робоча помпа, запірна арматура, помпа-дозатор), а не по-агрегатно. Решта дій (наприклад, захист, контроль за станом і увімкненням резервного устаткування, технологічні блокування з іншим устаткуванням) повинна здійснюватися автоматично. Це спрощує роботу оператора, оскільки відпадає необхідність спеціального контролю за виконанням кожної дії команди, зменшує ймовірність помилки оператора.

Для централізованого управління декількома помповими станціями з одного місця – диспетчерської, використовують телемеханічне керування. Характерною відмінністю телемеханічного керування від дистанційного є різке зменшення ліній зв'язку між постом управління і об'єктами. При телемеханічному керуванні команди керування передаються по одній або декількох лініях зв'язку до всіх електроустановок помпової станції, а при дистанційному – кожен об'єкт має свою самостійну лінію зв'язку.

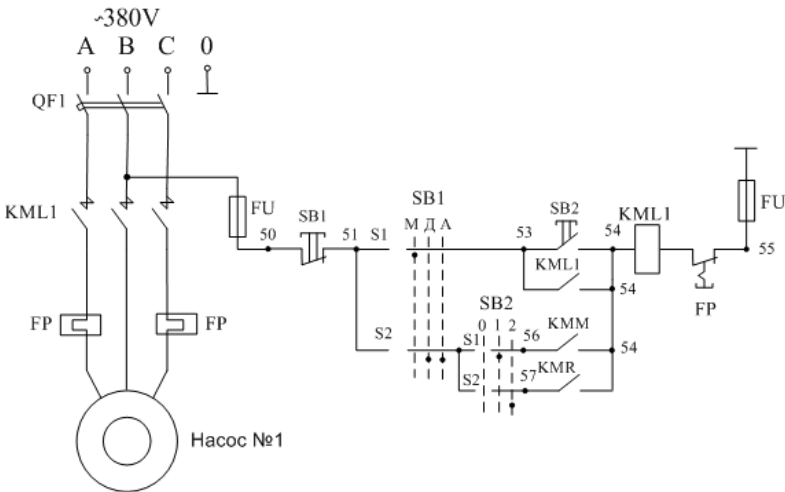
В режимі місцевого керування органи керування електроприводами механізмів розташовують в безпосередній близькості від механізмів, бажано в межах прямої видимості. При місцевому керуванні механізми не повинні бути зв'язані один з іншим електричними блокуваннями, оскільки цей вид керування призначений в основному для налагоджувальних і ремонтних робіт. При місцевому керуванні оператор, знаходячись в безпосередній близькості від механізму, може контролювати його роботу візуально або по слуху, проте для електрифікованих засувки необхідно передбачати сигналізацію положення засувки.

Режим керування повинен вибиратися спеціально призначеним для цієї мети перемикачем. Посадження функцій вибору режиму і керування одним апаратом не допускається. Перемикач режимами керування з режимами «автоматично – відключено – дистанційно» встановлюють в диспетчерському приміщенні з сигналізацією вибраного режиму керування на світловому табло. Всі агрегати помпової станції пожежогасіння є агрегатами, що беруть участь в одному технологічному процесі, тому необхідно, щоб всі вони працювали в одному режимі керування. З метою усунення помилок оператора і зменшення кількості апаратури керування рекомендується перемикач режиму керування встановлювати єдиний для всіх механізмів помпової станції з “розмноженням”, за необхідності, його контактів проміжними реле. Крім того, в приміщенні помпової необхідно встановлювати ключ керування «диспетчерське – місцеве» з відповідною світловою сигналізацією на світловому табло для можливості переведення в місцеве керування безпосередньо ре-

монтажним персоналом. При цьому у диспетчера також повинна спрацювати сигналізація про відмикання диспетчерського керування і переводу установки на місцеве керування з щита помпової станції.

6.5. Схема керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння.

Принципова схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння показана на рис. 6.10. (рис. 6.10а – схема керування пуском електродвигуна помпи №1 у режимі місцевого керування, рис. 6.10.б – схема керування електродвигуна помпами №1 і №2 у режимах дистанційного та автоматичного керування, рис. 6.10в – схема керування пуском електродвигуна помпи №2 у режимі місцевого керування, рис. 6.10.г – схема сигналізації). Будемо вважати, що помпа №1 є робочою, а помпа №2 – резервною. Схема забезпечує пуск основної та резервної pomp в різних режимах роботи, вимикання їх з мережі, а також захист від коротких замикань – автоматичними вимикачами QF1, QF2, QF3, запобіжниками FU і перевантажень – автоматичними вимикачами QF1, QF2, тепловими реле FP.



а)

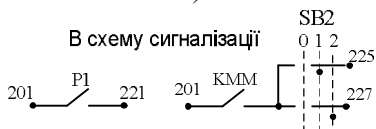
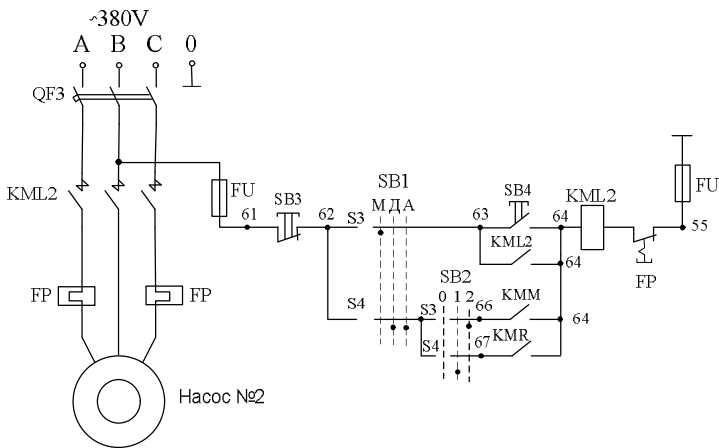
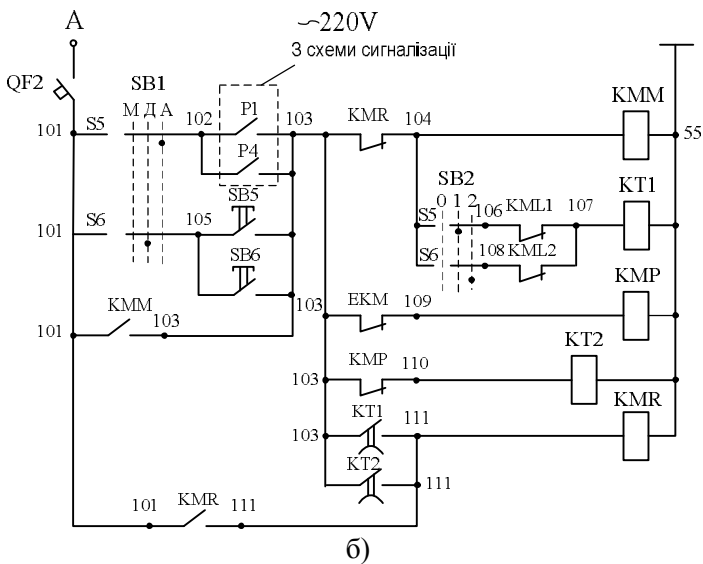


Рисунок – 6.10. Принципові схеми керування помпами водяного і пінного пожежогашіння

Позначення і призначення елементів схеми:

магнітні пускачі призначенні для пуску асинхронних двигунів з коротко замкнутим ротором – складаються з лінійних контакторів KML1, KML2 і вмонтованих в них двох теплових реле FP; KMM, KMR – контактори для пуску основної і резервної помп; KT1, KT2 – реле часу; KMP – контактор контролю напору води після помпи; FP – теплові реле забезпечують захист від перевантажень; QF1, QF2, QF3 – автоматичні вимикачі забезпечують захист від перевантажень і коротких замикань; SB1 – перемикач режимів роботи; SB2 – перемикач вибору помпи (він забезпечує можливість вибору будь-якої помпи в якості робочого і резервного); FU – запобіжники забезпечують захист від короткого замикання в схемі керуванні; SB1...SB6 – кнопки з нормально замкнутими і нормально розімкнутими контактами.

В робочому режимі автоматичні вимикачі QF1, QF2, QF3 повинні бути увімкнені. Розглянемо роботи схеми керування при місцевому керуванні. В режимі місцевого пуску перемикач режимів SB1 стоїть в положенні “М”, а перемикачем SB2 вибираємо помпу, яка повинна ввімкнутися. Для пуску електродвигуна помпи №1 (№2) натискаємо кнопку SB2 (SB4). Вмикається лінійний контактор KML1 (KML2), який силовими контактами під’єднує обмотку статора асинхронного двигуна до джерела живлення, а своїми блок-контактами KML1 (клеми 53-54) (KML2 (клеми 63-64)) шунтує кнопку SB2 (SB4). Двигун розганяється до робочої швидкості. Електродвигун помпи зупиняють кнопкою SB1 (SB3). При натисканні кнопки SB1 (SB3) втрачає живлення лінійний контактор KML1 (KML2) і розмикає свої контакти, в результаті чого обмотка статора асинхронного двигуна відмикається від мережі живлення.

В режимі дистанційного керування перемикач режимів SB1 стоїть в положенні “Д”. Пуск електродвигуна здійснюється кнопкою SB5 або SB6. При натисканні кнопки SB5 отримує живлення обмотка лінійного контактора KMM, яка своїми блок-контактами шунтує кнопку SB5 (клеми 101-103) і контакти S5 та S6 перемикача режимів SB1. Блок-контакти KMM (клеми 56-54) замикаються в колі обмотки лінійного контактора KML1, який своїми силовими контактами під’єднує обмотку статора асинхронного двигуна до джерела живлення і розмикає нормально замкнуті контакти в колі реле часу KT1 (клеми 106-107). Крім того, отримує живлення обмотка лінійного контактора KMP, який розмикає свої контакти в колі реле часу KT2 (клеми 103-110).

В режимі автоматичного керування перемикач режимів SB1 стоїть в положенні “А”. Пуск електродвигуна помпи здійснюється за допомогою контактів системи пожежної сигналізації P1 ... P4 і пуск відбувається аналогічно, як при дистанційному режимі.

Крім оперативних кід, в схемах керування електроприводом pomp необхідно передбачити автоматичний пуск електродвигуна резервної помпи у разі відмови або незабезпечення технологічних параметрів робочою помпою протягом встановленого часу (10с), а також кола, що забезпечують спрацювання сигналізації про відмову робочої помпи і аварійне перемикаання на резервну помпу.

При поступленні команди на увімкнення електродвигуна робочої помпи в автоматичному (контакти системи пожежної сигналізації P1 ... P4) або дистанційному (кнопки SB5 ... SB6) режимах у разі відмови лінійного контактора KML1 його нормально замкнутий контакт (клеми 106-107) подасть напругу на обмотку реле часу КТ1. Реле часу КТ1 своїм блок-контактом (клеми 103-111), який замикається з витримкою часу, вмикає контактор електродвигуна резервної помпи KMR, який самоблокується своїми контактами KMR (клеми 101-111). Контактор KMR своїми блок-контактами KMR (клеми 67-64) подає напругу на обмотку лінійного контактора KML2, який своїми силовими контактами під'єднує обмотку статора асинхронного двигуна помпи № 2 до джерела живлення. Нормально замкнутий контакт KMR (клеми 103-104) розмикає коло живлення контактора KMM, тим самим відмикає несправну помпу, і розмикає коло живлення реле часу КТ1, але контактор KMR не втрачає живлення, оскільки стоїть на самоблокуванні. Використання реле часу КТ1 дає змогу не проводити аварійного перемикаання насосних агрегатів при короткочасному зникненні напруги.

Для контролю напору води після помпи в підвідному трубопроводі встановлюється електроконтактний манометр ЕКМ. При падінні тиску в трубопроводі після увімкнення помпи до величини, яка визначається конкретною технологічною схемою, або при відмові асинхронного двигуна насоса №1 по якійсь причині навіть при спрацюванні лінійного контактора KML1, контакт ЕКМ (затиски 103 – 109) розмикається, знеструмлюючи контактор КМР. Його нормально замкнутий контакт КМР (103-110) замикається і подає напругу на котушку реле часу КТ2. Контакт КТ2 (клеми 103 – 111) через витримку часу 10с вмикає контактор KMR, який вмикає електродвигун резервної помпи. Витримка часу при замиканні контакту КТ2 необхідна для забезпечення виходу помпи на робочий режим і визначається паспортними характеристиками помпи.

Для передачі сигналу про роботу помпи використовують контакт КММ, увімкнений через секції перемикача вибору помпи SB2 (клеми 201 – 225, 201 – 227). Сигналізація про порушення нормального режиму роботи і необхідності вжиття заходів до усунення причин, які

викликали аварійне перемикання pomp, виконується за допомогою контакту лінійного контактора KMR (клеми 201 – 221).

Схема керування забезпечує захист від: перевантажень і коротких замикань в силовому колі – автоматичними вимикачами QF1, QF2; перевантажень і коротких замикань в колі керування – автоматичним вимикачем QF3; короткого замикання в колі керуванні електродвигуна – запобіжниками FU; перевантажень і коротких замикань в колі керування – автоматичним вимикачем QF3; самозапуску і недопустимого зниження напруги живлення – блок-контактами контакторів KML1 і KML2; перевантажень – тепловим FP.

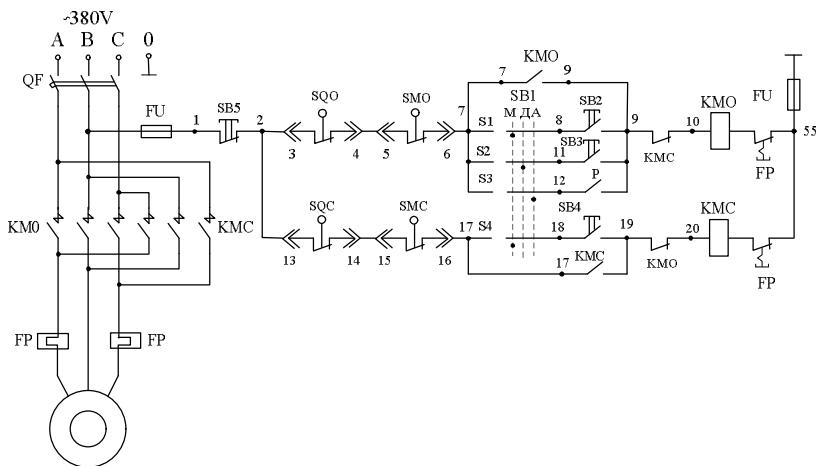
6.7. Схема керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння

Електропривод засувки складається з асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором, який з'єднаний з планетарним циліндровим або черв'ячним редуктором. Хід засувки при досягненні крайніх положень обмежується за допомогою вбудованих кінцевих вимикачів.

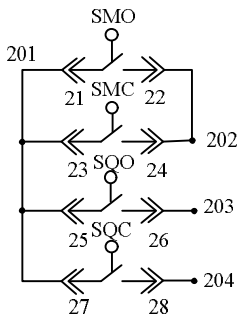
Для захисту від поломок при неприпустимому збільшенні крутного моменту на вихідному валу в початковому або проміжному положенні при заклинюванні, а також при несправності кінцевих вимикачів, застосовується двостороння муфта граничного моменту, яка відмикає електродвигун в цих випадках. Контакти муфти граничного моменту залишаються зафіксованими, їх повернення в первинне положення можливе тільки при русі вала електроприводу у зворотному напрямку.

На рис. 6.11а наведено схему керування електроприводом засувки. Режим роботи засувки вибирається за допомогою перемикача режимів SB1, який розміщений на щиті диспетчера, тобто режим роботи засувки завжди відповідає режиму роботи насосної станції.

Схема забезпечує прямий пуск асинхронного двигуна АД, його обертання в обидва напрямки, вимикання його з мережі, а також захист від коротких замикань – запобіжниками FU і автоматичним вимикачем QF, перевантажень – тепловими реле FP та захист від поломок при недопустимому збільшенні крутного моменту – двосторонньою муфтою. Схема складається з реверсивного магнітного пускача реалізованого на двох лінійних контакторах КМО, КМС і двох вмонтованих в них теплових реле FP, кінцевих вимикачів SQO, SQC, вимикачів двосторонньої муфти SMO, SMC, кнопок SB2, SB3, SB4, SB5, перемикача режимів SB1, автоматичного вимикача QF і запобіжників FU.



а)



В схему сигналізації

б)

Позначення кола	Положення засувки		
	Відкрито	Хід	Закрито
KMR	3-4	×	×
	25-26	×	
KMR	13-14	×	
	27-28		×
KMR	5-6		×
	21-22	×	
KMR	15-16	×	
	23-24		×

Рисунок – 6.11. Схема керування електроприводом засувки

Для керування електроприводом засувки в місцевому і дистанційному режимах передбачені кнопки SB2, SB3 (відкрити), SB4 (закрити) і SB5 (стоп), в автоматичному режимі - контакт реле сигналізації P. В режимі місцевого керування секції S1 та S4 перемикача режимів SB1 є увімкнені. При натисканні кнопки SB2 (відкрити) отримує живлення обмотка лінійного контактора KMO, яка силовими контактами KMO під'єнує обмотку статора асинхронного двигуна до мережі живлення, блок контактами шунтує кнопку SB2 і розмикає свій контакт в колі обмотки лінійного контактора KMC. Електродвигун приводить в дію циліндровий або черв'ячний редуктор і засувка починає відкриватися. При досягненні крайнього положення розмикається нормально замкнутий контакт кінце-

вика SQO і обмотка лінійного контактора КМО втрачає живлення і, тим самим, відмикає обмотку статора від мережі. Якщо з якихось причин кінцевий вимикач SQO не спрацював, тоді електродвигун відімкнеться контактом муфти граничного моменту SMO. Аналогічним чином схема працює в режимі закривання засувки.

В режимі дистанційного керування секція S2 перемикача режимів SB1 є увімкненою. Після натискання кнопки SB3 засувка починає відкриватися. Схема керування працює аналогічно, як і при місцевому керуванні.

В режимі автоматичного керування секція S3 перемикача режимів SB1 є увімкненою. Після спрацювання пожежної сигналізації, вона своїм контактом Р приводить до спрацювання відкривання засувки. Схема керування працює аналогічно як при місцевому, так і при дистанційному керуванні.

Попри наявність механічного блокування, що запобігає одночасному увімкненню обох обмоток магнітного реверсивного пускача, схемою передбачено електричне блокування за допомогою розмикаючих контактів КМО і КМС. Крім того, схема забезпечує: захист від перевантажень і коротких замикань в силовому колі – автоматичним вимикачем QF; захист від короткого замикання в колі керуванні – запобіжниками FU; захист від перевантаження – тепловим реле FP; захист від самозапуску і недопустимого зниження напруги живлення – блок-контактами контакторів КМО і КМС.

Сигналізація положень засувки («Відкрито», «Закрито» і «Заклинило») здійснюється за допомогою відповідних контактів кінцевиків SQO і SQC та контактів SMO і SMC вимикача муфти граничного моменту (рис. 6.11б). Така сигналізація повинна передбачатися як на щиті диспетчера, так і на щиті в насосній станції, оскільки візуально визначити положення засувки неможливо.

6.8. Схема керування електроприводом компресора

Для заповнення стиснутим повітрям автоматичного водоживильника бака використовують компресор. Крім того, компресор підкачує повітря в цьому пристрої при зниженні тиску внаслідок його витoku, що реєструється електроконтактними манометрами. Керування компресором установки пожежогасіння (рис. 6.12) виконується місцевим і автоматичним. Перемикач режимів SB1 встановлюють в приміщенні насосної станції, там же встановлюють кнопки керування SB2 (пуск) і SB3 (зупинка).

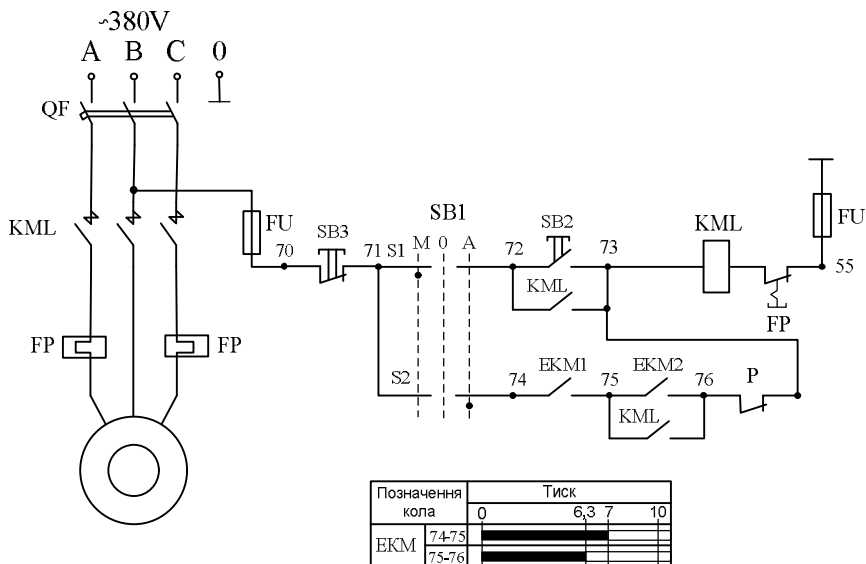


Рисунок – 6.12. *Схема керування електроприводом компресора*

Схема складається з магнітного пускача реалізованого на контакторі KML і двох вмонтованих в нього теплових реле FP. Схема забезпечує прямий пуск асинхронного двигуна, вимикання його з мережі, а також: захист від коротких замикань в колі керування – запобіжниками FU; захист від коротких замикань в силовому колі – автоматичним вимикачем QF; захист від перевантажень – тепловим реле FP і автоматичним вимикачем QF; захист від самозапуску і недопустимого зниження напруги живлення – блок-контактами контактора KML.

В режимі місцевого керування перемикач режимів знаходиться в положенні “М”. В цьому режимі секція S1 перемикача режимів SB1 є увімкненою. При натисненні кнопки SB2 спрацьовує магнітний пускач KML, який силовими контактами під’єднує обмотку статора асинхронного двигуна до джерела живлення, а блок контактами шунтує кнопку SB2.

Для зупинки двигуна натискають кнопку SB3. При її натисканні обмотка контактора KML втрачає живлення і відмикає електродвигун від мережі.

Використання в якості приладів виявлення витoku повітря електроконтактних манометрів дає змогу без значних затрат автоматизувати роботу компресора. Після закачування стиснутого повітря в автоматичний водоживильник до номінального тиску (у нашому прикладі 7 атм. (≈ 70 МПа)) встановлюють рухомі контакти електроконтактного

манометра відповідно до діаграми, яка показана на рис. 6.12б. перемикач режимів SB1 переводять в положення автоматичного керування “А”. В цьому положення секція S2 є увімкненою.

При витоках повітря тиск в системі починає падати. Спочатку замикається контакт ЕКМ1 (клеми 74-75), потім при падінні тиску до 6,7 атм. замикається контакт ЕКМ2 (клеми 75-76), спрацьовує магнітний пускач КМЛ і він своїми силовими контактами подає живлення на обмотку статора асинхронного двигуна, а блок-контактами шунтує контакт ЕКМ2.

В результаті роботи компресора тиск в системі почне підвищуватися, що спричинить розмикання контакту ЕКМ2 (затиски 75-76). Проте компресор не відімкнеться, оскільки магнітний пускач КМЛ продовжує отримувати живлення через свій замкнутий нормально розімкнутий контакт КМЛ (клеми 75-76). При підвищенні тиску в системі до номінального значення (7 атм.) контакт ЕКМ (клеми 74-75) розмикається, перестає отримувати живлення магнітний пускач КМЛ і він відмикає обмотку статора асинхронного електродвигуна від мережі.

Тиск в системі падає також при виникненні пожежі, проте в цьому випадку компресор увімкнутися не повинен. Для цього використовується блокувальний контакт реле пожежної сигналізації, який розмикається при виникненні пожежі і розмикає коло живлення обмотки магнітного пускача КМЛ.

6.9. Схеми керування електроживленням систем пожежогасіння

Головна вимога до системи електроживлення полягає в тому, щоб вона забезпечувала необхідну надійність (безперебійність) живлення, зручність і безпеку обслуговування.

Системи автоматичного пожежогасіння і пожежної сигналізації відносять до споживачів I категорії електропостачання [1]. Отже, ці системи повинні мати два вводи по двох незалежних лініях від двох незалежних джерел електропостачання. Пропускна спроможність кожної лінії живлення системи електропостачання повинна визначатися за 100% навантаженням цієї системи.

Одним з основних засобів забезпечення надійності і безперебійності електропостачання є автоматизація увімкнення резерву електропостачання.

Схема автоматичного увімкнення резерву (АУР) в двопровідних мережах напругою до 220 В (рис. 6.13) розрахована на наявність двох ліній – робочої і резервної та застосовується в однофазних мережах змінного струму і в двопровідних мережах постійного струму.

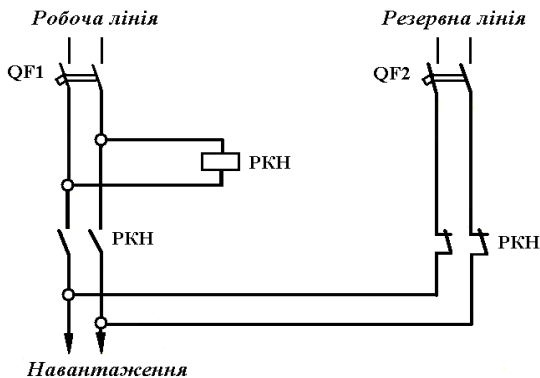


Рисунок – 6.13. *Схема АУР в двопровідникових мережах до 220В.*

Системи двох ліній з АУР знайшли практичне застосування для живлення систем з невеликою потужністю споживання, наприклад, системи газового пожежогасіння, кола управління і сигналізації і ін.

Схема АУР реалізується за допомогою реле контролю напруги РКН, контакти якого безпосередньо увімкнені в лінії робочого і резервного живлення. Як реле РКН в мережі живлення 220 В може бути використаний магнітний пускач, контакти якого розраховані на робочий струм 25 А, який достатній для більшості систем автоматичного пожежогасіння.

Принци роботи схеми (рис. 6.13) полягає в тому, що реле РКН отримує живлення від робочої лінії та має нормально розімкнуті контакти в тій же лінії і нормально замкнуті контакти в лінії резервного живлення. Тому при наявності напруги на робочій лінії реле РКН спрацьовує (нормально розімкнутий контакт замикається, а нормально замкнутий контакт розмикається) і живлення навантаження здійснюється від неї (резервна лінія від навантаження від'єднана). При пропаданні напруги в робочій лінії контакти реле РКН перемикаються і до навантаження підмикається резервна лінія. При відновленні напруги на робочій лінії відбувається зворотнє перемикання.

Схема АУР в трифазних мережах змінного струму 380/220В (рис. 6.14) розрахована також на наявність двох ліній – робочої і резервної.

Автоматичний режим роботи схеми такий. У положенні “1” перемикача режимів SB1 (пакетний або універсальний перемикач) отримує живлення обмотка лінійного контактора КМ1. Головні контакти КМ1 замикаються і подають електроживлення на навантаження. Одночасно

розмикається блок-контакт КМ1 і знеструмлюється обмотка лінійного контактора КМ2. Відповідно, лінія №2 від'єднана від шин і є резервною.

При зникненні напруги на лінії №1 обмотка лінійного контактора КМ1 знеструмиться і своїми головними контактами К1 від'єднає лінію № 1 від навантаження. Контактор КМ2 увімкнеться і живлення шин відновиться, тобто відбудеться АУР.

При відновленні живлення по лінії № 1 відбудеться зворотне перемикання. Таким чином, ця схема відноситься до категорії схем з самоповерненням.

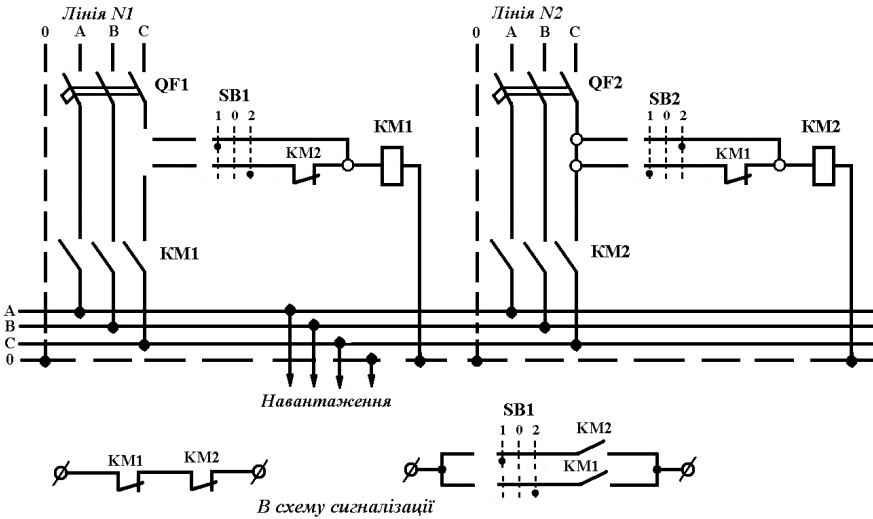


Рис. 6.14. Схема АУР в трифазних мережах змінного струму

Аналогічні перемикання відбуваються у випадку, якщо перемикач SB1 стоїть в положенні 2.

Положення перемикача "0" відповідає повному відмиканню як головних кіл, так і кіл керування, що необхідне при ремонтних роботах.

При спрацьовуванні АУР виникає необхідність у сповіщенні чергового персоналу про порушення нормального режиму роботи і необхідності вживання заходів до усунення причини, що викликала дію АУР. Для попереджувальної сигналізації використовують додаткові секції перемикача SB1, через які увімкнені блок-контакти КМ1 і КМ2.

Оповіднення про повне відмикання установки виконує аварійна сигналізація. Вона спрацьовує за відсутності напруги на обох лініях. Це досягається послідовним увімкненням блок-контактів КМ1 і КМ2,

які замикаються при зникненні напруги на обох лініях і подають сигнал черговому персоналу.

Лінії живлення переважно захищають автоматичними вимикачами, що відмикають всі три фази одночасно при будь-якому пошкодженні в мережі. Крім того, рекомендується лінії живлення виконувати три- або чотирижильними кабелями, в яких обрив однієї фази маловірогідний. При захисті ліній живлення плавкими запобіжниками необхідно схеми АУР будувати з контролем обриву фаз, що істотно ускладнює схему АУР.

Розглянуті схеми допускають можливість одночасного живлення шин по двох лініях, протягом вельми короткого часу, необхідного для процесу перемикавання. Хоча цей час обчислюється долями секунди, проте для обох ліній повинні бути дотримані умови паралельної роботи (один і той же вид струму, рівність напруги, дотримання фазування). Апаратура керування і захисту схем електроживлення повинна забезпечувати: увімкнення і відмикання електроприймачів і ділянок кіл в нормальному режимі; надійне їх відмикання для ревізій і ремонтних робіт; захист від всіх видів коротких замикань і захист від перевантаження в тих випадках, коли це потрібно.

Для виконання вказаних вимог в системах АУР зазвичай використовують: у лініях живлення – автомат; у колах електродвигунів pomp, засувок (вентилів) – автомат – магнітний пускач (контактор); у колах живлення схем сигналізації – автомат.

Апарати керування і захисту в системах автоматичного пожежогасіння і сигналізації повинні вибиратися з урахуванням таких основних вимог:

- напруга і номінальний струм апаратів повинні відповідати напрузі і допустимому тривалому струму кола. Номінальні струми апаратів захисту слід вибирати найменшими із розрахункових струмів окремих електроприймачів з урахуванням короткочасних перевантажень (наприклад, при пусках двигунів);
- апарати керування повинні без пошкоджень витримувати пусковий струм при вмиканні електроприймача і повний робочий струм при його вимиканні, а також без пошкодження допускати відмикання пускового струму;
- апарати захисту за своєю здатністю до вимкнення повинні відповідати струмам короткого замикання на початку захищеної ділянки;
- при коротких замиканнях за можливістю має бути забезпечена селективність роботи захисних апаратів з нижче- і вищерозміщен-

ними захисними і комутаційними апаратами; рекомендується номінальні струми кожного подальшого за напрямком струму апарата захисту приймати на два ступені нижче, ніж попереднього, якщо це не призводить до завищення перетину проводів;

- апарати захисту повинні забезпечувати надійне відмикання на найбільш віддаленій ділянці де відбулося коротке замикання. Для цього кратність струмів короткого замикання повинна перевищувати не менше ніж у 3 рази номінальний струм плавкої вставки запобіжника і розчеплювача автоматичного вимикача.

Окрім розглянутих вище вимог, апарати керування і захисту повинні задовольняти і всі інші умови, які враховуються при виборі апаратури, зокрема, умови навколишнього середовища [].

Контрольні запитання

1. За якою формулою визначається потужність помпи?
2. За якою формулою визначається потужність на валу електродвигуна для приводу помпи?
3. За якою формулою визначається потужність електродвигуна для приводу помпи?
4. Який вигляд має характеристика $N = f(Q)$ та трубопроводу? Покажіть робочу точку.
5. Що таке кавітація?
6. Що таке помпаж?
7. Як можна керувати продуктивністю помпи?
8. Від чого залежать втрати електричної енергії в помповій установці?
9. Чому дорівнює кількість енергії, що витрачається в результаті відхилення фактичного значення ККД $\eta_{\text{факт}}$ від номінального η_n ?
10. Якими способами можна змінювати швидкість обертання електричного двигуна помпи?
11. Які захисти і від чого передбачені в схемі керування насосами водяного і пінного пожежогасіння?
12. Які захисти і від чого передбачені в схемі керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння?
13. Які захисти і від чого передбачені в схемі керування компресором?
14. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом помп водяного і пінного пожежогасіння в режимі місцевого пуску, якщо помпа №1 є основною, а помпа № 2 – резервною.

15. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння в режимі дистанційного пуску, якщо помпа №1 є основною, а помпа №2 – резервною.
16. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння в режимі автоматичного пуску, якщо помпа №1 є основною, а помпа №2 – резервною.
17. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння при не спрацюванні лінійного контактора KML1, якщо помпа №1 є основною, а помпа №2 – резервною.
18. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння при падінні тиску, або відмові асинхронного двигуна помпи №1, якщо помпа №1 є основною, а помпа №2 – резервною.
19. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння в режимі місцевого пуску, якщо помпа №2 є основною, а помпа №1 – резервною.
20. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння в режимі дистанційного пуску, якщо помпа №2 є основною, а помпа №1 – резервною.
21. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння в режимі автоматичного пуску, якщо помпа №2 є основною, а помпа №1 – резервною.
22. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння при не спрацюванні лінійного контактора KML1, якщо помпа №2 є основною, а помпа №1 – резервною.
23. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння при падінні тиску, або відмові асинхронного двигуна помпи №1, якщо помпа №2 є основною, а помпа №3 – резервною.
24. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння в режимі місцевого пуску, яка працює на відкривання засувки.
25. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння в режимі дистанційного пуску, яка працює на відкривання засувки.

26. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння в режимі автоматичного пуску, яка працює на відкривання засувки.
27. Розкажіть принцип роботи схеми керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння, яка працює на закривання засувки.
28. Розкажіть принцип роботи схеми керування компресором в режимі місцевого пуску.
29. Розкажіть принцип роботи схеми керування компресором в режимі автоматичного пуску.
30. Розкажіть принцип роботи схеми керування увімкненням резерву електропостачання у однофазних мережах змінного струму.
31. Розкажіть принцип роботи схеми керування увімкненням резерву електропостачання у трифазних мережах змінного струму.

Література

1. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування : підручник / М.Г. Попович, О.В. Ковальчук. – [2-ге вид., перероб і доопр.]. – К. : Либідь, 2007. – 656 с.
2. Башарин А. В. Управление электроприводами : [учебное пособие для вузов] / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л. : Энергоиздат, 1982. – 392 с.
- 3.
4. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования / Г.Ф. Зайцев. – [2-е изд.]. – К. : Высшая шк. Головное изд-во, 1989. – 431 с.
- 5.
6. Марущак Я.Ю. Синтез електромеханічних систем з послідовним та паралельним коригуванням [Текст] : навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл. напряму «Електромеханіка» / Я.Ю. Марущак ; Національний ун-т «Львівська політехніка». – Л. : Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2005. – 207 с.
7. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та ін. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. – К. : Либідь, 2005. – 680 с.
8. Копчак
9. Гудим В.І. Вимірювання фізичних величин у галузі безпеки життєдіяльності : навчальний посібник / В.І. Гудим, С.П. Яцишин. – К. : Знання, 2015. – 198с.
10. Бурштинський М.В. Давачі : навчальний посібник / М.В. Бурштинський, М.В. Хай, Харчишин Б.М. – [2-ге вид. доповн.]. – Л. : ТЗОВ “Простір М”, 2014. – 202 с.
11. Гаврилюк М.О. Давачі систем автоматики / Львів: Видавництво Державного університету "Львівська політехніка", 2001. – 180 с.
12. Поліщук Є.С. Методи та засоби вимірювання неелектричних величин. – Львів: Видавництво Державного університету "Львівська політехніка", 2000. – 360 с.
13. Богданович Л.Б. Гидравлические приводы : [учебное пособие для вузов] / Л.Б. Богданович. – К. : Вища школа, 1980. – 232 с.
14. Гідроприводи та гідропневмоавтоматика : [підруч. для машинобуд. спец. вузів, які вивч. дисц. «Гідроприводи» і «Гідропневмоав-

- томатика»] / В. О. Федорець, М. Н. Педченко, В. Б. Струтинський, А.Ф. Пичко. – К. : Вища шк., 1995. – 463 с.
15. Мандрус В.І. Гідравлічні та аеродинамічні машини (насоси, вентилятори, газодувки, компресори) : підручник / В.І. Мандрус. – Л. : “ Магнолія плюс”, 2005. – 340 с.
 16. Лавріненко Ю.М. Основи електроприводу : підручник / Ю.М. Лавріненко, В.В. Синявський, В.В. Савченко. – К. : Ліра-К, 2010. – 409 с.
 17. Закладний О.М. Електропривод : навчальний посібник / О.М. Закладний, В.В. Прокопенко, О.О. Закладний. – К. : Освіта України. 2009. – 408 с.
 18. О.Г. Плахтина, С.С. Мазепа, А.С. Куцик. Частотно-керовані асинхронні та синхронні електроприводи : навчальний посібник – Л.: Видавництво Національного університету “Львівська політехніка”, 2002. – 228с.

ЗМІСТ

Вступ.	3
РОЗДІЛ 1. ВИРОБНИЧА АВТОМАТИКА ЯК ЕЛЕМЕНТ ТЕХНОЛОГІЧНИХ СИСТЕМ.	5
1.1. Основні поняття та визначення.	5
1.2. Особливості функціонування технологічних систем.	8
1.3. Принципи побудови та класифікація систем автоматичного керування.	15
1.4. Типи замкнених систем автоматичного керування.	17
РОЗДІЛ 2. ОСНОВИ ТЕОРІЇ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕМЕНТІВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ.	27
2.1. Елементи систем автоматичного керування.	27
2.2. Передавальні функції елементів.	29
2.3. Способи з'єднання елементів та їх еквівалентні передавальні функції.	34
2.4. Перенесення передавальних функцій через вузли сумування та розгалуження сигналів.	38
2.5. Часові характеристики.	42
2.6. Основні показники якості перехідних процесів.	46
2.7. Типові ланки САК.	49
2.8. Передавальні і перехідні функції типових ланок.	50
2.8.1. Безінерційна, або пропорційна ланка.	50
2.8.2. Інтегруюча ланка.	51
2.8.3. Диференційна ланка.	52
2.8.4. Аперіодична ланка першого порядку.	53
2.8.5. Аперіодична ланка другого порядку.	54
2.9. Передавальна функція системи автоматичного регулювання.	56
2.10. Закони регулювання.	60
РОЗДІЛ 3. АВТОМАТИЧНІ РЕГУЛЯТОРИ ДЛЯ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ.	67
3.1. Операційні підсилювачі.	67
3.2. Загальна схема і передавальна функція регулятора.	70
3.3. Пропорційний регулятор (П-регулятор).	72
3.4. Інтегральний регулятор (І-регулятор).	73
3.5. Пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ-регулятор).	74

3.6. Диференціальний регулятор (Д-регулятор).	77
3.7. Аперіодична ланка першого порядку (А-регулятор). . . .	80
РОЗДІЛ 4. ПРИСТРОЇ ЗБОРУ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ.	82
4.1. Основні відомості про чутливі елементи та датчики.	82
4.2. Вимірювання лінійних розмірів.	85
4.2.1. Контактні перетворювачі (датчики).	85
4.2.2. Реостатні і потенціометричні датчики.	86
4.2.3. Тензометричні давачі.	93
4.2.4. Індуктивні датчики.	94
4.2.5. Ємнісні датчики.	96
4.3. Датчики швидкості.	99
4.3.1. Тахогенератор постійного струму.	99
4.3.2. Асинхронний тахогенератор.	101
4.3.3. Імпульсні датчики швидкості.	103
4.4. Датчики переміщення.	107
4.4.1. Сельсин.	107
4.4.2. Синусно-косинусний обертовий трансформатор. . .	109
4.4.3. Фотоелектричні датчики переміщення.	112
4.5. Вимірювання температури.	116
4.6. Вимірювання рівня рідини.	120
4.7. Вимірювання сил і напружень тензометричними методами. .	129
4.8. Вимірювання тиску і сили за допомогою вимірювальних перетворювачів.	131
4.9. Вимірювання параметрів механічних коливань.	133
4.10. Вимірювання інтенсивності потоків.	136
4.11. Вимірювання потоку тепла.	138
4.12. Датчик витрати повітря.	138
4.13. Датчики постійного струму і напруги.	140
4.13.1. Функціональна схема датчиків струму і напруги.	140
4.13.2. Вхідні кола датчиків струму і напруги.	141
4.13.3. Огляд інших способів контролю струму.	142
4.14. Датчик активного струму.	144

РОЗДІЛ 5. ВИКОНАВЧІ ЕЛЕМЕНТИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ.	149
5.1. Електрогідравлічні приводи.	149
5.2. Електропневматичні приводи.	156
5.3. Електричні приводи.	159
5.4. Засади керування електроприводами.	162
5.5. Класифікація перетворювачів електричної енергії.	165
5.6. Напівпровідникові перетворювачі напруги.	167
5.7. Імпульсні напівпровідникові перетворювачі напруги.	173
5.8. Напівпровідникові перетворювачі частоти.	174
5.8.1. Безпосередні перетворювачі частоти.	175
5.10.2. Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму.	176
5.9. Передавальні пристрої електроприводів.	183
РОЗДІЛ 6. ЕЛЕКТРОУСТАНОВКИ СИСТЕМ ВОДЯНОГО ТА ПІННОГО ПОЖЕЖОГАСІННЯ.	187
6.1. Основні відомості про помпові установки.	187
6.2. Системи автоматизації помпових установок.	188
6.3. Споживання енергії помповими установками.	193
6.4. Способи керування електроприводами змінного струму для помпових установок.	202
6.5. Електрообладнання помпових станцій пінного і водяного пожежогасіння.	204
6.6. Схеми керування електроприводом pomp водяного і пінного пожежогасіння.	206
6.7. Схеми керування електроприводом засувки водяного і пінного пожежогасіння.	210
6.8. Схема керування електроприводом компресора.	212
6.9. Схеми керування електроживленням систем пожежогасіння.	214

Навчальне видання

**ГУДИМ Василь Ілліч
КУШНІР Андрій Петрович**

**ОСНОВИ ВИРОБНИЧОЇ І ПРОТИПОЖЕЖНОЇ
АВТОМАТИКИ**

Літературний редактор Галина Падик

Друк на різнографі Оксана Трачук

Технічний редактор, верстка
та відповідальний за випуск Олександр Хлевной

Підписано до друку 08.07.2016 р.
Формат 60×84/16. Гарнітура Times New Roman.
Друк на різнографі. Папір офсетний. Наклад: 100.
Ум. друк. арк. 13,9. Обл.вид.арк. 13,5.

Друк ЛДУ БЖД
79007, Україна, м. Львів, вул. Клепарівська, 35
тел./факс: (032) 233-32-40, 233-24-79
ndr@ubgd.lviv.ua