

Швец В.І.  
Шостачук Д.М.

# Виконавчі механізми, регулювальні органи і пристрої



# Зміст

|  |           |
|--|-----------|
| <b>ВСТУП</b>   | <b>6</b>  |
| <b>1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБ'ЄКТІВ КЕРУВАННЯ</b> .....                            | <b>7</b>  |
| <b>1.1. Загальні відомості про об'єкти керування</b>                         | <b>7</b>  |
| <b>1.2. Класифікація об'єктів керування</b>                                  | <b>10</b> |
| <b>1.3. Методи математичного опису об'єктів керування</b>                    | <b>16</b> |
| <b>1.4. Статичні характеристики об'єктів керування</b>                       | <b>19</b> |
| <b>1.5. Часові характеристики об'єктів керування</b>                         | <b>22</b> |
| <b>1.6. Частотні характеристики об'єктів керування</b>                       | <b>26</b> |
| <b>1.7. Математичні моделі об'єктів регулювання</b>                          | <b>31</b> |
| 1.7.1. Загальні відомості .....  | 31        |
| 1.7.2. Статичні об'єкти регулювання.....                                     | 37        |
| 1.7.3. Астатичні об'єкти регулювання .....                                   | 39        |
| 1.7.4. Об'єкти регулювання з запізненням .....                               | 41        |
| <b>1.8. Вимоги до якості регулювання</b>                                     | <b>42</b> |
| 1.8.1. Типи збурення .....   | 42        |
| 1.8.2. Прямі критерії якості регулювання .....                               | 44        |
| 1.8.3. Непрямі критерії якості регулювання.....                              | 46        |
| 1.8.4. Критерій якості сталих динамічних режимів .....                       | 48        |
| 1.8.5. Типи перехідних процесів.....   | 49        |
| <b>1.9. Техніко-економічні й експлуатаційні показники об'єктів керування</b> | <b>50</b> |
| <b>2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ (РЕГУЛЯТОРІВ)</b> .....         | <b>52</b> |
| <b>2.1. Ідеальні регулятори</b>  | <b>52</b> |
| 2.1.1. Пропорційні регулятори .....  | 52        |
| 2.1.2. Інтегральні регулятори .....  | 54        |
| 2.1.3. Пропорційно-інтегральні регулятори .....                              | 54        |
| 2.1.4. Пропорційно-диференційні регулятори.....                              | 55        |

|  |            |
|--|------------|
| 2.1.5. Пропорційно-інтегрально-диференційні регулятори .....               | 56         |
| <b>2.2. Реальні регулятори</b>   | <b>57</b>  |
| 2.2.1. Загальні відомості .....  | 57         |
| 2.2.2. Пропорційні регулятори .....  | 59         |
| 2.2.3. Пропорційно-інтегральні регулятори .....                            | 60         |
| 2.2.4. Пропорційно-інтегрально-диференційні регулятори .....               | 62         |
| <b>2.3. Релейні регулятори</b>   | <b>64</b>  |
| 2.3.1. Двопозиційні регулятори .....                                       | 64         |
| 2.3.2. Трипозиційні регулятори .....                                       | 66         |
| 2.3.3. Регулятори постійної швидкості .....                                | 68         |
| 2.3.4. Регулятори із змінною структурою.....                               | 70         |
| <b>2.4. Імпульсні регулятори</b>   | <b>72</b>  |
| <b>2.5. Цифрові регулятори</b>   | <b>74</b>  |
| 2.5.1. Пропорційні регулятори .....  | 75         |
| 2.5.2. Інтегральні регулятори .....  | 76         |
| 2.5.3. Пропорційно-інтегральні регулятори .....                            | 76         |
| 2.5.4. Пропорційно- інтегрально-диференційні регулятори.....               | 77         |
| <b>2.6. Екстремальні регулятори</b>  | <b>80</b>  |
| 2.6.1. Екстремальний регулятор із запам'ятовуванням екстремуму .....       | 81         |
| 2.6.2. Кроковий екстремальний регулятор .....                              | 83         |
| <b>2.7. Адаптивні регулятори</b>   | <b>85</b>  |
| <b>2.8. Промислові регулятори</b>  | <b>89</b>  |
| 2.8.1. Загальні відомості .....  | 89         |
| 2.8.2. Регулювальні аналогові блоки типу РБА. ....                         | 92         |
| 2.8.3. Блоки регулювальні імпульсні типу РБІ, РБІМ. ....                   | 95         |
| <b>3. РОЗРАХУНОК ОПТИМАЛЬНИХ НАСТРОЮВАНЬ РЕГУЛЯТОРІВ .....</b>             | <b>99</b>  |
| <b>3.1. Вибір регулятора і спрощені методи розрахунку його настроювань</b> | <b>99</b>  |
| <b>3.2. Визначення оптимальних настроювань регулятора</b>                  | <b>106</b> |

|   |            |
|---|------------|
| <b>3.3. Приклад розрахунку регулятора і визначення його оптимальних налаштувань</b> | <b>115</b> |
| <b>4. ВИКОНАВЧІ МЕХАНІЗМИ ТА РЕГУЛЮВАЛЬНІ ОРГАНИ.....</b>                           | <b>123</b> |
| <b>4.1. Загальні відомості про виконавчі механізми та регулювальні органи</b>       | <b>123</b> |
| <b>4.2. Загальні відомості про електричні виконавчі пристрої</b>                    | <b>127</b> |
| 4.2.1. Позиційні електричні виконавчі пристрої .....                                | 130        |
| 4.2.2. ЕВП постійної швидкості .....  | 131        |
| 4.2.3. ЕВП змінної швидкості .....  | 135        |
| <b>4.3. Сучасні електричні виконавчі механізми</b>                                  | <b>136</b> |
| <b>5. ПРОМИСЛОВІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ .....</b>                        | <b>142</b> |
| <b>5.1. Одноконтурні САР</b>  | <b>142</b> |
| <b>5.2. Багатоконтурні САР</b>  | <b>144</b> |
| 5.2.1. Каскадні САР .....   | 144        |
| 5.2.2. САР співвідношення .....   | 146        |
| 5.2.3. САР з динамічною корекцією .....   | 148        |
| <b>5.3. САР у складі систем автоматизації виробництва</b>                           | <b>150</b> |
| 5.3.1. Вихідні відомості щодо автоматизації виробництва.....                        | 150        |
| 5.3.2. Локальні системи контролю, регулювання і керування – ЦС КРК.....             | 151        |
| 5.3.3. Централізовані системи контролю, регулювання і управління – ЦС КРК .....     | 152        |
| 5.3.4. Автоматизовані процеси технологічними процесами – АСУ ТП.....                | 154        |
| <b>Додаток 1. Сучасні виконавчі механізми</b>                                       | <b>163</b> |
| <b>Додаток 2. Елементи промислових САР .....</b>                                    | <b>167</b> |
| <b>1. Загальні положення</b>  | <b>167</b> |
| <b>2. Типові динамічні елементи промислових САР</b>                                 | <b>169</b> |
| 2.1. Аперіодичний елемент .....   | 169        |

|  |            |
|--|------------|
| 2.2. Коливальний елемент .....             | 178        |
| 2.3. Інтегруючий елемент .....             | 183        |
| 2.4. Диференціюючий елемент .....          | 187        |
| 2.5. Підсилювальний елемент .....          | 192        |
| 2.6. Елемент з постійним запізненням ..... | 193        |
| <b>Література .....</b>                    | <b>196</b> |

## ВСТУП

Автоматизація виробництва в сучасних умовах забезпечує подальшу інтенсифікацію процесів, зменшення витрат сировини, матеріалів, енергії, покращення якості продукції, підвищує культуру виробництва. Для розв'язання задачі керування необхідно мати пристрої та прилади, що забезпечують отримання інформації про задачі керування та про стан вихідних величин об'єкта керування, аналізують отриману інформацію, видають сигнал про необхідну зміну керуючої дії, здійснюють підсилення отриманих сигналів та виконання команд.

Сукупність всіх технічних засобів, що забезпечують виконання поставленої задачі керування об'єктом, називають керуючим пристроєм. При вивченні процесу керування доводиться одночасно розглядати роботу керувального пристрою і об'єкта керування, оскільки вони взаємопов'язані та доповнюють один одного. Об'єкт керування та керувальний пристрій створюють систему керування.

Якщо всі перераховані вище функції елементів системи виконуються різними пристроями без безпосередньої участі людини, то система керування називається автоматичною. У випадку, коли розглядається нескладний тип автоматичного регулювання – підтримання значення вихідної величини об'єкта на заданому рівні, то керувальний пристрій називається автоматичним регулятором. Система керування, яка складається з об'єкта регулювання і автоматичного регулятора, називається системою автоматичного регулювання.

В результаті розвитку техніки були створені складні системи керування, які забезпечують розв'язання задач керування різноманітними комплексами технологічних процесів – АСУ ТП, а також одночасне керування великою кількістю об'єктів із виконанням визначених техніко-економічних показників по якості продукції, його вартості, продуктивності агрегатів.

# 1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБ'ЄКТІВ КЕРУВАННЯ

## 1.1. Загальні відомості про об'єкти керування

У загальному випадку термін "об'єкт керування" означає систему (технічну, біологічну, соціальну), в якій протікає керований процес.

Як матеріально відчутні, в якості об'єктів керування можуть виступати: деталь, верстат, паровий котел, двигун, автоматична лінія, прокатний стан, доменна піч, корабель, бурова установка, залізнична сортувальна гірка, виробнича ділянка, службовець тощо.

На рис. 1.1 зображений котел для нагрівання води моделі „НИИСТу” (виробництво ССРСР) з блоком автоматики „Пламя”.



Рис. 1.1. Котел для нагрівання води моделі „НИИСТу”  
(виробництво ССРСР)

В цій системі оператор слідкує за температурою води в котлі за допомогою термометра та при необхідності змінює кількість газу, яка подається для нагріву води.

На рис. 1.2 зображений котел для нагріву води (загальний вигляд) моделі ВК-32, виробництва Італія, з автоматичним регулюванням температури води в котлі (блок автоматики RieUo).

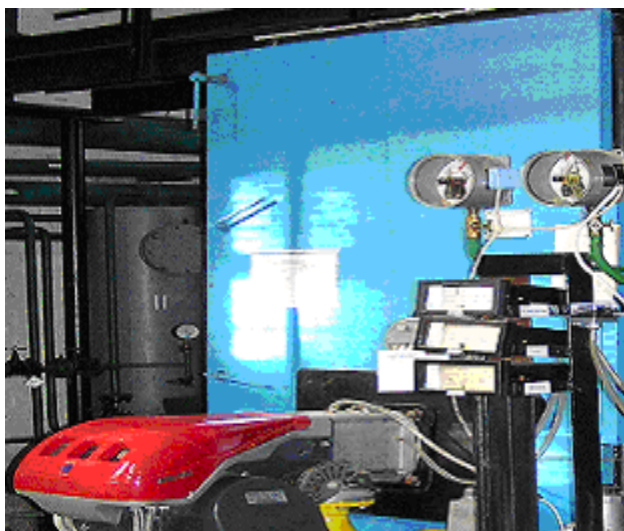


Рис. 1.2. Котел для нагрівання води (виробництво Італія)

Прикладами невлених (абстрактних) об'єктів керування можуть бути назва роботи, технологічного процесу, структурного підрозділу, реклама та інші.

У більшості випадків об'єкт керування можна представити узагальненою схемою, зображеної на рис.1.1, де позначено:

$x$  – керуюча дія, яка зумовлює якісні показники та кількісні характеристики процесу, що підлягає керуванню;

$f$  – випадкові збурюючі дії;

$z$  – детерміновані збурюючі дії;

$y$  – вихідна величина (змінна, якою необхідно керувати).

Користуючись методологією системного аналізу, об'єкт



керування можна розглядати як систему, у якій необхідно керувати матеріальними, енергетичними і (або) інформаційними потоками, просторовими координатами, кількістю і якістю цих потоків тощо.

У будь-якому об'єкті існує певна функціональна залежність вихідних величин об'єкта від його керуючих і збудувальних впливів, тобто

$$Y = F(x, f, z), \quad (1.1,а)$$

де  $F$  – оператор перетворення дій об'єкта (рис. 1.3).



Рис.1.3. Узагальнена схема об'єкта керування

Основна задача керування об'єктом полягає в тому, щоб, виходячи з мети автоматизації, критерію керування і фізичної природи об'єкта якомога точніше визначити і синтезувати алгоритм керування та технічні засоби для реалізації цієї мети.

На рис. 1.4. зображені реєстручі пристрої та задавальник температури (рис. 1.4,а) та блок автоматики типу RieUo (рис. 1.4,б). В даному випадку оператор задає температуру задавальником, а блок автоматики здійснює регулювання температури в автоматичному режимі.

а)

б)

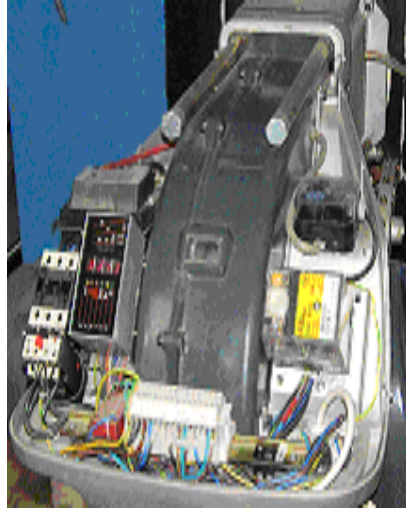
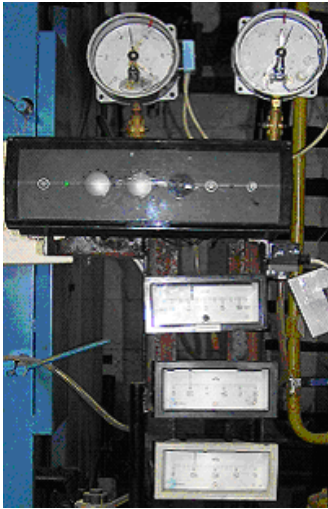


Рис. 1.4. Реєструючі пристрої (а) та блок автоматики (б)

Центральною задачею є визначення оператора керування, тому що це безпосередньо пов'язано з отриманням необхідної апріорної (початкової) інформації про об'єкт, тобто для цього необхідно мати кількісні і якісні характеристики об'єкта. Для отримання таких характеристик проводиться математичний опис об'єктів (ідентифікація) відповідно до існуючої класифікації і визначається їх математичні моделі.

## 1.2. Класифікація об'єктів керування

Системний підхід до проблеми класифікації об'єктів дозволяє виділити кілька основних класифікаційних ознак, що дозволяють розкрити внутрішню структуру об'єкта і його зв'язки (рис.1.5).

За зовнішніми зв'язками об'єктів із середовищем, тобто за кількістю вхідних і вихідних величин, об'єкти поділяються на одномірні (що мають одну вхідну й одну вихідну величину) і багатомірні (що мають кілька входів і виходів). Багатомірні об'єкти, як правило, являють собою багатозв'язні системи, в яких

є кілька регульованих величин, пов'язаних між собою таким чином, що зміна будь-якої з них викликає зміну інших.

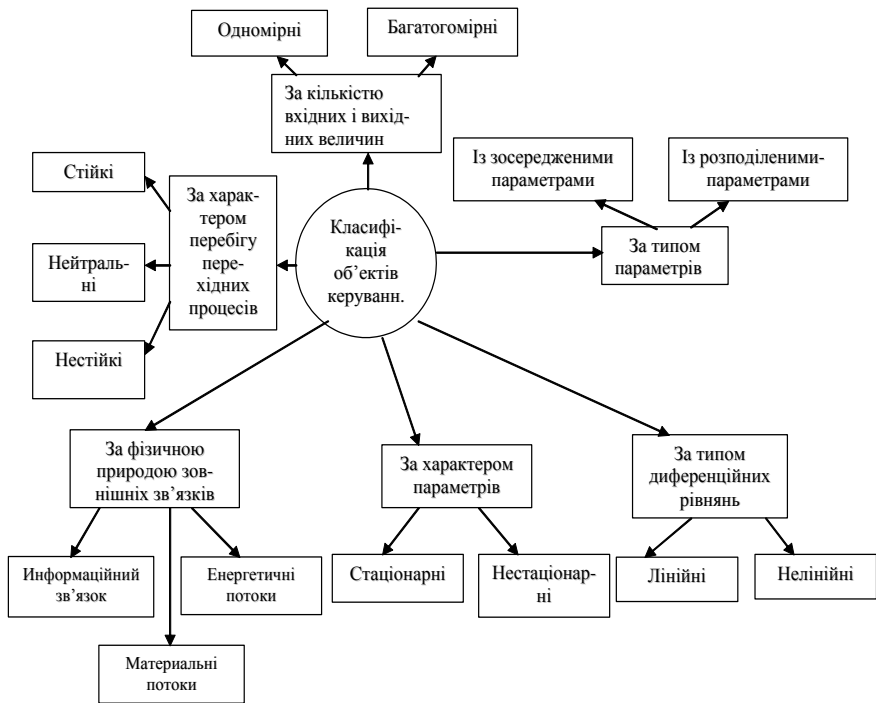


Рис 1.5. Класифікація об'єктів керування

Характерними прикладами об'єктів регулювання можуть служити: паровий котел, де регульованими величинами є температура, тиск пари і рівень води; електричний двигун, у якому регулюються швидкість обертання і переміщення його вихідного валу. У даних прикладах кореляція (взаємовплив) між окремими регульованими величинами обумовлена природними (внутрішніми) властивостями об'єктів. Більш складна задача регулювання виникає при автоматизації виробничих процесів. Взаємовплив між окремими регульованими величинами в цій групі, як правило, обумовлений технологічними факторами.

Прикладом тут можуть служити системи автоматичного керування частотою обертання електроприводів валків і зазором між ними в станах холодної і гарячої прокатки. Обидві ці системи керування пов'язані між собою через металевий лист, що прокочується, і утворюють складну багатозв'язну систему. До багатозв'язних систем також можуть бути віднесені енергосистеми, ректифікаційні колони в нафтохімічній і газовій промисловості тощо.

Таким чином, теорія багатозв'язного регулювання є теоретичною основою при автоматизації багатьох виробничих і технологічних процесів,

Зовнішні зв'язки об'єктів із середовищем можуть мати різну фізичну природу, обумовлену внутрішньою структурою об'єкта. Причому зв'язки можуть бути одnobічними і двобічними. Для більшості реальних об'єктів характерні двобічні інформаційно-енергетичні зв'язки чи інформаційні зв'язки з матеріальними потоками, тому що в процесі будь-якого керування об'єктом необхідний інформаційний обмін між пристроєм керування і об'єктом для керування енергетичними чи матеріальними потоками в самому об'єкті. Внутрішня структура об'єктів розкривається при вивченні їх складових елементів і кількісних співвідношень, які описують ці елементи. Параметри елементів системи характеризують основні властивості цих елементів (наприклад опір, індуктивність, ємність, коефіцієнт підсилення, теплоємність, інерційне запізнення, момент тертя, момент інерції), а отже, і об'єкта в цілому.

За типом параметрів об'єкти поділяються на об'єкти із зосередженими і з розподіленими параметрами. Більшість технологічних об'єктів мають розподілені параметри (теплообмінні агрегати, теплоенергетичні установки, апарати хімічної промисловості тощо). Однак для більш простого математичного опису розподілом їх параметрів іноді нехтують і розглядають приблизно як об'єкти із зосередженими параметрами. Даний підхід справедливий далеко не завжди, оскільки є група об'єктів, які завжди необхідно розглядати як об'єкти з розподіленими параметрами. До таких об'єктів

відносяться: залізнична сортувальна гірка, виробнича ділянка, екологічна система, нафтоносний шар.

За характером параметрів всі об'єкти поділяються на стаціонарні і нестаціонарні. Умови роботи об'єктів часто виявляються вкрай несприятливими: зміна навколишньої температури, тиску, вологості, коливання напруги живлення. Усе це призводить до дрейфу параметрів об'єкта (тимчасовому, температурному і випадковому). Тому практично всі об'єкти мають нестаціонарні параметри. Однак, якщо на визначеному інтервалі спостереження параметри об'єкта не виходять за межі допустимих значень, то об'єкт приблизно можна розглядати як об'єкт зі стаціонарними параметрами. Інтервал спостереження і допустимі значення відхилення параметрів визначаються конкретними умовами, виходячи з мети автоматизації.

За основу класифікації також можуть бути взяті кількісні співвідношення між елементами об'єкта, і між об'єктом і зовнішнім середовищем, що описуються різними рівняннями (алгебраїчними, диференційними тощо). Такі рівняння дозволяють проводити математичний аналіз фізичних явищ в об'єкті.

За типом диференційних рівнянь, що описують кількісні співвідношення в об'єктах, останні поділяються на лінійні і нелінійні. Об'єкт можна вважати лінійним, якщо в ньому існує однозначна пропорційна (лінійна) залежність вихідних величин від керуючих і збурювальних впливів, тобто  $F$  у формулі (1.1,а) являє собою лінійну функцію чи функціонал. З технічної точки зору лінійних об'єктів не існує. Реальні об'єкти нелінійні, тому що мають зони нечутливості, зони насичення, неоднозначність (гістерезис) тощо. Однак у ряді випадків об'єкт можна розглядати в лінійному наближенні, застосовуючи відповідні правила лінеаризації. Допустимість лінеаризації об'єкта визначається конкретними умовами його роботи (наприклад, при малих відхиленнях на лінійній ділянці характеристики).

В основі класифікації об'єктів можуть бути причинно-наслідкові зв'язки між навколишнім середовищем і об'єктом, та між його елементами. Завдяки цим зв'язкам відбувається процес

передачі в часі інформації, енергії, речовини (матеріалу) від одного елемента об'єкта до іншого, чи від навколишнього середовища до об'єкта і навпаки. У реальних об'єктах виявлення причинно-наслідкових зв'язків представляє великі труднощі, тому що процеси і явища, наприклад, у багатозв'язних об'єктах, залежать від багатьох причин у різній степені, а самі наслідки можуть виступати в подальшому як причини, що впливають на явища, які у минулому були причиною появи їх самих. Окремим випадком причинно-наслідкових зв'язків у техніці є перехідні процеси, що представляють собою реакцію об'єктів керування на стандартні часові ступеневі вхідні керуючі чи збудуючі впливи.

За характером протікання перехідних процесів об'єкти поділяються на стійкі (із самовирівнюванням), нейтральні і нестійкі. У стійких об'єктах при подачі на їх вхід ступеневого керувального сигналу вихідна величина з часом прагне до сталого значення (нагрівачі; теплообмінні агрегати; двигуни, якщо за їхню вихідну величину прийнята частота обертання ротора; електричні  $R$ ,  $L$ ,  $C$  - ланки та ін.). Відмінною рисою цих об'єктів є те, що після зняття вхідного впливу вихідна величина повертається до колишнього чи близького до нього значення.

У нейтральних об'єктах після подання ступеневого вхідного сигналу вихідна величина необмежено зростає в часі, а після припинення вхідного сигналу ніколи не повертається до колишнього значення, приймаючи новий сталий стан. Прикладами таких об'єктів є об'єкти, що володіють інтегруючими властивостями (підсумовування і запам'ятовування). До них належать: резервуари, якщо за їх вихідну величину прийнятий обсяг рідини; двигуни, якщо за їх вихідну величину прийнятий кут повороту ротора; інтегруючі активні і пасивні  $RC$ -ланки.

У нестійких об'єктах після подання ступеневого вхідного впливу вихідна величина необмежено зростає в часі, а після зняття вхідного впливу - продовжує необмежено зростати. Прикладами таких об'єктів можуть служити пристрої, у яких протікають лавиноподібні процеси (апарати хімічної промисловості з лавиноподібними реакціями, енергосистема в нестійких режимах тощо).

Існують і інші класифікаційні ознаки, що беруться за основу при класифікації об'єктів автоматизації. Наприклад, за наявністю вихідної (ап'юріорної) інформації можна виділити наступні групи об'єктів:

- рівняння, що описують їх, цілком відомі (аж до значень коефіцієнтів), об'єкти - повністю визначені (детерміновані);
- вигляд рівнянь, що їх описують, відомий, а чисельні значення коефіцієнтів - ні;
- конкретний вигляд рівняння і чисельні значення параметрів невідомі, але є деяка ап'юріорна інформація (наприклад, об'єкт - лінійний);
- щодо яких відсутні будь-які ап'юріорні дані (об'єкти типу "чорний ящик"), об'єкти – повністю невизначені.

З короткого переліку класифікаційних ознак видно, що кожна ознака окремо розкриває тільки якусь одну властивість об'єкта і не може служити його повною характеристикою. Найчастіше в процесі класифікації складних об'єктів автоматизації досить важко чітко розмежувати їх окремі ознаки. В цьому випадку необхідно виходити з мети автоматизації і визначення тих даних (характеристик) об'єкта, що необхідні для знаходження оператора (алгоритму) керування. Як приклад, нижче наводиться класифікація деяких найбільш поширених типів об'єктів автоматизації.

Перший об'єкт - електричний двигун постійного струму з паралельним збудженням, якірним керуванням і глибоким регулюванням частоти обертання. Вивчення статичних, електромеханічних, перехідних характеристик двигуна, його властивостей, конструкції і умов роботи дозволяє дуже приблизно розглядати його як лінійний стійкий одномірний стаціонарний об'єкт із зосередженими параметрами.

Другий об'єкт - ректифікаційна колона для поділу багатокомпонентної суміші. Для визначення оптимального оператора керування всебічне вивчення статичних, динамічних, експлуатаційних і економічних характеристик колони дозволяє

приблизно розглядати її як нелінійний стійкий багатозв'язний об'єкт із розподіленими параметрами.

### **1.3. Методи математичного опису об'єктів керування**

Глибокий і всебічний аналіз об'єктів з точки зору керування є необхідною умовою успішного розв'язання задач автоматизації. Даний аналіз проводиться з метою визначення якісних показників і кількісних характеристик об'єктів для складання їх математичної моделі, тобто ідентифікації[3]. Будемо користуватися таким визначенням ідентифікації:

*ідентифікацією називається визначення параметрів і структури математичної моделі процесу, що забезпечують найкращий збіг вихідних координат моделі і самого процесу при однакових впливах.*

Звідси випливає, що процес ідентифікації містить наступні етапи:

- Вибір структури моделі на підставі наявної апріорної інформації про досліджуваний об'єкт.
- Вибір критеріїв близькості об'єкта і моделі, заснований на специфіці задачі.
- Визначення параметрів моделі, квазіоптимальних з точки зору обраного критерію близькості.

Отриманий математичний опис об'єкта повинен відбивати об'єктивні закономірності, що діють у реальному об'єкті, з точністю, обумовленою вимогами і специфікою розв'язуваної задачі керування. Від цього залежить якість керування і в остаточному підсумку - економічні показники виробництва. Математичний опис об'єктів може бути представлений у вигляді формул, таблиць, графіків, алгоритмів, що кількісно описують статичні, часові, частотні, метрологічні та інші зв'язки між вихідними і вхідними величинами об'єкта.

Кількісні характеристики об'єкта можуть бути отримані різними методами, із них найбільш поширені: аналітичні,



експериментальні і комбіновані. Сутність аналітичних методів полягає в тому, що на підставі глибокого знання фізичних законів функціонування об'єкта, його конструкції, умов експлуатації визначається його структура і складаються всі необхідні кількісні співвідношення, що описують статику і динаміку об'єкта. Практично для більшості об'єктів апріорної інформації виявляється недостатньо для їх ідентифікації, тому застосовують експериментальні перевірки моделі з метою її уточнення.

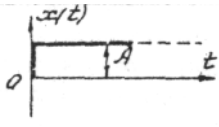
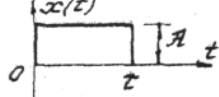
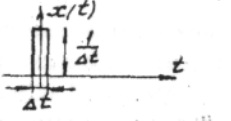
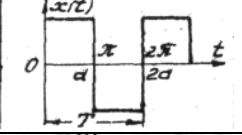
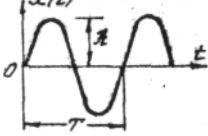
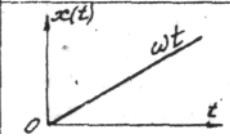
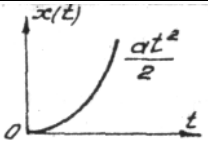
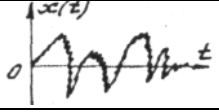
Експериментальні методи ідентифікації об'єктів поділяються на активні і пасивні. При активних методах у процесі експерименту на вхід об'єкта подаються спеціальні впливи (табл.1.1) і фіксується реакція об'єкта на ці впливи. Пасивні методи, навпаки, використовують тільки поточну інформацію про об'єкт, отриману в режимі його нормального функціонування.

Найбільш повна інформація про об'єкти може бути отримана при використанні аналітичних і експериментальних методів. Проектувальникам часто доводиться розв'язувати задачі ідентифікації об'єктів керування різної фізичної природи і складності, використовуючи експериментальні методи дослідження. Тому спочатку необхідно ознайомитися з логічними передумовами, на яких базується планування експерименту. На сьогоднішній день накопичено великий досвід застосування експерименту в різноманітних сферах людської діяльності, що дозволяє визначити критерії оптимальності в плануванні, проведенні і обробці результатів експерименту. Роботи з ідентифікації об'єктів орієнтовно рекомендується проводити в такій послідовності:

- визначити головну мету керування об'єктом;
- провести класифікацію об'єкта;
- обрати метод ідентифікації;
- скласти докладний план проведення експерименту;
- обрати апаратуру і технічні засоби для проведення експерименту;

Таблиця 1.1

Найбільш розповсюджені вигляди спеціальних впливів при дослідженні об'єктів керування

| № з/п | Найменування впливу                            | Графічне зображення впливу  | Математичний опис впливу   |
|-------|--|---|--|
| 1     | Ступеневий                                     |    | $x(s) = A \cdot \frac{1}{s}$ , де<br>$A \in \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0 \\ 1 & \text{при } t \geq 0 \end{cases}$<br>$x(s) = \frac{A}{s}$ |
| 2     | П – подібний імпульс                           |    | $x(s) = A \left( \frac{1}{s} - e^{-s\tau} \frac{1}{s} \right)$<br>$x(s) = \frac{1 - e^{-s\tau}}{s}$  |
| 3     | Імпульсний вплив (дельта-функція)              |    | $x(s) = \delta(s) = \begin{cases} 0, & t \neq 0 \\ \infty, & t = 0, \end{cases}$<br>$x(s) = 1$   |
| 4     | Меандр (прямокутна хвиля)                      |    | $x(s) = \text{Sign} \cdot \text{Sin} \left( \frac{2\pi}{T} t \right)$<br>$x(s) = \frac{1 - e^{-\omega s}}{s(1 + e^{-\omega s})}$                 |
| 5     | Гармонійний сигнал                             |    | $x(s) = A \cdot \text{Sin} \omega t$<br>$\omega = \frac{2\pi}{T}$<br>$x(s) = \frac{A - \omega}{s^3 + \omega^2}$                                  |
| 6     | Сигнал, що змінюється з постійною швидкістю    |  | $x(s) = \omega t$<br>$x(s) = \frac{\omega}{s^2}$   |
| 7     | Сигнал, що змінюється з постійним прискоренням |  | $x(s) = \frac{a t^2}{2}$<br>$x(s) = \frac{a}{s^3}$   |
| 8     | Білий шум                                      |  | $s \phi(s) = \text{const}$<br>$R(s) = \delta(s)$   |

- визначити кваліфікацію необхідного інженерно-технічного персоналу;
- визначити методи і способи обробки інформації і кінцеву документацію.

Із сучасних тенденцій при ідентифікації об'єктів необхідно вказати на широке застосування обчислювальної техніки для математичного моделювання як самих об'єктів, так і для обробки результатів експерименту. При цьому моделювання складних об'єктів пов'язано з обробкою великих інформаційних потоків, у яких необхідна оцінка якісно-кількісних характеристик поточної інформації. Апаратура керування, контролю і реєстрації володіє обмеженою пропускнуою здатністю, що призводить до необхідності виділення з усього потоку інформації тієї її частини, яка визначає найбільшу цінність. Найбільш перспективним варто вважати створення автоматичних ідентифікаторів, що формують за вимірюваним значенням  $f$ ,  $x$ ,  $z$ ,  $y$  модель об'єкта безпосередньо в процесі його роботи. На основі таких ідентифікаторів створюються адаптивні системи керування [12].

#### **1.4. Статичні характеристики об'єктів керування**

Статичні характеристики відносяться до характеристик сталого режиму і дозволяють кількісно оцінити процес передачі інформації, енергії чи речовини від навколишнього середовища до об'єкта, чи між окремими елементами об'єкта; тобто дають чисельне значення зв'язку регульованих величин об'єкта з його керуючими та збуджуючими впливами при  $x(t)=const$ ,  $f(t)=const$ ,  $y(t)=const$ .

Процес визначення статичних характеристик експериментальним активним методом являє собою багатокрокову задачу визначення реакції об'єкта на малі збільшення керуючих і (чи) збуджувальних впливів у сталому режимі (після закінчення перехідних процесів). Для стійких об'єктів із самовирівнюванням узагальнена статична характеристика має вигляд, зображений на рис.1.6.

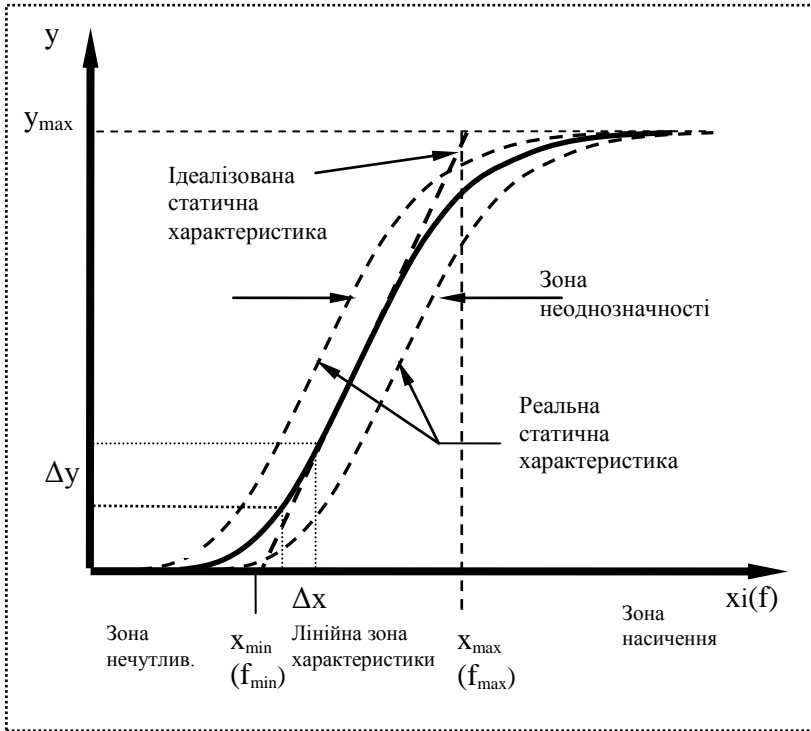


Рис.1.6. Узагальнена статична характеристика стійкого об'єкта

За статичною характеристикою об'єкта можна визначити:

- лінійність та нелінійність об'єкта;
- зону нечутливості;
- лінійну зону статичної характеристики;
- зону насичення (обмеження);
- передавальний коефіцієнт об'єкта за керуванням:

$$K_x = \frac{\Delta y}{\Delta x},$$

і (чи) за збуренням:

$$K_f = \frac{\Delta y}{\Delta f};$$

- припустимий діапазон зміни вхідних впливів:  $x_{\max}, f_{\max}$ ;
- припустимий діапазон зміни вихідної величини об'єкта  $y_{\max}$ .

При кількаразовому повторенні експерименту можна визначити однозначність статичної характеристики (відсутність явища гистерезиса) чи навпаки. Статична характеристика дозволяє оцінити метрологічні показники об'єкта (похибка перетворення), а також провести лінеаризацію (якщо остання припустима). Для складних багатозв'язних об'єктів доцільно знімати сімейства статичних характеристик для відповідних входів і виходів. Значно складніше визначаються статичні характеристики об'єктів з явно розподіленими параметрами.

У процесі керування сортувальною гіркою доводиться вирішувати задачу оптимального розподілу безлічі одиниць рухливого складу на безлічі місць (ділянках полотна). Для опису процесів керування гіркою, наприклад, зручно користатися алгеброю кінцевих предикатів. Вводячи визначені граничні умови, можна скласти алгоритм функціонування чи спеціальну таблицю місць і станів. Аналогічно можна описувати статичні характеристик виробничих ділянок, цехів і інших об'єктів з розподіленими параметрами.

Однак метод активного експерименту не завжди припустимий через умови роботи об'єкта, тому що може порушити нормальний хід технологічного процесу. У цих випадках користуються пасивним експериментом, що зводиться до реєстрації великого числа випадкових значень  $x, f$ , і відповідних змін вихідних величин об'єкта  $y$  в процесі його нормального функціонування. Для обробки результатів експерименту використовують апарат математичної статистики (кореляційний і регресійний аналіз).

Необхідно відзначити, що визначення передавальних коефіцієнтів нейтральних об'єктів має свої специфічні особливості, тому що при подачі на вхід ступеневого сигналу регульована величина об'єкта безупинно змінюється з постійною швидкістю, величина якої залежить від рівня вхідного сигналу (нагромадження рідини в резервуарі, кут повороту вихідного вала двигуна). При цьому

*час, необхідний для досягнення регульованою величиною нейтрального об'єкта тієї ж процентної зміни, що і ступеневий вплив на вході, називається “часом інтегрування”.*

Передавальний коефіцієнт нейтральних об'єктів характеризує їх підсилювальні властивості за одиницю часу (у секунду, хвилину, годину і т.д.), тобто він завжди має розмірність вигляду:

$$K = \frac{V_{\varphi}}{\Delta\varphi};$$

$$T_{\varphi} = \frac{1}{c},$$

де  $V_{\varphi}$  – швидкість параметра, що змінюється;

$\Delta\varphi$  – приріст вхідної величини.

Для значної більшості об'єктів керування їх статичні характеристики не дають повного уявлення про ці об'єкти, тому що не розкривають їх властивостей, які виявляються в динамічних режимах роботи.

## **1.5. Часові характеристики об'єктів керування**

Дослідження часових характеристик об'єктів проводиться з метою визначення їх інерційних властивостей (часу перехідних процесів, сталих часу і чистого часового запізнення). Інерційне запізнення в багатьох об'єктах обумовлено наявністю в них

накопичувачів енергії (теплової, механічної, електромагнітної), так званих ємностей.

***Перехідною характеристикою об'єктів (за керуванням або за збуренням) називається реакція об'єкта на одиничний ступеневий вплив  $x$  чи  $f$ .***

Під час перехідних процесів відбувається енергетичний, інформаційний чи матеріальний обмін між окремими елементами (ємностями) об'єкта, та між зовнішнім середовищем і об'єктом. У процесі цього обміну потоки енергії, інформації чи речовини зустрічають опір різної фізичної природи, який призводить до появи різноманітного інерційного запізнення. Наприклад, у процесі теплопередачі потоки теплової енергії зустрічають тепловий опір елементів конструкції об'єкта; в електричних колах енергетичному обміну перешкоджають реактивні опори; у механічних системах момент інерції механізмів перешкоджає зміні їх просторового положення; у людино-машинних системах інерційні властивості людини-оператора визначаються фізіологічними особливостями людського організму.

Крім інерційного запізнення в деяких об'єктах є також чисте (транспортне) часове запізнення, обумовлене самою конструкцією об'єкта. Наприклад, конвеєрні лінії, транспортери, трубопроводи, системи далекого космічного зв'язку й інші. У таких об'єктах вхідна величина затримується (запізнюється) на час поширення її по каналу передачі.

Необхідно відзначити, що інерційні властивості об'єктів істотно впливають на якісні показники процесу керування. Тому вивчення часових характеристик об'єктів керування є однією з головних задач їхньої ідентифікації.

Часові характеристики об'єктів можуть визначатися аналітичними та експериментальними методами. Аналітичні методи використовуються в тих випадках, коли відомий оператор перетворення об'єкта (диференційне рівняння, передавальна функція тощо).

Найбільш розповсюджений експериментальний метод отримання часових характеристик об'єктів. На вхід об'єкта подається ступеневий чи імпульсний керуючі впливи, що його

збурюють, а на виході фіксується реакція на ці впливи, тобто записуються перехідні чи вагові характеристики. При цьому контрольно-вимірювальна апаратура повинна бути більш високого класу точності, а її інерційність значно меншою інерційності самого об'єкта. Момент подання ступеневого впливу і момент початку запису повинні бути синхронізовані в часі. Для вірогідності результатів експерименту необхідно стабілізувати умови роботи об'єкта і повторювати експеримент кілька разів. Якщо об'єкт піддається випадковим збуренням, то перехідна характеристика буде являти собою деяку функцію, яка складається з корисного і випадкового сигналів. Для виділення корисного сигналу використовуються різні методи усереднення і згладжування. Незважаючи на велику розмаїтість об'єктів керування їх часові характеристики можуть бути віднесені до кількох характерних груп. У табл.1.2 наведені перехідні характеристики деяких простих стійких і нейтральних об'єктів.

Таблиця 1.2  
Перехідні характеристики деяких простих об'єктів

| № з/п | Графік перехідного процесу в об'єкті | Характеристика об'єкта                                      | Передавальна функція об'єкта   | Перехідна функція об'єкта   |
|-------|--------------------------------------|---|--|---|
| 1     |                                      | Стабільний одноємний об'єкт (з одним накопичувачем енергії) | $\frac{k}{1+Ts}$ $T$ – постійна часу;<br>$k$ – передавальний коефіцієнт;<br>$C = k/T$ – швидкість розгону;<br>$\Delta = \frac{1}{k}$ | $k(1 - e^{-t/T})$<br>$t$ – час;<br>$e$ – 2,71<br>$T$ – постійна часу;<br>$k$ – передавальний коефіцієнт |



|   |  |   | статизм                                 |  |
|---|--|---|---|--|
| 2 |  | Стабільн.<br>двоємніс<br>ний об'єкт<br>(з двома<br>накопичу<br>вачами<br>енергії) | $\frac{k}{\underbrace{(+T_1s)(+T_2s)}}$ | $k \left( 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-t/T_1} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-t/T_2} \right)$ |
| 3 |  | Стабільн.<br>одноємніс<br>ний об'єкт з<br>чистим<br>часом за<br>пізньов.          | $\frac{ke^{-\tau s}}{1 + Ts}$           | $k \left( 1 - e^{-\frac{t-\tau}{T}} \right)$   |
| 4 |  | Нейтраль<br>ний об'єкт з<br>інерційн.<br>запізньов.                               | $\frac{k}{\underbrace{(+Ts)}}_s$        | $k \left[ t - T(1 - e^{-t/T}) \right]$   |
| 5 |  | Об'єкт з<br>чистим<br>транспорт<br>ним запіз<br>ньов.                             | $e^{-\tau s}$                           | $\underbrace{(-\tau)}_s$   |

Явище самовирівнювання в об'єктах забезпечується наявністю зв'язку між регульованою величиною і стоком чи припливом енергії. Об'єкти, у яких стік чи приплив енергії не зв'язані з регульованою величиною, не мають самовирівнювання і без регуляторів працювати не можуть. Більш складним є дво- і багатоемнісні об'єкти, що мають в наявності кілька накопичувачів енергії. Характер перехідних процесів у таких об'єктах визначається коефіцієнтом демпфування (згасання), що у свою чергу залежить від співвідношення параметрів об'єкта. У

багатоємнісних об'єктах також може з'явитися чисте тимчасове запізнення, що є наслідком процесів, які відбуваються в самому об'єкті. Для аналізу таких об'єктів іноді буває зручніше виділити чисте запізнення і віднести його до умовної ланки.

Об'єкти, що не допускають ступеневої дії, часто досліджуються шляхом подачі на вхід короткого імпульсу з припустимими параметрами. Для деяких об'єктів буває необхідно досліджувати їхню реакцію на різні вхідні впливи (табл.1.1). Наприклад, для стежного електропривода ці впливи є найбільш характерними.

Одним з ефективних засобів перевірки точності математичного опису об'єкта є розв'язання складеного рівняння на ЕОМ та порівняльний аналіз з експериментальними даними.

## **1.6. Частотні характеристики об'єктів керування**

Для більш повного математичного опису об'єктів керування використовують частотний метод, що має деякі переваги у порівнянні з іншими методами. При частотному методі аналізу на вхід об'єкта подається синусоїдні коливання незмінної амплітуди і різних частот - від інфранизких до високих (діапазон частот і амплітуда вхідних коливань залежать від фізичної природи об'єкта). На виході об'єкта фіксуються два параметри – амплітуда і фаза вихідних коливань. Цей метод був запропонований радянським вченим, одним із засновників радянської школи в області автоматичного регулювання В. В. Солодовніковим ще в 1939 р. і докладно розроблений ним і його учнями [4,10].

Математичною основою частотного методу аналізу АСР є перетворення Фур'є. При цьому широко використовується операторна форма запису диференціальних рівнянь. Застосування операторного методу в теорії автоматичного регулювання можна порівняти з використанням символічного методу в теоретичній електротехніці або із застосуванням логарифмування в математиці. За допомогою символічного методу аналіз кіл змінного струму уподібнюється аналізу кіл постійного струму. За допомогою логарифмування більш складні математичні операції

множення і ділення чисел замінюються елементарними операціями додавання і вирахування їхніх логарифмів. Операторний метод дозволяє складні операції диференціювання й інтегрування періодичних функцій часу  $x(t)$  замінити відповідно множенням і діленням символів цих функцій  $X(p)$  на «оператор»  $p$ . При операторній формі запису диференціальних рівнянь знак диференціювання замінюється символом  $p$ , який можна розглядати як звичайний множник і робити над ним усі математичні перетворення: виносити за дужку, скорочувати і т.п. Отже,

$$dx \llbracket dt \rightarrow pX \llbracket ; d^2x \llbracket dt^2 \rightarrow p^2X \llbracket ;$$

Вираз  $pX \llbracket + pY \llbracket$  можна записати таким чином:  $p \llbracket X \llbracket + Y \llbracket$  і його варто розглядати як суму похідних  $dx \llbracket dt + dy \llbracket dt$ . Ділення на оператор  $p$  рівноцінно інтегруванню, тобто  $\int x \llbracket dt \rightarrow X \llbracket p$ .

Потрібно мати на увазі, що при класичній формі запису маємо справу з функцією часу. Це підкреслюється значком  $(t)$ , що супроводжує функцію, тоді як при операторній формі маємо справу не із самою функцією часу  $x(t)$ , а з її «символом», чи «операторним зображенням»  $X(p)$ , що підкреслюється знаком  $(p)$ . Між функцією  $x(t)$  і її операторним зображенням  $X(p)$  має місце наступна залежність:

$$X \llbracket p \equiv \int_0^{\infty} x \llbracket e^{-pt} dt,$$

де  $e$  — основа натурального логарифма;  $p$  — комплексна змінна ( $p = \delta + j\omega$ ), що називається *оператором*.

Операція переходу від функції  $x(t)$  до її операторного зображення  $X(p)$  називається прямим перетворенням Лапласа. Обернена операція, тобто відтворення функції  $x(t)$  за її операторним зображенням  $X(p)$ , називається *зворотним перетворенням Лапласа*, причому в математиці прийнятий

наступний умовний запис за допомогою операторів  $L$   $L^{-1}$  відповідно [2,10]:

$L\{f(t)\} = X(p)$  - пряме перетворення Лапласа;

$L^{-1}\{X(p)\} = x(t)$  - зворотне перетворення Лапласа,

Великою зручністю операторного методу є наявність у літературі таблиць, що пов'язують оригінали і зображення найбільш розповсюджених функцій, що дозволяє в більшості практичних задач обійтися без інтегрування (табл. 3.1).

**Таблиця 3.1.**

| $f(t)$<br>(оригінал) | $F(p)$<br>(зображення) | $f(t)$<br>(оригінал)               | $F(p)$<br>(зображення)      |
|----------------------|------------------------|------------------------------------|-----------------------------|
| $1$                  | $\frac{1}{p}$          | $\sin \alpha t$                    | $\frac{a}{p^2 + a^2}$       |
| $A$                  | $\frac{A}{p}$          | $\cos \alpha t$                    | $\frac{p}{p^2 + a^2}$       |
| $t$                  | $\frac{1}{p^2}$        | $te^{-at}$                         | $\frac{1}{(p+a)^2}$         |
| $t^2$                | $\frac{2}{p^3}$        | $t \sin \alpha t$                  | $\frac{a}{(p+a)^2 + a^2}$   |
| $\frac{t^n}{n!}$     | $\frac{1}{p^{n+1}}$    | $t \cos \alpha t$                  | $\frac{p+a}{(p+a)^2 + a^2}$ |
| $e^{\pm at}$         | $\frac{1}{p \pm a}$    | $\delta(t)$<br>(імпульсна функція) |                             |

Важливим співвідношенням, що характеризує типову динамічну ланку, є відношення операторного зображення вихідної величини ланки до операторного зображення його вхідної величини при нульових початкових умовах, що отримало назву *передавальної функції ланки* й позначається значком  $W(p)$ :

$$W(p) = \frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)}$$

Передавальна функція ланки відтворює його динамічні властивості, так як на відміну від передавального коефіцієнта вона характеризує відношення вихідної величини ланки до її вхідної величини не в статиці, а в динаміці, коли самі ці величини безупинно змінюються в часі.

**Відношення амплітуди вихідного коливання до амплітуди вхідного коливання у функції кутової частоти являє собою амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) об'єкта.** АЧХ дозволяє визначити зміну об'єктом рівня вхідного впливу при різних частотах.

**Фазочастотна характеристика (ФЧХ) об'єкта визначає фазове зрушення вихідних коливань щодо вхідних у функції частоти, тобто випередження або відставання в часі.**

На рис. 1.7 зображено АЧХ лінійного об'єкта, за якою можна:

- визначити власну резонансну частоту об'єкта  $\omega_{рез}$  (в одноємнісних об'єктах явище резонансу відсутнє);
- визначити смугу рівномірного пропускання частот  $\Delta\omega$ , що дозволяє приблизно оцінити інерційні властивості об'єкта:

$$T_{об} \approx \frac{1}{\Delta\omega},$$

де  $T_{об}$  – постійна часу об'єкта;

$K_{об}$  - передавальний коефіцієнт об'єкта, який визначається таким чином:

$$K_{об} = \frac{C(\omega)}{B(\omega)},$$

де  $C(\omega)$  – амплітуда вихідних коливань на частоті, близької до нульового значення;

$B(\omega)$  – амплітуда вхідних коливань на частоті, близької до нульового значення;

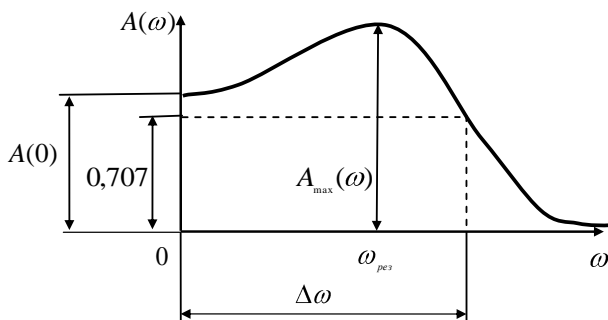


Рис.1.7. АЧХ лінійного двоємнісного об'єкта

- побудувати графік АЧХ;
- записати вираз для передавальної функції об'єкта;
- визначити показник коливальності об'єкта:

$$M = \frac{A_{\max}(\omega)}{A(0)}$$

Прямі експериментальні методи визначення частотних характеристик об'єктів мають наступні переваги:

- якщо відомі АЧХ і ФЧХ об'єкта, то можна знайти реакцію об'єкта на вплив будь-якої форми, тому що останній може бути представлений у вигляді різних гармонік на підставі розкладання в гармонічний ряд Фур'є;
- порівняно велика точність;
- простота обробки експериментальних даних.

До недоліків частотних методів аналізу об'єктів варто віднести:

- складність устаткування для проведення експерименту;
- порівняно великий час вимірювань;
- для об'єктів з нестационарними параметрами даний метод

має істотні обмеження.

Для проєктувальників найбільш важливим є знання можливостей частотного методу аналізу і сфер його практичного застосування. У зв'язку з цим нижче наведені деякі практичні рекомендації:

1. На підставі аналізу статичних і перехідних характеристик об'єкта необхідно встановити і кількісно оцінити його нелінійності.

2. Якщо нелінійності несуттєві та у робочому діапазоні статична характеристика апроксимується відрізками прямої лінії, то доцільність застосування частотного методу не викликає сумнівів.

Наявність істотної нелінійності в об'єкті, а особливо комбінації декількох нелінійностей, вказують на обмеження в застосуванні даного методу. Наприклад, якщо коливання на виході об'єкта значно відрізняються від синусоїди, чи частотні характеристики залежать від амплітуди вхідних коливань, то це вказує на нелінійний характер об'єкта і низьку вірогідність результатів експерименту.

## **1.7. Математичні моделі об'єктів регулювання**

### **1.7.1. Загальні відомості**

Промислові об'єкти регулювання являють собою складні агрегати з багатьма вхідними і вихідними величинами, що характеризують його технологічний процес. У таких об'єктах залежності вихідних величин від вхідних нелінійні, і зміна однієї з них призводить певною мірою до зміни інших величин. Таку складну систему взаємозалежностей дуже важко, а часом і неможливо, описати диференціальними рівняннями. Задача спрощується, якщо залежності вихідних величин від вхідних є лінійними, або лінеаризованими в межах малих відхилень. Оскільки реальні системи автоматичного регулювання працюють стійко, а відхилення параметрів у них малі, то практично завжди можна допустити таку лінеаризацію. Крім того, складні об'єкти

регулювання можна розбити на окремі «регульовані ділянки», в яких виключається вплив одного параметра на інші і такі ділянки розглядати як самостійні об'єкти регулювання нижчого порядку.

Такі припущення значною мірою полегшують визначення динамічних характеристик об'єктів регулювання, що спрощує розрахунок параметрів настроювань регуляторів. Неточності в розрахунках можуть бути компенсовані при моделюванні перехідних процесів на обчислювальних машинах, а потім - при налагодженні регуляторів на діючих установках. В подальшому розглядаються диференційні рівняння об'єктів регулювання тільки в лінійному наближенні, а сам об'єкт регулювання є окремою «регульованою ділянкою», на яку не впливають зміни інших параметрів регулювання. Отже, під терміном «об'єкт регулювання» ми розуміємо просту елементарну ділянку, яка характеризується однією регульованою величиною і має один регулювальний орган.

Динамічні властивості об'єкта регулювання характеризуються диференційними рівняннями, перехідними і передавальними функціями та частотними характеристиками, між якими завжди існує однозначна відповідність.

Типові промислові об'єкти регулювання характеризуються такими загальними ознаками:

- являють собою стійкі або нейтральні фізичні системи;
- піддаються лінеаризації;
- як правило, не містять коливальних ланок, тобто характеристичні рівняння їх лінійних наближень мають тільки дійсні корені, а криві розгону носять не коливальний характер;
- у більшості випадків мають постійне чисте запізнення, що пояснюється наявністю у них роздільних ємностей, в яких акумулюється енергія або речовина;
- амплітудно-фазові характеристики промислових об'єктів являють собою монотонні, спадні з ростом частоти функції; монотонність цих функцій обумовлена відсутністю резонансних явищ у розглянутих системах



при подачі на їх вхід гармонійних коливань при відсутності в них коливальних ланок.

На рис.1.8 представлена структурна схема об'єкта регулювання з однією регульованою величиною і двома зовнішніми збуреннями. В загальному випадку збурень може бути і більше, але завжди потрібно враховувати тільки основні, що мають істотний вплив на регульовану величину; інші зовнішні збурення, що мають незначний вплив на регульовану величину, можна не розглядати.

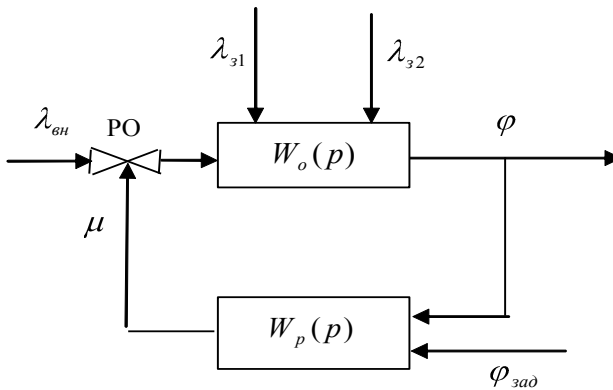


Рис.1.8. Структурна схема об'єкта регулювання з однією регульованою величиною.

Для об'єкта регулювання можна записати залежність зображення вихідної величини від зображення вхідної величин таким чином:

$$\varphi = W_o(p)[\lambda_{\text{вн}}(p) - \mu(p)] + W_{\text{з1}}(p)\lambda_{\text{з1}}(p) + W_{\text{з2}}(p)\lambda_{\text{з2}}(p), \quad (1.1,6)$$

де  $\varphi$  - параметр регулювання; вихідна регульована дія;  
 $\mu$  - регульовальна дія; регулювання;

$\lambda_{\text{вн}}$  - внутрішнє збурення;

$\lambda_{\text{з1}}, \lambda_{\text{з2}}$  -зовнішні збурення;

$W_0 \Phi \Rightarrow \frac{\varphi \Phi}{\lambda_{\text{вн}} \Phi}$  - передавальна функція об'єкта регулювання

відносно регулювальної дії або відносно внутрішнього збурення;

$W_{\text{з1}} \Phi \Rightarrow \frac{\varphi \Phi}{\lambda_{\text{з1}} \Phi}, W_{\text{з2}} \Phi \Rightarrow \frac{\varphi \Phi}{\lambda_{\text{з2}} \Phi}$  - передавальні функції об'єкта

регулювання відносно зовнішніх збурень.

Незважаючи на те, що задача обчислення динамічних характеристик об'єкта регулювання значною мірою спростилася, оскільки ми розбили складний об'єкт на прості складові з одним параметром регулювання, отримана залежність вихідної координати від вхідних, вираженою формулою (1.1,б), є досить складною. Для подальшого спрощення будемо вважати, що не всі збурення діють одночасно, і, таким чином, будемо визначати кожну передавальну функцію окремо, за умови, що всі інші збурення відсутні, тобто дорівнюють нулю.

Диференційне рівняння об'єкта регулювання в лінійному наближенні може бути записане в такому вигляді:

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n \varphi}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} \varphi}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d\varphi}{dt} + a_0 \varphi(t) = \\ b_m \frac{d^m \lambda}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} \lambda}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{d\lambda}{dt} + b_0 \lambda(t). \end{aligned} \quad (1.2,а)$$

Це рівняння при застосування перетворення за Лапласом можна перетворити в операторну форму запису:

$$\begin{aligned} (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0) \varphi(p) = \\ = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0 \lambda(p), \end{aligned} \quad (1.2,б)$$

де завжди виконується умова  $n \geq m$ , та мають місце нульові початкові умови.

Рівняння (1.2) являє собою лінійне диференційне рівняння з постійними коефіцієнтами  $a_n, a_{n-1}, \dots, a_0; b_m, b_{m-1}, \dots, b_0$ . Інтегрування цього рівняння дає залежність  $\lambda(t)$  від  $\varphi(t)$  при будь-яких законах зміни вхідної величини  $\lambda(t)$ . Якщо прийняти  $\lambda(t) = 1(t)$ , тобто збурення являє собою стрибкоподібну одиничну функцію, рішення диференційного рівняння за формулою (1.1,б) є перехідна функція. Дуже часто більшість постійних коефіцієнтів правої частини диференційного рівняння (1.2,а)  $b_m, b_{m-1}$  обертається в нулі, але коефіцієнти  $b_0, b_1, b_2$  в нулі обертаються рідко. Рівняння (1.2,б) шляхом виносу за дужки постійних коефіцієнтів  $a_0$  і  $b_0$ , можна привести до більш зручного вигляду, застосувавши відповідні постійні часу:

$$\begin{aligned} (T_n^n p^n + T_{n-1}^{n-1} p^{n-1} + \dots + T_1 p + 1)\varphi(p) = \\ = K_0 (T_m^m p^m + T_{m-1}^{m-1} p^{m-1} + \dots + T_1' p + 1)\lambda(p), \end{aligned} \quad (1.3)$$

де

$$\begin{aligned} T_n^n = \frac{a_n}{a_0}; T_{n-1}^{n-1} = \frac{a_{n-1}}{a_0}; \dots; T_1 = \frac{a_1}{a_0}; T_m^m = \frac{b_m}{b_0}; \\ T_{m-1}^{m-1} = \frac{b_{m-1}}{b_0}; \dots; T_1' = \frac{b_1}{b_0}; \end{aligned}$$

$K_0 = \frac{b_0}{a_0}$  - коефіцієнт підсилення об'єкта регулювання, що узгоджує розмірності вхідної  $\lambda(t)$  і вихідної величин  $\varphi(t)$ . Тому коефіцієнт  $K_0$  є розмірною величиною. Наприклад, якщо збурення нанесене витратою  $\Delta Q$  [м/год], а вихідна величина  $\Delta\theta$  визначається в  $^\circ\text{C}$ , то коефіцієнт підсилення буде дорівнювати:

$$K_0 = \frac{\Delta\theta^\circ}{\Delta Q} \left[ \frac{^\circ\text{C} \cdot \text{год}}{\text{m}} \right].$$

Такий вираз коефіцієнта підсилення, хоча і наочний, але в практиці незручний, особливо в тих випадках, коли об'єкт регулювання має два або більше виходи при одному вхідному впливі. Це призводить до появи декількох коефіцієнтів підсилення, різних для кожного виходу. Надалі коефіцієнт підсилення об'єкта регулювання будемо виражати в безрозмірних величинах, приводячи його до одиничного збурення  $\lambda(t) = 1(t)$  і, отже, вихідну величину будемо також приводити до одиничного значення  $\varphi(\infty) = 1,0$ . Тоді коефіцієнт підсилення об'єкта регулювання

$$K_0 = \frac{\varphi(\infty)}{\lambda(t)} = \frac{1,0}{1,0} = 1,0.$$

Наприклад, для пароперегрівача при регулюванні температури пари впорскуванням при збуренні, рівному  $\Delta Q = 5$  *m*/год, температура пари на виході зростає (знижується) на  $18^\circ$  C, а температура пари за впорскуванням зростає (знижується) на  $24^\circ$  C.

Тоді коефіцієнти підсилення об'єкта

$$K_1 = \frac{18}{5} = 3,6^\circ \text{ C} / \text{m} / \text{год};$$

$$K_2 = \frac{24}{5} = 4,8^\circ \text{ C} / \text{m} / \text{год}.$$

Завжди будемо приймати

$$\Delta Q = 5 \text{ m} / \text{год} = 1,0;$$

$$\varphi_1(\infty) = 1,0(\Delta\theta_1 = 18^\circ \text{ C});$$

$$\varphi_2(\infty) = 1,0(\Delta\theta_2 = 24^\circ \text{ C});$$

$$K_1 = K_2 = 1,0.$$

Проміжні значення температур являють собою частину від максимального значення:  $\Delta\varphi_1(t_1) = 9^\circ \text{ C} = 0,5$ .

### 1.7.2. Статичні об'єкти регулювання

Статичними будемо називати об'єкти із самовирівнюванням, яке полягає в тому, що за рахунок відхилення параметра регулювання в об'єкті з часом настає рівність притоку і стоку речовини або енергії без втручання регулятора. Оскільки промислові об'єкти регулювання не містять коливальних ланок і є стійкими, то всі корені правої і лівої частин диференційного рівняння (1.3) будуть дійсними і від'ємними, і тому рівняння (1.3) можна перетворити, розклавши праву і ліву частини на прості множники:

$$\prod_1^n (T_i p + 1) \varphi(t) = K_0 \prod_1^m (T'_i p + 1) \lambda(p) \quad (1.4)$$

Передавальна функція статичного об'єкта регулювання має вигляд:

$$W_0(p) = \frac{\varphi(p)}{\lambda(p)} = K_0 \frac{\prod_1^m (T'_i p + 1)}{\prod_1^n (T_i p + 1)} \quad (1.5)$$

Постійні часу  $T_i$  і  $T'_i$  можуть бути всі різні, рівні і кратні. При рівності нулю більшості постійних коефіцієнтів правої частини рівняння (1.3) порядок чисельника знижується і стає рівним одиниці. Найчастіше передавальна функція статичних об'єктів регулювання записується простими виразами:

$$W_0(p) = \frac{1}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1};$$

$$W_0(p) = \frac{T' p + 1}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1};$$

$$W_0(p) = \frac{T_1'p + 1}{T_3^3 p^3 + T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}.$$

Частотні характеристики виражаються наступними рівняннями:

- Амплітудно-частотна характеристика:

$$A_0(\omega) = \frac{\prod_1^m \sqrt{(T_i')^2 \omega^2 + 1}}{\prod_1^n \sqrt{T_i^2 \omega^2 + 1}}, \quad (1.6)$$

Або для об'єкта другого порядку:

$$A_0(\omega) = \frac{1}{\sqrt{T_1^2 \omega^2 + (1 - T_2^2 \omega^2)^2}};$$

$$A_0(\omega) = \frac{\sqrt{(T_1')^2 \omega^2 + 1}}{\sqrt{T_1^2 \omega^2 + (1 - T_2^2 \omega^2)^2}};$$

- Фазо - частотна характеристика:

$$f_0(\omega) = \sum_1^m \arctg T_i' \omega - \sum_1^n \arctg T_i \omega, \quad (1.7)$$

Або відповідно:

$$f_0(\omega) = -\arctg \frac{T_1 \omega}{1 - T_2^2 \omega^2};$$

$$f_0(\omega) = \arctg T_1' \omega - \arctg \frac{T_1 \omega}{1 - T_2^2 \omega^2}.$$

Графіки амплітудно-фазових характеристик являють собою

плавні спіралі, що починаються на дійсній осі  $A_0(0) = k_0 = 1$  і закінчуються на початку координат  $A_0(\infty) = 0$ , пройшовши послідовно  $n - m$  квадрантів [10].

### 1.7.3. Астатичні об'єкти регулювання

При  $a_0 = 0$  об'єкт регулювання не має самовирівнювання, при будь-яких збуреннях  $\lambda(t)$  параметр регулювання прагне до нескінченності  $\varphi(\infty) = \infty$ . Такі об'єкти регулювання будемо називати астатичними. Рівняння астатичного об'єкта має вигляд:

$$\begin{aligned} (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_2 p^2 + a_1 p) \varphi(p) = \\ = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0) \lambda(p). \end{aligned} \quad (1.8)$$

Після винесення за дужки  $a_1 p$  у лівій частині рівняння (1.8) і  $b_0$  у правій його частині отримаємо вираз:

$$\begin{aligned} a_1 p (T_{n-1}^{n-1} p^{n-1} + T_{n-2}^{n-2} p^{n-2} + \dots + T_1 p + 1) \varphi(p) = \\ = b_0 (T_m^m p^m + T_{m-1}^{m-1} p^{m-1} + \dots + T_1' p + 1) \lambda(p), \end{aligned} \quad (1.9)$$

де

$$\begin{aligned} T_{n-1}^{n-1} = \frac{a_n}{a_1}; T_{n-2}^{n-2} = \frac{a_{n-1}}{a_1}; \dots; T_1 = \frac{a_2}{a_1}; T_m^m = \frac{b_m}{b_0}; \\ T_{m-1}^{m-1} = \frac{b_{m-1}}{b_0}; \dots; T_1' = \frac{b_1}{b_0}. \end{aligned}$$

Позначаючи  $\frac{a_1}{a_0} = T_1$ , і розкладаючи праву і ліву частини на прості множники, отримуємо:

$$T_1 p \prod_1^{n-1} (T_i' p + 1) \lambda(p) = \prod_1^m (T_i' p + 1) \lambda(p). \quad (1.10)$$

Передавальна функція астатичного об'єкта регулювання має вигляд:

$$W_0(p) = \frac{\varphi(t)}{\lambda(t)} = \frac{\prod_1^m (T_i'p + 1)}{T_1 p \prod_1^{n-1} (T_i p + 1)}. \quad (1.11)$$

Окремими випадками передавальних функцій астатичних об'єктів регулювання являються:

$$W_0(p) = \frac{1}{T_1 p (T_2 p + 1)};$$

$$W_0(p) = \frac{T'p + 1}{T_1 p (T_2 p + 1)}.$$

Амплітудно-частотні характеристики астатичних об'єктів регулювання:

$$A_0(\omega) = \frac{\prod_1^m \sqrt{(T_i')^2 \omega^2 + 1}}{T_1 \omega \prod_1^{n-1} \sqrt{T_i^2 \omega^2 + 1}}, \quad (1.12)$$

Або відповідно:

$$A_0(\omega) = \frac{1}{T_1 \omega \sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1}};$$

$$A_0(\omega) = \frac{\sqrt{(T_1')^2 \omega^2 + 1}}{T_1 \omega \sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1}}.$$

Фазо-частотні характеристики астатичних об'єктів регулювання:

$$f_0(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \sum_1^m \arctg T_i' \omega - \sum_1^n \arctg T_i \omega, \quad (1.13)$$



Або відповідно:

$$f_0(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} T_1 \omega;$$

$$f_0(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} T_1' \omega - \operatorname{arctg} T_2 \omega.$$

Амплітудно-фазова характеристика астатичного об'єкта починається в нескінченності  $A_0(0) = \infty$  при фазовому куті  $f_0(0) = -90^\circ$  і закінчується в точці початку координат  $A_0(\infty) = 0$ , пройшовши послідовно  $(n-m)$  квадрантів.

#### 1.7.4. Об'єкти регулювання з запізненням

Часто промислові об'єкти регулювання мають чисте запізнення, що пояснюється наявністю послідовно включених або проміжних ємностей, у яких накопичується речовина або енергія. Передавальні функції таких об'єктів відрізняються додатковим множителем  $e^{-\pi\tau}$ , де  $\tau$  — час запізнення.

Передавальні функції:

- статичного об'єкта регулювання з запізненням:

$$W_0(p) = \frac{\prod_1^m (T_i' p + 1)}{\prod_1^n (T_i p + 1)} e^{-\pi\tau}; \quad (1.14)$$

- астатичного об'єкта регулювання з запізненням:

$$W_0(p) = \frac{\prod_1^m (T_i' p + 1)}{T_1 p \prod_1^{n-1} (T_i p + 1)} e^{-\pi\tau}. \quad (1.15)$$

Амплітудно-частотні характеристики такі ж, як і для об'єктів без запізнення (1.6) і (1.12), а фазо-частотні характеристики містять додатковий зсув по фазі  $\omega\tau$  :

- для статичного об'єкта:

$$f_0(\omega) = \sum_1^m \arctg T_i' \omega - \sum_1^n \arctg T_i \omega - \omega\tau, \quad (1.16)$$

- для астатичного об'єкта:

$$f_0(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \sum_1^m \arctg T_i' \omega - \sum_1^{n-1} \arctg T_i \omega - \omega\tau. \quad (1.17)$$

Фазовий кут  $\omega\tau$  завжди виражається в радіанах.

## 1.8. Вимоги до якості регулювання

### 1.8.1. Типи збурення

Процесом регулювання, а відповідно, і якістю керування САР визначаються, якщо задано: об'єкт регулювання, тип і місце збурення на систему; обрано тип регулятора (закон регулювання) і розраховані параметри його настроювань. При оцінці якості регулювання розглядають перехідний процес, який викликаний типовим збуренням відповідної форми і величини. Показники або параметри перехідного процесу являються критеріями якості регулювання. Коли збурення представляє собою швидкі і безперервні змінні випадкової функції часу, то для оцінки якості регулювання береться деяке середнє значення відхилення для відповідних інтервалів часу, що характеризує динамічну точність регулювання. На практиці представлені вимоги до якості регулювання САР обґрунтовуються аналізом збурень, динамічних властивостей об'єктів і компромісу між найкращою якістю регулювання і мінімальними затратами на апаратуру регулювання [11,13,14].

При заданому об'єкті регулювання якість регулювання в ньому визначається обраним типом регулятора, і залежить від характеру, величини і місця прикладення збурювальних дій. Для

усунення невідповідності при розрахунку настроювань регулятора розглядають обмежену кількість типових збудовальних дій; найбільш поширеними є одинична ступенева дія і стаціонарна випадкова дія. За місцем прикладання розглядають збурення, пов'язані із зміною навантаження об'єкта (збурення за навантаженням), і збурення, що виникають при зміні заданого сигналу регулятора (збурення за завданням).

*Збурення за навантаженням  $f_6$  прикладається до входу об'єкта і виражається у відсотках ходу регульовального органу, або в відсотках зміни кількості регульовального середовища.* Практично збурення за навантаженням не завжди є переміщенням регульовального органу, однак вони завжди еквівалентні їм і можуть бути приведені до них; збурення за навантаженням являється визначальними для розрахунку стабілізуючих САР.

*Збурення за завданням  $f_3$  прикладається до входу регулятора, виражається у відсотках рівня завдання.* Ці збурення є визначальним для розрахунку систем програмного, стежного і каскадного регулювання. Необхідно пам'ятати: якщо збурення прикладається в різних місцях системи, то перехідні процеси при одних і тих збуреннях і значеннях настроювань регулятора будуть різні.

Характерні криві перехідних процесів при ступеневих збуреннях за завданням (а) і за навантаженням (б) показані на рис. 1.9.

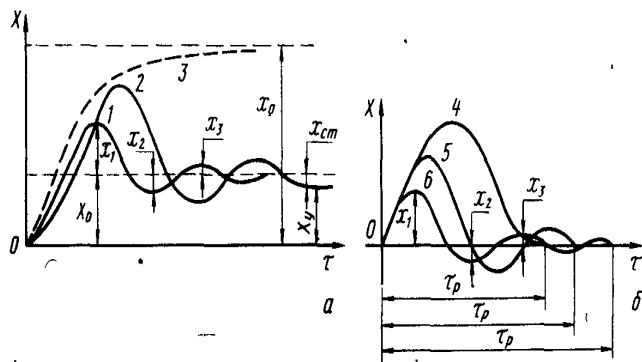


Рис. 1.9. Перехідні процеси регулювання: 1 — без залишкового відхилення; 2 - із залишковим відхиленням, 3 - крива розгону об'єкта; 4 — аперіодичний перехідний процес; 5 — процес з 20%-

ним перерегулюванням;  $\delta$  — процес з мінімальним інтегральним критерієм

Якість перехідних процесів у системі визначається сукупністю показників, які можуть бути умовно розділені на прямі і непрямі. Ті та інші широко використовуються в процесі виконання розрахунків з вибору регулятора і його настроювань.

## 1.8.2. Прямі критерії якості регулювання

### 1. Максимальне динамічне відхилення $x_d$ .

**Максимальне динамічне відхилення (динамічна похибка) дорівнює максимальному відхиленню регульовальної величини від заданої величини в процесі регулювання.**

Відносна величина цього показника називається *динамічним коефіцієнтом регулювання*  $R_d$  і характеризує ступінь впливу регулятора на відхилення регульованої величини. Коефіцієнт  $R_d$  має вигляд:

- для статичних об'єктів:

$$R_d = \frac{x_d}{x_{cm}} = \frac{x_d}{kf_s};$$

- для астатичних об'єктів:

$$R_d = \frac{x_d}{Ef_s \tau} = \frac{x_d T}{\tau f_s},$$

де  $x_{cm}$  — сталие відхилення регульовальної величини при відсутності регулятора і при внесенні рівноцінного збурення за навантаженням  $f_s$ ;

$k$  — коефіцієнт передачі статичного об'єкта;

$E=1/T$  — коефіцієнт передачі астатичного об'єкту;

$T$  — постійна часу інтегрування астатичного об'єкта;

$\tau$  — запізнення;

$f_s$  — величина збурення за навантаженням.

### 2. Час регулювання $t_p$ .

**Час регулювання визначається тривалістю перехідного процесу і дорівнює проміжку часу від моменту відхилення регульованої величини від завдання до повернення її регулятором до заданого значення з визначеною степенню точності.**

Щоб охарактеризувати дію регулятора, час регулювання виражають відносно величини запізнення в об'єкті  $\tau$  або відносно його постійної часу  $T$ . Тривалість перехідного процесу може бути різною в залежності від параметрів налаштувань обраного типового регулятора; вона не може бути менше певного визначеного значення, мінімального для конкретного реального регулятора з вибраним типовим законом регулювання. Цей мінімальний час властивий граничним аперіодичним процесам регулювання. У всіх інших випадках час регулювання збільшується (для затягнутих аперіодичних, або для коливальних процесів). В мінімізації часу  $t_p$  може ставитися одна із задач оптимізації налаштувань регулятора.

### 3. Перерегулювання $\delta$ .

**Перерегулювання визначається як  $\delta = x_o / g$  при збуренні за завданням, або як  $\delta = x_o / x_{o2}$  при збуренні за навантаженням, де  $x_{o2}$  – друга, протилежно направлена амплітуда коливань.**

Чим більше  $\delta$ , тим інтенсивніший коливальний процес, тим він триваліший; чим менше перерегулювання, тим менша перша максимальна амплітуда коливання в перехідному процесі:

- для аперіодичних процесів  $\delta = 0$ ;
- для коливальних затухаючих перехідних процесів  $0 < \delta < 1$ ;
- при коливальному незатухаючому процесі  $\delta = 1$ ;
- при коливаннях, що розходяться  $\delta > 1$ .

Необхідну величину  $\delta$  обирають виходячи з вимоги роботи об'єкта, вирішивши, що доцільніше – менше, але двостороннє відхилення від сталого значення при більш тривалому процесі регулювання; чи одностороннє відхилення з більшою максимальною амплітудою, але при більш швидкому поверненні регульованої величини до встановленого значення.

### 4. Остаточне відхилення

**Остаточне відхилення (статична помилка) – це відхилення регульованої величини від заданого значення, яке залишається після закінчення перехідного процесу.**

### 1.8.3. Непрямі критерії якості регулювання

#### а) Критерії запасу стійкості:

##### 1. Степінь стійкості $\eta$ .

Степінь стійкості визначається абсолютним значенням дійсної частини найближчого до уявної осі кореня характеристичного рівняння стійкої системи і є нижньою оцінкою інтенсивності затухання перехідного процесу.

##### 2. Степінь коливальності $m$ .

Степінь коливальності процесу характеризує затухання його коливальних складових і чисельно дорівнює абсолютному значенню відношення матеріальної частини до коефіцієнта при уявній часті кореня характеристичного рівняння  $p = -\alpha \pm j\omega$  із найменшим абсолютним значенням цього відношення; тобто  $m$  характеризує поведінку найбільш повільно затухаючої коливальної складової перехідного процесу:

$$m = \operatorname{tg} \gamma = \frac{\alpha}{\omega}$$

##### 3. Степінь затухання $\psi$ .

Степінню затухання називається відношення різниці двох сусідніх позитивних амплітуд найбільш повільно затухаючої складової перехідного процесу, якою наприкінці процесу і визначається поведінка регульованої величини, до першої із сусідніх амплітуд:

$$\psi = \frac{e_i - e_{i+2}}{e_i} = 1 - \frac{e_{i+2}}{e_i} = 1 - e^{-2\pi m}.$$

де  $2\pi m$  – логарифмічний декремент затухання коливань (для системи другого порядку). Степінь затухання:

- $\psi = 0$  (при  $m = 0$ ) для незатухаючого процесу;
- $\psi = 1$  (при  $m \rightarrow \infty$ ) для аперіодичного процесу;
- $0 < \psi < 1$  ( $0 < m < \infty$ ) при коливальному затухаючому процесі.

В розрахунках з використанням критеріїв якості ступені коливальності  $m$  і ступені затухання  $\psi$  необхідно оперувати не звичайними, а так званими розширеними АФЧХ розімкнутої

системи (об'єкта і регулятора). Розрахунок САР на задану степiнь затухання (степiнь коливальностi) використовує побудову в площиннi (просторi) параметрiв настройки регулятора в серединi областi стiйкостi системи лiнii (поверхнi) рiвного затухання (заданої степенi коливальностi), яка вiдповiдає контуру заданого значення  $m$  в комплекснiй площинi коренiв.

Маючи лiнiю рiвної степенi коливальностi (чи лiнiю рiвного затухання) в площинi параметрiв настроювань регулятора, вирiшується задача вибору на цiй лiнii оптимальних настроювань регулятора.

#### 4. Показник коливальностi $M$ .

Показник коливальностi знаходиться як вiдносне значення максимуму АЧХ замкнутої САР:

$$M = \max_{\omega} \frac{A(\omega)}{A(0)} = \max_{\omega} \frac{1}{A_0} \cdot \frac{|W_{\text{раз}}(j\omega)|}{|1 + W_{\text{раз}}(j\omega)|},$$

де  $A(\omega)$  – АЧХ замкнутої системи;  $A_0 = A(0)$  – значення АЧХ при  $\omega = 0$ ;  $W_{\text{роз}}(j\omega)$  – АФЧХ розiмкнутої системи. Чим бiльший показник коливальностi  $M$ , тим менше запас стiйкостi. А при  $M \rightarrow \infty$  система знаходиться на межi коливальної стiйкостi. Як правило, вважається, що величина  $M$  повинна знаходитись в межах 1,2 – 2,4. Розрахунок САР на заданий показник коливальностi  $M$  проводиться безпосередньо за звичайними АФЧХ розiмкнутої системи (об'єкта і регулятора) і здiйснюється також в два етапи: в просторi параметрiв визначається спочатку границя областi, що вiдповiдає необхідному запасу стiйкостi (заданому  $M$ ), а потiм в цiй областi шукається точка зi значеннями настроювань регулятора, що забезпечують екстремум додаткового критерiя якостi.

#### **б) iнтегральнi критерiї якостi:**

##### 1. Абсолютний iнтегральний критерiй:

Абсолютний iнтегральний критерiй, який визначає площу, яка знаходиться мiж кривою вiдхилення  $e(t)$  і вiсю часу:

$$I_1 = \int_0^{\infty} |e(t)| dt.$$

## 2 Лінійний інтегральний критерій:

$$I_2 = \int_0^{\infty} e(t) dt .$$

## 3. Квадратичний інтегральний критерій:

$$I_3 = \int_0^{\infty} e^2(t) dt .$$

Оптимальний перехідний процес відповідає мінімуму вказаних інтегралів. Найбільш широке розповсюдження отримав квадратичний інтегральний критерій.

### **1.8.4. Критерій якості сталих динамічних режимів**

#### 1. Середньоквадратична похибка регулювання:

$$x_c^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T e^2(t) dt .$$

Найкращою вважається та САР, у якої середньоквадратична похибка регулювання мінімальна. Цей критерій застосовується при оцінці якості регулювання в системах, які підлягають під дії випадкових збурень.

2. Критеріями якості при позиційному (релейному) регулюванні є амплітуда та період автоколивань регульованої величини. При несиметричному характері коливання, а також при змінному навантаженні об'єкта додатковим критерієм якості регулювання є відхилення середнього усталеного значення  $\bar{x}_y$  регульованої величини від його заданого значення  $x_0$ , тобто:

$$\bar{e}_y = x_0 - \bar{x}_y .$$

При розрахунках САР доцільно враховувати не один, а декілька показників якості, наприклад: степінь затухання  $\psi$  і один



із інтегральних критеріїв; показник коливальності  $M$  і середньоквадратичну похибку регулювання. Практично це призводить до вибору таких значень настроювань регулятора, які забезпечують мінімум обраного інтегрального критерію, або мінімум середньоквадратичної похибки при виконанні вимог  $\psi = const$  або  $M = const$ .

Вибір критеріїв якості і вимог до них визначається безпосередньо на основі особливостей роботи САР і в кожному конкретному випадку здійснюється індивідуально. Використовують два способи формулювання вимог до критеріїв якості регулювання. Перший здійснюється в задаванні деяких допустимих меж, що визначаються необхідними вимогами регульовального технологічного процесу. Наприклад: час перехідного процесу повинен бути меншим або дорівнювати деякому допустимому значенню ( $t_p \leq t_{p\text{доп}}$ ), перехідний процес повинен бути аперіодичним. В даному випадку важливо, щоб потрібні значення критеріїв – допустимі величини – були практично здійсненні, тобто вони не повинні перевищувати значень, які є оптимальними (граничними) значеннями критеріїв для цього конкретно обраного регулятора з типовим законом керування.

В тих випадках, коли на основі вимог технологічного регламенту не вдається визначити повністю задовільний критерій якості чи задати його допустиме значення, розрахунок настроювань регулятора ведуть на сполучення декількох критеріїв якості для бажаних перехідних процесів чи усталених динамічних режимів. При цьому, як правило, один із критеріїв фіксується незмінним, а інший мінімізується в умовах обмежень заздалегідь відомою структурою автоматичного регулятора. Одержані за таких умов настроювання регулятора називають оптимальними.

### **1.8.5. Типи перехідних процесів**

В залежності від умов технологічних процесів можуть бути визнаними чи бажаними наступні типові перехідні процеси:

1 *Аперіодичний з мінімальним часом регулювання*; критерії:  $\min t_p$  і  $x_0$ .

2. Коливальний з 20% перерегулюванням  $\delta$  і мінімальним часом першого напівперіоду колювання; критерії  $\min t_1$  і  $x_0$  при степенні затування близької до  $\psi = 0,85 - 0,95$ .

3. Коливальний з мінімальним часом регулювання; критерії:  $\min t_p$  і  $x_0$ .

4. Коливальний з мінімальним квадратичним інтегральним критерієм  $I_3$ ; критерії:  $x_0$  і  $\min I_3$  при перерегулюванні (40-45)%.

Перехідний процес, як вже згадувалось, може бути оптимізований при заданій степені затування  $\psi = (0,75 - 0,85) = \text{const}$  досягненням мінімуму інтегрального критерію. В усталеному динамічному режимі САР може оптимізуватися при заданому показнику коливальності  $M = (1,2 - 2,4) = \text{const}$  досягненням мінімуму середньоквадратичної похибки -  $\min x_c^2$ . В усіх перерахованих вище випадках розрахунком оптимальних настроювань регулятора досягають мінімізації одного з критеріїв, з їх сполученням в рамках конкретного типового закону регулювання. В теперішній час широке застосування має метод синтезу оптимальних регуляторів при необмеженій (вільній) їх структурі. В цьому плані представляє інтерес визначення оптимальних законів регулювання, виходячи із загальних оптимальності, і порівняння їх з типовими при оптимальних настроюваннях регулятора.

Для вибору типу регулятора (закону регулювання) і розрахунку його параметрів настроювань необхідно мати вичерпні дані про збудуючі дії на об'єкт, динамічні властивості об'єкта і критерії якості регулювання. Що стосується збурень, то повинні бути відомі їх кількість, характер зміни, місце прикладення і величина. Критерії якості регулювання повинні бути обгрунтовано вибрані; вказані і обгрунтовані їх допустимі значення; утворенні сполучення (поєднання) критеріїв і вказані критерії, які підлягають мінімізації.

## **1.9. Техніко-економічні й експлуатаційні показники об'єктів керування**

Розглянуті раніше характеристики об'єктів не дають повного уявлення про ці об'єкти, тому що не розкривають багатьох їх властивостей і показників, значення яких необхідні для успішного розв'язання задач керування об'єктами.

До числа техніко-економічних і експлуатаційних показників об'єктів керування відносяться: енергоємність, ККД, надійність, рівень створюваних шумів, вплив об'єкта на навколишнє середовище, чутливість параметрів об'єкта до зміни температури, вологості й атмосферного тиску, вимоги до параметрів напруги живлення, вартість об'єкта, експлуатаційні витрати, частота проведення регламентних робіт тощо.

В процесі вивчення об'єкта необхідно скласти перелік його техніко-економічних і експлуатаційних показників і зробити всі необхідні дослідження, виміри, обчислення, що дають можливість отримати числові дані для цих показників. Кількість техніко-економічних і експлуатаційних показників, їх характеристики й оцінки залежать від фізичної природи об'єкта і мети автоматизації. Знання техніко-економічних і експлуатаційних показників об'єкта дозволяє технічно вірно вибрати й обґрунтувати систему автоматичного керування об'єктом і засоби для її реалізації, зробити оцінку економічної ефективності системи автоматизації.

З короткого огляду методів математичного опису об'єктів стає зрозуміло, що мета автоматизації і фізична природа об'єкта визначають способи отримання їх математичних моделей, що значною мірою відображають відображають їх реальні характеристики. Прагнення до отримання якомога достовірнішої інформації щодо об'єкта пов'язано з великими матеріальними і трудовими витратами і є не завжди економічно виправданим. Очевидно, що застосування систем із самонастроюванням значною мірою компенсує недолік апріорної інформації про об'єкт і є найбільш перспективним напрямком розвитку локальних систем керування [12].

## 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ (РЕГУЛЯТОРІВ)

### 2.1. Ідеальні регулятори

Регулятори, які дозволяють реалізувати теоретичні (стандартні), закони регулювання, називаються ідеальними. У цих регуляторах операції інтегрування, диференціювання, підсумовування і множення на постійний коефіцієнт виконуються абсолютно точно. Розглянемо динамічні характеристики регуляторів з різними стандартними законами регулювання.

#### 2.1.1. Пропорційні регулятори

Закон регулювання пропорційним регулятором (П-регулятором) виражається рівнянням:

$$y(t) = k_p x(t), \quad (2.1)$$

де  $k_p$  – коефіцієнт пропорційності, що є параметром настроювання П-регулятора.

У пропорційних регуляторів відхилення регульованої величини  $Y$  від її заданого значення  $G$  викликає переміщення регульовального органа на величину, пропорційну цьому відхиленню  $X = Y - G$ .

Передавальна функція П-регулятора має вигляд:

$$W_{II}(p) = \frac{Y}{X} = k_p. \quad (2.2)$$

Перехідна характеристика П-регулятора показана на рис. 2.1, а. Величину, обернену коефіцієнту пропорційності регулятора, тобто  $\delta_p = 1/k_p$ , називають статизмом, чи коефіцієнтом

нерівномірності регулятора, а величину  $(1/k_p) \cdot 100\%$  – діапазоном дроселювання.

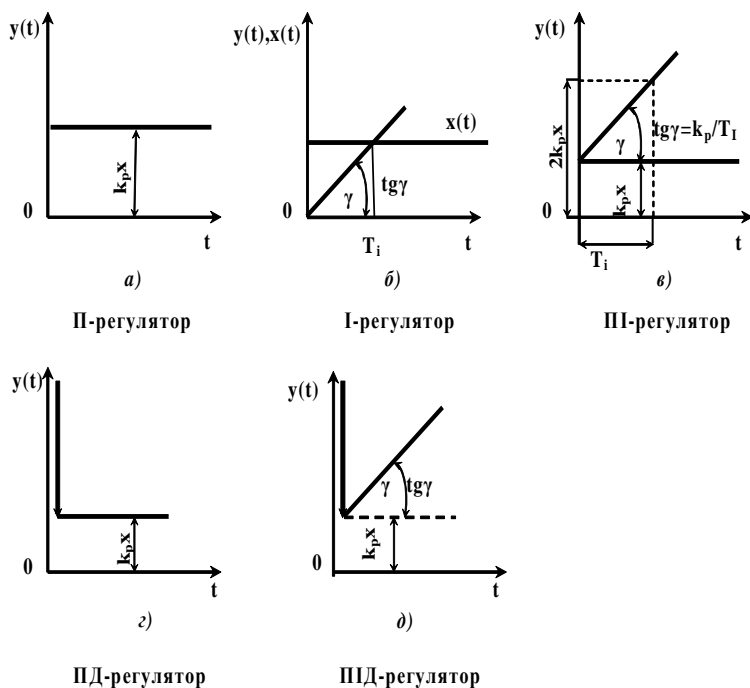


Рис.2.1. Перехідні характеристики лінійних регуляторів

Особливістю систем регулювання з П-регулятором є зміна регульованої величини при різних навантаженнях регульованого об'єкта. Пояснюється це тим, що переміщення регульовального органу в нове положення, що відповідає новому навантаженню, може бути здійснене тільки за рахунок відхилення регульованої величини. Різниця між максимальним і мінімальним встановленими значеннями регульованої величини  $\Delta x_{\max}$  називають залишковою нерівномірністю П-регулятора, її величина визначається виразом  $\Delta x_{\max} = 1/k_p$ .

### 2.1.2. Інтегральні регулятори

Процес регулювання інтегральним регулятором (І-регулятором) відбувається за законом, що описується рівнянням:

$$y(t) = \frac{1}{T_I} \int_0^t x(t) dt, \quad (2.3)$$

де  $T_I$  – постійна часу інтегрування, чи час інтегрування, що є параметром настроювання І-регулятора.

Інтегральні регулятори виконують переміщення регульовального органа пропорційно інтегралу відхилення регульованої величини в часі доти, поки не відновиться її задане значення.

Передавальна функція І-регулятора має вигляд:

$$W_I(p) = 1/T_I p. \quad (2.4)$$

Перехідна характеристика І-регулятора показана на рис. 2.1,б. Інтегральний регулятор не має залишкової нерівномірності, що є його позитивною особливістю.

### 2.1.3. Пропорційно-інтегральні регулятори

Закон регулювання ПІ-регулятора виражається рівнянням:

$$y(t) = k_p x(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t x(t) dt, \quad (2.5)$$

де  $T_I$  – час інтегрування регулятора.

Коефіцієнт пропорційності  $k_p$  і постійна часу  $T_I$  є параметрами настроювання ПІ-регулятора.

Рівняння (2.5) складається з двох складових регульовального впливу:

$k_p x$  – пропорційної, і

$\frac{1}{T_I} \int_0^{\tau} x(t) dt$  – інтегральної.

Передавальна функція ПІ-регулятора має вигляд:

$$W_{PI}(p) = k_p + \frac{1}{T_I p} = k_p \left( 1 + \frac{1}{k_p T_I p} \right) = k_p \left( \frac{k_p T_I p + 1}{k_p T_I p} \right) = k_p \left( \frac{T_{I3} p + 1}{T_{I3} p} \right) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_{I3} p} \right). \quad (2.6)$$

В даному випадку постійна часу  $T_{I3} = k_p T_I$  є час ізодрому, або час подвоєння.

У динамічному відношенні ПІ-регулятор являє собою систему з двох паралельно включених регуляторів: пропорційного й інтегрального. При збільшенні часу ізодрому до нескінченності ПІ-регулятор перетворюється в П-регулятор. Якщо  $k_p$  і  $T_I$  наближаються до нуля, але їхнє відношення залишається постійним, то одержимо І-регулятор. Пропорційно-інтегральні, як і інтегральні, регулятори не мають залишкової нерівномірності. Перехідна характеристика ПІ-регулятора показана на рис. 2.1, в.

#### 2.1.4. Пропорційно-диференційні регулятори

Закон регулювання із використанням пропорційно-диференційного регулятора (ПД-регулятора) виражається наступним рівнянням:

$$y = k_p x(t) + T_D \frac{dx(t)}{dt}, \quad (2.7)$$

де  $T_D$  – час диференціювання, що характеризує ступінь впливу за похідною на регульовальну величину. Коефіцієнт пропорційності  $k_p$  і постійна часу  $T_D$  ПД-регулятора є параметрами його настроювання. Передавальна функція ПД-регулятора має вигляд:

$$W_{PD}(p) = k_p + T_D p = k_p \left( 1 + T_D p \right). \quad (2.8)$$

Тут  $T_o = k_p T_y$ , де постійна часу  $T_y = \frac{T_o}{k_p}$  - час упередження.

Пропорційно-диференційний регулятор, як і пропорційний, має залишкову нерівномірність, величина якої визначається виразом  $\Delta x_{\max} = 1/k_p$ .

Однак додатковий вплив за швидкості відхилення регульованої величини від заданого значення позитивно впливає на процес регулювання. Це є перевагою ПД-регуляторів у порівнянні з П-регуляторами. Перехідна характеристика ПД-регулятора показана на рис. 2.1, г.

### 2.1.5. Пропорційно-інтегрально-диференційні регулятори

Закон регулювання ПІД-регулятора може бути виражений рівнянням:

$$y = k_p x + \frac{1}{T_I} \int_0^t x dt + T_D \frac{dx}{dt}. \quad (2.9)$$

Параметрами настроювання ПІД-регулятора є коефіцієнт пропорційності  $k_p$ , і постійні часу  $T_I$  і  $T_D$ . Передавальна функція має вигляд:

$$\begin{aligned} W_{\text{ПІД}}(p) &= k_p + \frac{1}{T_I p} + T_D p = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_I p} + T_D p \right) = \\ &= \frac{k_p}{T_I p} (T_I p + 1 + T_I T_D p^2) \end{aligned} \quad (2.10)$$

У динамічному відношенні ці регулятори являють собою систему з трьох паралельно підключених ланок: безінерційної, інтегральної та диференційної. При  $T_D = 0$  ПІД-регулятор перетворюється в ПІ-регулятор. ПІД-регулятори не мають залишкової нерівномірності. Перехідна характеристика ПІД-регулятора показана на рис. 2.1, д.



## 2.2. Реальні регулятори

### 2.2.1. Загальні відомості

Реальні регулятори складаються з реальних елементів, тому їх динамічні характеристики відрізняються від динамічних характеристик, обумовлених рівняннями ідеальних регуляторів.

Для оцінки розбіжності характеристик ідеального і реального регуляторів передавальну функцію  $W_p(p)$  реального регулятора представляють у вигляді добутку передавальної функції  $W_{io}(p)$  ідеального регулятора і передавальної функції  $W_o(p)$  деякої баластної ланки:

$$W_p(p) = W_{io}(p) \cdot W_o(p). \quad (2.11)$$

Баластна ланка не має заздалегідь відомої передавальної функції. Різні регулятори мають баластні ланки з різними передавальними функціями. За допомогою поняття «баластна ланка» зручно оцінити ступінь відмінності реального і відповідного ідеального регуляторів. У ряді випадків, аналізуючи баластну ланку, можна знайти засоби наблизити реальний регулятор до ідеального, удосконалити його схему чи конструкцію. Дослідження динаміки баластної ланки дозволяє зробити висновок про особливості структурної схеми і настроювання того чи іншого реального регулятора.

Якщо регулятор ідеальний, то передавальна функція баластної ланки  $W_o(p) \equiv 1$ , її модуль  $W_o(\omega) \equiv 1$ , а фаза  $\varphi_o(\omega) \equiv 0$ . Чим більше передавальна функція баластної ланки відрізняється від одиниці, тим більше відрізняється якість регулювання в системах з ідеальними і реальними регуляторами. Ступінь відмінності реального регулятора від ідеального для того самого типу приладу може бути різною, тому що вона залежить не тільки від структурної схеми і конструкції, але і від динамічних настроювань регулятора. Для регуляторів з нелінійними

елементами частотні характеристики баластної ланки залежать також від амплітуди вхідного сигналу.

Область у просторі амплітуд, частот вхідного сигналу і параметрів настроювання регулятора, у межах якої частотні характеристики ідеального і реального регуляторів відрізняються на величину, що не перевищує певне наперед встановлене значення, називають областю нормальної роботи (ОНР) регулятора.

Частотні характеристики ідеального і реального регуляторів відповідно до встановлених норм можуть відрізнятися по модулю на  $\pm 10\%$  і по фазі на  $\pm 15\%$ . У межах цих відхилень розходженням у динамічних характеристиках можна зневажати, а в розрахунках використовувати рівняння ідеальних регуляторів.

Співставлення за величиною ОНР є зручним і наочним методом оцінки регуляторів, що відпрацьовують один закон регулювання. Звичайно воно проводиться при тих самих заздалегідь обраних значеннях амплітуди і частоти вхідного сигналу в координатах параметрів настроювань регуляторів.

При оцінці регулятора звичайно виходять з того, що його застосування доцільне, якщо оптимальні значення параметрів настроювання, що лежать в середині ОНР, відповідають динамічним характеристикам об'єктів керування. З двох однотипних регуляторів той, що має більшу ОНР кращий, тому що він у більшій мірі задовольняє вимогам універсальності, оскільки може бути використаний на більш широкому класі об'єктів.

Якщо в результаті розрахунку параметрів настроювань регулятора будуть отримані дані, що не попадають в ОНР, то потрібно вибрати або інший закон регулювання, або застосувати регулятор іншого типу, що має більш широку область допустимих настроювань.

Автоматичні регулятори, що формують той самий закон регулювання, можуть бути побудовані по різним структурним схемам. Кожна з таких структурних схем має ряд переваг і недоліків, які необхідно враховувати при розробці регуляторів і при їх експлуатації. Аналіз структурних схем дозволяє не тільки

оцінити, наскільки характеристики реального регулятора відрізняються від характеристик ідеального, але й встановити причини цих відхилень. Розглянемо деякі структурні схеми.

### 2.2.2. Пропорційні регулятори

1. П-регулятори. Типова структурна схема пропорційного регулятора (рис. 2,2, а) складається з підсилювальної та інтегрувальної ланок, охоплених жорстким від'ємним зворотним зв'язком. Інтегрувальною ланкою є виконавчий механізм, що служить для перетворення вихідного сигналу регулювального блоку в механічне переміщення.

Якщо підсилювач  $k_1$  вважати безінерційною ланкою з кінцевим значенням коефіцієнта підсилення, а виконавчий механізм – ідеальною інтегрувальною ланкою, то передавальна функція регулятора запишеться у вигляді:

$$W_p(p) = \frac{1}{\delta_p} \cdot \frac{1}{T_{BM} / \delta_p k_1 + 1}, \quad (2.12)$$

де  $T_{BM}$  – постійна часу інтегрування (час інтегрування) виконавчого механізму.

Позначимо  $T_\sigma = T_{BM} / \delta_p k_1$ , тоді передавальна функція баластної ланки:

$$W_\sigma(p) = \frac{1}{T_\sigma p + 1}. \quad (2.13)$$

Таким чином, реальний регулятор, для якого справедливі названі припущення, можна представити у вигляді послідовного з'єднання ідеального П-регулятора з коефіцієнтом підсилення  $k_p$  і баластної ланки з передаточною функцією  $W_\sigma(p)$

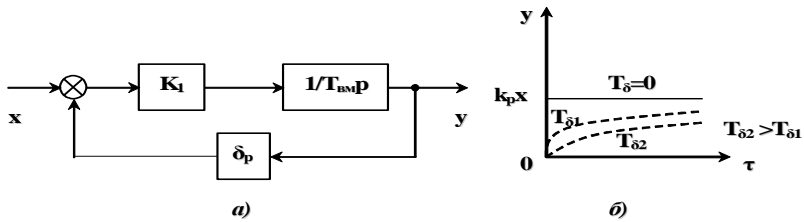


Рис.2.2. Структурна схема і перехідна характеристика лінійного П-регулятора

Баластна ланка в цьому випадку буде являти собою аперіодичну ланку першого порядку з постійною часу  $T_{\delta}$ , величина якої росте зі збільшенням постійної часу інтегрування виконавчого механізму  $T_{VM}$  і коефіцієнта пропорційності регулятора  $k_p$ .

Наявність баластної ланки в П-регуляторі пояснюється кінцевим значенням коефіцієнта підсилення  $k_1$ . Дійсно, якщо  $k_1 \rightarrow \infty$ , то  $T_{\delta} \rightarrow 0$ , а  $W_p(p) = k_p = W_{II}(p)$ , то розглянутий регулятор стає ідеальним. На рис. 2.2,б наведені перехідні характеристики П-регулятора з баластною ланкою при різних значеннях  $T_{\delta}$ .

### 2.2.3. Пропорційно-інтегральні регулятори

Використовується кілька різновидів схем ПІ-регуляторів. Найчастіше використовується схема, зображена на рис. 2.3,а. Вона являє собою послідовне з'єднання підсилювальної й інтегровальної ланок, причому перша охоплена від'ємним зворотним зв'язком з аперіодичною ланкою. За такою структурною схемою виконані регулятори електронної агрегатної уніфікованої системи.

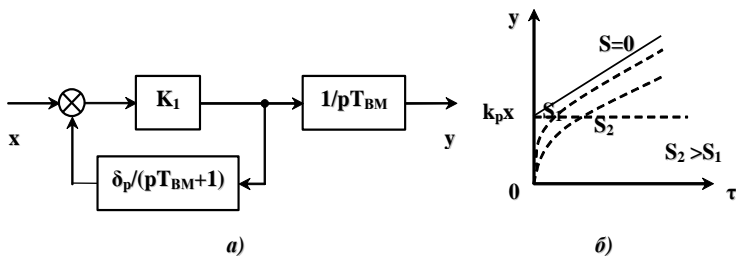


Рис.2.3. Структурнеа схема і перехідна характеристика лінійного ПІ-регулятора

Передавальна функція такого регулятора має вигляд:

$$W_p(p) = \frac{k_p (T_I p + 1)}{T_I p} \cdot \frac{1}{\left( \frac{T_I s p}{s + 1} + 1 \right)}, \quad (2.14)$$

де  $k_p = T_I / \delta_p T_{BM}$ ;  $s = 1 / k_1 \delta_p = T_{BM} k_p / T_I k_1$ .

Позначимо через  $k_{\sigma} = 1 / (T_I + 1)$  і  $T_{\sigma} = s T_I / (T_I + 1)$ . З урахуванням цих позначень одержимо передавальну функцію баластної ланки у вигляді:

$$W_{\sigma}(p) = \frac{k_{\sigma}}{T_{\sigma} p + 1}. \quad (2.15)$$

У цьому випадку баластна ланка являє собою аперіодичну ланку з коефіцієнтом підсилення  $k_{\sigma}$  і постійною часу  $T_{\sigma}$ .

Для даної структурної схеми коефіцієнт підсилення регулятора залежить від часу інтегрування  $T_{BM}$  інтегрувальної ланки, тобто від часу повного ходу виконавчого механізму. Відомо, що час інтегрування виконавчого механізму у свою чергу залежить від навантаження, тому від навантаження залежить і  $k_p$ .

У таких регуляторах спостерігається взаємозв'язок обох

параметрів настроювання – коефіцієнта підсилення  $k_p$  і часу інтегрування  $T_I$ . Перехідні характеристики регулятора зі структурною схемою, зображеною на рис. 2.3,а, наведені на рис. 2.3,б.

Видно, що при  $s=0$  регулятор стає ідеальним. Чим більше значення  $s$ , тим сильніше відхилення характеристики реального регулятора від характеристики ідеального.

## 2.2.4. Пропорційно-інтегрально-диференційні регулятори

Ці регулятори також можуть бути побудовані за різними структурними схемами. Одна з типових структурних схем зображена на рис. 2.4,а. Вона дозволяє будувати ПІД-регулятори з уніфікованих блоків. Для формування пропорційно-інтегральної складової сигналу регулювання використовується блок, схема якого показана на рис. 2.3,а. Блок, що диференціює, конструктивно може виконуватися окремо від інших блоків.

Передавальна функція регулятора з такою структурною схемою може бути записана у вигляді:

$$W_p(p) = k_p \frac{(T_d T_I p^2 + T_I p + 1)}{T_I p} \times \frac{1/(s+1)}{\left( \frac{s T_I}{a(s+1)} p + 1 \right) \cdot (s_2 T_I p + 1)} \quad (2.16)$$

де  $k_p = T_I / T_{IM} \delta_p$ ,  $T_I = T_1 a$ ,  $T_d = T_2 (s_2 + 1) a$ ,  $a = 1 + \frac{T_2}{T_1} (s_2 + 1)$ ,

$s = T_{IM} k_p / k_1 T_{II}$ ,  $s_2 = T_2 / T_1$ .

У цьому випадку передавальна функція баластної ланки має вигляд:

$$W(p) = \frac{s / \zeta + 1}{\left( \frac{s T_H}{a \zeta + 1} p + 1 \right) \cdot \zeta_2 T_H p + 1} \quad (2.17)$$

Вираз (2.17) – передавальна функція аперіодичної ланки другого порядку.

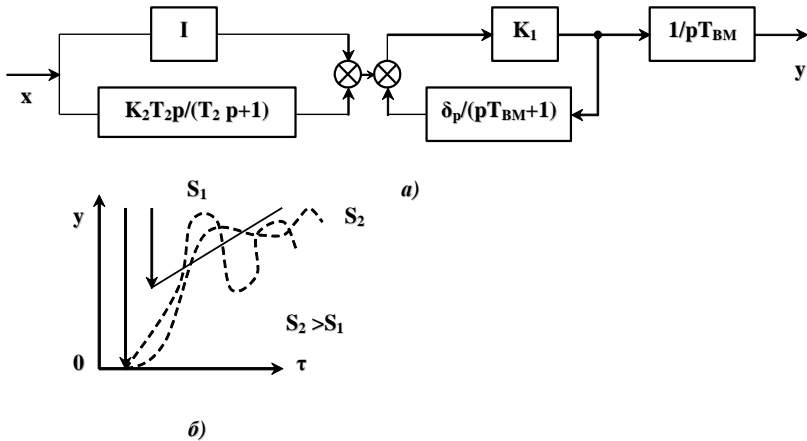


Рис. 2.4. Структурна схема і перехідна характеристика лінійного ПІД-регулятора

Максимальне відношення  $T_d / T_I = 0,25$ . Воно досягається при  $a = 2$  чи  $\zeta_2 / T_1 \cdot \zeta_2 + 1 = 1$ . Ця обставина може розглядатися як недолік подібних схем, оскільки обмежує область застосування ПІД-регуляторів. Перехідні характеристики регуляторів приведені на рис. 2.4, б.

При

$$\left\{ \begin{array}{l} s = 0 \\ s_2 = 0 \end{array} \right\}$$

регулятор стає ідеальним.

## 2.3. Релейні регулятори

### 2.3.1. Двопозиційні регулятори

Двопозиційними регуляторами, чи Рп<sub>2</sub>-регуляторами, називають такі прилади, вихідна величина яких може приймати тільки два сталих значення. Характеристика двопозиційного регулятора (рис. 2.5,а), що відображає залежність вихідної величини  $y$  від вхідної  $x$ , визначається виразом:

$$y = \begin{cases} B & \text{при } x \geq a; \\ -B & \text{при } x \leq -a; \\ B & \text{при } -a < x < a, dx/d\tau < 0; \\ -B & \text{при } -a < x < a, dx/d\tau > 0, \end{cases} \quad (2.18)$$

де  $B$  — регулювальний вплив регулятора. Характеристика має зону неоднозначності, рівну  $2a$ .

В усталеному режимі при надходженні на вхід одноємнісного об'єкта із самовирівнюванням ступеневого впливу  $B$  (рис. 2.5,в) регульована величина буде змінюватися за експоненціальним законом:

$$X = k_{об} \left( 1 - e^{-\frac{\tau}{T_{об}}} \right), \quad (2.19)$$

де  $k_{об}$ ,  $T_{об}$  — відповідно коефіцієнт підсилення і постійна часу об'єкта.

Регульована величина в процесі регулювання коливається щодо заданого значення з максимальною амплітудою відхилення  $A_g$  (рис. 2.5,б). Якщо значення регульованої величини менше заданого з урахуванням зони неоднозначності, то регулювальний вплив  $y = B$ , що забезпечує більш повне надходження енергії в об'єкт. При цьому регульована величина буде збільшуватись.



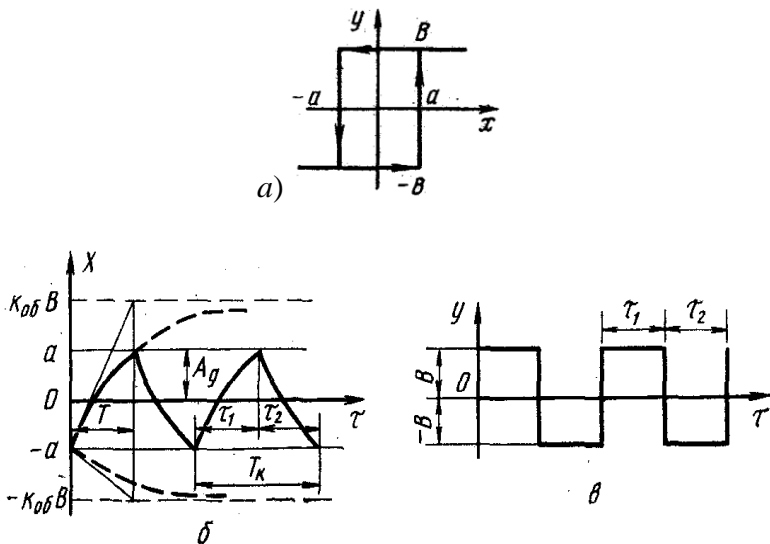


Рис. 2.5. Перехідні процеси в системі з двопозиційними регуляторами: а — статична характеристика двопозиційного регулятора із зоною неоднозначності; б — перехідні процеси в системі регулювання без запізнення; в — перехідні процеси в двопозиційному регуляторі

Після того як  $X$  перевищить задане значення  $X_0$  на величину  $a$ , регульовальний вплив  $y = -B$  і доступ енергії в об'єкт припиниться. Регульована величина почне зменшуватися доти, доки не стане менше заданої на величину  $a$ . Потім процес повторюється. Усталений стан відсутній. Регулятор не може втримати параметр  $X$  на рівні, що дорівнює заданому  $X_0$ . Діапазон коливань, чи динамічна помилка, визначається наступним чином:

$$\Delta x = 2a(k_{об} B + a) \left( 1 - e^{-\frac{\tau_1}{T_{об}}} \right). \quad (2.20)$$

З цього виразу знаходиться тривалість імпульсів:

$$\tau_1 = \tau_2 = T_{об} \ln \frac{k_{об}B + a}{k_{об}B - a}. \quad (2.21)$$

Період усталених коливань:

$$T_k = 2T_{об} \ln \frac{k_{об}B + a}{k_{об}B - a}. \quad (2.22)$$

Частота переключень регулятора  $n = 2/T_k$ . З цих рівнянь випливає, що зниження нечутливості приводить до зменшення періоду коливань і збільшенню числа переключень регулятора. Зменшення числа переключень можливе за рахунок зниження енергії, що комутується регулятором. Однак це може призвести до недокомпенсації збурювальних впливів на об'єкт. Збільшення постійної часу об'єкта також збільшує період коливань і зменшує частоту переключень регулятора.

### 2.3.2. Трипозиційні регулятори

Трипозиційними регуляторами, чи  $P_{ПЗ}$ -регуляторами, називають такі прилади, вихідна величина яких може приймати три сталих значення. Вони відрізняються від двопозиційних формами статичних характеристик релейних пристроїв і способами підведення енергії в об'єкт регулювання. Крім режимів максимального підведення енергії при  $u = B$  і відсутності підведення енергії при  $u = -B$   $P_{ПЗ}$ -регулятори дозволяють встановлювати проміжну потужність при  $u = 0$ . Статична характеристика трипозиційного регулятора, що має зону нечутливості  $2\varepsilon$  (рис. 2.6,а), визначається виразом:

$$y = \begin{cases} B & \text{при } x \geq \varepsilon; \\ 0 & \text{при } -\varepsilon < x < \varepsilon; \\ -B & \text{при } x \leq -\varepsilon. \end{cases} \quad (2.23)$$

Для регуляторів з релейними пристроями, що мають, крім зони нечутливості, ще й зони неоднозначності (рис. 2,б,в):

$$y = \begin{cases} B & \text{при } x > a + \varepsilon; \\ 0 & \text{при } -\varepsilon < x < \varepsilon; \\ -B & \text{при } x < -a - \varepsilon; \\ B & \text{при } \varepsilon < x < \varepsilon + a, \quad dx/d\tau < 0; \\ 0 & \text{при } \varepsilon + a > x > \varepsilon, \quad dx/d\tau > 0; \\ 0 & \text{при } -\varepsilon - a < x < -\varepsilon, \quad dx/d\tau < 0; \\ -B & \text{при } -\varepsilon - a < x < -\varepsilon, \quad dx/d\tau > 0. \end{cases} \quad (2.24)$$

Характер регулювання аналогічний процесам у системах із РП<sub>2</sub>-регуляторами, але з меншими значеннями амплітуди відхилень  $A_g$ .

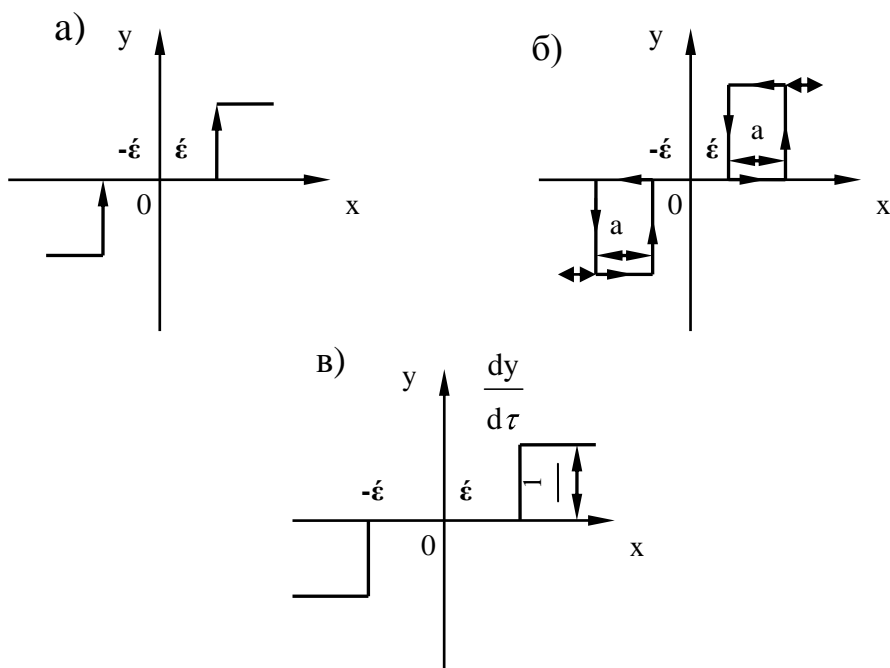


Рис. 2.6. Статичні характеристики трьохпозиційного регулятора:  
*a* — із зоною нечутливості; *б* - із зоною неоднозначності; *в* –  
 регулятор сталої швидкості

Крім того, при виборі проміжної потужності, досить близької до номінальної споживаної, можливо здійснювати регулювання не тільки з меншими значеннями  $A_g$ , але й утримувати величину  $X$  у межах зони нечутливості більш тривалий час, не утворюючи періодичних коливальних процесів при достатній ширині зони нечутливості.

### 2.3.3. Регулятори постійної швидкості

Регулятори постійної швидкості, чи  $P_{III}$ -регулятори, забезпечують трипозиційне керування виконавчими механізмами

відповідно до виразу:

$$\frac{dy}{d\tau} = \frac{1}{T_{BM}} \operatorname{sgn} [K - (X_0 \pm \varepsilon)] \quad (2.25)$$

де  $\varepsilon$  — половина зони нечутливості релейного пристрою;  $1/T_{BM}$  — максимальне значення швидкості переміщення виконавчого механізму ( $T_{BM}$  - час повного ходу).

$P_{III}$ -регулятор працює таким чином. При значенні регульованої величини  $X < X_0 - \varepsilon$  ( $X > X_0 + \varepsilon$ ) виконавчий механізм включений та з максимальною швидкістю переміщує регульовальний орган у напрямку, який забезпечує підвищення (зменшення) величини  $X$ . У межах зони нечутливості регулятор не реагує на величину і напрямок зміни помилки. Статична характеристика такого регулятора може бути представлена як залежність швидкості зміни регульовального впливу  $dy/d\tau$  від величини похибки (рис. 2.6,в).

Максимальна статична помилка  $P_{III}$ -регулятора, як і у всіх типів релейних регуляторів,  $\sigma \geq \varepsilon$ . Динамічна помилка визначається властивостями об'єкта, значеннями максимальної швидкості переміщення виконавчого механізму і шириною зони нечутливості релейного пристрою. Величини максимального значення швидкості  $1/T_{BM}$  і зони нечутливості  $2\varepsilon$  є параметрами настроювань регулятора.

У регуляторі постійної швидкості передбачені системи вимірювання, елементи порівняння вимірюваного і заданого значень регульованої величини, і трипозиційний релейний елемент з обмеженою регульованою зоною нечутливості. Формування Рс-закону регулювання здійснюється електричними позиційними пристроями вторинних електронних приладів, що працюють у комплекті з виконавчими механізмами, які мають постійну швидкість при  $\pm x \geq \pm \varepsilon$ , поза залежністю від величини збурювального впливу, що надійшов в об'єкт.

### 2.3.4. Регулятори із змінною структурою

Регуляторами із змінною структурою називають прилади, що містять ключові (релейні) елементи, що відповідно до обраного закону розмикають чи відновлюють різні канали передачі інформації. Структурна схема регулятора змінюється протягом перехідного процесу таким чином, щоб якісно забезпечити виконання задачі керування. У загальному вигляді регулятор із змінною структурою (рис. 2.7) можна представити у вигляді трьох функціональних елементів: вимірювального пристрою ВП, формувача функції переключення ФФП і блоку комутуючих коефіцієнтів БК.

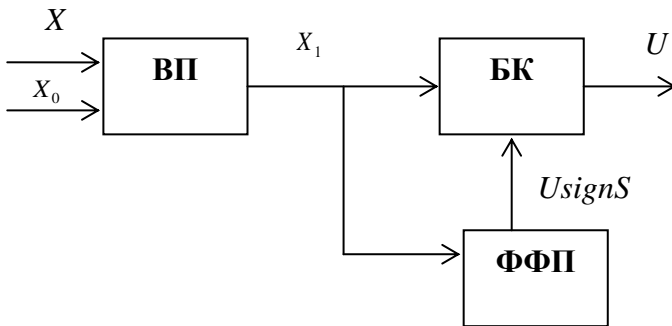


Рис. 2.7. Структурна схема регулятора із змінною структурою

Призначення вимірювального пристрою ВП заключається в перетворенні сигналу  $X_0$ , пропорційного заданому значенню регульованої величини, і порівнянні його з вимірюваним значенням  $X$  регульованої величини. Сигнал помилки  $X_1 = X_0 - X$  з виходу блоку ВП надходить на блоки БК і ФФП.

Блок ФФП формує функцію переключення  $s$ . Перетворення структури регулятора здійснюється в момент переходу через нуль функції  $s$ , заданої рівнянням:

$$s = c_1 x_1 + c_2 x_2. \quad (2.26)$$

У блоці ФФП сигнал помилки  $x_1$  диференціюється і величина  $x_2 = dx_1 / d\tau$  надходить на вихідний підсумовуючий підсилювач з релейною характеристикою. Необхідне співвідношення коефіцієнтів  $c_1$  і  $c_2$  забезпечується введенням на другий вхід підсилювача додаткового сигналу  $x_1$  із відповідним коефіцієнтом. Функція  $s$  перетвориться вихідним підсилювачем у релейний сигнал  $U \operatorname{sgn} s$ , що є вихідним сигналом блоку ФФП. Блок БК формує керувальний вплив  $U$  і здійснює стрибкоподібну зміну структури регулятора відповідно до логічного закону, записаного у вигляді:

$$\psi^z = \begin{cases} \alpha^z & \text{при } sz > 0; \\ \beta^z & \text{при } sz < 0, \end{cases} \quad (2.27)$$

де  $\alpha^z$ ,  $\beta^z$  - коефіцієнти каналів регулятора;  $z$  — кожна з комутуючих координат  $x_1$ ,  $y$  або  $U$ . Цей блок складається з логічних перемикаючих пристроїв (ЛПП), що реалізують закон регулювання, та вихідного сумматора, на якому формується керувальний вплив  $U$ . В залежності від вигляду розв'язуваної задачі в БК можуть використовуватися від одного до трьох ЛПП. Відповідно до цього керувальний вплив  $U$  буде являти собою комбінацію одного, двох чи трьох сигналів вигляду

$$U = \psi^z z. \quad (2.28)$$

Характерною є наявність у регуляторі з перемінною структурою блоку БК, що забезпечує ковзний режим роботи в необхідних областях фазового простору  $(x_1, x_2)$ , в той час як інші типи регуляторів містять блоки, аналогічні ВП і ФФП.

Для прикладу можна назвати пневматичний регулятор із змінною структурою ПР5.1. Він складається з регулювальної та логічної частин. Перша реалізує стандартний ПІ-закон регулювання для двох режимів — помірною і форсуючого. Друга частина в залежності від величини неузгодження між заданим і поточним значеннями регульованого параметра і швидкості зміни цього неузгодження здійснює автоматичну стрибкоподібну зміну налаштувань регулювальної частини (межі пропорційності і часу ізодрома), тобто перехід роботи регулятора з одного режиму до іншого в залежності від знака виразу:

$$s = \pm\alpha(x_1) + T_{II}(x_2), \quad (2.29)$$

де  $x_1$  — величина неузгодження (сигнал помилки);  $x_2$  — швидкість зміни неузгодження;  $\alpha$  — коефіцієнт пропорційності (величина безрозмірна);  $T_{II}$  — коефіцієнт пропорційності (хв), аналогічний постійній часу диференціювання. Коефіцієнти  $\alpha$  і  $T_{II}$  є регульованими параметрами логічної частини регулятора.

Регулятор ПР5.1 призначений для роботи на об'єктах, підданих частим і значним збуренням і великому часу запізнення, на яких застосування звичайних регуляторів не дає задовільних результатів.

## 2.4. Імпульсні регулятори

Імпульсними регуляторами називають регулятори дискретної дії, у структурі яких є імпульсний елемент, що безперервно перетворює змінювану регульовану величину в послідовність імпульсів. Параметри імпульсів змінюються в залежності від значеннями вхідної величини модулюючого сигналу.

Модулюючим параметром для послідовності імпульсів на виході імпульсного елемента може бути амплітуда імпульсу, його ширина й інтервал часу між імпульсами. Відповідно до цього розрізняють три види модуляції імпульсів:



1) ампліудно-імпульсну (АІМ), при якій модулюючим параметром, що залежить від значення вхідного сигналу  $x_{вх}$  (рис. 2.8,а) на початку чергового періоду  $T_n$  повторення імпульсів, є висота (амплітуда) імпульсів  $A$  (рис. 2.8, б);

2) широтно-імпульсну (ШІМ), при якій модулюючим параметром є ширина імпульсу  $T_i$  (рис. 2.8,в);

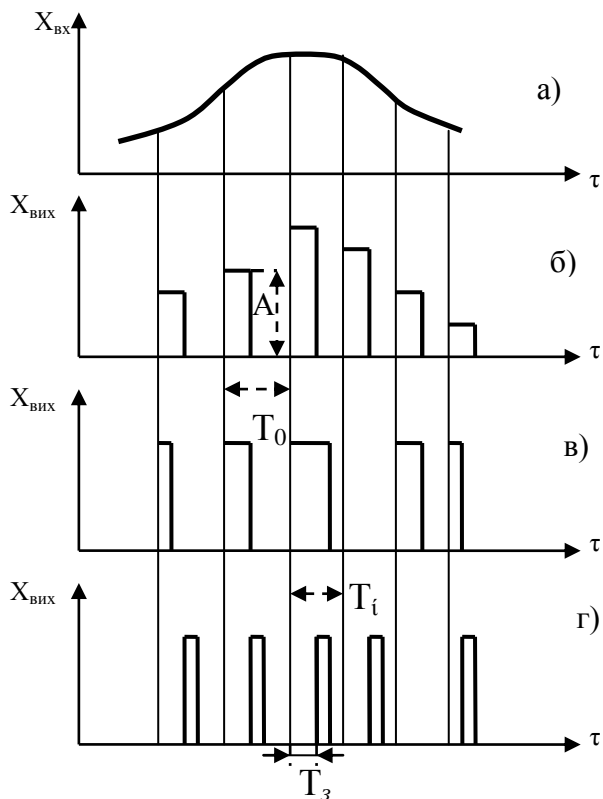


Рис. 2.8. Види імпульсної модуляції

3) часово-імпульсну (ЧІМ), що підрозділяється на фазо імпульсну (рис. 2.8,г) і частотно-імпульсну. У першому випадку модулюючим параметром є величина запізнення  $T_3$  імпульсу

відносно початку періоду. В другому — частота  $f_{II} = 1/T_{II}$  проходження імпульсів.

Імпульсні регулятори в порівнянні з безперервними мають такі переваги, обумовлені дискретним характером передачі сигналів між окремими частинами системи керування: можливість багатоточкового керування; багаторазове використання ліній зв'язку; підвищену шумозахищеність. Крім того, імпульсні регулятори можуть застосовуватися для керування об'єктами із запізненням, коли інші типи регуляторів не підходять.

В тих випадках, коли об'єкти керування багаточисельні, характеризуються великими постійними часу, малими швидкостями змін характеристик, доцільно керувати за допомогою одного імпульсного регулятора шляхом його циклічного підключення послідовно до кожного об'єкта. Проміжок часу між двома черговими імпульсами, що надходить на один і той самий об'єкт, використовується для обміну дискретними сигналами з іншими об'єктами. У результаті система керування істотно спрощується в порівнянні з випадком застосування для кожного об'єкта окремого регулятора.

## 2.5. Цифрові регулятори

Цифровими регуляторами називають прилади, у яких інформація про керувальний сигнал хоча б в одному з блоків виражається в цифровому коді і для її обробки використовують засоби цифрової обчислювальної техніки. Для представлення сигналу в цифровому коді в регуляторі здійснюється квантування сигналу за часом і за рівнем.

Цифрові регулятори мають наступні переваги:

- висока точність виміру регульованої величини, що залежить від числа розрядів використовуваного цифрового коду;
- знижена чутливість до шумів на всіх стадіях перетворення сигналу;

- можливість використання в якості регулювального пристрою ЕОМ;
- можливість використання кожного з алгоритмів регулювання;
- здатність автоматично виявляти і виправляти виникаючі при обробці сигналів помилки і викривлення.

Такі регулятори звичайно багатоканальні і використовуються для керування великою кількістю об'єктів за допомогою машин централізованого контролю і керування.

Робота цифрового регулятора визначається його динамічними властивостями, для опису яких можна застосувати закони регулювання лінійних ідеальних регуляторів. Однак у цифрових регуляторах закони регулювання представлені в цифровій формі. При відтворенні регулювальних впливів у цифровій формі операції інтегрування й отримання похідної відповідно замінюються операціями підсумовування й обчислення різниці.

### 2.5.1. Пропорційні регулятори

Закон регулювання цифрового П-регулятора може бути записаний у вигляді:

$$y_n^* = k_1 x^* \left[ T \right] \quad (2.30)$$

$$y_n^* = k_1' \left[ \int_{nT}^{nT+\theta} (f(\tau) - f(\tau)) d\tau \right]^* \quad (2.31)$$

де  $f$  і  $f_s$  — відповідно поточне і задане значення частоти вхідних сигналів;

$k_1$  і  $k_1'$  — коефіцієнти;  $T$  — період часу;  $\theta$  — інтервал, що визначає час перетворення;  $n = 1, 2, \dots$

Вираз (2.30) отримано в результаті перетворення в цифрову форму аналогових сигналів  $x(\tau)$ , що надходять у вигляді напруги чи струму за умови, що квантування за часом характеризується постійним значенням періоду  $T$ , а рівняння (2.31) — вхідних

сигналів, що надходять у вигляді частоти імпульсів  $f(\tau)$ . Цифрова величина, що відповідає частоті, може бути отримана шляхом підрахунку імпульсів частоти  $f(\tau)$  за фіксований інтервал  $\theta$ . Параметрами регулювання цифрового П-регулятора є коефіцієнти  $k_1$  чи  $k_1'$  і інтервали часу  $T$  і  $\theta$ .

### 2.5.2. Інтегральні регулятори

Закон регулювання цифрового І-регулятора виражається рівнянням:

$$y_I^* = k_2 \sum_{i=1}^n x^* \mathbf{I} \bar{T} \quad (2.32)$$

$$y_I^* = k_2' \sum_{i=1}^n \left[ \int_{iT}^{iT+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^* \quad (2.33)$$

Параметрами регулювання цифрового І-регулятора є коефіцієнти  $k_2$  чи  $k_2'$  і інтервали часу  $T$  і  $\theta$ . Порівнюючи вирази (2.32), (2.33) з рівнянням (2.3), можна вказати на співвідношення, що пов'язують параметри цифрового і неперервного І-регуляторів:

$$T_I \cong T / k_2 \quad ,$$

або

$$T_I \cong T / k_2' f_3 \theta.$$

### 2.5.3. Пропорційно-інтегральні регулятори

Робота цифрового ПІ-регулятора відбувається за законом, що записується у вигляді:

$$y_{PI}^* = k_1 x^* \mathbf{I} \bar{T} + k_2 \sum_{i=1}^n x^* \mathbf{I} \bar{T} \quad (2.34)$$

$$y_{III}^* = k_1' \left[ \int_{nT}^{nT+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^* + k_2' \sum_{i=1}^n \left[ \int_{iT}^{iT+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^*. \quad (2.35)$$

Параметрами регулювання цифрового ПІ-регулятора є коефіцієнти  $k_1$ ,  $k_2$  чи  $k_1'$ ,  $k_2'$  і інтервали часу  $T$  і  $\theta$ . Зпівставляючи рівняння цифрового ПІ-регулятора з рівнянням неперервного ПІ-регулятора (2.5), одержимо відповідність між параметрами регулювання.

Для рівняння (2.34):

$$k_p \cong k_1; T_I \cong Tk_1 / k_2.$$

Для рівняння (2.35) при  $k_1 = k_1' \theta f_3$ ;  $k_2 = k_2' \theta f_3$ :

$$k_p \cong k_1' \theta f_3; T_I \cong Tk_1' / k_2'.$$

#### 2.5.4. Пропорційно-інтегрально-диференційні регулятори

Закон регулювання цифрового ПІД-регулятора описується наступними рівняннями:

$$y_{PID}^* = k_1 x^* \left[ T \right] + k_2 \sum_{i=1}^n x^* \left[ T \right] + k_3 \Delta x^* \left[ (n-1)T \right]; \quad (2.36)$$

$$y_{PID}^* = k_1' \left[ \int_{nT}^{nT+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^* + k_2' \sum_{i=1}^n \left[ \int_{iT}^{iT+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^* + k_3' \left\{ \left[ \int_{nT}^{nT+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^* - \left[ \int_{(n-1)T}^{(n-1)T+\theta} (f_3 - f) d\tau \right]^* \right\}. \quad (2.37)$$

Параметрами регулювання цифрового ПІД-регулятора є коефіцієнти  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  чи  $k_1'$ ,  $k_2'$ ,  $k_3'$  і інтервали часу  $T$  і  $\theta$ .

Порівнюючи рівняння цифрового ПІД-регулятора з рівнянням неперервного ПІД-регулятора (2.9), можна встановити залежність між параметрами регулювання.

Для рівняння (2.36):

$$k_p \cong k_1; T_I \cong Tk_1 / k_2; T_D \cong Tk_3 / k_1.$$

Для рівняння (2.37) при  $k_1 = k_1' \theta f_3$ ;  $k_2 = k_2' \theta f_3$ ;  $k_3 = k_3' \theta f_3$ :

$$k_p \cong k_1' \theta f_3; T_I \cong Tk_1' / k_2'; T_D \cong Tk_3' / k_1'.$$

Рівняння цифрової частини ПІ- і ПІД-регуляторів справедливі за умови, що всі складові законів регулювання мають однакове значення періоду циклу  $T$ .

У загальному випадку цифровий регулятор складається з вхідних, обчислювального і вихідних пристроїв. Структура всіх цих пристроїв і структурна схема цифрового регулятора в основному залежать від закону регулювання і способу його реалізації. На рис. 2.9 наведена одна з можливих структурних схем цифрового регулятора.

Вхідний пристрій  $I$  являє собою сукупність блоків, призначених для отримання електричних сигналів, пропорційних поточному і заданому значенням регульованої величини, порівняння цих значень і отримання в цифровій формі сигналу помилки  $x^* \cdot T$ . Поточні значення регульованої величини визначаються за допомогою аналогового давальника АД з вихідним сигналом у вигляді струму чи напруги. Останній надходить на вхід аналогового блоку відхилення АВ і порівнюється в ньому із сигналом аналогового блоку завдання АЗ. Сигнал помилки в аналоговій формі надходить на вхід аналого-цифрового перетворювача АЦП, у якому здійснюється його квантування за рівнем і в часі.

Обчислювальний пристрій  $II$  являє собою сукупність різних обчислювальних блоків, запам'ятовуючих елементів і логічних

пристроїв, що забезпечують обчислення керувального впливу відповідно до прийнятого закону регулювання. Обчислювальний пристрій містить у собі наступні блоки: регулювання БР; цифрових операторів БЦО; керування БК. Блок регулювання БР призначений для збереження коефіцієнтів регулювання  $k_1 - k_3$ . Блок керування БК забезпечує послідовність роботи всіх блоків цифрового регулятора і являє собою систему логічних пристроїв, що формують послідовність командних імпульсів. Блок цифрових операторів БЦО виконує основні операції по обчисленню окремих складових закону регулювання.

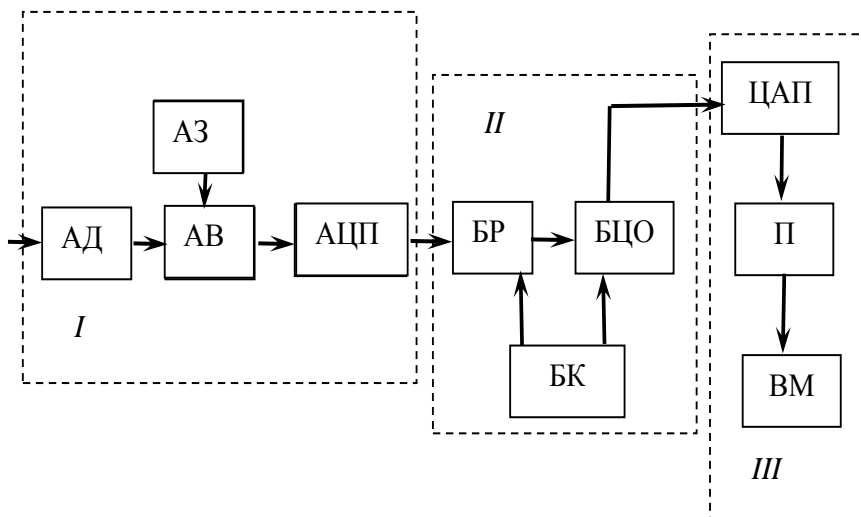


Рис. 2.9. Структурна схема цифрового регулятора

В залежності від способу кодування вхідної величини існують різні варіанти схем обчислення закону регулювання. Усі ці схеми складаються з типових елементів цифрової техніки: реверсивних лічильників, схем порівняння тощо. На виході обчислювальний пристрій видає керувальний вплив  $u^* \lfloor T \rfloor$  у цифровій формі.

Вихідний пристрій III складається з блоків і пристроїв, за допомогою яких здійснюється вплив на регульований об'єкт відповідно до вихідного сигналу обчислювального пристрою. Він містить в собі: цифро-аналоговий перетворювач ЦАП, підсилювач П і виконавчий механізм ВМ. Цифро-аналоговий перетворювач у моменти часу  $\tau = T, 2T, \dots, nT$ . перетворює керувальний сигнал  $u^* [T^-]$  у пропорційне значення тривалості імпульсу  $\tau_i$ , протягом якого виконавчий механізм відпрацьовує цей керувальний сигнал. Успіхи в розвитку обчислювальної техніки дозволили широко використовувати міні-ЕОМ при створенні систем безпосереднього цифрового керування.

## 2.6. Екстремальні регулятори

Екстремальним регулятором називають автоматичний пристрій, що забезпечує пошук і підтримку таких значень вхідних змінних  $u_1, u_2, \dots, u_n$  об'єкта керування, при яких його вихідна змінна  $X$  досягає найбільшого чи найменшого (екстремального) значення. Такі регулятори застосовуються в системах автоматичної оптимізації (САО) роботи окремих агрегатів чи технологічних процесів у металургійному виробництві, наприклад, для оптимізації теплового режиму печей при нагріванні металу перед прокаткою, у системі керування нагрівального колодязя тощо.

На відміну від звичайних систем регулювання в системах САО не є відоме задане значення регульованої величини. Тому їх задача принципово складніша і полягає в автоматичному пошуку такого керувального впливу, що забезпечує максимум (мінімум) регульованої величини. Задача пошуку екстремуму розбивається на дві частини:

- визначення градієнту чи відхилення від точки екстремуму (вивчення об'єкта);
- організація руху до точки екстремуму.



Для розв'язання задачі пошуку екстремуму запропоноване велика кількість різних способів. Розглянемо найбільш розповсюджені з них і відповідні їм структурні схеми екстремальних регуляторів.

### 2.6.1. Екстремальний регулятор із запам'ятовуванням екстремуму

Цей регулятор реагує на різницю між найбільшим, досягнутим у попередні моменти часу, значенням вихідної величини і поточним значенням  $X$ . Структурна схема екстремальної системи із запам'ятовуванням екстремуму представлена на рис. 2.10, а.

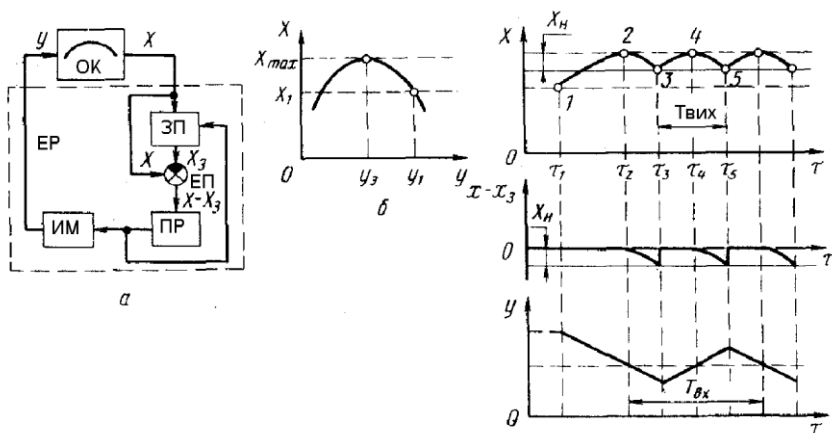


Рис. 2.10. Структурна схема і діаграма роботи екстремального регулятора із запам'ятовуванням екстремуму

Екстремальний регулятор ЕР містить у собі: запам'ятовуючий пристрій ЗП, що фіксує тільки збільшення величини  $X$ ; пристрій реверса ПР, що представляє собою сігнум-реле (реле знака зміни сигналу на виході об'єкта керування); виконавчий механізм ВМ, що впливає на вхідний сигнал в об'єкта керування ОК.

Вихідна величина об'єкта  $X$  подається на запам'ятовуючий пристрій регулятора і запам'ятовується ним, якщо відбувається збільшення  $X$  при впливі на об'єкт керувального впливу  $u$ . Сигнал  $X_3$  із запам'ятовуючого пристрою безперервно подається на елемент порівняння ЕП, де порівнюється з поточним значенням сигналу  $X$ . Сигнал різниці  $(X - X_3)$  з виходу елемента порівняння надходить на пристрій реверса. Якщо ця різниця попадає в зону нечутливості сігнум-реле, останнє спрацьовує і робить реверс виконавчого механізму, що впливає на об'єкт. При цьому зафіксоване в попередній момент значення  $X_3$  стирається і здійснюється запам'ятовування нового поточного значення  $X$ .

Діаграма, що пояснює роботу регулятора із запам'ятовуванням екстремуму, наведена на рис. 2.10,б. В момент вмикання регулятора  $\tau_i$  екстремальне значення  $X_{\max}$  вихідної величини об'єкта керування невідомо, а його стан характеризується вхідним сигналом  $u_1$  і вихідним  $X_1$ . Запам'ятовуючий пристрій в цей момент запам'ятовує сигнал  $X_1$ . Після вмикання в роботу екстремальний регулятор може збільшувати значення  $u$  (при цьому значення  $X$  зменшується), або зменшувати (значення  $X$  збільшується).

Припустимо, що регулятор почав зменшувати значення  $u$ . Виконавчий механізм неперервно працює з постійною швидкістю, впливаючи на об'єкт і збільшуючи значення  $X$ . Робоча точка рухається до екстремуму (ділянка кривої 1—2). Якщо система досягла екстремуму (точка 2) і продовжує функціонувати в тому ж напрямку, то значення  $X$  вже зменшується, а запам'ятовуючий пристрій запам'ятовує  $X_{\max}$ . У точці 2, коли різниця між  $X_2$  і  $X_{\max}$  досягає зони нечутливості сігнум-реле  $X_n$ , відбувається реверс виконавчого механізму і скидання запам'ятованого значення  $X_{\max}$ . При цьому вплив виконавчого механізму на об'єкт збільшує  $X$  і робоча точка знову переміщається до екстремуму (ділянка кривої 3—4). Потім послідовність роботи схеми повторюється. У результаті

встановлюється автоколивальний режим роботи регулятора біля точки екстремуму. З рис. 2.10,б видно, що період коливань  $T_{ex}$  вхідної величини об'єкта в два рази більший, ніж період коливань  $T_{вих}$  вихідної величини.

### 2.6.2. Кроковий екстремальний регулятор

Покроковий регулятор змінює керувальний вплив у ступенево. Спочатку виробляється примусова зміна  $u$  в будь-яку сторону на деяку величину кроку  $\Delta u$ . Значення  $X$  наприкінці кроку порівнюється з тим, що було на початку. В залежності від знака різниці цих значень визначається новий напрямок зміни  $u$ .

Структурна схема покрової екстремальної системи наведена на рис. 2.11,а. Екстремальний регулятор ЕР містить у собі: елемент запам'ятовування (запізнення)  $e^{-pT}$ , що запам'ятовує значення вихідної величини  $X$  об'єкта керування на час  $T$ ; сігнум-реле СР, що здійснює реверс виконавчого механізму ВМ; два імпульсних елементи ІЕ1 і ІЕ2, що працюють синхронно.

Вихідна величина об'єкта  $X$  подається на імпульсний елемент ІЕ1, що здійснює її квантування за рівнем. Вихідний сигнал ІЕ1 представляє собою послідовність імпульсів, висота яких пропорційна значенням  $X$  у дискретні моменти часу  $\tau = nT$  ( $T$  — період повторення імпульсного елемента). Позначимо значення  $X$  у момент часу  $\tau = nT$  через  $X_n$ . Тоді на елемент порівняння ЕП у відповідності зі схемою подаються значення  $X_{n-1}$  і  $X_n$ . На виході ЕП виходить сигнал різниці  $\Delta X = X - X_{n-1}$ . У наступний момент часу  $\tau = (n+1)T$  значення  $X_{n-1}$  скидається з елемента порівняння і запам'ятовується  $X_{n+1}$ . При цьому на ЕП подаються вже значення  $X_n$  і  $X_{n-1}$ .

На сігнум-реле надходить сигнал, пропорційний збільшенню  $\Delta X$  вихідної величини об'єкта за відрізок часу  $T$ . При  $\Delta X > 0$  сігнум-реле не змінює напрямок обертання виконавчого механізму, а при  $\Delta X < 0$  робить його реверс. Імпульсний елемент ІЕ2 здійснює періодичне розмикання кола живлення виконавчого

механізму. Зміну вхідного сигналу об'єкта доцільно робити швидко, щоб час переміщення виконавчого механізму за один крок було достатньо малим. При цьому збурення, внесені в об'єкт виконавчим механізмом, будуть наближатися до стрибкоподібних.

На рис. 2.11,б наведена діаграма, що пояснює роботу покрокового регулятора. Із точки 1 у момент часу  $\tau_1$  регулятор може зробити покрокову зміну  $\Delta u$  вправо або вліво. В останньому випадку  $\Delta X < 0$  і відбудеться реверс виконавчого механізму.

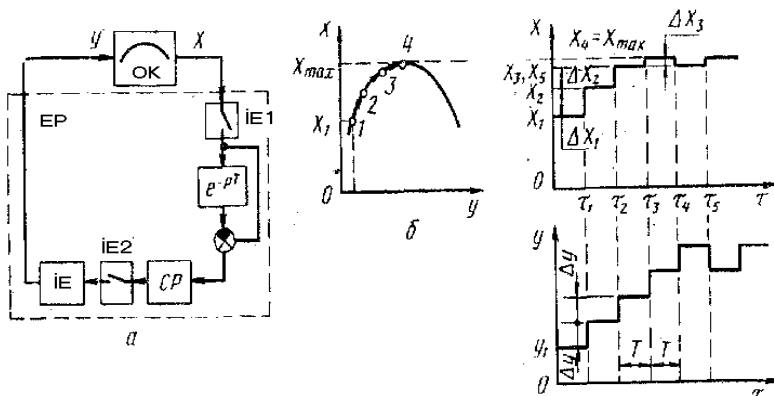


Рис. 2.11. Структурна схема і діаграма покрокового екстремального регулятора

При русі вправо виконавчий механізм на крок  $\Delta u$  збільшує вхідний сигнал об'єкта, що викликає збільшення вихідного сигналу  $X$ . Оскільки  $\Delta X_1 = X_2 - X_1 > 0$ , виконавчий механізм у момент часу  $\tau_2$  робить крок в тому ж напрямку.

Рух робочої точки до екстремуму здійснюється ступенево. При цьому, якщо крок зміни керувального впливу кінцевий, система завжди перейде екстремум. У момент часу  $\tau_4$  збільшення

вихідного сигналу об'єкта  $\Delta X_3 = X_5 - X_4$  стане від'ємним, сінгум-реле спрацює і наступний крок  $\Delta u$  виконавчий механізм зробить убік зменшення вхідного сигналу  $u$ . Таким чином, біля точки екстремуму встановляться автоколивання, частота й амплітуда яких будуть залежати від параметрів об'єкта, налаштувань регулятора (періоду повторення  $T$  и величини кроку  $\Delta u$ ) і початкових умов роботи.

В даний час випускаються такі пневматичні екстремальні регулятори: АРС-2-О — запам'ятовування екстремуму (максимуму чи мінімуму); АРС-1-ОН — покроковий пошук максимуму регульованої змінної; АРС-2-ОІ — покроковий пошук максимуму чи мінімуму регульованої змінної.

При проектуванні та розрахунку оптимальних систем керування користуються методами оптимізації, викладеними в [15].

## 2.7. Адаптивні регулятори

Чисельні технологічні процеси і агрегати в металургії, хімічній та харчовій промисловості відносяться до класу нестационарних з динамічними характеристиками, що змінюються в часі. Тому автоматичні системи регулювання, в яких застосовують регулятори з фіксованими параметрами, не можуть забезпечити високу якість, а іноді навіть і просто стійкого керування. У зв'язку з цим в останні роки при реалізації систем автоматичного керування звертаються до принципу адаптивного керування, створюючи самонастроювальні системи (СНС) із застосуванням адаптивних регуляторів, виконаних на базі елементів і засобів цифрової обчислювальної техніки.

Принцип роботи СНС полягає в тому, що для системи задається деякий функціонал якості  $Q_3$ , який у загальному випадку залежить від параметрів системи і зовнішніх впливів. У процесі роботи функціонал якості змінюється при зміні вхідних впливів і динамічних характеристик об'єкта. Самонастроювання зводиться до розв'язання двох основних задач:

- стабілізації динамічних чи статичних характеристик системи керування, тобто забезпечення умови  $Q = Q_3$  чи  $Q \leq Q_3$  ( $Q$  — поточне значення функціонала якості);
- оптимізації динамічних чи статичних характеристик системи керування, забезпечення умови  $Q = Q_{\min}$ .

Визначення оптимуму функціонала вектору керування чи вектору перенастроюваних параметрів регулятора задається збільшення й оцінюється відхилення міри якості, в залежності від якого здійснюється відповідна зміна цих векторів. Самонастроювальні системи такого типу отримали назву пошукових.

Звичайно на практиці частіше використовують безпошукові СНС, у яких забезпечення умов  $Q = Q_3$  чи  $Q = Q_{\min}$  здійснюється на основі принципу керування по відхиленню чи збуренню з використанням еталонної моделі основного контуру керування, що містить в собі об'єкт керування і регулятор з настроювальними параметрами. При номінальному режимі роботи системи параметри об'єкта і настроювальні параметри регулятора забезпечують близькість динамічних характеристик основного контуру до характеристик еталонної моделі. При відхиленні параметрів об'єкта від номінальних необхідно перенастроювати параметри регулятора так, щоб динамічні характеристики основного контуру збігались з характеристиками еталонної моделі.

У безпошукових СНС керування настроюванням параметрів ускладнено в порівнянні з несамонастроювальними системами керування. Це обумовлено труднощами створення давальників параметричних відхилень.

На рис. 2.12 наведена структурна схема безпошукової СНС за відхиленням. Крім основного контуру (ОК, Р), дана схема містить еталонну модель системи ЕМС і обчислювальний пристрій ОП, що на підставі інформації про входні впливи  $g$  і  $f$ , вихідних координат моделі  $x_m$  і об'єкта  $X$ , а також заданого значення регульованої величини  $X_0$  обчислює значення, що складають

вектор  $v$  настроювальних параметрів регулятора  $P$ . Адаптація в даній системі здійснюється за допомогою замкнутого контуру зворотнього зв'язку. Застосування при цьому компенсаційних сигналів за зовнішніми збуреннями забезпечує підвищення якості адаптації.

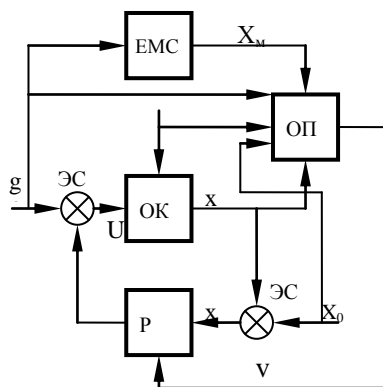


Рис. 2.12. Структурна схема безошуккової СНС за відхиленням

На рис. 2.13 наведена структурна схема безошуккової СНС за збуренням. Дана система складається з основного контуру, блоку оцінки параметрів об'єкта керування БОП і блоку настроювання параметрів регулятора БНП. Керування в такій системі здійснюється на основі безошуккової оцінки параметрів об'єкта ОК і настроювання регулятора за розімкнутим циклом.

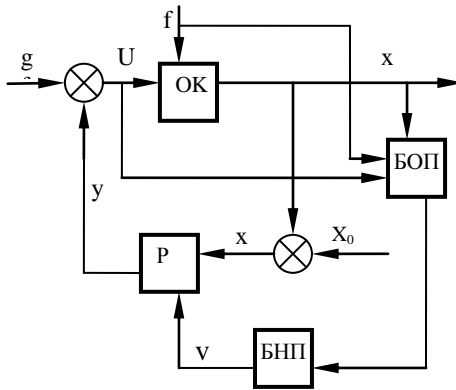


Рис. 2.13. Структурна схема безошуківі СНС за збуренням

Цей тип адаптивних систем особливо ефективний, якщо вдається виділити один технологічний параметр, від якого залежать усі настрювальні параметри регулятора.



## 2.8. Промислові регулятори

### 2.8.1. Загальні відомості

Як відомо, головна функція регулятора – формування сигналу неузгодженості між регульованою величиною та її заданим значенням (уставкою) і динамічне перетворення сигналу неузгодженості згідно типових законів регулювання. Керувальний сигнал з виходу регулятора надходить безпосередньо на вхід виконавчого пристрою автоматичної системи. Однак до сучасних автоматичних регуляторів висувається ряд додаткових експлуатаційних вимог, основними з яких є:

- безударний перехід (тобто без додаткових перехідних процесорів у колах) з режиму ручного керування на автоматичне і напакі;
- у режимі автоматичного керування безударний перехід із зовнішнього джерела сигналу завдання на внутрішнє (необхідний, наприклад, у супервізерному керуванні);
- обмеження вихідного аналогового сигналу по верхнім і нижнім рівням і сигналізації граничних значень цих рівнів;
- гальванічне відокремлення вхідних і вихідних кіл;
- зв'язок з ЕОМ верхнього рівня ієрархії керування;
- аналогове і дискретне автопідстроювання динамічних параметрів регулятора, необхідне для побудови адаптивних систем керування.

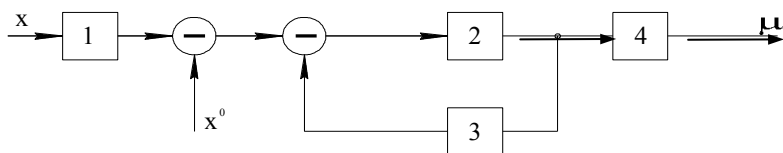
Автоматичні регулятори в залежності від вигляду електричного сигналу розділяються на аналогові, дискретні і гібридні (аналого-дискретні). У свою чергу, дискретні регулятори можуть бути імпульсними і цифровими. В аналогових регуляторах інформаційний сигнал неперервний на всьому тракці формування сигналу регулювання. У дискретних регуляторах в одній або декількох точках тракту формування регульовального сигналу відбувається імпульсна модуляція сигналу або за амплітудою, або за тривалістю (шириною) імпульсів, або за частотою імпульсів; модуляція за рівнем у релейних регуляторах і модуляція за рівнем і амплітудою в цифрових регуляторах (див. п.2.4). У гібридних регуляторах інформаційні сигнали мають як

аналогову, так і дискретну природу в різних точках тракту формування регульовального сигналу.

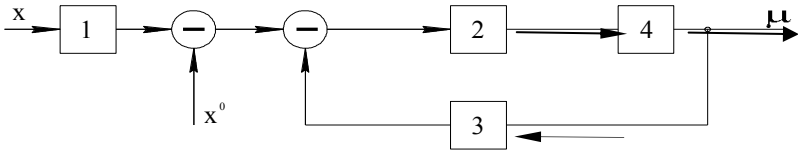
Структурні схеми автоматичних регуляторів – аналогових і дискретних – з типовими алгоритмами регулювання можуть бути отримані на основі відомих з теорії автоматичного регулювання методів корекції, коли бажані динамічні характеристики досягаються за допомогою послідовних і паралельних коригувальних ланок у зворотних зв'язках [10]. У ряді випадків виконавчі механізми також беруть участь у формуванні необхідного алгоритму.

На рис. 2.14 зображені основні структури, у відповідності з якими побудована більшість промислових регуляторів з типовими алгоритмами. На структурних схемах прийняті наступні позначення: 1 – перетворювач вхідної величини  $x$ ; 2 – підсилювальний пристрій; 3 – функціональний зворотний зв'язок; 4 - виконавчий пристрій (механізм), сигнал з виходу якого  $\mu$  керує об'єктом.

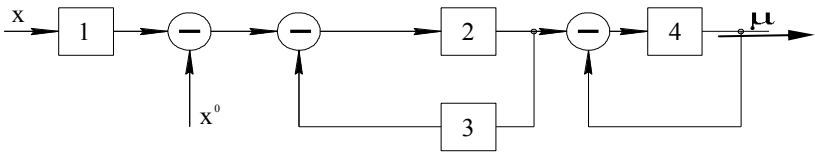
Перетворювач 1 може здійснювати демпфування вхідних сигналів, пропорційних регульованим параметрам, перетворення сигналів струмів у сигнали напруги, підсумовування декількох вхідних сигналів, масштабування, активовану фільтрацію шумів тощо. У структурах (рис. 2.14,а-в) формування алгоритму здійснюється коригувальним зворотним зв'язком 3 і виконавчим пристроєм 4.



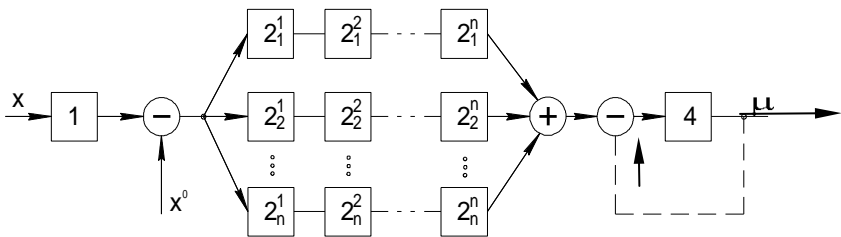
а)



б)



в)



г)

Рис. 2.14. Типові структурні схеми промислових регуляторів

У структурній схемі на рис. 2.14,а функціональний зворотний зв'язок 3 не охоплює виконавчий пристрій 4, тому будемо

називати цю структуру структурою без зворотнього зв'язку за положенням виконавчого пристрою. У регулювальних пристроях цього типу пристрій 4 виконується найчастіше у вигляді інтегруючого двигуна з перетворювачем кута обертання (давальник положення), а його передавальна функція входить до передавальної функції закону регулювання.

На відміну від цих регуляторів структура на рис. 2.14,б відповідає так званим регуляторам зі зворотним зв'язком за положенням виконавчого пристрою. За правилами структурного перетворення схеми на рис. 2.14,а,б можуть бути зведені до однієї з них, однак технічна реалізація і властивості структур різні, що і робить необхідним їх поділ.

У структурній схемі на рис. 2.14,в виконавчий пристрій охоплюється жорстким зворотним зв'язком і називається позиціонером, тому що його вихідна величина – регулювальний вплив  $\mu$  – пропорційна вхідній. Закон регулювання визначається блоками 2 і 3.

У ряді промислових регуляторів закон регулювання формується підсумовуванням окремих складових, реалізованих блоками  $2i(1)$ ,  $2i(2)$ , ...,  $2i(n)$ , кожен з яких може бути утворений контуром з підсилювального пристрою 2 і функціонального зворотнього зв'язку 3 (рис. 2.14,г). У найбільш простих промислових регуляторах (наприклад, релейних) структурна схема на рис. 2.14,г містить лише єдину підсилювальну ланку 2, де відсутній зворотний зв'язок 3.

Розглянемо схеми промислових регуляторів агрегатного комплексу АКЭСР із типовими алгоритмами регулювання, побудованими відповідно до наведених структур.

### **2.8.2. Регулювальні аналогові блоки типу РБА.**

Блоки призначені для формування сигналу неузгодженості і його динамічного перетворення за П-, ПІ- і ПІД-законами регулювання, з обмеженням вихідного сигналу за верхнім і нижнім рівнями, з кондуктивним відокремленням вхідних кіл і з можливістю безударного перемикавання з режиму ручного керування на автоматичне і навпаки. Вхідними і вихідними

сигналами блоків РБА є уніфіковані струмові сигнали і напруга постійного струму. Блоки типу РБА призначені для роботи з підсилювачами потужності (позиціонерами). Між входами і виходами блоків РБА реалізуються наступні функціональні залежності:

а) у режимі автоматичного керування:

$$y(s) = k \left[ (1 + T_\phi s) \frac{1}{1 + T_\phi s} + \frac{1}{T_u s} \right] \varepsilon(s),$$

або

$$y(s) = k \left[ \left( \frac{1}{1 + T_\phi s} + \frac{1}{T_u s} \right) \varepsilon(s) + \frac{T_\phi s}{1 + T_\phi s} \sum_{i=1}^3 x_{1i}(s) \right],$$

або

$$y(s) = k (1 + T_\phi s) \frac{1}{1 + T_\phi s} \varepsilon(s),$$

або

$$y(s) = k \left[ \frac{\varepsilon(s)}{1 + T_\phi s} + \frac{T_\phi s}{1 + T_\phi s} \sum_{i=1}^3 x_{1i}(s) \right];$$

б) у режимі ручного керування:

$$y(s) = \begin{cases} y_0 + 0,2t & \text{при натисканні клавіші Б;} \\ y_0 - 0,2t & \text{при натисканні клавіші М.} \end{cases}$$

У наведених співвідношеннях:

$$\varepsilon(s) = \sum_{i=1}^3 x_{1i}(s) - \sum_{i=1}^3 x_{2i}(s) - \alpha_{24} x_{24}(s)$$

– сигнал неузгодженості;  $s$  – оператор Лапласа;  $x_{1i}(s)$ ,  $x_{2i}(s)$ ,  $y(s)$  –

вхідні і вихідні сигнали постійного струму;  $a_{24}$  – масштабуючий коефіцієнт;  $k$  – коефіцієнт пропорційності;  $T_d$ ,  $T_i$ ,  $T_\phi$  – постійні часу диференціювання, інтегрування і демпфування відповідно.

Спрощена схема регулювального блоку типу РБА (рис. 2.15) містить формувач сигналу неузгодженості (суматори сигналів  $x_{1i}$ ,  $x_{2i}$ , що відповідають регульованій величині  $y_1$  і уставці  $y_2$ ), і суматор, на виході якого формується сигнал  $\varepsilon$ , модуль динамічного перетворення і безударного перемикання, диференціюючий пристрій, інтегруючий пристрій і вихідний суматор, на якому сумуються всі складові алгоритму і встановлюється загальний коефіцієнт пропорційного регулювального блоку  $k$ .

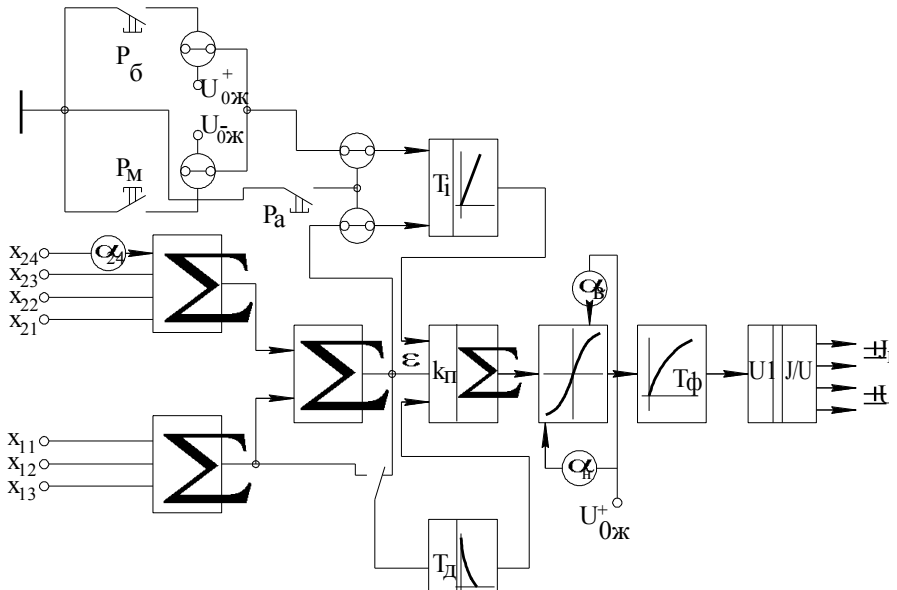


Рис. 2.15. Функціональна схема аналогового регулювального блоку типу РБА комплексу АКЭСР

У залежності від способу вмикання П-складова формується за зовнішнім сигналом  $x_k$  або за сигналом неузгодженості  $\varepsilon$ . Д-складова може формуватися або за вхідним сигналом  $x_k$ , або по сигналами  $x_{1i}$ .

Для зменшення шумів і пульсацій сума П- і Д-складових демпфується фільтром з регульованою постійною часу  $T_\phi$ . Інтегровальний пристрій містить два інтегратори. В автоматичному режимі один з інтеграторів формує І-складову за вихідним аналоговим сигналом  $x$ , яким може бути безпосередньо сигнал неузгодженості  $\varepsilon$  або перетворений зовнішнім функціональним пристроєм сигнал  $\varepsilon$  (наприклад, при автопідстроюванні). При цьому другий інтегратор, що використовується при ручному керуванні, відслідковує вихід вузла динамічного перетворення. При перемиканні в режим ручного керування (кнопка  $P_A$  замкнута) вихідний сигнал інтегруючого пристрою формується другим інтегратором, а перший інтегратор відмикається від входу  $x$  і переводиться одночасно в режим спостереження за вихідним сигналом. Завдяки цьому і забезпечується безударність переходу з "Ручне" на "Автомат" і навпаки.

У режимі «Ручне» зміна сигналу в ту або іншу сторону з постійною швидкістю (див. вище) здійснюється замиканням кнопок  $P_B$ , або  $P_M$  ("Більше", "Менше").

Обмеження верхнього і нижнього рівнів вихідного сигналу динамічного перетворювача здійснюється масштабуючими дільниками  $\alpha_B$ , і  $\alpha_M$ , що живляться від джерела опорної напруги ( $U_{ож}^+$ ). При досягненні відповідного рівня обмеження інтегровальний пристрій відмикається від джерела вхідного сигналу. Завдяки цьому регульовальний пристрій завжди працює в зоні лінійності. Кондуктивного вузол забезпечує гальванічне відокремлення вхідних кіл регулятора від вихідних. Для цього в ньому вихідна напруга  $U_I$  перетворюється у вихідний токовий сигнал  $y_i^+$ , або сигнал напруги  $y_U^+$ ,  $y_U^-$  за принципом широтно-імпульсної модуляції напруги  $U_I$ , трансформування імпульсів на ділільному трансформаторі з наступним відновленням вихідного сигналу активним фільтром.

Постійні часу інтегрування  $T_I$ , змінюються від 5 до 600 с і від 20 до 2000 с; постійна часу диференціювання  $T_D$  – від 0 до 100 с і від 0 до 400 с; коефіцієнт пропорційності  $k$  плавно змінюється від 0,3 до 15,0 і від 1,0 до 50,0; постійна часу демпфування  $T_\phi$  – від 0 до 10 с і від 0 до 20 с [7,9].

### **2.8.3. Блоки регульовальні імпульсні типу РБІ, РБІМ.**

Регульовальні імпульсні блоки цих типів призначені для

формування ПІ-алгоритму регулювання разом з інтегруючими виконавчими механізмами постійної швидкості типів МЕО, МЕМ, МЕР. Функціональна електрична схема зображена на рис. 2.16. Блок формує разом з інтегруючим виконавчим механізмом ПІ-алгоритм вигляду

$$y(t) - y_0 = \frac{100}{v_{св} T_{им}} \left( \varepsilon_1 - \frac{1}{T_u} \int_0^t \varepsilon_1 d\tau \right),$$

де

$$\varepsilon_1 = \varepsilon \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_\phi}} \right);$$

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^3 x_{2i} - \sum_{i=1}^3 x_{1i},$$

де  $y_0$ ,  $y(t)$  – початкове і поточне положення вихідного органа виконавчого механізму;  $\varepsilon_1$  – демпфований сигнал неузгодженості;  $T_{BM}$  – час повного ходу (100%) виконавчого механізму;  $T_\phi$ ,  $T_I$  – постійні часу демпфування й інтегрування;  $v_{св}$  – швидкість зв'язку або швидкість компенсації зворотним зв'язком сигналу неузгодженості з виходу безконтактного трипозиційного релейного елемента (РЕ) із зоною повернення (гістерезис) і з регульованою зоною нечутливості.

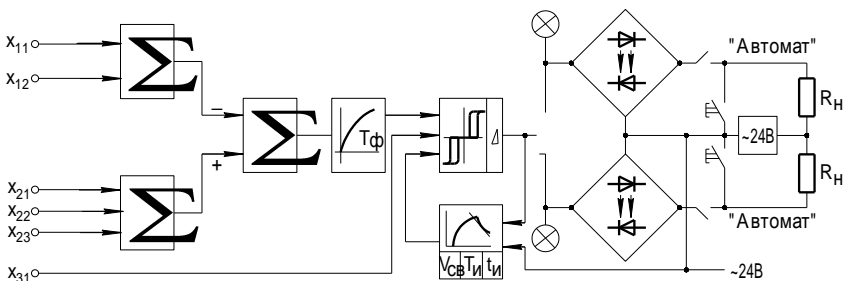


Рис. 2.16. Функціональна схема імпульсного регульовального блоку РБІ комплексу АКЭСР



Вихідні напруги РЕ (+с, 0, -с) надходять у контур функціонального від'ємного зворотнього зв'язку й одночасно керують вихідними безконтактними ключами на тиристорних оптронах, увімкнених у діагональ мостової діодної схеми. Ключі здійснюють комутацію як постійних, так і змінних зовнішніх напруг на виводах  $Q_1$  або  $Q_2$  відносно середнього виводу з кондуктивним роз'єднанням цих виводів від інших кіл блоку.

Функціональний зворотний зв'язок забезпечує інерційне в часі перетворення вихідної напруги РЕ за експонентою з різними постійними часу при вмиканні і при вимиканні регулювального блоку. Динаміка контуру функціонального зворотнього зв'язку характеризується швидкістю зв'язку  $v_{зв}$  при вмиканні і постійною часу інтегрування  $T_I$  при вимиканні блоку. Параметри  $v_{зв}$  і  $T_I$  не залежать один від одного. У контурі зворотнього зв'язку формується тривалість інтервалів  $t_i$  окремих вмикань регулювального блоку в процесі його роботи, якщо сигнал неузгодженості перевершує величину  $\Delta$ . Завдяки дії функціонального зворотнього зв'язку робота регулювального блоку в процесі відпрацювання сигналу неузгодженості має імпульсний характер. Можна показати, що шпаруватість вихідних імпульсів і величина неузгодженості  $\varepsilon_1$  на вході РЕ зв'язані ПД-алгоритмом і разом з інтегруючим виконавчим пристроєм регулювальний блок забезпечує ПІ-закон регулювання. Формування ПІ-закону досягається введенням сигналу зворотнього зв'язку за положенням виконавчого пристрою (сигнал  $x_{22}$  на рис. 2.16). ПІД-закон забезпечується введенням на вхід РЕ сигналу  $x_{31}$  від додаткового (зовнішнього) блоку, що диференціює, на вхід якого подається або сигнал регульованої величини, або сигнал неузгодженості  $\varepsilon_1$ .

Основні технічні дані регулювальних блоків РБІ такі ж, як блоків РБА. Регулювальні блоки РБІМ забезпечують додатково дистанційне дискретне триступінчасте настроювання коефіцієнта передачі. Регулювальні пристрої АКЭСР другої черги типу РП4 за принципом побудови аналогічні розглянутим блокам РБІ, але дозволяють підключати диференційно-трансформаторні, індуктивні або реостатні давальники змінної напруги, ферромагнітні давальники (модель РП4-П), термометри опору типів ТСМ і ТСП, термометри типів ХК, ХА, ПП1, Пр30/0 (модель РП4-Т) [1, 4].



### 3. РОЗРАХУНОК ОПТИМАЛЬНИХ НАСТРОЮВАНЬ РЕГУЛЯТОРІВ

#### 3.1. Вибір регулятора і спрощені методи розрахунку його настроювань

Задача вибору формулюється наступним чином: за відомими характеристиками об'єкта і збурень та при заданих вимогах до якості перехідних процесів необхідно вибрати тип регулятора, закон регулювання і відповідні параметри настроювань. З необхідною для практики точністю більшість технологічних процесів можна наближено представити як статичні чи астатичні об'єкти першого порядку з чистим запізненням, передавальні функції яких відповідно мають вигляд [6,11]:

$$\left. \begin{aligned} W_{об}(p) &= k_{об} e^{-p\tau_{об}} / (T_{об} p + 1), \\ W_{об}(p) &= e^{-p\tau_{об}} / T_{об} p. \end{aligned} \right\} 3.1$$

Початкові умови до розрахунку регулятора є:

1. Статичні і динамічні параметри об'єкта – коефіцієнт передачі об'єкта  $k_{об}$ ; чисте запізнення  $\tau_{об}$  об'єкта; постійна часу  $T_{об}$ , коли  $k_{об}$  змінюється, слід обрати його максимальне значення.

2. Максимально можливе значення збурення  $x_{ax}$ , виражене в процентах ходу регульовального органу.

3. Необхідні допустимі показники якості регулювання, які повинні бути забезпечені застосуванням регулятора: динамічне відхилення  $x_{1дон}$ ; перерегулювання  $\sigma_{дон}$ ; статична помилка  $x_{ст.дон}$ ; час регулювання  $\tau_{дон}$ .

Тип регулятора орієнтовно обирають з наступних рекомендацій. При виконанні умови  $\tau_{об}/T_{об} < 0,2$  слід обрати релейний регулятор, якщо  $\tau_{об}/T_{об} < 1,0$  — неперервний і при  $\tau_{об}/T_{об} > 1$  — імпульсний.

### Регулятор неперервної дії

Рекомендована послідовність розрахунків наведена нижче.

1. Обчислюють наступні величини:

- а) допустиму відносну величину часу запізнення  $\tau_{дон} / T_{об}$  ;
- б) допустимий динамічний коефіцієнт регулювання  $R_{дон}$  ;
- в) допустиму відносну статичну помилку регулювання:
  - для статичних об'єктів:

$$x'_{ст.дон} = (x_{ст.дон} / k_{об} x_{ex}) \cdot 100\% ;$$

- для астатичних об'єктів:

$$x'_{ст.дон} = (x_{ст.дон} / x_{ex}) \cdot 100\% .$$

2. Виходячи з вимог технологічного процесу і заданої величини пере регулювання  $\sigma_{дон}$ , приймають бажаний типовий перехідний процес регулювання.

При цьому можна керуватися наступними рекомендаціями:

а) аперіодичний процес характеризується порівняно великим динамічним відхиленням, мінімальним регулюючим впливом і має малий час регулювання при  $M \approx 1$ .

б) процес з 20%-вим перерегулюванням порівняно швидко згасає, має малий час першого півперіоду коливань і менше, ніж для аперіодичної процесу, динамічне відхилення  $M \approx 1,3$  ;

в) процес з мінімальною інтегральною квадратичною помилкою  $J_2$  має перерегулювання 40—45%, відносно більший час регулювання, але дає при регулюванні найменше динамічне відхилення при  $M \approx 2,1$ .

3. За графіками рис.3.1 (для статичних об'єктів) для прийнятого типового перехідного процесу обирають регулятор з найбільш простим законом регулювання, дотримуючи виконання співвідношення  $R_D \leq R_{дон}$  при заданому значенні  $\tau_{об} / T_{об}$ . За табл.3.1 обирають регулятор для статичного об'єкта незалежно від співвідношення  $\tau_{об} / T_{об}$ .

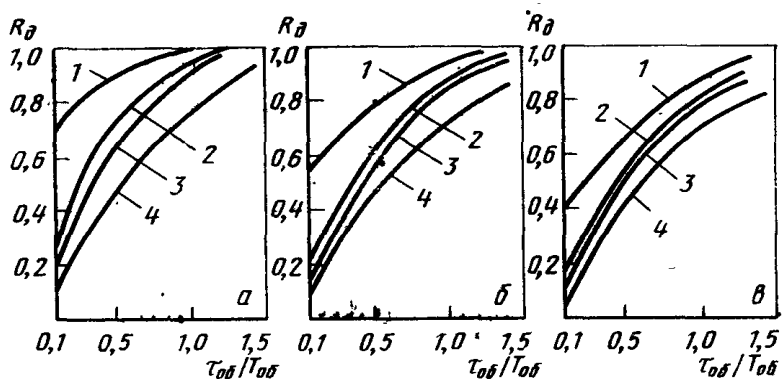


Рис. 3.1. Динамічні коефіцієнти регулювання на статичних об'єктах: а — аперіодичний процес; б — процес з 20%-ним перегулюванням; в — процес з мінімальним інтегральним критерієм; 1–4 – відповідно для I-, II-, III-, IV-регуляторів

4. За графіками рис.3.2 для I-регулятора на статичному об'єкті і за табл.6 для II-, III-, IV-регуляторів на астатичних (чисельник) і статичних (знаменник) об'єктах визначають величину  $\tau_p/\tau_{об}$  і перевіряють, чи виконуються умови  $\tau_p/\tau_{об} \leq \tau_{опт}/\tau_{об}$ , тобто з'ясовують, чи задовольняє обраний регулятор бажаному часу регулювання. При невиконанні цієї умови обирають регулятор за більш складним законом регулювання, а інколи приймають другий типовий перехідний процес.

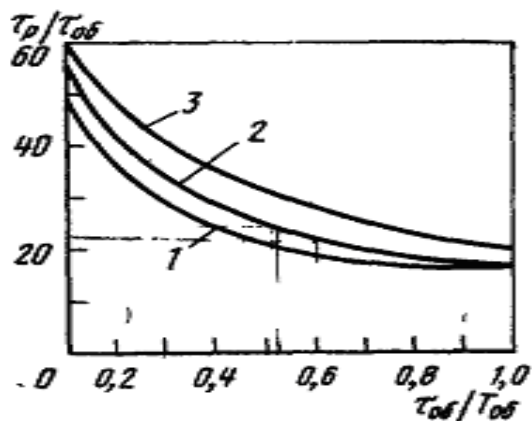


Рис .3.2. Відносний час регулювання для І-регулятора на статичному об'єкті : 1-аперіодичний процес; 2-процес з 20%-им пере регулюванням; 3-процес з мінімальним інтегральним критерієм

Вказанні в табл.3.1 величини відносного часу регулювання  $\tau_p / \tau_{об}$  для П-, ПІ-, ПІД - регуляторів справедливі для значень відношення  $\tau_{дон} / T_{об}$  в межах 0-1.

Таблиця 3.1

Динамічний коефіцієнт регулювання для астатичного об'єкта і відносний час регулювання для статичного(знаменник) і астатичного(чисельник) об'єктів

| Регулятор | Типовий процес регулювання |                      |                        |                      |           |                      |
|-----------|----------------------------|----------------------|------------------------|----------------------|-----------|----------------------|
|           | аперіодичний               |                      | 20%-не перерегулювання |                      | $Min J_2$ |                      |
|           | $R_D$                      | $\tau_p / \tau_{об}$ | $R_D$                  | $\tau_p / \tau_{об}$ | $R_D$     | $\tau_p / \tau_{об}$ |
| П         | 2,4                        | 4,5/6                | 1,4                    | 6,5/8                | -         | 4/-                  |

|     |     |       |     |       |     |       |
|-----|-----|-------|-----|-------|-----|-------|
| ПІ  | 1,4 | 8/14  | 1,3 | 12/16 | 0,4 | 16/18 |
| ПІД | 1,3 | 5,5/4 | 1,1 | 7/12  | 0,8 | 10/13 |

5. Якщо обраний П-регулятор, то по графіках рис.4.3 перевіряється виконання умови  $x_{cm} \leq x'_{c.don}$ . При його недотриманні вибирають ПІ-регулятор.

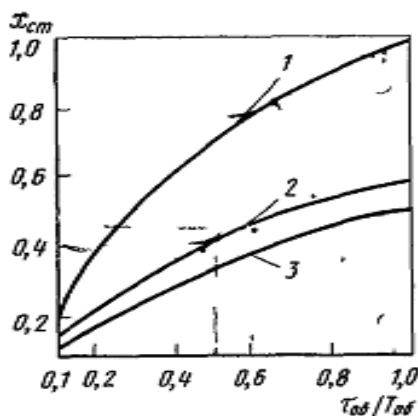


Рис.3.3. Остаточне відхилення, властиве П-регуляторам на статичних об'єктах: 1-аперіодичний процес; 2-процес з 20%-им перерегулюванням; 3-процес з мінімальним інтегральним критерієм

6. За табл. 3.2. визначають параметри настроювань обраного регулятора, що забезпечують необхідну якість регулювання.

Таблиця 3.2

Формули для визначення налагоджень регуляторів

|        |      |                           |
|--------|------|---------------------------|
| Об'єкт | Регу | Типовий перехідний процес |
|--------|------|---------------------------|

|                | ля-<br>тор | аперіодичний  | з 20%-ним<br>перерегулюванн<br>ям  | $\min J_2$   |
|----------------|------------|---|--|--|
| Статич<br>ний  | I          | $k'_p = 1/4,5k_{об}T_{об}$  | $k'_p = 1/1,7k_{об}T_{об}$   | $k'_p = 1/1,7k_{об}T_{об}$   |
|                | II         | $k_p = \frac{0,3}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$  | $k_p = \frac{0,7}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$   | $k_p = \frac{0,9}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$   |
|                | III        | $k_p = \frac{0,6}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 0,6T_{об}$                             | $k_p = \frac{0,7}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 0,7T_{об}$                            | $k_p = \frac{1,0}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = T_{об}$                               |
|                | ПД         | $k_p = \frac{0,95}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 2,4\tau_{об}$<br>$T_D = 0,4\tau_{об}$ | $k_p = \frac{1,2}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 2,0\tau_{об}$<br>$T_D = 0,4\tau_{об}$ | $k_p = \frac{1,4}{k_{об}\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 1,3\tau_{об}$<br>$T_D = 0,5\tau_{об}$ |
| Астатич<br>ний | II         | $k_p = \frac{0,4}{\tau_{об}/T_{об}}$  | $k_p = \frac{0,7}{\tau_{об}/T_{об}}$   | -  |
|                | III        | $k_p = \frac{0,4}{\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 6T_{об}$                                     | $k_p = \frac{0,7}{\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 3T_{об}$                                    | $k_p = \frac{1}{\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 4T_{об}$                                      |
|                | ПД         | $k_p = \frac{0,6}{\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 5\tau_{об}$<br>$T_D = 0,2\tau_{об}$          | $k_p = \frac{1,1}{\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 2\tau_{об}$<br>$T_D = 0,4\tau_{об}$         | $k_p = \frac{1,4}{\tau_{об}/T_{об}}$<br>$T_i = 1,6\tau_{об}$<br>$T_D = 0,5\tau_{об}$       |

### Регулятор релейної дії

Системи з релейними регуляторами відносяться до класу нелінійних САР, при розрахунку яких в інженерній практиці звичайно застосовуються спрощені методи. Нижче наводиться методика розрахунку системи з двопозиційним регулятором із



зоною неоднозначності: об'єкт апроксимований статичною ланкою першого порядку із запізненням.

1. Відомими способами визначають параметри об'єкта  $\tau_{об}$ ,  $T_{об}$ ,  $k_{об}$ .

2. Виходячи з припустимих значень додатньої  $x_{1д}$  та від'ємної  $x_{2д}$  амплітуд коливань регульованої величини, визначають їх відповідні значення у відносних одиницях:

$$x_1^* = x_{1д} / k_{об} y_1, \quad x_2^* = x_{2д} / k_{об} y_2 \quad (3.2)$$

де  $y_1$  і  $y_2$  — регулювальні впливи регулятора на об'єкт, спрямовані убік відповідно збільшення і зменшення регульованої величини, при відсутності збуджуючого впливу на об'єкт.

3. За номограмою  $a^* = f(x^*)$ , наведеною на рис.3.4, визначають позитивну  $a_1^*$  і негативну  $a_2^*$  частини зони неоднозначності регулятора у відносних одиницях і відповідно до виразів  $a_1 = a_1^* k_{об} y_1$ ,  $a_2 = a_2^* k_{об} y_2$  знаходять дійсні значення  $a_1$  і  $a_2$ .

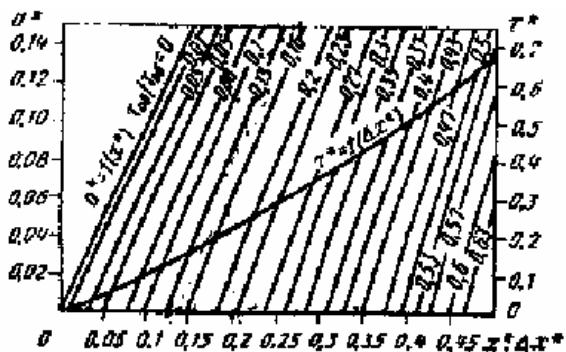


Рис.4.4. Номограма для розрахунку двопозиційного регулятора

4. Визначають зону неоднозначності регулятора:

$$2a = a_1 + a_2 = k_{\text{об}}(a_1^* y_1 + a_2^* y_2). \quad (3.3)$$

5. Розраховують діапазони коливань регульованої величини у відносних одиницях  $\Delta x_1^*$  і  $\Delta x_2^*$  при відповідних базових значеннях  $(k_{\text{об}} y_1 + x_1)$  і  $(k_{\text{об}} y_2 + x_2)$  за рівняннями:

$$\begin{aligned} \Delta x_1^* &= \Delta x / (k_{\text{об}} y_1 + x_1); \\ \Delta x_2^* &= \Delta x / (k_{\text{об}} y_2 + x_2). \end{aligned}$$

6. За кривою  $\tau^* = f(\Delta x^*)$  номограми знаходять відповідні часи збільшення  $\tau_1^*$  і зменшення  $\tau_2^*$  регульованої величини у відносних одиницях.

7. Визначають період коливань регульованої величини

$$T_v = T_{\text{об}}(\tau_1^* + \tau_2^*), \quad (3.4)$$

чи частоту коливань  $\omega = 1/T_v$ .

### 3.2. Визначення оптимальних настроювань регулятора

Викладені в попередньому параграфі методи розрахунку параметрів настроювання регуляторів відповідають САР, у яких об'єкт регулювання є ланкою першого порядку з запізненням.

Однак така апроксимація часто виявляється незадовільною і обрані настроювання не забезпечують необхідної якості керування реальним об'єктом. У таких випадках застосовують більш точний опис об'єкта регулювання. Наприклад, модель об'єкта може бути представлена ланками другого чи більш вищих порядків з чистим запізненням. Нижче розглянута методика розрахунку оптимальних параметрів регуляторів для об'єктів, апроксимованих динамічними лінійними ланками будь-якого порядку.

Постановка задачі визначення оптимальних настроювань регулятора формулюється в такий спосіб. Потрібно визначити такі значення параметрів настроювання, щоб при відомих характеристиках об'єкта і збуреннях, та обраному законі регулювання визначити екстремальний критерій якості регулювання в заданій області обмежень за запасом стійкості.

Математична постановка задачі розрахунку оптимальних настроювань регулятора має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} F(x) &\rightarrow \min_{a_p} - \text{критерій оптимальності}; \\ \dot{x} &= f_{об}(x, y, a_{об}) - \text{рівняння об'єкта}; \\ \dot{y} &= f_p(y, x, X_0, a_p) - \text{рівняння регулятора}; \\ \varphi(\mu, \omega, a_{об}, a_p) &= 0 - \text{обмеження за запасом стійкості}; \\ a_{об} &> 0, a_p > 0, \omega \geq 0, \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

де  $x, y$  — вихідні координати об'єкта і регулятора;  $a_{об}, a_p$  - вектори параметрів об'єкта і регулятора;  $\omega$  — показник запасу стійкості.

При виборі критерію  $F(x)$  враховують характер реальних експлуатаційних збурень на систему регулювання: при детермінованих збуреннях типу стрибкоподібних застосовують інтегральний критерій якості  $J$ , при випадкових — середньоквадратичну похибку регулювання  $x_c^2$ .

Зручними способами завдання обмеження за запасом стійкості можуть вважатися такі:

- 1) завдання області, за межі якої не повинні виходити корені характеристичного рівняння системи;
- 2) завдання області, що включає в себе точку  $(-1, j0)$ , всередину якої не повинна заходити амплітудно-фазова характеристика розімкнутої системи.

Розглянемо послідовність розрахунку відповідно до першого способу завдання обмеження за запасом стійкості (за ступенем

коливання  $m$ ). Як вихідне співвідношення запишемо рівняння замикання системи

$$W_{oo}(p)W_p(p) = -1, \quad (3.6)$$

в якому зробимо підстановку  $p = -m\omega + j\omega$ . Одержимо

$$W_{oo}(m, j\omega)W_p(m, j\omega) = -1, \quad (3.7)$$

де  $W_{oo}(m, j\omega), W_p(m, j\omega)$  — відповідно розширені амплітудно-фазові характеристики об'єкта і регулятора.

Перепишемо останній вираз у вигляді:

$$W_p(m, j\omega) = -W_{oo}^*(m, j\omega), \quad (3.8)$$

де  $W_{oo}(m, j\omega) = 1/W_{oo}^*(m, j\omega)$  - обернена розширена амплітудно-фазова характеристика об'єкта. Виділяючи в рівнянні (3.8) дійсну та уявну частини, одержимо:

$$U_p(m, \omega) = -U_{oo}^*(m, \omega), V_p(m, \omega) = -V_{oo}^*(m, \omega), \quad (3.9)$$

де  $U_p(m, \omega), V_p(m, \omega)$  — розширені дійсна та уявна характеристики регулятора;  $U_{oo}^*(m, \omega), V_{oo}^*(m, \omega)$  — обернені розширені дійсна та уявна характеристики об'єкта. Для ідеальних регуляторів дійсні наступні формули:

П-регулятор

$$\left. \begin{aligned} k_P &= -U_{oo}^*(m, \omega), \\ V_{oo}(m, \omega) &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

I-регулятор

$$\left. \begin{aligned} k_p' &= \frac{\omega(m^2 + 1)}{m} U_{o\sigma}^*(m, \omega), \\ U_{o\sigma}^*(m, \omega) &= mV_{o\sigma}^*(m, \omega); \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

ПІ-регулятор

$$\left. \begin{aligned} k_p &= mV_{o\sigma}^*(m, \omega) - U_{o\sigma}^*(m, \omega), \\ k_p/T_i &= \omega(m^2 + 1)V_{o\sigma}^*(m, \omega); \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

ПІД-регулятор

$$\left. \begin{aligned} k_p &= mV_{o\sigma}^*(m, \omega) - U_{o\sigma}^*(m, \omega) + 2m\omega k_p T_D, \\ k_p/T_i &= \omega(m^2 + 1) \left[ V_{o\sigma}^*(m, \omega) + \omega k_p T_D \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Для побудови ліній рівного ступеня згасання задаються числовими значеннями  $\omega$  від нуля до величини, при якій відношення  $k_p/T_i$ , стає від'ємним, чи до частоти зрізу  $\omega_{cp} = 1/0,05 T_{o\sigma}$ , якщо при цьому значенні частоти відношення  $k_p/T_i$  продовжує залишатися додатнім. Далі в координатах  $k_p$  і  $k_p/T_i$  при  $m = const$  будують залежності  $k_p = f(k_p/T_i)$ .

Для ПІД-регулятора будують сімейство залежностей  $k_p = f(k_p/T_i)$  при різних значеннях добутку  $k_p T_D$ . Отримана крива (рис. 3.5,а) є лінією, рівного ступеня згасання  $\Psi = const$  ( $m = const$ ). Усі значення  $k_p$  і  $k_p/T_i$ , що лежать на цій кривій, будуть відповідати заданому ступеню згасання. Значення  $k_p$  і  $k_p/T_i$ , що потрапляють в область, обмежену даною кривою й осями координат, відповідають процесам регулювання зі ступенями згасання більше заданого  $\Psi = const$ , а якщо вони лежать поза цією областю — зі ступенями згасання менше заданого. Параметри, що відповідають перетину зазначеної кривої з віссю абсцис ( $k_p/T_i = 0$ ,

є параметрами П-регулятора, а перехідні процеси характеризуються залишковим відхиленням (рис. 3.5,б).

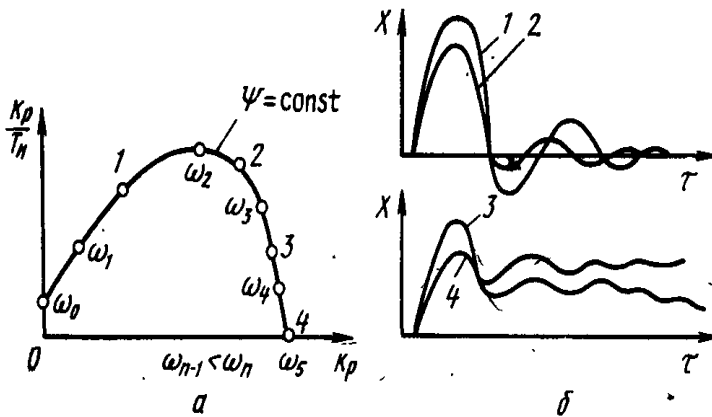


Рис. 3.5. Крива рівного ступеня загасання (а) і перехідні процеси при різних налаштуваннях регулятора (б)

Значення налаштовувальних параметрів, що попадають на вісь ординат ( $k_p = 0$ ), відповідають І-регулятору з одним параметром налаштування.

В даний час вважають, що оптимальний ступінь згасання  $\Psi$  знаходиться в межах 0,75—0,4. При  $\Psi < 0,75$  перехідні процеси мають недостатню інтенсивність згасання, а при  $\Psi > 0,9$ , маючи добре згасання, процеси будуть характеризуватися підвищеними відхиленнями регульованої величини. Це підтверджується кривими 1—4 перехідних процесів (див. рис. 3.5,б), що відповідають точкам 1 - 4 на рис. 3.5,а. Вибір конкретних значень  $k_p$  і  $k_p/T_i$  на лінії рівного ступеня згасання роблять з умови мінімуму прийнятого критерію якості. З практики розрахунків відомо, що точка, яка відповідає оптимальним значенням  $k_p$  і  $k_p/T_i$ , лежить трохи правіше максимуму лінії рівного згасання (точка 2 на рис. 3.5,а). Тут критерій  $J_2$  має відносний мінімум. Розглянута методика розрахунку

параметрів оптимальних настроювань призначена для регуляторів з ідеальними законами регулювання.

Реальні (промислові) регулятори мають досить вузьку область відтворюваності ідеальних законів регулювання за частотою й амплітудою вхідних сигналів. Однак, якщо об'єкт регулювання є інерційним і служить низькочастотним фільтром у системі, ідеалізація реального регулятора не приводить до істотних помилок при розрахунках параметрів настроювання.

У зв'язку з цим рекомендується наступна методика розрахунку регулятора. Спочатку, припускаючи регулятор ідеальним, здійснюють попередню оцінку параметрів настроювання, і перевіряють, чи знаходяться вони в ОНР. Якщо так, то перевіряють якість перехідних процесів в САР. При задовільній якості процесів параметри настроювання приймаються остаточними.

Якщо ж перевірка показує, що параметри регулятора, розраховані за допомогою спрощених методів, незадовільні, то рекомендується виконати уточнені розрахунки. При цьому оптимальні параметри визначають методом розширених амплітудно-фазових характеристик з урахуванням баластної ланки реального регулятора при заданому показнику запасу стійкості.

Як було показано в гл. 2.2, структура реального лінійного регулятора записується у вигляді послідовного з'єднання ідеального регулятора  $W_{\omega}(p)$  і баластної ланки  $W_{\sigma}(p)$ :

$$W_p(p) = W_{\omega}(p)W_{\sigma}(p). \quad (3.14)$$

При цьому особливістю структури більшості сучасних регуляторів, наприклад систем «Каскад» (регулювальний блок Р21), «Старт» тощо, є те, що формуючі блоки реалізують тільки ПІ-закон регулювання. Формування ПІД-закону виконується за допомогою додаткової ланки - диференціатора, підключеного до формуючого блоку так, що передавальна функція ПІД-регулятора має вигляд:

$$W_p(p) = W_d(p)W_{III}(p), \quad (3.15)$$

де  $W_d(p)$ ,  $W_{III}(p)$  — передавальні функції відповідно диференціатора і формуючого блоку (III-частини) регулятора.

Формуючий блок ПД-регулятора, як і реальний лінійний ПІ-регулятор, структурно представляється у вигляді ланки ідеального ПІ-регулятора, охопленого від'ємним зворотнім зв'язком з передавальною функцією  $W_{oc}(p)$ . Тоді передавальна функція реального ПІ-регулятора буде мати вигляд:

$$W_{III}(p) = W_{III_0}(p) / \left[ 1 + W_{III_0}(p)W_{oc}(p) \right] \quad (3.16)$$

Зпівставляючи (3.14) і (3.16), і зробивши відповідні перетворення, одержимо співвідношення:

$$W_{oc}(p) = \left[ -W_{\sigma}(p) \right] W_{\sigma}(p)W_{III_0}(p). \quad (3.17)$$

Передавальні функції ідеального ПІ-регулятора  $W_{III_0}(p)$  і баластової ланки  $W_{\sigma}(p)$  можна записати у вигляді (3.18):

$$\left. \begin{aligned} W_{III_0}(p) &= k_r(T_i p + 1) / T_i p; \\ W_{\sigma}(p) &= 1 / (T_i s p + s + 1). \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

Підставивши (3.18) у (3.17) і виконавши прості перетворення, одержимо передавальну функцію зворотнього зв'язку:

$$W_{oc}(p) = T_{im} p / k_1 \quad (3.19)$$



Це вираз вже не залежить від параметрів настроювань регулятора. Підставляючи (3.15) і (3.16) у рівняння умови замикання системи (4.6), одержимо:

$$W_{oc}(p)W_d(p) = \frac{W_{III_o}(p)}{1 + W_{III_o}(p)W_{oc}(p)} = -1. \quad (3.20)$$

Звідки

$$W_{III_o}(p) = -W^*(p), \quad (3.21)$$

де

$$W^*(p) = 1/[W_{oc}(p)W_d(p) + W_{oc}(p)]. \quad (3.22)$$

У виразі (3.22) параметри настроювання ПІД-регулятора розділені. Передавальна функція  $W^*(p)$  - включає відшукуваний параметр  $k_2$  диференціатора, а  $W_{III_o}(p)$  — параметри  $k'_p$  і  $T_1$  пропорційно-інтегральної частини ПІД-регулятора. Це дозволяє при розрахунку настроювань скористатися формулами, аналогічними (3.12), і записати:

$$\left. \begin{aligned} k'_p &= mV^*(k_2, m, \omega) - U^*(k_2, m, \omega); \\ k'_p / T_1 &= \omega(m^2 + 1)V^*(k_2, m, \omega), \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

де  $U^*$ ,  $V^*$  - дійсна та уявна частини частотної характеристики  $W^*(m, j\omega)$ .

Процедура побудови поверхні рівного ступеня згасання в координатах  $k'_p$ ,  $k'_p / T_1$  і  $k_2$  аналогічна побудові таких же поверхонь для ідеальних регуляторів. А саме, задаючись величиною  $k_2$  будують сімейство кривих рівного згасання

$k'_p = f(k'_p / T_1)$ . Якщо поверхні рівного ступеня згасання потрібно побудувати в просторі параметрів  $k_p$ ,  $k_p / T_i$  і  $k_p$ ,  $k_p / T_d$  то можна скористатися формулами перерахування:

$$\left. \begin{aligned} k_p &= \frac{k'_p T_2}{T_1} (k_2 + 1) + k'_p; \\ k_p / T_i &= k'_p / T_1; \\ k_p / T_d &= k'_p / T_2 (k_2 + 1), \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

які отримані з урахуванням позначень до виразу (3.16).

Для розрахунку ПІ-регуляторів у (3.22) приймають  $W_d(p) = 1$ , а  $W_{oc}(p) = T_{im} p / k_1$ . Тоді дійсна та уявна частини амплітудно-фазової характеристики  $W^*(m, j\omega)$  будуть мати вигляд:

$$\left. \begin{aligned} U^* &= \operatorname{Re} \frac{1}{W_{об}(m, j\omega) + T_{im} (-m\omega + j\omega) / k_1}, \\ V^* &= \operatorname{Im} \frac{1}{W_{об}(m, j\omega) + T_{im} (-m\omega + j\omega) / k_1}. \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

Як приклад на рис. 3.6. наведені лінії рівного ступеня згасання  $\Psi = 0,8$  ( $m = 0,221$ ) для ідеального  $T_{\bar{\sigma}} = 0$  і реального  $T_{\bar{\sigma}} = 0,5c$  лінійного ПІ-регуляторів, встановлених на статичному об'єкті першого порядку із запізненням, при заданих значеннях параметрів об'єкта  $k_{об} = 2$ ,  $T_{об} = 10c$ ,  $\tau_{об} = 2c$ .

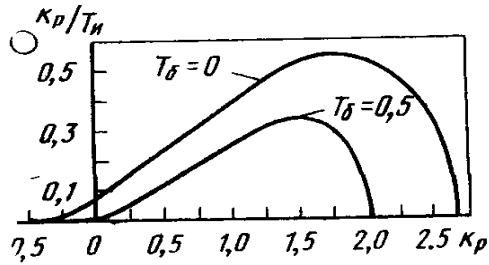


Рис. 3.6. Параметри настроювань реального лінійного ПІ-регулятора на статичному об'єкті

Знайдені з умови  $\min J_2$  на кривій рівного згасання оптимальні значення параметрів настроювання ідеального  $k_p = 2,12$ ,  $T_i = 4,1c$  і реального  $k_p = 1,75$ ,  $T_i = 5,6c$  регуляторів помітно відрізняються.

### 3.3. Приклад розрахунку регулятора і визначення його оптимальних настроювань

*Вибрати автоматичний регулятор і визначити його оптимальні настроювання*

**Вихідні данні:**

Варіант технологічного об'єкту (табл. 3.3).

Таблиця 3.3.

| Об'єкт регулювання | Регульована величина | Теплоносії |
|--------------------|----------------------|------------|
| Випарна установка  | Температура розчину  | Пар        |

Вимоги до перехідного процесу (табл. 3.4.).

Таблиця 3.4.

| Ступінь затухання $\psi$ | Перерегулювання, $\sigma$ % | Час регулювання $t_{\text{рег.}}$ , хв |
|--------------------------|-----------------------------|--|
|                          |                             |  |

|      |    |    |
|------|----|----|
| 0,84 | 18 | 20 |
|------|----|----|

Крива розгону і ступеневе збурення ходу регульовального органу, вносиме в процесі експерименту (табл 3.5).

Таблиця 3.5.

| 0 | 1 | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  | 7  | 8  | 9  | 10 | Ступеневе збурення |
|---|---|----|----|----|----|----|----|----|----|----|--------------------|
| 0 | 4 | 15 | 38 | 46 | 66 | 74 | 80 | 90 | 91 | 92 | 20%                |

## Розв'язок

1. За даними таблиці 3 будемо криву розгону.

З отриманого графіка визначаємо постійну часу  $T_{об}$  і час запізнення  $\tau_{об}$  об'єкту.

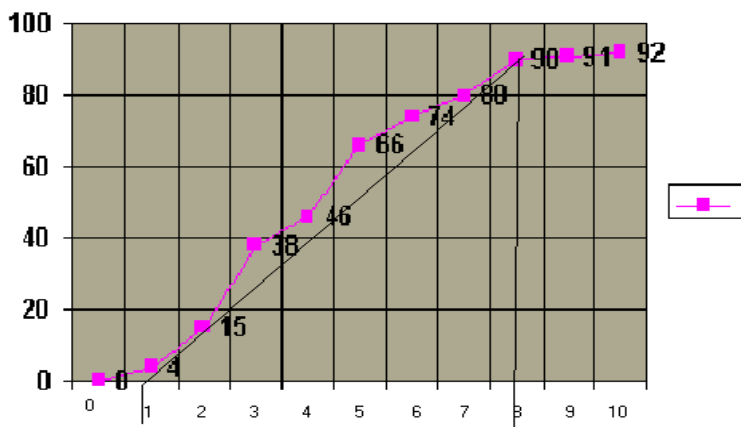


Рис.3.7. Розгінна характеристика об'єкту регулювання

$$\tau_{об} = 0,9 \text{ хв};$$

$$T_{об} = 7,1 \text{ хв}.$$

2. Вибираємо вид регулятора.

Вид регулятора вибираємо за величиною відносного запізнення об'єкту  $\tau_{об} / T_{об}$ , виходячи з наступних рекомендацій:

- при умові  $\tau_{об} / T_{об} < 0,2$  потрібно вибирати релейний регулятор;
- якщо  $0,2 < \tau_{об} / T_{об} < 1,0$ , то рекомендується вибирати неперервний регулятор;
- при  $\tau_{об} / T_{об} > 1$  слід вибирати імпульсний ( або неперервний регулятор).

В нашому випадку  $\tau_{об} / T_{об} = 0,9 / 7,1 = 0,13$

Таким чином вибираємо релейний регулятор.

3. Для обраного нами типу регулятора визначаємо наступні величини:

3.1. Допустиму відносну величину часу регулювання:

$$t_{\text{доп.регул.}} = t_{\text{рег}} / T_{об} = 20 / 7,1 = 2,82.$$

3.2. Допустимий динамічний коефіцієнт регулювання:

$$R_{\text{д.доп}} = \frac{1-\sigma}{\psi} = \frac{1-0,18}{0,84} = 0,98$$

3.3. Допустиму відносну статичну помилку регулювання:

3.3.1. Для статичних об'єктів:

$$X'_{\text{ст.доп}} = \frac{X}{K_{об} * X_{вх}} * 100\% / 0,$$

де:

$$K_{об} = \frac{h(t)_{\text{max}}}{\sigma} = \frac{92}{18} = 5,11 \text{ ( з кривої розгону )}$$

$$x_{\text{ст.доп}} = \frac{1}{K_{об}} = \frac{1}{5,11} = 0,196$$

$$X'_{\text{ст.доп}} = \frac{X_{\text{ст.доп}}}{K_{об} * X_{вх}} * 100\% = \frac{0,196}{5,11 \cdot 20} * 100\% = 0,19.$$

$X_{вх}$  – максимально можливе збурення від навантаження, ( в відсотках ходу регулювального органу). За типовий процес

приймаємо – процес з 20% - вим перерегулюванням тому, що він найбільш відповідає умовам задачі.

#### 4. Вибір типу регулятора.

За графіком  $R_d = f(\tau_{об} / T_{об})$  (рис 3.2.) - для статичних об'єктів - за прийнятим типовим перехідним процесом вибираємо регулятор з найбільш простим законом регулювання, а саме П-регулятор з  $R_o = 0,25$  (при заданому значенні  $\tau_{об} / T_{об} = 0,13$  та з розрахованим  $R_{д,доп} = 0,98$ )

На рис.3.1. цифрам 1,2,3,4 відповідає тип регулятора:

- 1 - І регулятор;
- 2 - П регулятор;
- 3 - ПІ регулятор;
- 4 – ПІД регулятор;

#### 5. Визначення часу регулювання.

За таблицею 3.6 визначасмо величину  $t_p / T_{об}$

Табляця 3.6

| Регулятор | Типовий процес регулювання<br>20% -ве перерегулювання |                |
|-----------|---|----------------|
|           | $R_d$   | $t_p / T_{об}$ |
| П         | 1,4   | 6,5/8          |
| ПІ        | 1,3   | 12/16          |
| ПІД       | 1,1   | 7/12           |

і перевіряємо виконання умови:

$$\frac{t_p}{T_{об}} \leq \frac{t_{p,доп}}{T_{об}},$$

тобто визначаємо, чи задовільняє вибраний регулятор допустимому часу регулювання. При невиконанні цієї умови вибираємо регулятор з більш складним законом регулювання. Для П-регулятора:

$$\frac{t_p}{T_{об}} = 8 \leq \frac{t_{p,доп}}{T_{об}} = 2,82.$$

Як бачимо П- регулятор не задовільняє умові допустимого часу регулювання, однак він є найбільш швидкодіючим із всіх типів регуляторів. Перевіримо П-регулятор за величиною статичної помилки. За графіками (рис 3.3) перевіряємо виконання умови:

$$x_{ст} \leq x_{ст.доп}$$

При  $x_{ст.доп} = 0,196$  маємо  $x_{ст} = 2,1$ . Таким чином умова  $x_{ст} = 0,21 \leq x_{ст.доп} = 0,196$  не виконується і статична помилка П-регулятора перебільшує статичну помилку регулювання.

Розглянемо ПІ- і ПІД-регулятори:

Для ПІ-регулятора:

$$\frac{t_p}{T_{об}} = 16,$$

$x_{ст} = 0,16 \leq x_{ст.доп} = 0,196$ , виконується також умова  $R_d = 0,16 \leq R_{д.доп} = 0,98$ .

Для ПІД регулятора:

$$\frac{t_p}{T_{об}} = 12$$

$x_{ст} = 0,13 \leq x_{ст.доп} = 0,196$ ; виконується також умова  $R_d = 0,14 \leq R_{д.доп} = 0,98$ .

Отже, вибираємо ПІД-регулятор тому, що він забезпечує найменший час регулювання серед регуляторів, котрі не мають статичної помилки регулювання.

### *6. Визначення параметрів налаштувань регулятора.*

З табл (3.2) визначаємо параметри налаштувань ПІД – регулятора, який забезпечує відповідну якість регулювання:

$$K_p = \frac{1,2}{K_{об} * \tau_{об} / T_{об}} = \frac{1,2}{5,11 * 0,13} = 1,81.$$

$$T_1 = 2,0 * \tau_{об} = 2,0 * 0,9 = 1,6;$$

$$T_o = 0,4 * \tau_{об} = 0,4 * 0,9 = 0,36.$$

Оптимальні настройки регулятора:

$$\begin{cases} K_p = mV_{об}^*(m, \omega) - U_{об}^*(m, \omega) + 2m\omega K_p T_o, \\ \frac{K_p}{T_{is}} = \omega(m^2 + 1) \cdot \left[ V_{об}^*(m, \omega) + \omega K_p * T_{\Delta} \right] \end{cases}$$

$$m = \frac{\ln(1 - \psi)}{2\pi} = \frac{\ln(1 - 0,84)}{2\pi} = -0,29$$

Передавальна функція об'єкта регулювання

$$W_{об}(p) = \frac{K_{об}}{T_{об} * p + 1} * e^{-p\tau_{об}}.$$

Підставляємо  $P = -m\omega + j\omega$  і одержимо:

$$W_{об}^*(m, j\omega) = \frac{1}{W_{об}(m, j\omega)} = \frac{T_{об} * p + 1}{K_{об}} e^{-p\tau_{об}} = \frac{T_{об}(-m\omega + j\omega) + 1}{K_{об}} e^{\tau_{об} * (-m\omega + j\omega)}.$$

Після виконання перетворення одержимо:

$$U_{об}^* = \frac{-T_{об} m\omega + 1}{K_{об}} e^{\tau_{об}(-m\omega)} * \text{Cos}(\tau_{об} * \omega) - \frac{T_{об}\omega}{K_{об}} e^{\tau_{об}(-m\omega)} * \text{Sin}(\tau_{об}\omega)$$

$$V_{об}^* = j \left[ \frac{T_{об} m\omega - 1}{K_{об}} e^{\tau_{об}(-m\omega)} * \text{Sin}(\tau_{об}\omega) - \frac{T_{об}\omega}{K_{об}} e^{\tau_{об}(-m\omega)} \text{Cos}(\tau_{об}\omega) \right]$$

Підставимо конкретні числові значення:



$$U_{об}^* = \frac{2,059\omega - 1}{5,11} * e^{0,261\omega} * \text{Cos}(0,9\omega) - \frac{7,1\omega}{5,11} * e^{0,261\omega} * \text{Sin}(0,9\omega);$$

$$V_{об}^* = j \left[ \frac{2,059\omega - 1}{5,11} * e^{0,261\omega} * \text{Sin}(0,9\omega) - \frac{7,1\omega}{5,11} * e^{0,261\omega} * \text{Cos}(0,9\omega) \right] -$$

Таблиця обчислених значень  $U, V$ :

| w    | U       | V       |
|------|---------|---------|
| 0    | -0,1957 | 0       |
| 0,05 | -0,2604 | -1,844  |
| 0,01 | -0,1717 | -0,3655 |
| 0,14 | -0,1687 | -5,2448 |
| 0,17 | -0,169  | -6,3925 |
| 0,2  | -0,1713 | -7,5432 |

Підставляємо у формулу для визначання оптимальних налаштувань регулятора конкретні значення і розраховуємо залежності  $K_p$  та  $K_p/T_{iz}$ , при різних значеннях  $w$ . Розраховуємо  $K_p$  та  $K_p/T_{iz}$  при умові, коли  $\Psi = const$  (за умовою задачі  $\Psi = 0,84$ ) коли  $\Psi_1 > \Psi$ ,  $\Psi_2 < \Psi$ :

$$\begin{cases} K_p = mV_{об}^*(m, \omega) - U_{об}^*(m, \omega) + 2m\omega K_p T_o = -0,29V_{об}^*(\omega) - U_{об}^*(\omega) - 1,0498\omega T_o, \\ \frac{K_p}{T_{iz}} = \omega(m^2 + 1) * \left[ V_{об}^*(m, \omega) + \omega K_p * T_d \right] = 1,0841\omega * [V_{об}^*(\omega) + 1,81\omega T_o] - \end{cases}$$

Для ПІД-регулятора будуємо залежності  $K_p = f(K_p/T_p)$  для трьох значень  $T_d$ : 0,36; 0,84; 1,32

| w    | U       | V       | 0,36   |         | 0,84    |         | 1,32   |        |
|------|---------|---------|--------|---------|---------|---------|--------|--------|
|      |         |         | K      | K / T   | K       | K / T   | K      | K / T  |
| 0    | -0,1957 | 0       | 0,1957 | 0       | 0,1957  | 0       | 0,1957 | 0      |
| 0,05 | -0,2604 | -1,844  | 0,7762 | -0,0982 | 0,751   | -0,0958 | 0,7258 | 0,0352 |
| 0,01 | -0,1717 | -0,3655 | 0,2739 | -0,0039 | 0,1629  | -0,0038 | 0,2638 | 6E-05  |
| 0,14 | -0,1687 | -5,2448 | 1,6368 | -0,7822 | 0,0452  | -0,7637 | 1,4957 | 2,2322 |
| 0,17 | -0,169  | -6,3925 | 1,9586 | -1,1577 | 0,0191  | -1,1305 | 1,7873 | 4,8904 |
| 0,2  | -0,1713 | -7,5432 | 2,2833 | -1,6073 | -0,0051 | -1,5696 | 2,0817 | 9,426  |

Для ПД-регулятора будуюмо графіки залежностей  $K_p/T_p = f(K_p)$  для різних значень  $T_d$ .

Вибираємо характеристику при  $T_d = 1,32$ .

Приймаємо  $K_p = 1,7873$ ;

$K_p/T_{i3} = 4,890393$ ;

$T_{i3} = 1,7873/4,890393 = 0,37$ .

Таким чином, оптимальними настройками ПД-регулятора є:

$K_p = 1,79$ ,  $T_{i3} = 0,37$ ,  $T_d = 1,32$ .

## 4. ВИКОНАВЧІ МЕХАНІЗМИ ТА РЕГУЛЮВАЛЬНІ ОРГАНИ

### 4.1. Загальні відомості про виконавчі механізми та регулювальні органи

Терміни „Виконавчий пристрій” та „Виконавчий механізм” інколи вживаються як синоніми. Далі будемо переважно користуватися терміном „виконавчий пристрій” (ВП), розуміючи під цим *силовий пристрій, який призначений для зміни регулювальної дії на об'єкт керування у відповідності з сигналом (командною інформацією), який подається на його вхід від командного пристрою (регулятора, ручного дистанційного задавальника, ЕОМ).*

До основних блоків ВП відносяться виконавчий механізм (ВМ) та регулювальний орган (РО), які конструктивно можуть бути реалізовані в одній конструкції, або складатися з блоків, і випускатися індивідуально[9]. В деяких випадках ВП може складатися з одного блоку, який виконує функції виконавчого механізму, як, наприклад, в підсилювачах потужності типу РНТО, РНТТ, У252. В загальному випадку під *виконавчим механізмом* розуміють блок ВП, який *перетворює вхідний керувальний сигнал від регулювального пристрою в сигнал, що через відповідний зв'язок здійснює вплив на регулювальний орган, або безпосередньо на об'єкт регулювання.*

*Регулюючим органом називають блок ВП, за допомогою якого здійснюється регулювальний вплив на об'єкт регулювання.*

Крім виконавчого механізму та регулювального органу ВП має ряд додаткових блоків, призначення та способи підключення яких є зрозумілими з блок-схеми (рис.4.1).

Однією з основних характеристик ВП є величина перестановочного зусилля моменту, який передається вихідним органом виконавчого механізму на регулювальний орган. Ця величина вказується в паспорті і є основною при енергетичних розрахунках та виборі ВП.

За видом енергії, яка створює це перестановочне зусилля (момент), ВМ поділяються на пневматичні, гідравлічні і електричні. Існують ВМ, в яких використовуються водночас два види енергії: електропневматичні, електрогідравлічні та пневмогідравлічні. Найбільш розповсюдженими з них є електрогідравлічні ВМ. Вид енергії керувального сигналу може відрізнитися від виду енергії, яка створює перестановочне зусилля.

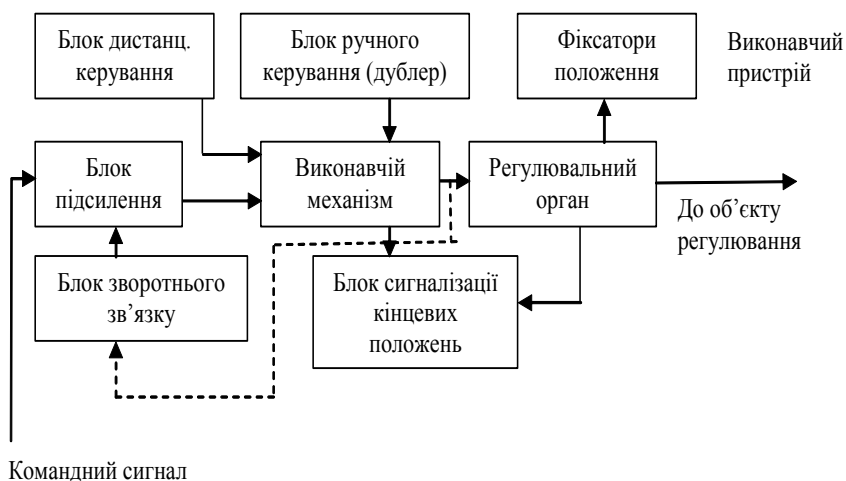


Рис. 4.1. Блок-схема виконавчих пристроїв

У *пневматичних* ВМ перестановочне зусилля виникає за рахунок дії тиску стиснутого повітря на мембрану, поршень або сифон. У відповідності з цим пневматичні ВП діляться на *мембранні*, *поршневі* та *сифонні*. Тиск стиснутого повітря в пневматичних ВП не більше  $10^3$  кПа.

У *гідралічних* ВМ перестановочне зусилля виникає за рахунок дії тиску рідини на мембрану, поршень, або лопасть. У відповідності з цим розрізняють *мембранні, поршневі і лопатні* гідралічні ВМ. Тиск рідини в них знаходиться в межах  $0,5 - 20 \cdot 10^3$  кПа. Окремий підклас гідралічних ВП є ВП з гідромурфтами. Пневматичні і гідралічні, мембранні і поршневі ВМ поділяються на пружинні та без пружин. В пружинних ВМ перестановочне зусилля в одному напрямку здійснюється тиском в робочій порожнині ВМ, а в зворотному напрямі — силою пружності зжатої пружини. У ВМ без пружин перестановочне зусилля в обох напрямках створюється перепадом тиску на робочому органі механізму.

*Електричні* ВМ за принципом дії діляться на електродвигуни та електромагнітні; за характером руху вихідного елемента - на прямоходні з поступальним рухом вихідного елемента, поворотні з обертальним рухом до  $360^\circ$  (однообертові) і з обертальним рухом на кут більше  $360^\circ$  (багатообертові). На рис.4.2 показана загальна класифікація виконавчих механізмів [9].

Як було відмічено раніше, другим основним блоком виконавчого пристрою є регулювальний орган (РО). За видами дії на об'єкт РО поділяються на два основних типа: *дроселюючі* та *дозуючі*. Сьогодні прийнята наступна класифікація регулювальних органів.

### **1. Дроселюючі РО:**

1. Для стандартних виконавчих пристроїв: заслінні, односідельні, триходові, двосідельні, діафрагмові, шлангові.
2. Для спеціальних виконавчих пристроїв: засувні, кранові, клапани з поворотними елементами, шибєрні, направляючі апарати, спеціальні.

### **2. Дозуючі РО:**

1. Механічні: плужкові скидачі., дозатори, насоси, живильники, компресори.
2. Електричні: реостатні, автотрансформатори, спеціальні.

Дроселюючі регулювальні органи змінюють гідралічний опір в системі, який діє на витрати (потік) речовини шляхом зміни свого прохідного отвору.



В дозуючих регулювальних органах здійснюється задане дозування поступаючої речовини або енергії, чи задана зміна витрат (потоків) речовини шляхом зміни продуктивності агрегата. На сьогоднішній день широке розповсюдження в АСУ ТП отримали дроселюючі РО. Разом з тим, застосування дозуючих РО економічно більш виправданим.

До допоміжних блоків виконавчих механізмів (рис. 4.1) відносять блоки, що розширюють область застосування ВП та які забезпечують виконання ряду додаткових функцій. До допоміжних блоків відносяться;

1. блок ручного керування для механічного (ручного) керування регулюючим органом;

2. блок сигналізації кінцевих положень для видачі інформації про положення вихідного елемента виконавчого механізму або затвору регулювального органу;

3. фіксатори положення для фіксації положення вихідного елемента виконавчого механізму або затвору регулювального органу;

4. блок дистанційного керування;

блок зворотнього зв'язку для покращення статичних і динамічних характеристик ВП або всієї замкнутої системи регулювання.

## **4.2. Загальні відомості про електричні виконавчі пристрої**

Електричні виконавчі пристрої (ЕВП) знаходять розповсюдження переважно в системах промислової автоматизації, які використовують вироби електричної вітки ДСП (Державної системи промислових приладів та засобів автоматизації). При необхідності використовувати пневматичні та гідравлічні ВП останні доповнюються електропневмоперетворювачами та електрогідропретворювачами. ЕВП поділяються на чотири групи:

1. ЕВП позиційної дії.
2. ЕВП постійної швидкості.
3. ЕВП змінної швидкості.
4. Підсилювачі потужності.

Виконавчі механізми ЕВП позиційного типу, постійної або змінної швидкості складаються з електродвигуна та редуктора. Такий ВМ за своїми динамічними властивостями відповідає інтегруючій ланці, якщо за вихідну змінну в ВП прийнятий кут повороту. Внаслідок цього силова частина може формувати інтегруючу складову таких законів регулювання, як ПІ та ПІД в загальній структурі автоматичного регулятора. Власне регулятор формує при цьому П- та ПД-складові загального закону регулювання. Саме таке використання отримало найбільше розповсюдження

Інший спосіб використання ВМ з електродвигунами полягає в тому, що електродвигун охоплюється жорстким зворотнім зв'язком: в цьому випадку ЕВП є пропорційною ланкою (точніше, малоінерційною). Положення вихідного органу такої ланки пропорційне вхідному сигналу. ВМ з коригуючими зворотними зв'язками використовують в ЕВП змінної швидкості.

Якість роботи ЕВП з електродвигунами характеризують такими показниками, як номінальний момент, час повного ходу, вибіг, люфт, гістерезис, імпульсні характеристики, режим роботи.

*Номінальний момент* виконавчі механізми розвивають при всіх допустимих умовах експлуатації, при зниженні напруги живлення до  $0,85 \cdot U_{ном}$ . Пусковий момент при номінальній напрузі живлення повинен не менш ніж в 1,7 раз перевищувати номінальний.

*Час повного ходу*  $T_{RM}$  вибирають, виходячи з допустимого часу  $T_{PO}$  перестановки затвору РО від початку і до кінця. Цей час дорівнює  $T_{RM} = \beta^{-1} T_{PO}$ , де  $\beta$  - відношення діапазону робочого переміщення вихідного органу до величини повного ходу.

*Вибіг* - це переміщення вихідного органу ВМ після вимкнення механізму, який працює в сталому режимі. Вибіг бажано мати таким, щоб після виключення двигуна зміна сигналу зворотнього зв'язку регульовального параметра була в межах встановленої зони нечутливості регулятора. Величина вибігу не повинна бути більша 1% для ЕВП з часом повного ходу 10 с, 0,5% для механізмів з часом 25 с та 0,25% для механізмів з часом 63 с і більше (згідно діючих нормованих вимог).

*Люфт та гістерезис* характеризують нелінійності статичної характеристики ЕВП. Люфт утворюється вільним ходом вихідного органу при нерухомому валі електродвигуна через зазор у зчепленні кінематичних



зв'язків редуктора, та зносу контактуючих поверхонь. Люфт вихідного органу, як правило, згідно діючих стандартів, не повинен перевищувати:

- $1^\circ$  для однообертових ЕВП з номінальним навантаженням  $40H \cdot m$  і менше;
- $0,75^\circ$  для однообертових ЕВП з навантаженням більше  $40 H^*m$ ;
- $3^\circ$  для багатообертових ЕВП;
- $0,2$  мм для прямохідних ЕВП з навантаженням до  $1000$  Н;
- $0,5$  мм при навантаженні більше  $1000$  Н.

Гістерезис між положенням вихідного органу та сигналом давальника положення складається з люфта механічної передачі і варіацій показів давальника. Згідно стандарту гістерезис не повинен бути більше  $1,5\%$  від повної шкали показань давальника при нелінійності статичної характеристики менше  $2,5\%$ .

*Імпульсна характеристика* ЕВП визначається як середня відносна швидкість  $v$  переміщення вихідного органу. Для ЕВП постійної швидкості з імпульсивним сигналом керування розглядається відношення величини переміщення вихідного органу до тривалості імпульсу, який викликав переміщення. Якщо це переміщення брати в долях від повного ходу, а тривалість — в долях часу повного ходу, то відповідно їх співвідношення дасть значення  $v$ . Значення  $v = f(\Delta t)$ , де  $\Delta t$  - відносна тривалість імпульсу керування і втворює імпульсну характеристику. Для ідеального ЕВП постійної швидкості  $v = 1$ . Реальне значення  $v$  для вітчизняних ЕВП постійної швидкості лежить в діапазоні від  $0,5$  до  $1,5$ .

*Режим роботи* ВП - повторно-короткочасний реверсивний, з частотою до  $320$  включень за годину та тривалістю до  $25\%$  при навантаженні на вихідному органі в межах від номінальної протидії до  $0,5$  номінального значення супутньої дії. До ЕВП висуваються вимоги до підвищення частоти вмикань: на протязі години  $600$  і більше вмикань з інтервалом часу між вмиканням і вмиканням на зворотній хід не менше  $50$  мс.

### 4.2.1. Позиційні електричні виконавчі пристрої

Позиційні електричні виконавчі пристрої призначені для установки РО у визначенні фіксовані положення. Зазвичай, таких положень буває два - „Відкрито" та „Закрито", хоча можлива побудова багатопозиційних ЕВП (наприклад, за допомогою крокових двигунів). Прикладом ЕВП позиційної дії є виконавчий механізм типу ИМТМ-4/2,5, призначений для швидкого переміщення РО в системах позиційного регулювання і дистанційного керування. Номінальний момент на валу ВМ складає біля  $40 \text{ Н} \cdot \text{м}$ , а час одного повного оберту вихідного валу - 2,5 с.

ВМ складається з трифазного асинхронного двигуна типу АОЛ21-4 потужністю 270 Вт з приєднаним до нього черв'ячним понижуючим редуктором та кінцевими вимикачами. Для усунення обертання після відключення від живлення у ВМ застосовані фрикційні гальма, тому „вибіг" вихідного валу не перевищує  $3^\circ$ .

До числа позиційних ВП відносяться виконавчі механізми ДР-М, ДР-1М, призначенні для керування РО з малими перестановними зусиллями. ВМ типів ДР використовуються в двопозиційних системах регулювання для роботи за принципом „відкрити-закрити". Побудова цих ВМ подібна до побудови ИМТМ-4/2,5: однофазний конденсаторний електродвигун з зубчастим понижувальним редуктором та граничний кінцевий вимикач, розміщені в загальному пилонепроникному корпусі. ДР-М має два вихідних пристрої: диск, який обертає на  $180^\circ$ , поворотний РО, та шток з ходом 19 мм, який діє на поступальний РО. ВМ типу ДР-1М має тільки поворотний диск.

В позиційних системах програмного керування для відпрацювання типових команд використовуються крокові двигуни (КД). В крокових ВП електродвигун керується послідовністю імпульсів і переміщується строго на визначений кут (крок), пропорційний кількості імпульсів керування. За принципом дії КД являє собою дискретний синхронний двигун, ротор якого повертається після кожного імпульсу на вході системи керування та залишається нерухомим при відсутності імпульса. Блок керування КД має комутатор на логічних схемах (тригери, схеми збігу) та підсилювач потужності (релейні підсилювачі). Крокові двигуни мають більш низькі енергетичні

показники, ніж регульовані двигуни неперервної дії, тому КД використовуються в малопотужних системах, особливо в системах ЧПУ. КД широко використовуються як електромеханічні перетворювачі унітарного кода в кут повороту, діючи на задавальник програми силового стежного приводу.

#### **4.2.2. ЕВП постійної швидкості**

Виконавчі пристрої постійної швидкості є силовими пристроями пропорційної дії: РО за допомогою таких ЕВП встановлюються в будь-яке проміжне положення в залежності від величини та тривалості керувального сигналу з виходу регулятора.

В практиці автоматизації традиційно найбільшою популярністю користуються ЕВП постійної швидкості, які керуються від імпульсних регуляторів послідовністю імпульсів різної тривалості (інформативна ознака). Частота обертання вихідного органа ВМ постійна і не залежить від величини (амплітуди) керувального сигналу, внаслідок цього в системах регулювання з ЕВП постійної швидкості реалізуються широтно-імпульсна модуляція сигналів керування.

Мінімальна тривалість імпульсів для вітчизняних ЕВП складає 0,1 с. Між командами на переміщення (цей час складає більше 90% строку служби) вихідний вал ЕВП зберігає своє положення при наявності активного механічного навантаження в умовах вібрації. Для цього ЕВП забезпечуються автоматичним пристроєм гальмування. До ЕВП пред'являються підвищені вимоги з надійності; тому що ні дублювання, ні „гаряче" резервування в цій частині замкнутої системи неможливі.

ЕВП постійної швидкості типів МЭО, ИМТ, МЭМ, МЭП є основними в системах промислової автоматики (енергетика, металургія). В залежності від характеру зміни положення вихідного органу розрізняють одно- і багатообертові (МЭО, ИМТ і МЭМ відповідно), та прямоходні (МЭП) ЕВП.

В ЕВП постійної швидкості, які випускалися раніше, застосовувались асинхронні електродвигуни з короткозамкнутим ротором типу АОЛ та редуктори на основі черв'ячної передачі (ЕВП типів МЭОБ, МЭОК, ИМТ). Це

спрощувало конструкцію редуктора, і автоматично вирішувалось питання самогальмування.

Подальше підвищення якісних показників, надійності та довговічності ЕВП при роботі „на упор” і великій частоті вмикань (до 300-600 вмикань за годину) зумовило розробку спеціальних двигунів типу ДАУ. Для зменшення розбіжності значень середньої відносної швидкості при відпрацюванні імпульсів керування малої тривалості стали потрібними ефективні гальмівні пристрої. Прагнення до збільшення ресурсу ЕВП при роботі „на упор” зумовило застосування редукторів з циліндричними передачами, які відрізняються більшим ККД. Всі ці властивості знайшли застосування в ЕВП типу ВЭО.

Випуск на початку 80-х років нової серії електродвигунів типу 4А з кращими техніко-економічними показниками у порівнянні з двигунами типу АОЛ, розробка тиристорних пристроїв безконтактного керування та блокування двигуна за споживаним струмом стало основою для застосування параметричного ряду ЕВП постійного струму типу МЭО.

Перспективний напрямок у розвитку ЕВП постійного струму полягає в тому, що застосовуються низькообертові електродвигуни з електромагнітною редукцією частоти обертання типу ДСР-4 та ДСР-10 (потужність 4 та 10 Вт). Особливістю цих двигунів є можливість високої частоти вмикань - 1200 вмикань за годину (для АОЛ - 120 включень на годину).

На базі електродвигунів з електромагнітною редукцією здійснюється серійне виробництво прямохідних ЕВП типу МЭП. Такі ЕВП значно спрощують поєднання з арматурою, виключають люфт. На рис.4.3 зображена кінематична схема ЕВП типу МЭП. Основне кінематичне коло механізмів складається з низькообертового електродвигуна типу ДСРТ, механічного гальма автоматичної дії, триступінчатого редуктора на основі циліндричної передачі і прямохідної приставки на основі шарикогвинтового перетворювача руху. Для зв'язку з блоком сигналізації положення (типу БСПТ-10) передбачено додатковий редуктор. Швидкий пуск та малий вибіг двигуна ДСРТ дозволяють обходитись в МЭП без гальмівних пристроїв. Але як тут, так і в ЕВП типів МЭО-16, МЭО-40 знадобилось застосування самогальмівної передачі в редукторі.

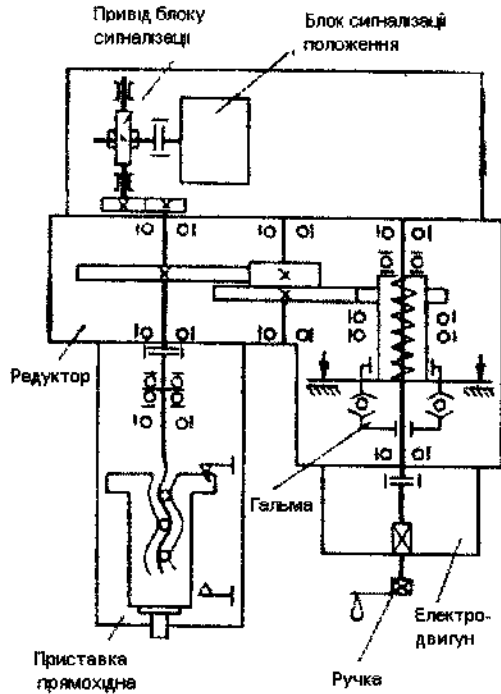


Рис.4.3. Схема електричного виконавчого механізму типу МЕР

ЕВП постійної швидкості, крім ВМ, мають в своєму складі пристрої, які виконують додаткові функції (див. рис. 4.1). Для зміни положення вихідного органу ВМ передбачено пристрій ручного керування. Для дистанційної передачі інформації щодо поточного значення положення РО оператору або для вводу її в автоматичну систему встановлюються давальники положення (один або два) вихідного органу ЕВП. Для видачі інформації про положення вихідного органу у вигляді дискретного сигналу передбачаються шляхові та кінцеві вимикачі. Інколи встановлюють вимикачі за моментом або за зусиллям, які видають дискретний сигнал при досягненні заданого рівня величини моменту чи зусилля на вихідному органі ВМ.

Важливим пристроєм ЕВП є блок підсилення (керування) ВМ. Реалізація цих блоків може бути у вигляді контактної

апаратури - електромагнітних реле та магнітних пускачів, а також у вигляді безконтактних пристроїв — магнітних підсилювачів, дроселів насичення, безконтактних реверсивних пускачів на напівпровідникових силових пристроях - тиристорах і симісторах.

На даний час контактними випускаються ще значна частина ЕВП постійного струму. Причинами цього є простота виконання, низька вартість та простота у приладобудуванні контактної апаратури. Вхідним сигналом контактних пускачів є напруга постійного струму 24 В, 400 мА. Промисловість випускає реверсивні магнітні пускачі МКР-0-58, розраховані на вхідні сигнали 24 В постійного струму та 220 В змінного струму, а також ПМРТ-69, ПМЭ.

Надійність та підвищений строк служби ЕВП з магнітними підсилювачами в контурах керування з підвищеною частотою вмикань обумовили їх широке розповсюдження. Але великі розміри і маса УМД (від 12 до 60 кг), велика потужність вхідного сигналу (до 8-10 Вт), трудомісткість виготовлення магнітних підсилювачів значно перешкождали розширенню їх виробництва.

Високоєфективні безконтактні ЕВП створенні на основі тиристорів та симісторів. Ці блоки за розмірами, масою за вартістю наближуються до аналогічних пристроїв контактного виконання, але мають практично необмежений ресурс за кількості вмикань і не потребують обслуговування на протязі всього строку служби. Тиристорні безконтактні комутуючі пристрої в колах статорів асинхронних трифазних електродвигунів з коротко замкнутим ротором будуються за тиристорно-діодною та симісторною схемами. Промисловістю випускаються безконтактні реверсивні пускачі типу ПБР (ПБР-2, -3, та ПБР-2М) для керування електродвигунами типів ДАУ та ДСР у складі ЕВП типу МЭО; а також ПБР-3А для керування електродвигунами типів АОЛ та 4А потужністю 120, 180, та 370 Вт. Керування цими пускачами може здійснюватись як ключами регуляторів дистанційного керування, так і від регуляторів з вихідним сигналом у вигляді постійної напруги (двонапівперіодна випрямлена напруга зі середнім значенням  $24 \pm 6$  В).

Для тиристорного керування асинхронних двигунів в режимі безперервних струмів кут керування (затримка по фазі

керуючих імпульсів відносно нуля фази опорної напруги, наприклад, джерела живлення) змінюється від  $20^{\circ}$  до  $80^{\circ}$ , при цьому керувальний імпульс тиристора повинен мати достатню крутизну та ширину менше  $60^{\circ}$ . Джерелом керуючих імпульсів в безконтактних керуючих пристроях ЕВП є блокінг-генератори, які створюються сигналами з виходу регулятора або різницею між ними і сигналами з блоків зворотніх зв'язків ЕВП.

На рис. 4.4. зображені схеми тиристорних комутаторів в колі статора асинхронного двигуна: тиристорно-діодна (а) і симісторна (б).

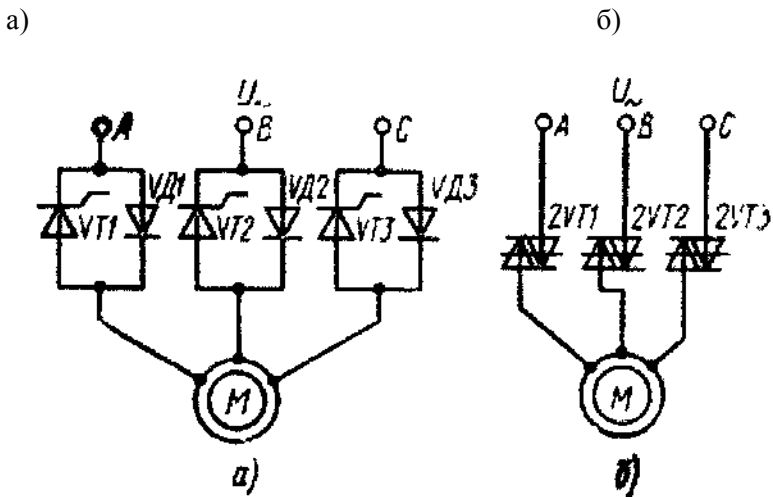


Рис. 4.4. Схеми тиристорних комутаторів

Комутація силових кіл керування електродвигунами виконується безконтактними ключами, виконаних на основі симісторів.

### 4.2.3. ЕВП змінної швидкості

В основу безконтактних ЕВМ змінної швидкості покладений спосіб регулювання швидкості асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором при постійній частоті живлення

шляхом зміни значення або симетрії напруги, що підводиться до обмоток електродвигуна. Напруга в безконтактних ВМ змінної швидкості змінюється за допомогою дроселів насичення або магнітних підсилювачів. Застосування асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором (асинхронних двигунів з масивним феромагнітним ротором) обумовлено їх м'якими механічними характеристиками, що дає можливість плавно регулювати частоту обертання в широких межах шляхом зміни напруги, яка підводиться до обмотки статора. Для розширення зони пропорційності між величиною керувального сигналу та швидкості і для підвищення стійкості роботи ВМ при малих швидкостях обертання ротора в ВМ змінної швидкості вводиться стабілізуючий від'ємний зворотній зв'язок за швидкістю (ВЗШ) обертання. Крім ВЗШ у ВМ змінної швидкості використовують пристрої зворотнього зв'язку за положенням вихідного валу редуктора, що дозволяє використовувати ВМ змінної швидкості в системах пропорційного регулювання.

Із безконтактних ЕВП змінної швидкості, які випускаються серійно, можна назвати виконавчі механізми типу ИМ-Б, МЭК-Б, МЭК-25Б, БИМ, що призначені для переміщення однообертових РО. Для реалізації надійних і потужних ЕВП змінної швидкості необхідний достатньо складний блок підсилення великої потужності (блок керування) на силових напівпровідникових елементах для живлення обмотки статора або фазового ротора: за цієї та інших причин ЕВП змінної швидкості поки не знайшли такого широкого розповсюдження в системах промислової автоматики, як ЕВП постійної швидкості.

### **4.3. Сучасні електричні виконавчі механізми**

Питання розглянемо на прикладі електричних виконавчих механізмів (ЕВМ), які призначені для переміщення робочих органів запірно-регулювальної трубопровідної арматури: заслінок, затворів, клапанів, шиберів, кульових кранів, відсікателів тощо у САР ТП різних галузей промисловості, а також – для застосування у процесах дистанційного відкриття-закриття воріт, дверей, люків, вентиляційних каналів тощо.



Керування роботою ЕВМ здійснюється або в автоматичному режимі відповідно до командних сигналів згідно заданих законів керування, або за командою оператора в ручному режимі [17].

Принцип роботи ЕВМ полягає в перетворенні електричних сигналів, що надходять від регулювальних і керуючих пристроїв, в оберতальне чи поступальне переміщення вихідного органа ВМ.

У залежності від типу ЕВМ можуть складатися з наступних основних вузлів: двигуна, редуктора, блоку сигналізації положення вихідного вала, регулювального пристрою, штепсельного розмикання. ЕВМ виготовляються з давальником зворотнього зв'язку (блоком сигналізації положення вихідного вала) для роботи в САР чи без давальників зворотнього зв'язку, або з блоком кінцевих вимикачів для режиму ручного керування.

Наявність планетарної передачі в редукторі дозволяє використовувати ручний привід незалежно від вмикання чи вимикання електродвигуна. Для ручного переміщення вихідного вала необхідно повернути на  $180^\circ$  складну ручку або привести в робоче положення маховик ручного приводу. Для обмеження величини вибігу вихідного вала і запобігання його переміщення від зусилля регулювального органа при відсутності напруги на електродвигуні передбачене механічне гальмо.

Електричні виконавчі механізми обладнані одним з видів блоків сигналізації положення вихідного вала: реостатним, індуктивним, токовим, блоком кінцевих вимикачів. Підключення зовнішніх електричних кіл до ЕВМ здійснюється за допомогою штепсельного рознімання.

### **Основні функції ЕВМ:**

- автоматичне, дистанційне чи ручне відкриття і закриття трубопровідної арматури;
- автоматична і дистанційна зупинка робочого органа арматури в будь-якому проміжному положенні;
- позиціонування робочого органа трубопровідної арматури в будь-якому проміжному положенні;
- формування інформаційного сигналу про кінцеві і проміжні положення робочого органа арматури і динаміку його переміщення.

Сьогодні ЕВМ повинні володіти:

- швидкодією - здатністю відпрацьовувати керувальний імпульс за 0,2 с;

- можливістю короткочасної роботи двигуна в стопорному режимі за рахунок спеціальної конструкції низькообертового синхронного двигуна, що підвищує життєздатність об'єкта керування в аварійних ситуаціях;

- давальником положення вихідного вала (токового, індуктивного чи реостатного), кінцевими мікроперемикачами зі срібними і срібно-паладієвими контактами, що дозволяє формувати дискретну інформацію про динаміку його переміщення;

- механічним обмежувачем повного ходу вихідного органа, що захищає арматуру від механічного ушкодження при відмовленні кінцевих мікроперемикачів;

- стопором маховика ручного дублера при керуванні арматурою від електродвигуна для забезпечення безпечних умов експлуатації арматури і виключення травм персоналу при переході на ручне керування;

- великим вибором модифікацій і виконань;

- високими експлуатаційними властивостями і надійними характеристиками, відсутністю рекламаций за якістю;

- простотою обслуговування;

- місцевим покажчиком положення регульовального органа арматури, що дозволяє оператору стежити за роботою арматури безпосередньо на місці її експлуатації.

- високим ступенем захисту оболонки механізмів -1P54 чи 1P65.

Крім того, ЕВМ повинні:

- установлюватися на об'єктах з будь-яким просторовим розташуванням вихідного вала;

- випускатися в різних виконаннях, як у загальнопромисловому, так і у вибухозахищеному;

- відповідати технічним вимогам, що висуваються до об'єктів електроенергетики, металургії, нафтопереробки, нафтохімії, інших галузей народного господарства, відповідати вимогам регламентуючих документів органів Держнагляду України.

За видом руху вихідного елемента ЕВМ можуть бути: прямохідними, у яких вихідний елемент переміщується поступально (номенклатурне позначення МЭП, МЭПК); багатообертовими, де вихідний елемент повертається на кілька

обертів (номенклатурне позначення МЭМ); поворотними чи однообертовими, в яких елемент переміщається по дузі на кут, менший  $360^\circ$  (номенклатурне позначення МЭО, МЭОФ).

Електровиконавчі механізми типу МЭОФ [16] мають показник обертового моменту на вихідному валу  $1,6...4000 \text{ Н} \cdot \text{м}$ , що дозволяє використовувати їх на кульових кранах з Ду25-125 мм і дискових поворотних затворах з Ду50-800 мм. Номінальний час повного ходу вихідного вала — 10... 160 с. Номінальний повний хід вихідного вала — 0,25...0,63 обороту. Вибіг вихідного вала: 1% повного ходу вихідного вала - для механізмів з часом повного ходу 10 чи 15 с; 0,5% повного ходу вихідного вала - для механізмів з часом повного ходу 25 с. Люфт вихідного вала не більш  $1^\circ$ .

Електричні виконавчі механізми типу МЭП мають показник зусиль  $800...25000 \text{ Н}$  на вихідному штоку, що дозволяє використовувати їх на регулювальних клапанах з Ду25-125 мм. Номінальний час повного ходу вихідного вала - 25...125 с. Номінальний повний хід вихідного вала-20...60 мм. Вибіг штока без навантаження не більш 0,5 мм при перебуванні штока в середнім положенні. Люфт штока в середнім положенні  $\leq 0,9 \text{ мм}$ .

Показник обертового моменту на вихідному валу ЕВМ типу МЭМ -  $6,3...160 \text{ Н} \cdot \text{м}$ . Номінальний час повного ходу вихідного вала - 7,5...400 с. Частота обертання вихідного вала - 9,4...48 об/хв. Номінальний повний хід вихідного вала - 6...200 обертів.

Вивчення досвіду ведучих світових виробників і потреб споживачів визначає політику постійного вдосконалення електричних ВМ. Наприклад, МЭПК-2500, МЭПК-6300 встановлюються на регулювальні клапани і забезпечують точне керування трубопровідними потоками рідких і газоподібних середовищ в АСУ опалення, вентиляції і кондиціонування. Малі габарити і маса дозволяють створювати разом із клапаном компактну конструкцію трубопровідної арматури. Розтягнутість регулювальної характеристики дозволяє плавно регулювати трубопровідні потоки в діапазоні малих і великих витрат. Ця найважливіша характеристика є слабкою ланкою багатьох регулювальних клапанів, особливо при малих діаметрах умовного проходу трубопроводу (Ду).

Приводи МЭПК-2500 і - 6300, наприклад, є проектно-компонованими виробами і можуть, в залежності від вимоги

замовника, мати комплектацію від найпростішої до найскладнішої, включаючи внутрішній контролер аналогового керування уніфікованим сигналом зворотнього зв'язку 0...10 В і зовнішній контролер АСУ ТП.

З огляду на побажання нафтовиків і газовиків, ЕВМ можуть виконуватися у вибухозахищеному виконанні: однообертові механізми типу МЭОФ-40ПВТ4, -32ПВТ4, -16ПВТ4, -6.3ПВТ4 і багатообертові - типу МЭМ-16ПВТ4, -6,3ПВТ4.

У порівнянні з продукцією іноземних фірм ЕВМ виробництва країн СНД, наприклад, Росії, мають більш низькі ціни. Детальний розгляд технічних характеристик МЭО російського виробництва (ВАТ „ЗЕМ” – ВАТ „Завод електроніки і механіки”, м.Чебоксари) і виробництва закордонних компаній на прикладі німецьких фірм Siemens і Hartmann & Braun (H&B) представлено в додатку 2.

Як показує досвід, визначений набір вимог не тільки до параметрів ЕВМ, але і до самого підприємства-виготовлювача з боку споживачів ЕВМ виглядає наступним чином. Підприємство-виготовлювач мусить:

- здійснювати постачання всіх запасних частин до ЕВМ, що випускаються;

- забезпечувати мінімальні терміни постачання за рахунок використання послуг консигнаційних складів, дилерської мережі чи створення власної збутової мережі;

- надавати інжинірингові послуги, розв'язувати проблеми бізнесу у клієнтів, проводити навчання персоналу замовника, консультування;

- здійснювати комплексні постачання технічних засобів для АСУ ТП;

- мати систему якості, сертифіковану на відповідність міжнародним вимогам ІСО-9001;

- мати налагоджені відносини з більшістю постійних споживачів;

- взаємодіяти з монтажними і налагоджувальними субпідрядними організаціями, забезпечувати спільну підтримку замовника в монтажних і налагоджувальних роботах.

Подальші конструкторські роботи, технічні рішення в області створення і розширеннямодифікацій ЕВМ багато в чому визначаються потребами учасників різних сегментів економіки

розвивати АСУ ТП. І, зокрема, впроваджувати енерго- та ресурсозберігаючі технології та устаткування, оскільки ЕВМ є невід'ємною частиною енерго- та ресурсозберігаючих систем, дозволяють мінімізувати витрати енергоносія, у найкоротший термін досягати окупності витрат, отримувати істотну економію.

## 5. ПРОМИСЛОВІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

### 5.1. Одноконтурні САР

Промислові об'єкти та технологічні процеси - це, як правило, складні об'єкти з багатьма взаємозв'язаними регульованими величинами. Зазвичай, складний регульований об'єкт представляють, якщо це можливо, як декілька незв'язаних об'єктів (або ділянок) з однією регульованою величиною  $x(t)$ , одним регулюючим органом, кожний з яких керується локальною системою регулювання. Проста система автоматичного регулювання характеризується однією регульованою величиною та розв'язує задачу її стабілізації. На рис. 5.1 зображена схема одноконтурної САР, де введені такі позначення:

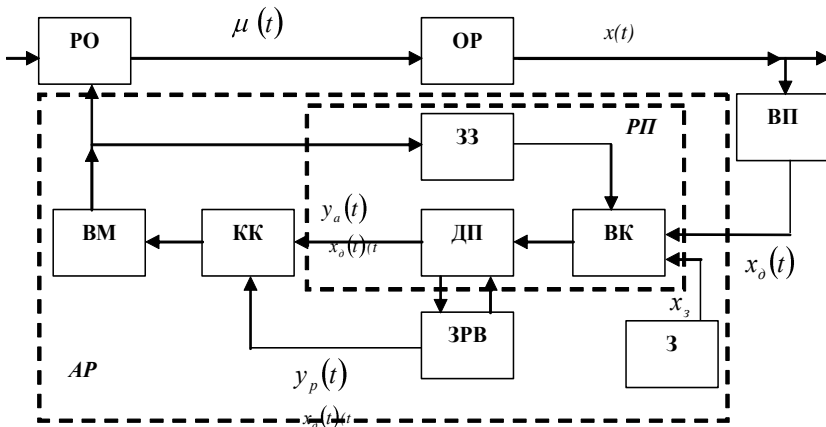


Рис. 5.1. Схема одноконтурної САР

РО – регулювальний орган;

ОР – об’єкт регулювання (або одномірна регульована ділянка за автономний процесом);

ВП – вимірювальний перетворювач (для вимірювання регульованої величини та перетворення її в електричний сигнал);

КК – комутатор кіл формування регульовальної дії: в автоматичному режимі пропускає на ВМ сигнал ДП, а в режимі ручного керування – сигнал із ЗРВ;

ВК – вимірювальне коло, здійснює алгебраїчне підсумовування електричних сигналів;

ДП – динамічний перетворювач сумарного сигналу, формує необхідний закон регулювання, підсилює сигнал за напругою та потужністю, нормує та дискретизує сигнал;

ВМ – виконавчий механізм, забезпечує силове перетворення електричного сигналу регульовального пристрою в механічне переміщення вала;

ЗЗ – зворотний зв’язок регулятора;

З – задавальник регульованої величини, формує електричний сигнал, пропорційний заданому значенню регульованої величини;

ЗРВ – задавальник регульовального впливу, забезпечує місцеве керування об’єктом в ручному режимі (налагодження пуск, аварії тощо);

РП – регульовальний пристрій.

В ході технологічного процесу на автоматичну систему регулювання діють зовнішні збурення, які є причиною динамічної зміни регульованої величини  $x(t)$ .

З допомогою автоматичного регулятора розв’язується задача формування таких регульовальних дій, які протягом мінімального часу забезпечують приведення регульованої величини до заданого значення незалежно від характеру та місця прикладення зовнішніх збурень. Компенсація ефекту будь-якого збурення та відтворення заданої зміни регульованої величини досягаються правильним вибором типу регулятора та організацією значень його регульовальної дії.

## 5.2. Багатоконтурні САР

### 5.2.1. Каскадні САР

На рис.5.2,а. зображена схема каскадна схема регулювання, яка складається з двох контурів регулювання, один з яких є основним (зовнішнім), а інший – додатковим (внутрішнім).

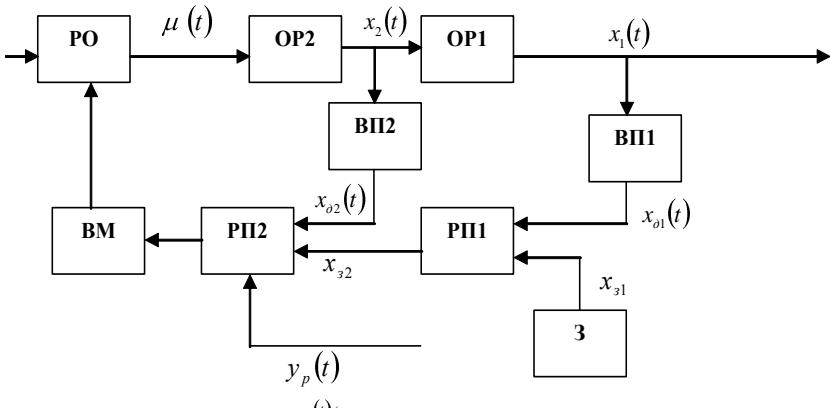


Рис. 5.2,а. Схема каскадної САР

До організації каскадного регулювання звертаються в тих випадках, коли є декілька змінних технологічного процесу з суттєвими зв'язками між ними, так що знехтувати такими зв'язками не можна при використанні самих змінних. В загальному випадку каскадні САР характеризуються наявністю декількох регульовальних пристроїв (РП), з'єднаних між собою каскадно, тобто вихідний сигнал одного РП (зовнішнього) є сигналом завдання для іншого РП (внутрішнього), але обидва РП впливають на один виконавчий механізм. Системи каскадного регулювання суттєво зменшують вплив збурювальних факторів, покращують якість регулювання. Для здійснення цієї мети в них використовуються допоміжні регульовальні величини і додаткові контури регулювання; весь технологічний тракт поділяється при



цьому на окремі ланки – регульовані об'єкти (ділянки) – проміжні і основний (вихідний). Елементами і змінними двоконтурної каскадної САР є:

ОР1 – основний об'єкт регулювання; вихідна регульована ділянка складного об'єкту; його інерційна частина;

ОР2 – проміжний об'єкт регулювання; регульована ділянка складного об'єкту з малою інерційністю та діючими на нього збуреннями;

ВП1 – вимірювальний перетворювач (давальник) основної регульовальної величини  $x_1(t)$ ;

ВП2 – вимірювальний перетворювач (давальник) допоміжної регульованої величини  $x_2(t)$ ;

РП1 – регульовальний пристрій зовнішнього контуру, який діє на регульовальний пристрій РП2 і відноситься до другого ступеня ієрархії регулювання (стабілізує РП2 діє безпосередньо на ВМ на першому ступені ієрархії).

Двоконтурні каскадні системи найчастіше зустрічаються серед каскадних САР. Двоконтурне каскадне регулювання особливо ефективно в тих випадках, коли внутрішній контур володіє значно меншою інерційністю, ніж зовнішній, і коли основні збурення впливають на елементи внутрішнього контуру. В цьому випадку збурення, що поступає зі сторони ОР2 на вхід ОР1, практично миттєво компенсуються стабілізуючим РП2 і не встигають більш-менш суттєво впливати на зовнішній контур, тобто на основну регульовальну величину  $x_1(t)$ .

Однак досягти такого виділення ділянок ОР2 і ОР1 вдається не завжди, тому що наближення проміжної точки відбору допоміжного сигналу  $X_{o2}$  до регульовального органу РО з метою зменшення інерційності внутрішнього контуру призводить одночасно до скорочення кількості збурень, які він охоплює. Вказане наближення підвищує ефективність каскадних САР при наявності сильних збурень зі сторони регульовального органу. Ці збурення часто називають внутрішніми на відміну від збурень, які не охоплюють внутрішнім контуром і відносяться до зовнішніх.

На відміну від представлення складного об'єкту двома послідовно з'єднаними регульовальними ділянками ОР2 і ОР1 (рис. 5.2,а), з практичних міркувань часто виявляється зручним представити об'єкт паралельними каналами (рис. 5.2,б).

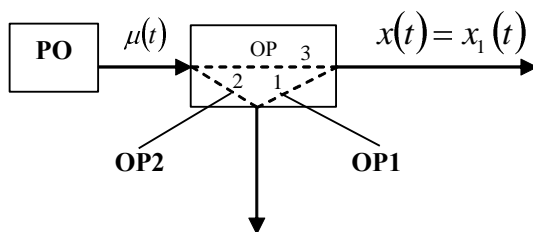


Рис.5.2.б. Каскадна САР з паралельними каналами

В цьому випадку канал 2 називають випереджувальною ділянкою, канал 1 – інерційною, а канал 3 – головною або основною ділянкою.

При суттєвому впливові взаємних зв'язків між контурами каскадних САР, процеси, які протікають в системах регулювання, ускладнені. Так, навіть при роботі РП1 в режимі стабілізації основної регульованої величини  $x(t)$ , РП2 працює в режимі стежного регулювання. Двоступенева ієрархія регулювання, різні режими роботи основних і корегуючих автоматичних регуляторів, стежний режим роботи внутрішніх регуляторів – це основні особливості каскадних САР з точки зору їх синтезу і розрахунку.

### 5.2.2. САР співвідношення

Системи регулювання співвідношення різних фізичних величин промислових об'єктів і технологічних процесів організуються за принципом стеження і відносяться до класу специфічних (технологічних) стежних систем. Проблема полягає в підтримці заданої відповідності (співвідношення) між двома або кількома регульованими величинами. На рис. 6.3 зображена найпростіша САР співвідношення, яка складається з двох контурів регулювання – ведучого (керувального) і стежного (керованого), які в структурному відношенні – автономні (незалежні). Якщо регульовальні величини  $x_1(t)$  і  $x_2(t)$  між собою не взаємопов'язані в об'єкті регулювання, то САР співвідношення

можна розглядати як сукупність незалежних одноконтурних САР в різних режимах роботи.

При наявності істотних взаємозв'язків між регульованими величинами САР співвідношення перетворюються на складні багатомірні стежні системи.

На рис.5.3 керувальний контур (справа) забезпечує зміни і підтримку регульованої величини  $x_1(t)$  у відповідності із сигналом завдання  $x_{31}(t)$ .

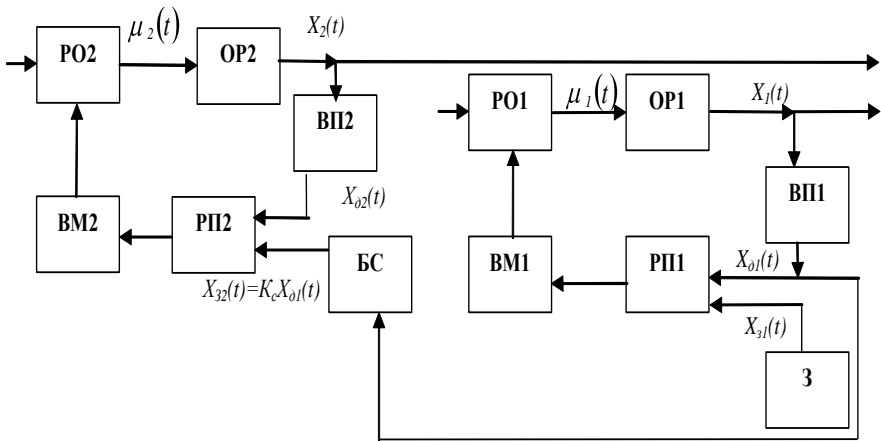


Рис. 5.3. Схема САР співвідношення

Вихідний сигнал ВП1 –  $x_{11}$  використовується для впливу на свій регульовальний пристрій РП1 і через блок співвідношень (БС), в якому формується потрібне значення коефіцієнту співвідношення  $K_c$ , подається також на вхід регульовального пристрою РП2 в вигляді сигналу  $x_{32}$  для нього. Керований контур (зліва) забезпечує стеження регульованої величини  $x_2$  за величиною  $x_1$  при підтримці заданого відношення між залежною (регульованою) і незалежною (заданою) величинами.

У загальному випадку, в САР співвідношення кожний наступний (керований) контур регулювання пов'язаний з попереднім (керуючим) контуром регулювання через свій блок співвідношення. За допомогою цього блоку основний контур регулювання встановлює завдання керованому контуру

регулювання, який відпрацьовує його в режимі стеження. На практиці зустрічаються різновиди САР співвідношення з допоміжними ланками корекції. В процесі експлуатації таких систем співвідношення між двома величинами коригується в залежності від зміни третьої, яка є у ряді випадків основною (базовою) регульованою величиною. Регулювання технологічних процесів у здійснюється за допомогою стежних систем з автоматичною корекцією співвідношення між змінними процесу або за допомогою каскадних САР співвідношення.

### **5.2.3. САР з динамічною корекцією**

На практиці доводиться зустрічатися з об'єктами, які мають несприятливі динамічні властивості, а саме: регульована величина інтенсивно змінюється під дією збурень, але при цьому має велике запізнення по відношенню до регульовального впливу. У таких випадках застосування регуляторів, реагуючих тільки на зміну самої регульованої величини, звичайно не забезпечує необхідної якості регулювання. Ефективним засобом зменшення відхилення регульованої величини у даному випадку є введення в регулятор допоміжних, так званих випереджувальних сигналів, що швидко реагують на збурення. На рис. 5.4 зображена двоконтурна САР з динамічною корекцією додатковою дією на регулятор одним випереджувальним швидкісним сигналом із проміжної точки складного об'єкту.

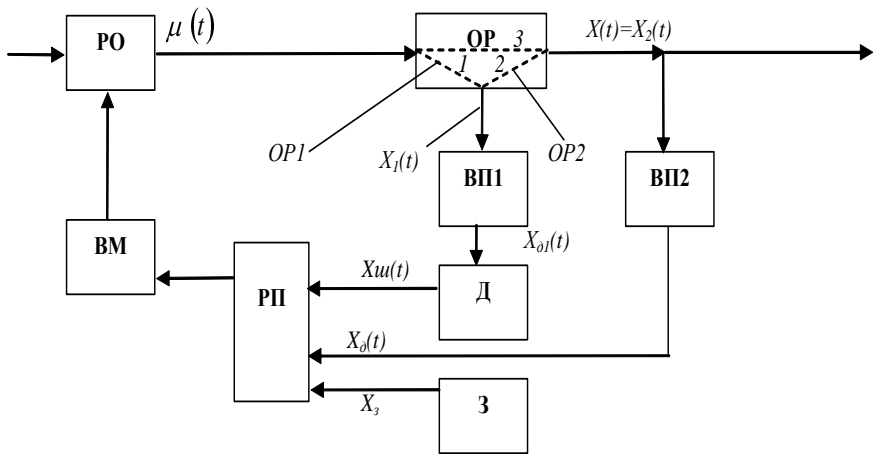


Рис. 5.4. САР з динамічною корекцією

Випереджувальний швидкісний сигнал реагує на збурення швидше, ніж основний, і залежить не від абсолютного значення, а від швидкості зміни проміжної (допоміжної) величини, тому що він з'являється лише в перехідному процесі і зникає в сталому режимі. Цей сигнал дозволяє достатньо ефективно компенсувати збурення, які виникають в системі, і отримати при цьому близькі до оптимальних перехідні процеси. Швидкісний сигнал зручний ще і тим, що в статичному (сталому) режимі він не викликає додаткових відхилень основної регульованої величини від заданих значень.

САР з динамічною корекцією можна розглядати як модифікацію каскадних САР або один з їх різновидів. Тут також є два контури – внутрішній (випереджувальний) і зовнішній (основний); однак використовується тільки один регулятор, але з двома входами.

Очевидно також, що випереджувальний контур містить диференціатор Д проміжної регульованої величини  $x_1$  для отримання швидкісного сигналу  $x_{iu}$  з метою компенсації збурень, які з'являються у внутрішньому контурі, додатковою складовою регульовального впливу, яку формує РП тільки під час

перехідного процесу, тобто при  $x_{in} \neq 0$ . Як диференціатор, зазвичай, використовується реальна диференціююча ланка. Области застосування САР з динамічною корекцією і каскадних САР, в принципі, однакові. Перевагу, яку необхідно віддати САР з динамічною корекцією, практично пояснюється тим, що організація її випереджувального контуру може для конкретного випадку виявитись більш простою, ніж організація стабілізуючого контуру каскадної САР.

## **5.3. САР у складі систем автоматизації виробництва**

### **5.3.1. Вихідні відомості щодо автоматизації виробництва**

У сфері матеріального виробництва сьогодні практичний інтерес мають три основні категорії систем автоматизації [16,18,19,20]:

1. Локальні системи контролю, регулювання і керування - ЛС КРК.
2. Централізовані системи контролю, регулювання і керування - ЦК КРК.
3. Автоматизовані системи управління технологічними процесами АСУ ТП.

ЛС КРК знаходять застосування на добре вивчених простих об'єктах автоматизації з числом регульованих величин біля 10. Такими об'єктами є котельні установки малої потужності, кондиціонери, холодильні агрегати тощо.

Створення агрегатів великої потужності, збільшення кількості регульованих і керованих величин (параметрів), територіальна віддаленість складових частин технологічного об'єкта керування зумовили появу ЦС КРК, які суттєво підвищують ступінь його автоматизації.

Поява нових високоінтенсивних технологій, агрегатів і ліній великої одиничної потужності, складність управління та підвищення вимог до його якості при управлінні технологічним процесом (об'єктом) як одним цілим, наявність прогресу в області теорії і практики управління та засобів обчислювальної техніки створили умови для широкого застосування у всіх сферах

виробництва людино-машинних систем управління, а саме АСУ ТП. В цих системах поєднуються розв'язання задач контролю, регулювання і управління, технологічних процесів, вибору оптимальних режимів та алгоритмів управління. До складу усіх систем автоматизації на їх нижньому рівні належать засоби автоматичного регулювання: як цілі САР, так їх окремі частини.

### 5.3.2. Локальні системи контролю, регулювання і керування – ЦС КРК

Такі системи (рис. 5.5) ефективні при автоматизації технологічно незалежних об'єктів з компактним та нескладними цілями керування (стабілізація, програмне керування) при добре відпрацьованій технології та стаціонарних умовах експлуатації.

Виведення на режим  
(ручне управління)

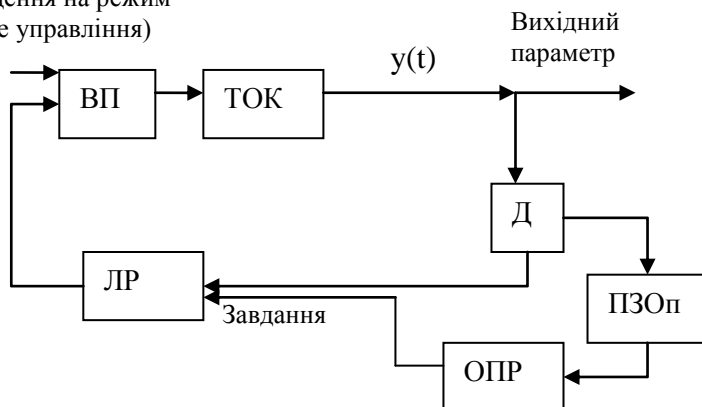


Рис. 5.5. Типова структура локальної системи контролю, регулювання і керування.

Локальні регулятори (ЛР) можуть бути аналоговими, цифровими, одно-чи багатоканальними. Наявність людини-оператора (особи, що приймає рішення - ОНР) в системі дозволяє використовувати цю структуру на об'єктах з невисоким рівнем механізації та надійності технологічного обладнання,

здійснювати загальний контроль за перебігом технологічного процесу та ручне управління (РУ).

Структура ЛС КРК відповідає класичній структурі керування : включає давальники (Д) керованих змінних на виході об'єкту (ТОК), автоматичні регулятори (АР), виконавчі пристрої (ВП), що передають команди управління (в тому числі і від ОПП в режимі ручного управління) на регулювальні органи (РО) ТОК. Пристрій зв'язку з оператором (ПЗО) складається, як правило, з вимірювальних, сигналізуючи та реєструючи приладів.

### **5.3.3. Централізовані системи контролю, регулювання і управління – ЦС КРК**

Структура ЦС КРК зображена на рис.5.6. Тут і в подальшому подвійні лінії при зображенні функціональних блоків означають, що кількість реальних блоків більше ніж один. А подвійні стрілки відображають векторні зв'язки, тобто – кількість зв'язків більше одного.

ЦС КРК призначені для збору і обробки даних щодо об'єкту керування та вироблення на основі їх аналізу керуючих дій у відповідності до цілей системи.

Для ЦС КРК (автоматичних чи автоматизованих) характерні дистанційний контроль, регулювання і управління. Це дозволило відділити контроль і керування щодо технологічного процесу від самого ТОК . Також змінився і склад функцій таких систем: окрім функцій притаманних ЛС КРК, з'явилися додатково функції дистанційного керування (ДК) та логіко-командного керування (ЛКК).

До складу ЦС КРК входять центральний пульт контролю і керування з засобами відображення вимірювальної інформації (від за давальників – Д, вторинних перетворювачів – ВП і командної інформації від задавальних пристроїв – ЗП, виконавчих пристроїв і механізмів –ВП, ВМ) у вигляді мнемосхем, цифрових табло, приладів сигналізації, визивного контролю, реєстрації .



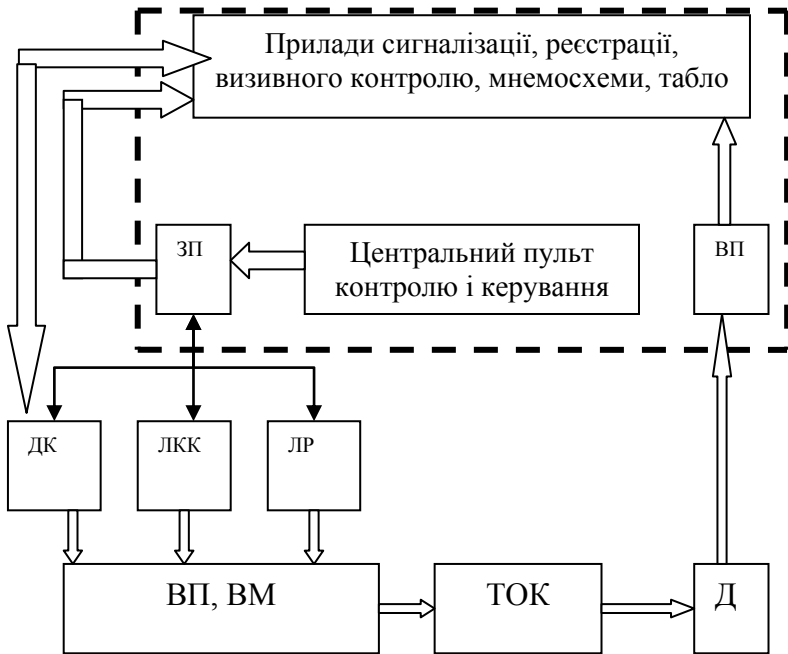


Рис 5.6. Типова структура централізованої системи контролю, регулювання і керування.

На початку застосування ЦС КРК на центральному пульти управління концентрувались одноточечні вимірювальні та реєструючі прилади і одноканальні регулятори. Пізніше для скорочення кількості необхідного обладнання та зменшення експлуатаційних витрат в ЦК КРК стали застосовувати багатоканальні засоби контролю і регулювання з комутаторами каналів (КК), розподільниками каналів (РК), з багатоканальними вторинними перетворювачами (БВП), багатоканальними регулювальними пристроями (БРП), багатоканальними пристроями логіко-командного керування (БЛКК), з багатоканальними автоматичними контрольними-вимірювальними та реєструючими приладами (БКВП) при збереженні типової структури систем.

Функції оператора-технолога (ОПР) в системах ЦС КРК наступні: оцінка функціонування систем і формування оптимального керування через зміну уставок в ЗП.

### **5.3.4. Автоматизовані процеси технологічними процесами – АСУ ТП**

Розвиток економіко-математичних методів управління з широким використанням сучасної обчислювальної техніки дав можливість суттєво полегшити роботу оператора при управлінні складними технологічними процесами, що призвело до появи людино-машинних систем управління технологічними процесами. АСУ ТП призначене для вироблення та реалізації керуючих дій на технологічний об'єкт управління і являється людино-машинними системами, що забезпечують автоматизований збір і обробку інформації, необхідної для оптимізації управління технологічними об'єктами згідно з прийнятим критерієм управління

Як будь-яка система управління – АСУ ТП характеризуються наявністю самостійних цілей і функцій управління, спеціальною системною організацією та критерієм управління. Критерій управління – це співвідношення, що характеризує якість роботи технологічного об'єкту управління в цілому та приймає числові значення в залежності від застосованих керуючих впливів. Він характеризує сутність досягнення поставлених цілей.

В АСУ ТП людина-оператор грає найважливішу роль, приймаючи в більшості випадків змістовну участь в виробленні рішень щодо управління. Суттєве місце в АСУ ТП займають і автоматичні пристрої, в тому числі засоби обчислювальної техніки, включаючи різні сучасні інтелектуальні автоматичні пристрої переробки інформації.

АСУ ТП здійснює вплив на ТОУ в тому ж темпі, що і перебіг технологічних процесів в ньому, і забезпечує управління об'єктом в цілому. Технічні засоби в АСУ ТП приймають рішення у виробленні рішень відносно управління. Цими факторами АСУ ТП докорінно відрізняється від традиційних систем автоматизації та різних локальних систем автоматики, які за суттю є технологічними засобами для автоматизації дій людини на тій чи іншій діяльності процесу. В АСУ ТП реалізується автоматизований процес прийняття рішень з управління

технологічним об'єктом як єдиним цілим. Керуючі обчислювальні машини (КОМ) в цьому випадку виступають багатоканальним інформаційно-керуючими пристроями в АСУ ТП, останнє зауваження відносяться і до керуючих обчислювальних комплексів (КОК).

В залежності від розподілу інформаційних функцій і функцій управління між людиною-оператором і КОМ, між КОМ і засобами контролю та регулювання – можливі різні принципи побудови АСУ ТП. Найбільше розповсюдження в практиці автоматизації виробництва знайшли три принципи побудови АСУ ТП:

1. Централізовані АСУ ТП.
2. АСУ ТП з супервізорним управлінням.
3. Децентралізовані розподілені АСУ ТП.

I. Типова структура централізованої АСУ ТП (див .рис.5.7.) охоплює собою пристрій зв'язку з об'єктом (ПЗОб) і КОМ, що здійснює централізоване управління одним або кількома технологічними процесами.

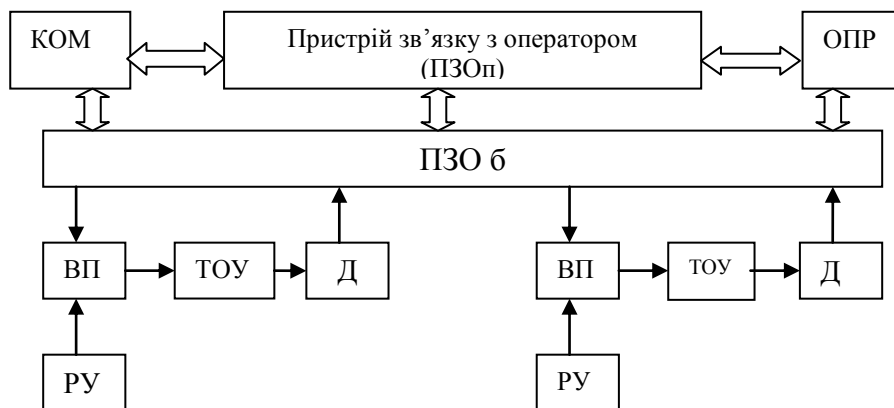


Рис .5.7. Типова структура централізованої АСУ ТП

В цьому випадку надійність всього комплексу визначається надійністю ПЗОБ та КОМ. При виході їх із ладу нормальне функціонування технологічного обладнання стає неможливим.

Характерним прикладом центральної АСУ ТП є система, КОМ якої безпосередньо виробляє отримані регульовальні дії і за допомогою відповідних перетворювачів передає команди управління на виконавчі пристрої (механізми). Централізовані АСУ ТП, КОМ яких працюють в такому режимі, називаються системами з безпосереднім або прямим цифровим управлінням (ЦПУ).

Принцип дії системи з ЦПУ ілюструє рис.5.8. Тут частину функцій регулювання та логіко командного керування виконують локальні засоби контролю, регулювання і керування (ЛР і ЛКК), а іншу частину функцій виконує КОМ в режимі ЦПУ.

Сигнали з джерел інформації – давальників (Д), вторинних перетворювачів (ВП) через розподільник каналів (РК) поступають на входи пристрою вводу (ПВВ) і звідти в цифровій формі вводяться в КОМ. Через інший пристрій вводу в КОМ поступають за давальні сигнали з центрального пульта через комутатор каналів (КК). В КОМ формуються керуючі впливи на регульовальні органи ТОУ (через РК на ВПР чи ВМ), визначаються оптимальні настройки для ЛР, виробляються дані і команди для візуалізації технологічної інформації, що передаються від КОМ через пристрої виводу (ПВив) і комутатор каналів (КК).

В АСУ ТП з ЦПУ оператор повинен мати можливість змінювати уставки, контролювати вибрані зміни, варіювати діапазон допустимої зміни вихідних величин, змінювати параметри настройки та мати доступ до керуючої програми. Для забезпечення цих функцій необхідно мати спеціальні засоби сполучення (людина-машина) у вигляді пульта оператора і засобів відтворення інформації.

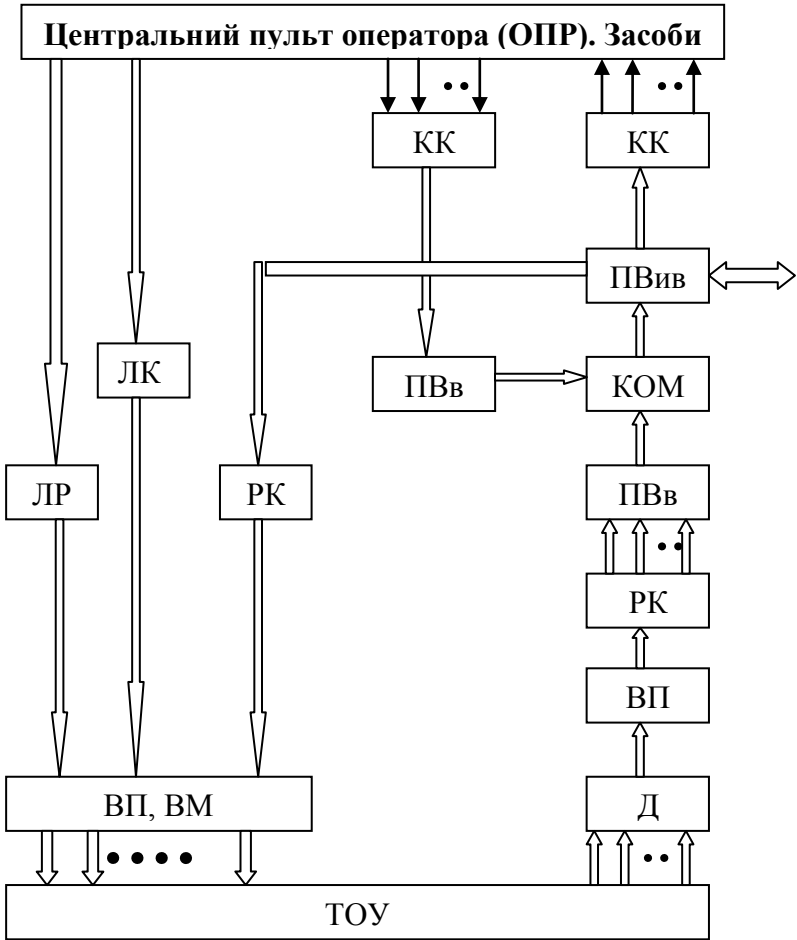


Рис.5.8. Типова структура системи з прямим цифровим управлінням від КОМ.

Застосування КОМ в режимі ПЦУ дозволяє будувати програмним шляхом системи регулювання за збуренням, комбіновані системи каскадного та багатозв'язного регулювання. ПЦУ дозволяє реалізувати також не тільки функції з оптимізації,

але і адаптацію до зміни зовнішнього середовища і параметрів об'єкта. В системах з ПЦУ спрощується реалізація режимів пуску та зупинки процесів, перемикання з ручного управління на автоматичний, операцій перемикання виконавчих механізмів основного та допоміжного обладнання.

Головний недолік систем з ПЦУ полягає в тому, що при відмові в роботі КОМ об'єкт втрачає управління. Не дивлячись на високу надійність всіх засобів системи, відмови в КОМ все ж таки можливі, і цю обставину необхідно завжди мати на увазі при побудові АСУПТ з ЦПУ. В наведеній на рис.5.8 структурі АСУ ТП для каналів регулювання і керування підвищеної надійності використовуються локальні засоби контролю, регулювання та керування (одного – чи багатоканальні). З метою забезпечення життєздатності подібних систем часто застосовують і «гаряче» резервування основних контурів регулювання за допомогою аналогових регуляторів, де це технічно і економічно виправдано.

П. Більш широкі можливості та краща надійність притаманні тим АСУ ТП, в яких безпосереднє регулювання об'єктами технологічних процесів здійснюється локальними регуляторами (ЛР), а КОМ виконує функції «радника» в так званому супервізорному режимі. Типова структура супервізорної АСУ ТП зображена на рис.5.9.

За даними, що поступають від давальників (Д) локальних підсистем через ПЗОБ, КОМ виробляє значення уставок у вигляді сигналів, що поступають безпосередньо на входи систем автоматичного регулювання. Основна задача супервізорного управління – це забезпечення автоматичного утримання процесу близьким до оптимальної робочої точки. Окрім цього, супервізорне управління забезпечує оператору-технологу можливість використовувати погано формалізовану інформацію щодо перебігу технологічного процесу, вводячи через КОМ корегування уставок і параметрів алгоритмів регулювання в локальні контури.

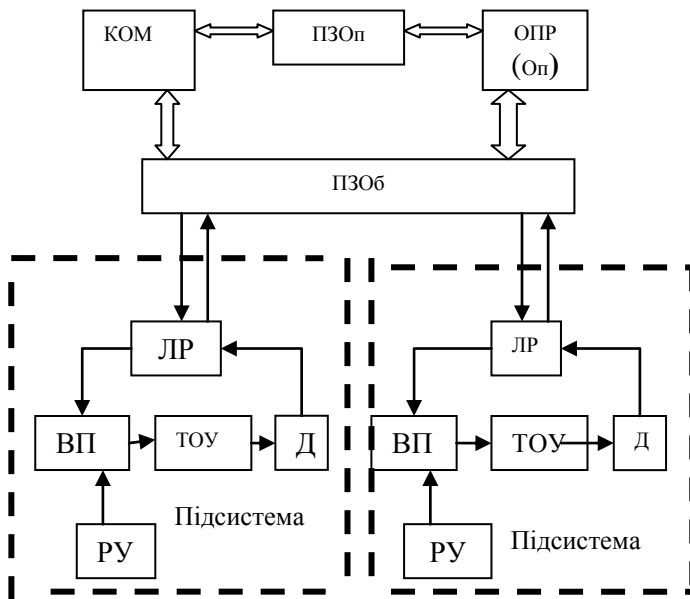


Рис 5.9. Типова структура АСУ ТП з супервізорним режимом роботи КОМ.

Наприклад, оператор вводить необхідні зміни в управління процесом при зміні сировини і складу продукції, що виробляється. Це вимагає визначення нових значень коефіцієнтів рівнянь математичної моделі об'єкту управління, що може виконуватись будь-якою зовнішньою ЕОМ, чи самою КОМ, якщо вона не завантажена.

Робота інформаційно-вимірювальної частини системи супервізорного управління практично не відрізняється від розглянутої вище системи. Функції оператора в цьому випадку зводяться лише до спостереження, а його втручання необхідне тільки в аварійних ситуаціях.

Перевага системи супервізорного управління полягає в тому, що КОМ в ній не тільки автоматично контролює процес, але й автоматично керує ним поблизу оптимальної робочої точки. Розглянута система управління технологічним процесом є багатоканальною як у своїй інформаційній частині, так і на рівні оптимізації.

III. Подальший розвиток АСУ ТП пов'язаний з широким використанням для розв'язання задач управління

мікропроцесорів і мікроЕОМ. До появи мікропроцесорів еволюція АСУ ТП супроводжувалась зростанням ступеня централізації. Однак можливості централізованих систем наразі виявилися обмеженими і не відповідаючими сучасним вимогам щодо надійності, гнучкості, вартості систем зв'язку та програмного забезпечення. Перехід від централізованих систем управління до централізованих зумовлений також зростанням потужності окремих технологічних агрегатів, їх ускладненням, підвищенням вимог відносно швидкодії і точності в їх роботі. Централізація систем управління економічно виправдана за порівняно невеликої інформаційної потужності (кількості каналів контролю і регулювання) ТОУ та його територіальній зосередженості. При великій кількості каналів контролю, регулювання та управління, при значній довжині лінії зв'язку в АСУ ТП децентралізація структури управління стає принциповим методом підвищення життєспроможності АСУ ТП, пониження вартості та експлуатаційних витрат.

Найбільш перспективним напрямом децентралізації АСУ ТП слід сьогодні признати автоматизоване управління процесами з розподіленою архітектурою, що базується на функціонально-цільовій та топологічній децентралізації технологічного об'єкта управління.

Першою технічною основою розподілених систем управління, що обумовила можливість реалізації таких систем, стали мікропроцесори та мікропроцесорні системи як на верхніх, так і на нижніх рівнях організації автоматизованого управління.

Оскільки в розподільній АСУ ТП підсистеми функціонально пов'язані, і їх робота підпорядкована загальній меті, то між КОМ (міні- і мікро ЕОМ) чи процесорами в багатомашинній або мультимікропроцесорній системі виникає, окрім апаратного зв'язку, ще й програмний обмін, що забезпечує як розв'язання функціональних задач АСУ ТП, так і організацію самого програмного обміну. Програмний обмін між КОМ чи мікропроцесорами локальних підсистем розподіленої АСУ ТП здійснюється за допомогою каналів зв'язку. З точки зору обробки даних розподілена АСУ ТП являє собою локально управляючу обчислювану мережу (ЛЮОМ).

В розподільних АСУ ТП застосовуються в основному три топологічні структури взаємної підсистеми:



1. зіркоподібна (радіальна);
2. кільцева (колоподібна);
3. шинна (магістральна) - або їх комбінації.

На рис. 5.10 зображена типова структура розподіленої АСУ ТП з переважно розповсюдженою магістральною топологією.

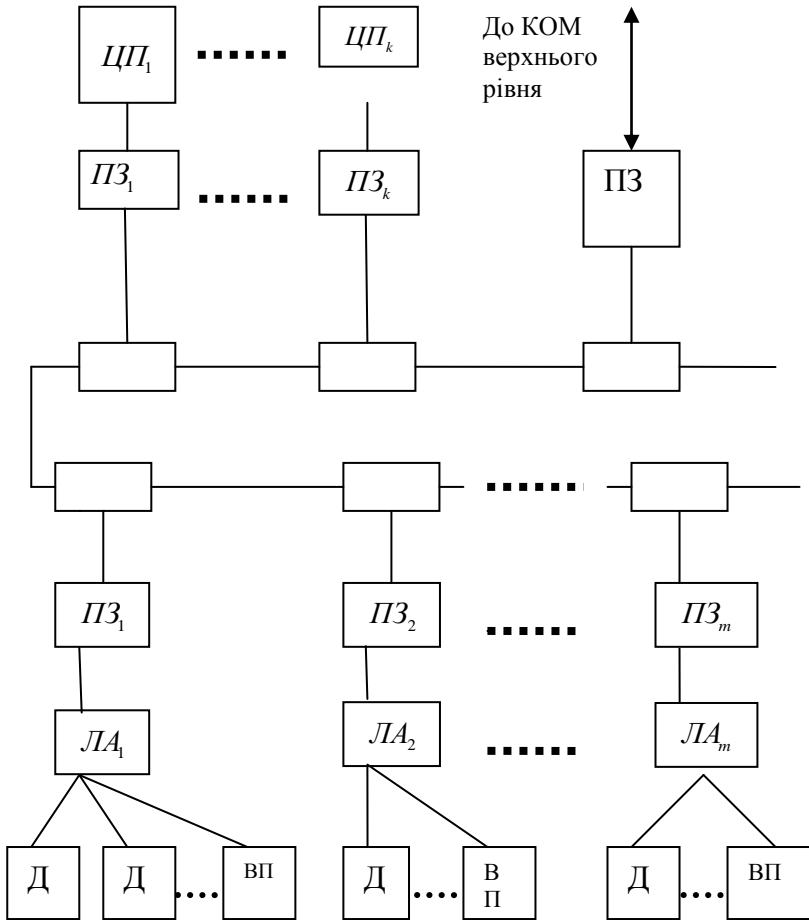


Рис.5.10. Типова структура розподіленої АСУ ТП з магістральною топологією: ЦП - центральний процесор; ПЗ - пристрій зв'язку; ЛА - локальна автоматика

Організація зв'язку з задавальниками ( $D$ ) та виконавчими пристроями (механізмами) ( $ВП$  чи  $ВМ$ ) має, як правило, індивідуальний і переважно радіальний характер (нижній рівень системи локальної автоматики  $ЛА_1, \dots, ЛА_m$ ).

У всіх наведених типових структурах АСУ ТП наявними є на нижніх рівнях управління чи безпосередньо повні структури САР, чи їх окремі основні частини. Цим визначаються суттєва значимість в сучасних і майбутніх системах управління, засобів локальної автоматики, методів їх розрахунку, синтезу і вибору.



Додаток 1. Продовження таблиці

| Характеристика ЕВМ            | Компанія-виробник | Значення   |                   |            |
|-------------------------------|-------------------|--|-------------------|------------|
| Живлення від електромережі, В | ЗЕiМ              | 1 ф/220 /50                                      | 3 ф/380 50/       | 3 ф/220/50 |
|                               | H&B               | 1 ф/220/50                                       |                   |            |
|                               | Siemens           | 1 ф/220/50                                       | 3 ф/220 чи 380/50 |            |
| Тип редуктора                 | ЗЕiМ              | черв'ячний                                       | циліндричний      |            |
|                               | H&B               | циліндричний                                     |                   |            |
|                               | Siemens           | черв'ячний                                       |                   |            |
| Вид Давальника                | ЗЕiМ              | індуктивний, реостатний, струмовий (електронний) |                   |            |
|                               | H&B               | реостатний або струмовий (електронний)           |                   |            |
|                               | Siemens           | реостатний (електронний)                         |                   |            |

| Характеристика ЕВМ            | Компанія-виробник | Значення  |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |
|-------------------------------|-------------------|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|---|---|
|                               |                   | -   | -   | +   | +   | +   | +   | +   | +   |     |   |   |
| Гальма                        | ЗЕiМ              | -   | -   | +   | +   | +   | +   | +   | +   |     |   |   |
|                               | H&B               | +   | +   | +   | +   | +   | +   | +   | +   | +   | + | + |
|                               | Siemens           | +/-   | +/- | +/- | +/- | +/- | +/- | +/- | +/- | +/- |   |   |
| Кінцеві та сигнальні контакти | ЗЕiМ              | +   |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |
|                               | H&B               | +   |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |
|                               | Siemens           | +   |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |
| Режим роботи                  | ЗЕiМ              | Імпульсний S4, ПВ=25% з частотою вмик. до 630 на год.         |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |
|                               | H&B               | Імпульсний S3, S5, ПВ=50-60% з частотою вмик. до 1200 на год. |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |
|                               | Siemens           | Імпульсний S4, S5, ПВ=25% з частотою вмик. до 1200 на год.    |     |     |     |     |     |     |     |     |   |   |

Додаток 1. Продовження таблиці

| Характеристика ЕВМ                         | Компанія-виробник | Значення    |             |             |              |               |              |      |             |              |     |
|--|-------------------|-------------|-------------|-------------|--------------|---------------|--------------|------|-------------|--------------|-----|
|  |                   | Відсутній   |             |             |              |               |              |      |             |              |     |
|  |                   | Присутній   |             |             |              |               |              |      |             |              |     |
| Потужність двигуна (при часі ходу 20с), Вт | ZeM, H&V          | 14          | 26          | 64          | 120          | -             | 180          | -    | 180         | -            | 370 |
|  | Siemens           | 26          | 42          | 155         | 110          | 644           | 319          | 269  | 644         | -            | 644 |
|  | Siemens           | 60          | 90          | 180         | 370          | 550           | -            | 1100 | -           | -            | -   |
|  | 3EiM              | 235x200x185 | 370x315x305 | 440x315x305 | 445x375x405  | -             | 500x445x468  | -    | 770x640x630 | 1612x670x700 | -   |
| Габаритні розміри, мм                      | H&V               | 310x275x277 | 405x277x278 | 575x526x420 | 1076x482x513 | 11106x482x513 | 1326x680x700 | -    | -           | -            | -   |
|  | Siemens           | 330x358x220 | 540x427x255 | 845x438x355 | 905x462x310  | 1043x694x553  | -            | -    | -           | -            | -   |
| Маса, кг                                   | 3EiM              | 7,6         | 27,5        | 29,5        | 70           | -             | 135          | -    | 270         | 580          |     |
|  | H&V               | 26          | 32          | 90          | 200          | 210           | 300          | 420  | 630         | -            |     |
|  | Siemens           | 15          | 35          | 52          | 65           | 150           | -            | 180  | -           | -            |     |

## Додаток 2. Елементи промислових САР

### 1. Загальні положення

При аналізі поведінки САР важливим є розглядати та розрізняти складові елементи САР за їх динамічними властивостями, від яких залежать динамічні властивості системи в цілому. В розділі 1 (п.1.7) були описані математичні моделі об'єктів регулювання як ідеальних ланок САР. В додатку 2 буде дано опис характеристик реальних елементів систем регулювання, їх динамічних елементів.

Встановлено, що елементи автоматичних систем регулювання, що мають різну конструкцію і принципи дії, що використовують різні види енергії і виконують різні функції, описуються однаковими диференційними рівняннями, тобто володіють аналогічними динамічними властивостями [1,5,7].

Можна виділити шість основних різновидів диференційних рівнянь не вище другого порядку, що описують поведінку тих чи інших елементарних пристроїв автоматичних систем регулювання. Іншими словами, можна говорити про шість різновидів динамічних елементів, кожен з яких має свої особливі динамічні властивості, тому що описується диференційним рівнянням певного виду. Наприклад, два різних пристрої (рис. 1) описуються однотипними диференційними рівняннями. Поведінка механічного пристрою (рис. 1,а) описується рівнянням

$$J \frac{d^2 \alpha_{\text{вх}}}{dt^2} + k \alpha_{\text{вх}} = k \alpha_{\text{вих}},$$

де  $\alpha_{\text{вх}}$  і  $\alpha_{\text{вих}}$  — відповідно кути повороту вхідного і вихідного валів пристрою;  $J$  — момент інерції маховика  $M$ ;  $k$  — коефіцієнт пружності пружини  $P_p$ .

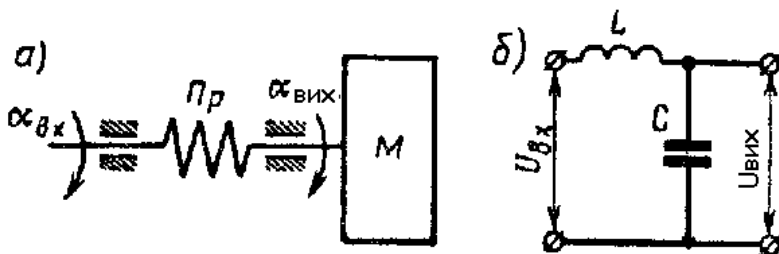


Рис.1. Пристрій з одностипним перехідним процесом

Поведінка електричного кола (рис. 1,б) описується рівнянням

$$LC \left( \frac{d^2 U_{вих}}{dt^2} \right) + U_{вих} = U_{вх},$$

де  $U_{вх}$  і  $U_{вих}$  — відповідно напруги на вході і на виході кола;  $L$  — індуктивність котушки;  $C$  — ємність конденсатора. Обидва рівняння можна представити в наступному вигляді:

$$a \left( \frac{d^2 x_{вих}}{dt^2} \right) + b x_{вих} = c x_{вх},$$

де  $x_{вх}$  і  $x_{вих}$  — вхідна і вихідна величини відповідно;  $a$ ,  $b$  і  $c$  — деякі постійні коефіцієнти.

Таким чином, велике розмаїття елементів автоматики може бути зведена до невеликої кількості типових динамічних елементів. Практично будь-яку лінійну систему (із зосередженими параметрами) можна розбити на типові динамічні елементи, що описуються звичайними диференційними рівняннями не вище другого порядку. Не завжди один реальний елемент замінюється одним динамічним. Реальний елемент може бути представлений комбінацією із декількох динамічних. Тому кількість динамічних елементів, що складають реальну САП, може відрізнятись від кількості реальних елементів цієї системи.

Як було уже відзначено, динамічні елементи відрізняються видом диференційного рівняння. Розв'язання диференційного



рівняння відносно вихідної величини в часі при стрибкоподібному характері зміни вхідної величини називається перехідною функцією ланки, а його графічне зображення в системі прямокутних координат  $x_{вих} = f(t)$  являє собою графік перехідного процесу.

Типовими динамічними елементами є: аперіодичний або інерційний, коливальний, підсилювальний чи безінерційний, диференціюючий, інтегруючий і елемент з постійним запізненням. Елементи мають спрямовану дію. Це значить, що сигнал через елемент може проходити тільки в одному напрямку — від входу до виходу. Будь-які зміни вихідної величини елементу не відбиваються на його вхідній величині. Це дозволяє розглядати кожен елемент окремо, незалежно від інших елементів системи. Щоб можна було порівнювати між собою динамічні властивості різних елементів, розглядають реакцію цих елементів на однаковий вхідний сигнал, що має ступінчастий характер. Такий вплив обраний не випадково. Для багатьох пристроїв характерні раптові вмикання чи вимикання, стрибкоподібне збільшення чи скидання навантаження і тому подібні різкі раптові зміни режиму роботи.

Можливість розчленування складної системи на елементарні елементи значно спрощує аналіз систем, тому що задача складання диференціальних рівнянь системи в цілому зводиться до складання рівнянь окремих елементів. Це істотно знижує трудомісткість. Крім того, застосування динамічних елементів дозволяє представити систему у вигляді структурної схеми, забезпечуючи наочність і полегшуючи уявлення відносно процесів, що протікають у ній. Такий підхід дає можливість узагальненого теоретичного розгляду і порівняння властивостей різних систем.

## **2. Типові динамічні елементи промислових САР**

### **2.1. Аперіодичний елемент**

Розглянемо аперіодичний, чи інерційний, елемент, на прикладі якого можна докладно ознайомитися з усіма показниками і характеристиками будь якого елементу. Поняттям аперіодичного елементу поєднуються такі пристрої, у яких вихідна величина після подачі на їхній вхід одиничного впливу

змінюється монотонно, досягаючи деякого сталого значення. Такі пристрої звичайно можна розглядати як два з'єднаних між собою елементи, один із яких здатний запасати енергію чи речовину, а другий створює опір протіканню енергії чи речовини.

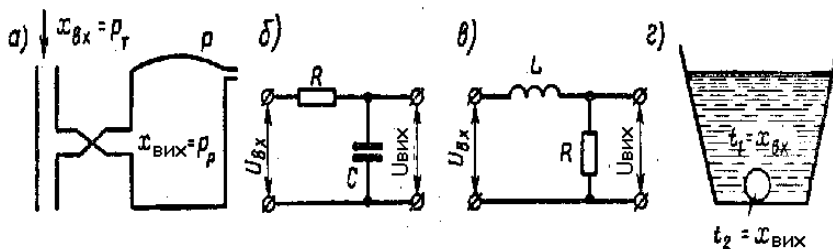


Рис. 2. Приклади аперіодичних ланок

Як приклади аперіодичних елементів можна привести такі пристрої: резервуар  $p$ , з'єднаний із трубопроводом (рис. 2,а), причому під вхідною величиною розуміється тиск робочого тіла в трубопроводі  $p_m$ , а вихідний — тиск у резервуарі  $p_p$ ; електричні  $RC$ -кола (рис. 2,б) чи  $LR$ -кола (рис. 2,в), де вхідною величиною є напруга  $U_{вх}$  на вході кола, а вихідною — напруга  $U_{вих}$  на конденсаторі (рис. 2,б) чи на резисторі (рис. 2,в).

Властивостями аперіодичного елемента володіє і судина з нагрітої до температури  $t^{\circ}_1$  рідиною (рис. 2,г), в яку занурюється тіло, температура якого  $t^{\circ}_2$  є вихідною величиною. Щоб переконатися в справедливості цього твердження, виведемо диференційні рівняння для деяких приведених прикладів. Так, для електричного кола (рис. 2,б), застосувавши другий закон Кірхгофа, маємо:

$$U_{вх} = U_R + U_C,$$

де  $U_R = iR$ , а  $U_C = U_{вих}$ .

Струм  $i$ , що протікає через резистор  $R$  при заряді конденсатора  $C$ , може бути виражений як  $i = dq/dt$ , де  $q$  — заряд конденсатора  $C$ . Відомо, що  $q = CU_C$ , звідки

$$dq/dt = i = C dU_C/dt$$

Отже,  $U_{\text{вх}} = RC dU_{\text{вих}}/dt + U_{\text{вих}}$ . Позначивши  $T = RC$ , одержимо

$$T dU_{\text{вих}}/dt + U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$$

Аналогічне рівняння можна одержати і для кола, показаного на рис. 2,в. Для пристрою (рис. 2,г) можна скористатися формулою Ньютона, відповідно до якої потік тепла  $Q$ , що передається тілу нагрітою рідиною, прямо пропорційний коефіцієнту  $A$  теплопередачі і перепаду температур рідини  $t_1$  і тіла  $t_2$ , тобто  $Q = A(t_1 - t_2)$ . Відомо, що швидкість нагрівання тіла прямо пропорційна потоку тепла, що надходить до нього, і обернено пропорційна теплоємності тіла  $c$ , тобто

$$dt_2/dt = \frac{Q}{c}$$

Розв'язуючи спільно обидва рівняння, отримуємо:

$$c/A dt_2/dt + t_2 = t_1$$

Позначимо  $c/A = T$ , тоді маємо:

$$T dt_2/dt + t_2 = t_1$$

У розглянутих прикладах вихідна величина з часом прагне до значення вхідної величини, внаслідок чого і має місце їх рівність, тобто  $k=1$ . Розглянемо ще один приклад аперіодичного елемента, а саме - електричний генератор, що працює як підсилювач в режимі холостого ходу. З огляду на те, що в перехідному процесі для кола збудження генератора справедливе рівняння:

$$U_3 = i_3 R_3 + L_3 \left( \frac{di_3}{dt} \right),$$

можна одержати наступне рівняння генератора:

$$T_e \left( \frac{dU_a}{dt} \right) + U_a = k_e U_3,$$

де  $T_e = L_a / R_a$  і  $k_e = k_e c \omega_e \Omega / R_3$ . Тут  $T_e$  — електромагнітна постійна часу генератора, що характеризує швидкість зміни струму  $i_3$  в обмотці збудження при стрибкоподібній зміні подведеної до неї напруги  $U_3$ , а передавальний коефіцієнт  $k_e$  відіграє роль коефіцієнта підсилення генератора за напругою. У наведених прикладах  $k$  — величина безрозмірна, тому що характеризує відношення однакових фізичних величин, тоді як  $T$  має розмірність часу.

Можливі випадки, коли фізична природа вхідної і вихідної величин різна. Тоді передавальний коефіцієнт елемента має ту чи іншу розмірність. Отже, зовсім різні пристрої, що володіють властивостями аперіодичного елемента, описуються диференціальними рівняннями вигляду:

$$T \left( \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} \right) + x_{\text{вх}} = k x_{\text{вих}}, \quad (1)$$

де  $x_{\text{вх}}$  — вхідна величина;  $x_{\text{вих}}$  — вихідна величина;  $k$  — передавальний коефіцієнт;  $T$  — постійна часу. Розв'язання диференціального рівняння елемента при одиничному вхідному впливі  $x_{\text{вх}} = 1$  дає вираз для перехідної функції елемента. Для аперіодичного елемента  $x_{\text{вих}} = k x_{\text{вх}} \left( -e^{-t/T} \right)$ , чи, з огляду на те, що  $x_{\text{вх}} = 1$ ,

$$x_{\text{вих}} = k \left( -e^{-t/T} \right). \quad (2)$$

Графічний вираз перехідної функції дає криву перехідного процесу (рис. 3).

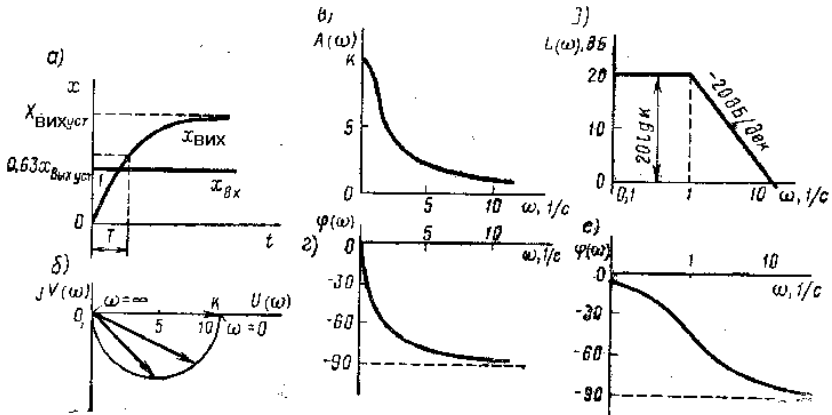


Рис. 3. Характеристики аперіодичного елемента

З графіка видно, що при стрибкоподібному вхідному сигналі вихідна величина стійкого аперіодичного елемента монотонно зростає, прагнучи до деякого кінцевого сталого значення, якого вона досягає, строго кажучи, лише в нескінченності. Однак практично можна вважати, що перехідний процес закінчився, коли різниця між сталим і поточними значеннями вихідної величини складає не більш 3—5% від сталого значення  $x'_{вих}$ .

З графіка перехідного процесу можна знайти значення передавального коефіцієнта елемента  $k$  і постійної часу  $T$ . Передавальний коефіцієнт  $k$  знаходиться як відношення сталого значення вихідної величини  $x'_{вих}$  до значення вхідної величини  $x_{вх}$ :

$$k = x'_{вих} / x_{вх}.$$

Щоб знайти значення постійної часу  $T$ , підставимо в рівняння (2) значення поточної координати часу  $t=T$  і знайдемо відповідне цьому моменту часу значення вихідної величини  $x_{вих}$ :

$$x_{вих} = kx_{вх} \left( -e^{-1} \right) = kx'_{вих} \left( -1/e \right),$$

а так як  $e = 2,718$ , то маємо:

$$x_{\text{вих}} = x'_{\text{вих}} \left( -1/2,718 \right) \approx 0,63x'_{\text{вих}}.$$

Таким чином, постійна часу  $T$  аперіодичної ланки чисельно дорівнює відрізку часу, за який вихідна величина, змінюючись від 0, досягає 63% від сталого значення  $x'_{\text{вих}}$ . Графічно постійна часу  $T$  може бути знайдена як абсциса точки перетину прямої, паралельної осі часу і віддаленої від неї на величину  $x_{\text{вих}} = x'_{\text{вих}}$ , з дотичною, проведеної до кривої  $x_{\text{вих}} = kx_{\text{вх}} \left( -e^{-t/T} \right)$  на початку координат (рис. 3,а). Якщо дотичну на початку координат провести важко, то можна провести її в будь-який довільно взятій точці експоненти і сталу часу визначити як різниця абсцис точки перетину дотичної з прямою, проведеної на рівні  $x'_{\text{вих}}$  і точки дотику.

Знайдемо значення вихідної величини  $x_{\text{вих}}$  в момент часу  $t = 3T$ . Для цього підставимо в рівняння (2) значення  $t=3T$ , тоді

$$x_{\text{вих}} = kx_{\text{вх}} \left( -e^{-3} \right) \approx 0,95x'_{\text{вих}}.$$

Можна для більшості практичних випадків вважати, що перехідний процес в аперіодичній ланці закінчується до моменту часу  $t = 3T$ . Щоб одержати вираз передавальної функції аперіодичного елемента, скористаємося операторною формою запису диференціальних рівнянь. Замінімо в рівнянні (1) символ похідної  $d/dt$  через оператор  $p$ , тоді одержимо рівняння аперіодичного елемента в операторній формі:

$$TpX_{\text{вих}} \left( \phi \right) + X_{\text{вих}} \left( \phi \right) = kX_{\text{вх}} \left( \phi \right),$$

де  $X_{\text{вх}} \left( \phi \right)$  і  $X_{\text{вих}} \left( \phi \right)$  - операторні зображення вхідної і вихідної величин. Виносячи  $X_{\text{вих}} \left( \phi \right)$  за дужки, отримуємо остаточно:

$$\left( p+1 \right) X_{\text{вих}} \left( \phi \right) = kX_{\text{вх}} \left( \phi \right).$$

З цього виразу можна одержати відношення вихідної величини ланки до його вхідної величини, виражене в операторній формі, тобто передавальну функцію елементу:

$$W(p) = \frac{X_{\text{вих}}(p)}{X_{\text{вх}}(p)} = \frac{k}{Tp + 1}.$$

Вираз, що знаходиться в знаменнику передавальної функції, називається *характеристичним оператором елементу*. Характеристичний оператор аперіодичної ланки буде  $Tp + 1$ . Якщо у виразі для передавальної функції елементу замінити символ оператора  $p$  на  $j\omega$ , де  $j = \sqrt{-1}$ , а  $\omega$  — деяка кутова частота, то одержимо вираз для амплітудно-фазової характеристики елементу:

$$W(j\omega) = k / (j\omega + 1). \quad (3)$$

Щоб краще зрозуміти зміст амплітудно-фазової характеристики, уявимо собі, що на вхід деякої лінійної ланки подається не стрибкоподібний сигнал, а гармонійний вплив, що змінюється за синусоїдальним законом. Позначимо амплітуду вхідного впливу через  $A_{\text{вх}}$ , а частоту через  $\omega$ , тоді вихідна величина цього елементу буде також мати синусоїдний характер, відрізняючи від вхідною амплітудою  $A_{\text{вих}}$  і фазою.

Використовуючи тригонометричну форму запису, одержимо:

$$\begin{aligned} x_{\text{вх}} &= A_{\text{вх}} \sin \omega t; \\ x_{\text{вих}} &= A_{\text{вих}} \sin(\omega t + \varphi), \end{aligned}$$

де  $\varphi$  — фазовий зсув між коливаннями на вході і на виході. Якщо застосувати символічний метод запису гармонійних функцій, ці ж величини можна виразити таким чином:

$$\begin{aligned} \dot{A}_{\text{вх}} &= A_{\text{вх}} e^{j\omega t}, \\ \dot{A}_{\text{вих}} &= A_{\text{вих}} e^{j(\omega t + \varphi)}. \end{aligned}$$

Застосувавши векторне відношення вихідної величини елемента до його вхідної величини, одержимо вираз для амплітудно-фазової характеристики елемента:

$$W(j\omega) \stackrel{\sim}{=} \frac{\dot{A}_{\text{вих}}}{A_{\text{вх}}} = \frac{A_{\text{вих}} e^{j(\alpha+\varphi)}}{A_{\text{вх}} e^{j\alpha t}} = |k| e^{j\varphi}, \quad (4)$$

тому що відношення модулів амплітуд вихідної і вхідної величин дає передавальний коефіцієнт  $k$  елемента. Іноді вираз (4.) називають *комплексним передавальним коефіцієнтом ланки*. У цьому випадку відношення вихідної і вхідної величин елемента в сталому режимі можна розглядати як модуль комплексного передавального коефіцієнта елемента. Амплітудно-фазова характеристика елемента показує, як змінюються амплітуда і фаза сигналу при його проходженні через даний елемент при різних частотах  $\omega$  ( $\omega = 0 \div \infty$ ). Для аперіодичного елемента ця характеристика являє собою півколо, розташоване в IV квадранті, діаметр якого дорівнює передавальному коефіцієнту  $k$  елемента (рис. 3,б).

Якщо перетворити вираз (3), помноживши чисельник і знаменник на сполучену комплексну величину, то можна записати:

$$W(j\omega) \stackrel{\sim}{=} \frac{k(-jT\omega)}{1+T^2\omega^2} = \frac{k}{1+T^2\omega^2} - j \frac{kT\omega}{1+T^2\omega^2}. \quad (5)$$

Позначимо дійсну частину отриманого виразу через

$$U(\omega) \stackrel{\sim}{=} k / (1+T^2\omega^2),$$

а його уявну частину — через

$$V(\omega) \stackrel{\sim}{=} -kT\omega / (1+T^2\omega^2),$$

тоді маємо:

$$W(j\omega) \stackrel{\sim}{=} U(\omega) + jV(\omega).$$



Знайдемо модуль і фазу комплексного числа, представленного виразом (5). Відомо, що модуль комплексного числа

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)} = \sqrt{\left[ \frac{k}{1+T^2\omega^2} \right]^2 + \left[ \frac{kT\omega}{1+T^2\omega^2} \right]^2} = \\ &= \frac{k}{\sqrt{1+T^2\omega^2}}. \end{aligned}$$

Можна легко переконатися в тому, що  $A(\omega) = |k|$ . Вираз (4) являє собою залежність відношення амплітуд вихідної і вхідної величин від частоти  $\omega$  сигналу в усталеному режимі. Його графічне зображення дає амплітудно-частотну характеристику аперіодичного елемента (рис. 3,в). Фаза чи аргумент комплексу, вираженого рівнянням (5), має вигляд.

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)} = \arctg \left( -\frac{kT\omega}{1+T^2\omega^2} : \frac{k}{1+T^2\omega^2} \right) = \\ &= -\arctg T\omega. \end{aligned} \quad (6)$$

Вираз (3.6) являє собою залежність зсуву фази вихідної величини стосовно вхідної величини при зміні частоти сигналу в сталому режимі. Його графічне зображення дає фазочастотну характеристику аперіодичного елемента (рис. 3,г). З характеристики видно, що аперіодичний елемент зсуває фазу сигналу в бік відставання, і максимальний фазовий зсув досягає  $-90^\circ$  при частоті  $\omega = \infty$ .

Побудована логарифмічна амплітудно-фазова характеристика (рис. 3.д) є наближеною чи, як її прийнято називати, *асимптотичною*. Точна характеристика має плавний перехід від горизонтальної частини до похилої, причому максимальна похибка асимптотичної ЛАЧХ не перевищує 3 дБ на спряженій частоті. При відхиленні від спряженої частоти в обидва боки похибка зменшується, прямує до нуля. Тому звичайно користуються асимптотичними ЛАЧХ, побудова яких простіша.

Логарифмічна фазочастотна характеристика аперіодичної ланки відрізняється від звичайної лише масштабом по осі абсцис (рис. 3,е).

## 2.2. Коливальний елемент

Під коливальним елементом розуміють такі пристрої, в яких вихідна величина після подачі на їх вхід одиничного впливу прагне до сталого значенню, при цьому здійснюючи коливання (рис. 4,а). Такі пристрої повинні мати два елементи, здатних запасати енергію чи речовину й обмінюватися цими запасами через третій елемент, що створює опір протіканню енергії чи речовини.

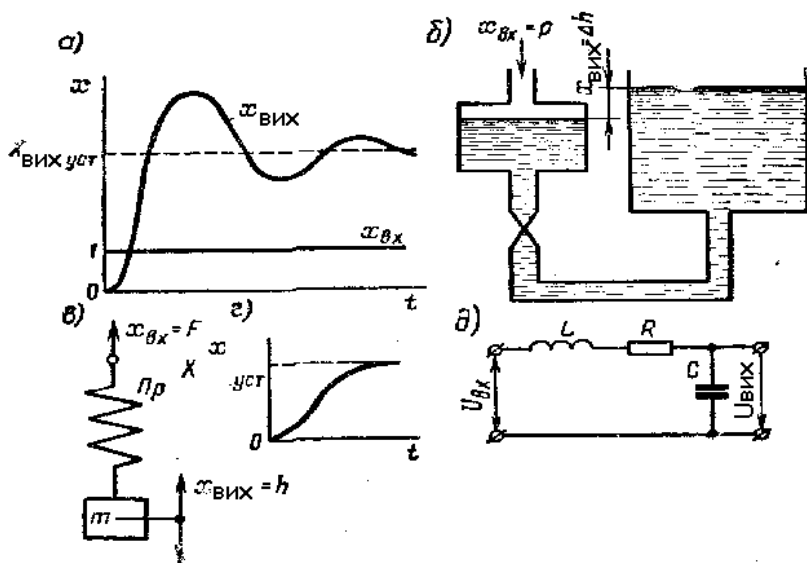


Рис.4. Приклади коливального елемента

Розрізняють: стійкий коливальний елемент, коливання в якому мають згасаючий характер; елемент, що знаходиться на межі стійкості (консервативний), в якому коливання мають сталу амплітуду; і нестійкий коливальний елемент, амплітуда коливань в якому безупинно наростає, прагнучи до нескінченності.

Один із прикладів пристрою, що представляє собою стійкий коливальний елемент — сполучені ємності, з'єднані трубопроводом, для яких вхідною величиною є тиск  $p$  в одній із судин, а вихідний — різниця рівнів  $\Delta h$  рідини в судинах (рис.4,б). Інший приклад — це маса  $m$ , підвішена на пружині Пр. Якщо прикласти до маси деяке зусилля у вертикальному напрямку  $x_{\text{вх}} = F$ , то вона почне робити коливання і відстань центра ваги до точки підвісу  $x_{\text{вих}} = h$  буде змінюватися коливально (рис. 4,в).

Диференціальне рівняння коливального елемента в класичній формі має вигляд:

$$T_0^2 \left( \frac{d^2 x_{\text{вих}}}{dt^2} \right) + T_1 \left( \frac{dx_{\text{вих}}}{dt} \right) + x_{\text{вих}} = kx_{\text{вх}}, \quad (7)$$

де  $T_0$  і  $T_1$  — постійні часу ланки;  $k$  — його передавальний коефіцієнт.

В операторній формі це рівняння має вигляд

$$(T_0^2 p^2 + T_1 p + 1)x_{\text{вих}} = kX_{\text{вх}}. \quad (8)$$

З виразу (8) нескладно одержати передавальну функцію коливального елемента:

$$W = \frac{X_{\text{вих}}}{X_{\text{вх}}} = k / (T_0^2 p^2 + T_1 p + 1), \quad (9)$$

де характеристичним оператором елемента являється:

$$T_0^2 p^2 + T_1 p + 1.$$

Прирівнюючи його до нуля, одержимо характеристичне рівняння коливального елемента:

$$T_0^2 p^2 + T_1 p + 1 = 0$$

Корені цього рівняння визначаються як:

$$p_{1,2} = \frac{-T_1 \pm \sqrt{T_1^2 - 4T_0^2}}{2T_0^2}.$$

Якщо  $T_1^2 < 4T_0^2$  чи  $T_1 < 2T_0$ , то корені виявляться комплексними і перехідний процес буде носити коливальний характер. Якщо ж  $T_1 > 2T_0$ , то корені дійсні і коливання відсутні. У подібних випадках коливальний елемент можна розглядати як два послідовно з'єднаних аперіодичних елементи з постійними часу  $T'$  і  $T''$  і передавальними коефіцієнтами  $k'$  і  $k''$ , причому  $T'T'' = T_0^2$ ,  $T' + T'' = T_1$  і  $k'k'' = k$ . Тоді диференціальне рівняння ланки в операторній формі:

$$(p+1)(p+1)X_{\text{вих}} = kX_{\text{вх}}.$$

Графік перехідного процесу для цього випадку показаний на рис.4,г. Подібний елемент називають *аперіодичним елементом другого порядку*. Вираз для амплітудно-фазової характеристики може бути отримане заміною у виразі (9) оператора  $p$  на  $j\omega$ :

$$W(j\omega) = k / [T_0^2 \omega^2 + T_1 j\omega + 1].$$

Звівши в другу степінь перший член знаменника і відокремивши дійсну частину від уявної, отримуємо:

$$W(j\omega) = \frac{k}{(-T_0^2 \omega^2) + jT_1 \omega} = \frac{k}{\sqrt{(-T_0^2 \omega^2)^2 + T_1^2 \omega^2}} e^{-\arctg \frac{T_1 \omega}{1 - T_0^2 \omega^2}},$$

де модуль

$$A(j\omega) = k / \sqrt{(-T_0^2 \omega^2)^2 + T_1^2 \omega^2}$$

і аргумент

$$\varphi \approx -\arctg \frac{T_1 \omega}{1 - T_0^2 \omega^2} \quad (10)$$

можуть бути отримані точно в такий же спосіб, як це було зроблено для аперіодичного елемента.

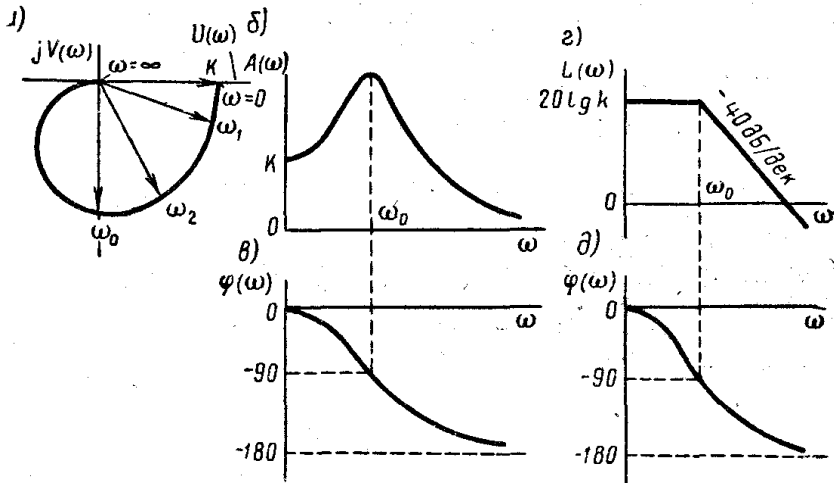


Рис. 5. Характеристики коливального елемента:  
 а — амплітудно-фазова; б — амплітудно-частотна; в — фазочастотна; г — логарифмічна амплітудно-частотна; д — логарифмічна фазочастотна

Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика коливальної ланки (ЛАЧХ) має вигляд:

$$L \approx 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{(-T_0^2 \omega^2)^2 + T_1^2 \omega^2}.$$

Графічне зображення характеристик коливального елемента наведено на рис. 5, а-д. Похила частина асимптотичної ЛАЧХ коливальної ланки має нахил — 40 дБ/дек, спряжена частота  $\omega_0 = \omega_{\text{сп}} = 1/T_0$ .

Необхідно мати на увазі, що для коливальної ланки різниця між точною й асимптотичною ЛАЧХ може бути дуже значною,

внаслідок чого асимптотичною характеристикою потрібно користуватися обережно і тільки в тих випадках, коли похибка невелика. В інших випадках варто користуватися точною характеристикою, що може бути побудована по точках чи за допомогою спеціального шаблона. Частота  $\omega_{cnp} = 1/T_0$  називається *частотою власних коливань ланки*.

З частотних характеристик видно, що при проходженні через коливальну ланку сигнал зрушується по фазі у бік відставання. На частоті власних коливань  $\omega_{cnp} = 1/T_0$  фазовий зсув складає  $-90^\circ$ , а на частоті  $\omega = \infty$  він дорівнює  $180^\circ$ .

Розглянемо як приклад коливальної ланки електричне коло, що містить індуктивність  $L$ , ємність  $C$  і активний опір  $R$  (рис. 4,д). Вхідною величиною будемо вважати напругу  $U_{ex}$ , що подається на ліві затискачі кола, а вихідною — напругу  $U_{eux}$ , що знімається з правих затискачів. Скориставшись другим законом Кірхгофа, складемо для контуру наступне рівняння:

$$U_{ex} = U_L + U_R + U_C, \quad (11)$$

де  $U_L = L \left( \frac{di}{dt} \right)$  — ЕРС самоіндукції, що виникає в котушці;

$U_R = iR$  — падіння напруги, що виникає на активному опорі  $R$ ;

$U_C = \int_0^t i dt$  — напруга на конденсаторі  $C$ , що є вихідною напругою

схеми, тобто  $U_C = U_{eux}$ .

Підставимо ці значення в рівняння (11), тоді одержимо:

$$L \left( \frac{di}{dt} \right) + iR + U_{eux} = U_{ex}. \quad (12)$$

Враховуючи, що  $i = dq/dt = C \left( \frac{dU_C}{dt} \right)$  (де  $q$  — заряд конденсатора), можна записати:

$$\frac{di}{dt} = C \left( \frac{d^2 U_C}{dt^2} \right).$$

Тоді вираз (11) матиме вигляд:

$$LC \left( \frac{d^2 U_{\text{вх}}}{dt^2} \right) + RC \left( \frac{d U_{\text{вх}}}{dt} \right) + U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}},$$

чи

$$T_0^2 \left( \frac{d^2 U_{\text{вх}}}{dt^2} \right) + T_1 \left( \frac{d U_{\text{вх}}}{dt} \right) + U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}},$$

де  $T_0 = \sqrt{LC}$  і  $T_1 = RC$  — постійні часу контуру. В операторній формі маємо:

$$\left( T_0^2 p^2 + T_1 p + 1 \right) U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}.$$

Іншим прикладом коливального елемента є електродвигун постійного струму. Окрім електромеханічної постійної часу  $T_{em}$  він має досить значну електромагнітну постійну часу  $T_e$ , чим в цьому випадку нехтувати не можна.

Таким чином, можна зробити висновок, що один й той же пристрій — двигун — може бути представлений аперіодичним чи коливальним елементами в залежності від співвідношення між постійними часу. На підставі аналізу коренів характеристичного рівняння коливального елемента можна стверджувати, що у випадку, коли не можна знехтувати електромагнітною постійною часу двигуна  $T_e$  у порівнянні з його електромеханічною постійною часу  $T_{em}$ , двигун необхідно розглядати як коливальний елемент, а при виконанні умови  $T_{em} > 2T_e$  двигун слід розглядати як аперіодичний елемент другого порядку.

### 2.3. Інтегруючий елемент

Під інтегруючим елементом розуміють такі пристрої, в яких швидкість зміни вихідної величини пропорційна вхідній величині. При незмінному значенні вхідної величини вихідна величина може необмежено зростати чи зменшуватись. Для таких пристроїв немає визначеного співвідношення між значеннями вихідної і вхідної величин у сталому режимі і передавальний коефіцієнт  $k$  характеризує співвідношення між значеннями вхідної величини і швидкістю зміни вихідної величини.

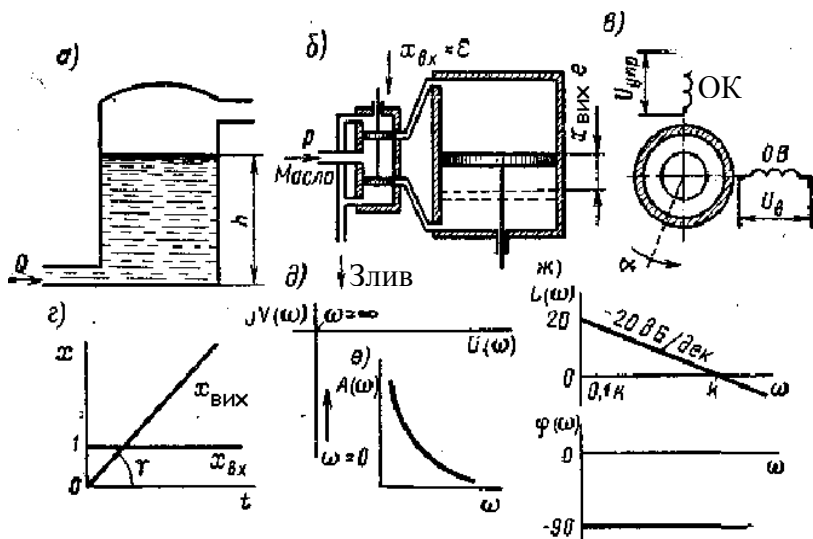


Рис. 6. Приклади і характеристики інтегруючих елементів

Прикладами інтегруючих елементів можна розглядати такі пристрої, як резервуар, з'єднаний із трубопроводом (рис. 6,а), якщо вхідною величиною вважають потік  $Q$  рідини в трубопроводі, а вихідною — висоту  $h$  рівня рідини в резервуарі; поршневий виконавчий механізм (рис. 6,б), для якого вхідною величиною є відхилення  $\varepsilon$  плунжера золотникового пристрою, а вихідною — переміщення  $e$  силового поршня; електричний мікродвигун, що має незначні постійні часу  $T_c$  і  $T_{em}$ , внаслідок чого ними можна знехтувати; для електродвигуна вхідною величиною є напруга  $U_a$ , прикладена до кола якоря, а вихідною — кут  $\alpha$  повороту ротора. Такі властивості має асинхронний двофазний двигун з порожнім ротором (рис. 6,в), для якого вхідною величиною є напруга  $U_{кер}$ , а вихідний — кут  $\alpha$  повороту вала ротора.

Диференціальне рівняння інтегруючого елемента має вигляд:

$$dx_{вих} / dt = kx_{вх}.$$

В операторній формі це рівняння буде записано таким чином:



$$pX_{\text{вux}} \overset{\sim}{=} kX_{\text{вx}} \overset{\sim}{}$$

Іноді рівняння інтегруючого елемента записують у такому вигляді:

$$T_i(dx_{\text{вux}}/dt) = x_{\text{вx}},$$

де  $T_i = 1/k$  називають *постійною часу інтегрування*.

Передавальна функція інтегруючого елемента запишеться таким чином:

$$W \overset{\sim}{=} X_{\text{вux}} \overset{\sim}{=} X_{\text{вx}} \overset{\sim}{=} k/p.$$

Перехідна функція  $x_{\text{вux}} = kx_{\text{вx}} t$ , а оскільки  $x_{\text{вx}} = 1$ , то

$$x_{\text{вux}} = kt. \quad (13)$$

Графічний вираз рівняння (13) представляє собою пряму, що проходить через початок координат і утворює з віссю абсцис кут  $\gamma = \arctg k$  (рис. 3.6,г).

Вираз для амплітудно-фазової характеристики має вигляд:

$$W \overset{\sim}{=} k/\overset{\sim}{=} -j \overset{\sim}{=} \overset{\sim}{=} e^{-j \overset{\sim}{=}}, \quad (14)$$

звідки випливає, що для сигналів будь-яких частот  $\omega$  інтегруючий елемент забезпечує фазовий зсув  $90^\circ$  у бік відставання. Амплітудно-частотна характеристика має вигляд:

$$A \overset{\sim}{=} k/\omega.$$

Фазочастотна характеристика має вигляд:

$$\varphi \overset{\sim}{=} -\pi/2.$$

Логарифмічні характеристики:

Амплітудно-частотна

$$L(\omega) = 20 \lg k - 20 \lg \omega;$$

фазо-частотна

$$\varphi(\omega) = -\pi/2.$$

Дійсна частотна характеристика, як випливає з виразу (14), обертається в нуль:  $U(\omega) = 0$ , а уявна  $V(\omega) = -k/\omega$ .

Характеристики інтегруючого елементу: перехідна, амплітудно-фазова, амплітудно-частотна, і логарифмічні (амплітудно- і фазочастотна) представлені відповідно на рис. 3.6, г-ж.

Пристрої, наведені як приклади інтегруючих елементів, дійсно мають необхідні властивості. Для резервуара справедливе співвідношення  $h = kQt$ , де  $k$  — коефіцієнт пропорційності,  $Q$  — потік рідини в трубопроводі і  $t$  — час. При постійному потоці  $Q$  з часом рівень рідини буде безупинно і лінійно наростати.

Для поршневого виконавчого механізму можна стверджувати, що потік рідини, що надходить у силовий циліндр, пропорційний відхиленню золотника від середнього положення. При цьому швидкість переміщення поршня  $v = de/dt$  також буде пропорційною відхиленню золотника  $e$ , тобто  $de/dt = ke$ , де  $k$  — коефіцієнт пропорційності, що залежить від конструкції пристрою.

Для електродвигуна припустимо, що  $T_e = 0$  і  $T_{em} = 0$ ; тоді рівняння двигуна матиме вигляд:

$$\Omega = k_{oe} U_a,$$

а оскільки  $\Omega = d\alpha/dt$ , то маємо:

$$d\alpha/dt = k_{oe} U_a.$$

В системах, що стежать за положенням (кутом повороту) об'єкта вихідною величиною виконавчого двигуна варто вважати не швидкість, а кут повороту ротора. Через те, що для більшості систем, що стежать, не можна зневажати постійними часу

двигуна, особливо електромеханічною постійною часу  $T_{em}$ , двигун доводиться розглядати як послідовне з'єднання коливального чи аперіодичного і інтегруючого елементів. Інтегруючі елементи входять до складу П-, ПІ- і ПІД-регуляторів (див. розділ 2).

## 2.4. Диференціюючий елемент

*Ідеальний диференціюючий елемент.* Ідеальним диференціюючим елементом є такий пристрій, у якого вихідна величина пропорційна швидкості зміни вхідної величини, тобто диференційне рівняння має вигляд:

$$\dot{x}_{вих} = k \dot{x}_{вх}$$

чи в операторній формі:

$$X_{вих} = p X_{вх}$$

Передавальна функція запишеться таким чином:

$$W = X_{вих} / X_{вх} = kp$$

При постійній швидкості зміни вхідної величини в такій ланці перехідний процес відсутній. У випадку одиничного вхідного впливу на виході ланки виникає імпульс миттєвої тривалості з нескінченно великою амплітудою, тому що у стрибкоподібного вхідного сигналу швидкість наростання нескінченно велика (рис. 7,а).

Вираз для амплітудно-фазової характеристики (рис. 7,б) має вигляд:

$$W(j\omega) = kj\omega = k\omega e^{j\pi/2}$$

звідки випливає, що дійсна частотна характеристика  $U(\omega) = 0$ ; уявна частотна характеристика  $V(\omega) = k\omega$ ; амплітудно-частотна

характеристика  $A(\omega) \approx k\omega$  і фазо-частотна характеристика  $\varphi(\omega) \approx \pi/2$ .

Таким чином, ідеальний диференціюючий елементу забезпечує фазовий зсув для сигналів будь-якої частоти  $\omega$  на  $90^\circ$  у бік випередження. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика запишеться таким чином:

$$L(\omega) \approx 20 \lg k + 20 \lg \omega$$

Частотні характеристики ідеального диференціюючого елементу показані на рис. 3.7, в-г.

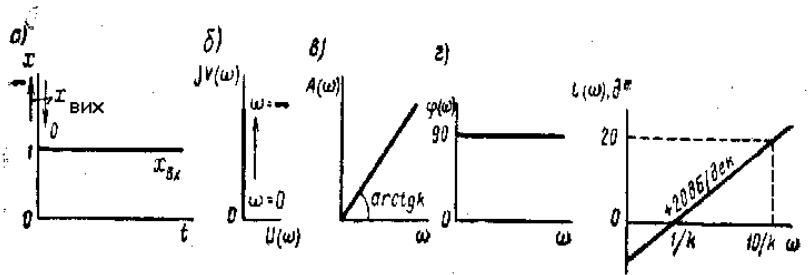


Рис. 7. Характеристики ідеального диференціюючого елементу: а — перехідна, б — амплітудно-фазова; в — амплітудно-частотна; г — логарифмічні фазо- і амплітудно-частотна

Як приклад ідеального диференціюючого елементу, можна розглянути тахогенератор, приймаючи за його вхідну величину кут  $\alpha$  повороту ротора, а за вихідну - напругу  $U_a$ , що знімається з обмотки якоря. При цьому припускаємо, що потік  $\Phi$  збудження тахогенератора постійний, магнітопровід ненасичений і струм в обмотці якоря відсутній (режим холостого ходу). Через малість постійної часу  $T_e$  обмотки якоря її вплив не враховуємо. Тоді рівняння для тахогенератора має вигляд:

$$U_a = k_e \Phi \Omega = c_e \Omega,$$

де  $\Omega$  — швидкість обертання його ротора. Оскільки  $\Omega = d\alpha / dt$ , то можна записати:

$$U_a = c_e \overline{d\alpha / dt},$$

чи в операторній формі:

$$U_a \overline{\Phi} = c_e p \alpha \overline{\Phi}.$$

Властивості, близькі до ідеального диференціюючого елемента, має електронний підсилювач, охоплений глибоким від'ємним зворотним зв'язком.

Однак більшість реальних елементів мають деяку інертність, що трохи спотворює властивості цих елементів, роблячи їх відмінними від властивостей ідеального диференціюючого елемента. Тому подібні пристрої поєднуються поняттям реального диференціюючого елемента.

*Реальний диференціюючий елемент.* Типовим прикладом реального диференціюючого елемента є диференціююче RC-коло (рис. 8).

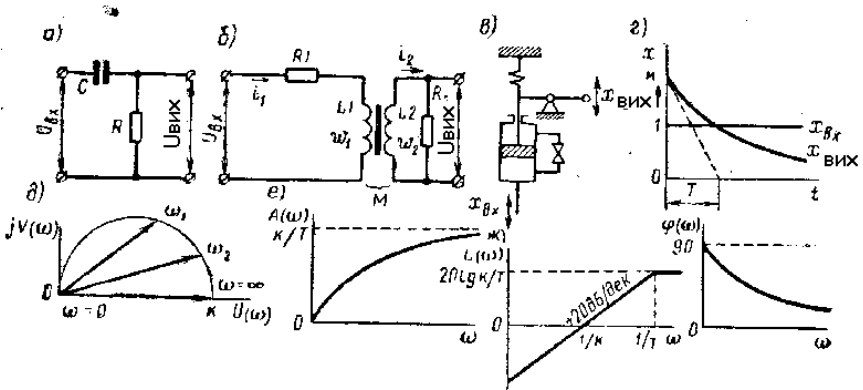


Рис. 8. Реальний диференціюючий елемент:  
 $M$  — взаємна індуктивність

Для такого кола на підставі другого закону Кирхгофа маємо:

$$U_{\text{ex}} = U_C + U_R,$$

де

$$U_R = U_{\text{eux}} = iR.$$

Якщо продиференціювати цей вираз, то можна записати:

$$dU_{\text{ex}} / dt = dU_C / dt + dU_{\text{eux}} / dt,$$

оскільки струм визначається як:

$$i = U_{\text{eux}} / R;$$

$$dU_C / dt = i / C = U_{\text{eux}} / RC,$$

то одержимо:

$$dU_{\text{ex}} / dt = U_{\text{eux}} / RC + dU_{\text{eux}} / dt.$$

Якщо помножити праву і ліву частини останнього виразу на  $T=RC$ , отримаємо:

$$T dU_{\text{ex}} / dt + U_{\text{eux}} = T dU_{\text{eux}} / dt,$$

чи в операторній формі:

$$(p+1)U_{\text{eux}} = TpU_{\text{eux}}.$$

Тоді передавальна функція має вигляд:

$$W = U_{\text{eux}} / U_{\text{ex}} = kTp / (p+1),$$

де  $k = 1$ .

Іншим прикладом реального диференціюючого елемента, що широко застосовується в автоматичі, є диференційний

трансформатор, у якого вторинна напруга являє собою похідну від напруги, прикладеної до первинної обмотки (рис. 8,б).

Ще одним прикладом реального диференціюючого елементу є пневматичний чи гідравлічний заспокоювач (рис. 8,в). В загальному випадку диференційне рівняння реальної диференційного елементу в операторній формі запишеться таким чином:

$$\left( T_d p + 1 \right) \overline{X_{ax}} \left( \phi \right) = k T_d p X_{ax} \left( \phi \right),$$

де  $T_d$  — постійна часу диференціювання;

$W \left( \phi \right) = k T_d p / \left( T_d p + 1 \right)$  — передавальна функція елементу.

Для реального диференціюючого елементу, перехідна функція має вигляд:

$$x_{ax} = k x_{ax} e^{-t/T},$$

а оскільки  $x_{ax} = 1$ , то маємо:

$$x_{ax} = k e^{-t/T}.$$

Графік перехідного процесу показаний на рис. 8,г. Частотна характеристика реальної диференціюючого елементу запишеться таким чином:

$$W \left( \omega \right) = \frac{k T j \omega}{T j \omega + 1} = \frac{k T^2 \omega^2}{T^2 \omega^2 + 1} + j \frac{k T \omega}{T^2 \omega^2 + 1} = U \left( \phi \right) + j V \left( \phi \right),$$

де  $U \left( \phi \right) = \frac{k T^2 \omega^2}{T^2 \omega^2 + 1}$  - дійсна частотна характеристика;

$V \left( \phi \right) = \frac{k T \omega}{T^2 \omega^2 + 1}$  - уявна частотна характеристика.

Амплітудно-частотна характеристика має вигляд:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)} = kT\omega / \sqrt{T^2\omega^2 + 1}.$$

Фазочастотна характеристика запишеться так:

$$\varphi(\omega) = \arctg [V(\omega) / U(\omega)] = \arctg [T\omega].$$

Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика має вигляд:

$$L(\omega) = 20 \lg kT\omega - 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}.$$

Амплітудно-фазова, амплітудно-частотна і логарифмічні частотні характеристики реального диференціюючого елемента показані відповідно на рис. 8, д-ж. Диференціюючі елементи застосовуються для реалізації ПД- і ПДД-законів регулювання (див. розділ 2).

## 2.5. Підсилювальний елемент

Під підсилювальним (чи безінерційним) елементом розуміють пристрій, в якому цілком відсутні запізнення, і в будь-який момент часу вихідна величина відтворює вхідну, змінену в  $k$  раз, де  $k$  — передавальний коефіцієнт елемента (рис. 3.9, а). Рівняння такого елемента має вигляд:

$$x_{вих} = kx_{вх},$$

а передавальна функція збігається з передавальним коефіцієнтом:

$$W(\omega) = X_{вих}(\omega) / X_{вх}(\omega) = k. \quad (15)$$

Частотна характеристика  $W(\omega) = k$  зображена на рис. 9, б, а ЛАЧХ — на рис. 9, в. З виразу (15) видно, що

$$U(\omega) = A(\omega) = k,$$

$$V(\omega) = \varphi(\omega) = 0.$$



Перехідний процес у підсилювальному елементі відсутній.

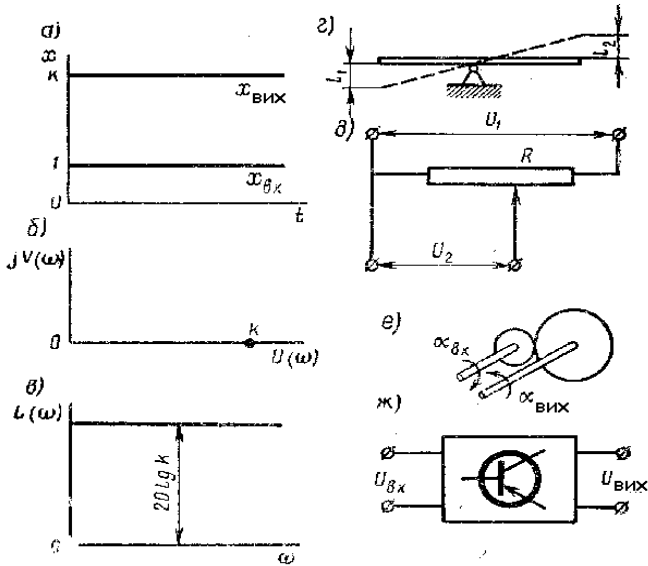


Рис. 9. Підсилювальний елемент

Приклади підсилювальної ланки: важіль, де вхідною і вихідною величинами є переміщення його плечей  $l_1$  і  $l_2$  (рис.9,г); подільник напруги, де  $x_{вх} = U_1$ , і  $x_{вих} = U_2$  (рис. 9,д); безлюфтова зубчаста передача (рис. 9,е); електронний чи транзисторний підсилювач без реактивних елементів (рис. 9,ж) тощо.

## 2.6. Елемент з постійним запізненням

Елементом з постійним запізненням називається такий пристрій, в якому вихідна величина відтворює без спотворень всі зміни вхідної величини з деяким постійним запізненням  $\tau$  у часі. Виходячи з цього визначення, рівняння такої ланки має вигляд:

$$x_{вих}(s) = x_{вх}(s) e^{-\tau s}$$

де  $t$  і  $t - \tau$  — не множники, а символи, причому  $t$  — поточна координата часу.

Передавальна функція елемента з постійним запізненням має вигляд:

$$W(p) = X_{\text{вих}}(p) / X_{\text{вх}}(p) = e^{-\tau p},$$

тоді диференціальне рівняння елемента в операторній формі запишеться таким чином:

$$X_{\text{вих}}(p) = e^{-\tau p} X_{\text{вх}}(p). \quad (16)$$

Залежності  $x_{\text{вих}}(t) = f(x_{\text{вх}}(t))$  і  $x_{\text{вих}}(s) = f(x_{\text{вх}}(s))$  показані на рис. 10,а. Частотна характеристика має вигляд:

$$W(j\omega) = e^{-j\tau\omega}. \quad (17)$$

При постійному значенні частоти  $\omega$  вираз (17) на комплексній площині зображується вектором, модуль якого  $A(\omega) = 1$ , а аргумент  $\varphi(\omega) = -\tau\omega$ . При зміні частоти  $\omega$  від 0 до  $\infty$  вектор обертається за годинниковою стрілкою (рис. 10,б).

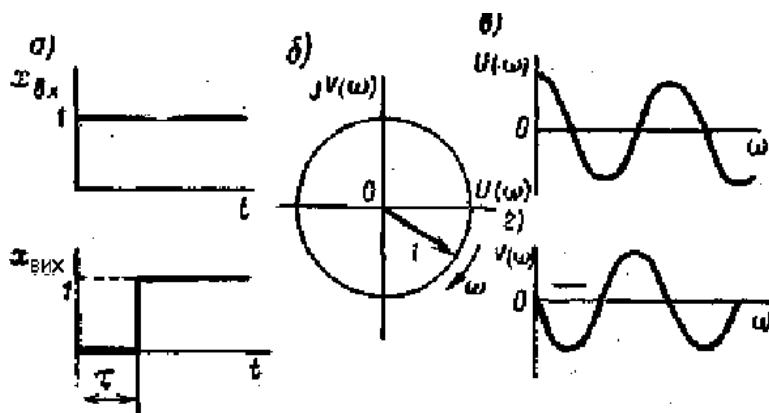


Рис. 10. Характеристики елемента із запізненням

Використовуючи перетворення Ейлера, вираз (17) можна записати в такому вигляді:

$$W(\omega) = e^{-j\tau\omega} = \cos \tau\omega - j \sin \tau\omega,$$

звідки отримуємо:

$$U(\omega) = \cos \tau\omega \quad \text{і} \quad V(\omega) = -\sin \tau\omega.$$

Амплітудно-частотна характеристика запишеться таким чином:

$$A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)} = \sqrt{\cos^2 \tau\omega + \sin^2 \tau\omega} = 1.$$

Логарифмічна частотна характеристика має вигляд:

$$L(\omega) = 20 \lg 1 = 0,$$

тобто пряма збігається з віссю абсцис.

Фазочастотна характеристика запишеться так:

$$\varphi(\omega) = -\arctg \left[ \frac{\sin \tau\omega}{\cos \tau\omega} \right] = -\tau\omega.$$

Частотні характеристики ланки з постійним запізненням показані на рис. 10,в.

## Література

1. Автоматические приборы, регуляторы и вычислительные системы / Под ред. Б.Д.Кашарского. Л.: Машиностроение, 1976. – 485 с.
2. Бублик Г.Ф. Фізичні процеси в приладах і системах: Навч. Посібник. – К.: Либідь, 1997. – 2000с
3. Дейч. Методы идентификации динамических объектов. – М.: Энергия, 1979. – 240 с.
4. Дианов В.Г. Автоматическое регулирование и регуляторы в химической промышленности. - М.: Химия, 1978. – 378 с.
5. Електромеханічні системи автоматичного керування та електропривода / За ред.. Поповича А.М. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
6. Казаков В.П., Швець В.І. Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічних робіт з дисципліни „Виконавчі механізми, регулювальні органи і пристрої”. – Житомир, ЖДТУ. – 2000 р. – 36 с.
7. Климовицкий М.Д. Конелович А.П. Автоматический контроль и регулирование в черной металлургии. М.: Металлургия, 1973. – 787 с.
8. Кузовков Н.Т., Карабанов С.В., Салычев О.С. Непрерывные и дискретные системы управления и методы идентификации. – М.: Машиностроение, 1978. – 222 с.
9. Наладка приборов и устройств технологического контроля / Под ред. А.С.Клюева. – М.: Энергия, 1976. – 4126 с.
10. Самотокін Б.Б. Лекції з теорії автоматичного керування: Навч. посібник. – Житомир: ЖІТІ, 2001. – 508 с.
11. Технические средства автоматизации. Кишнев В.В. и др.. - М.: Металлургия, 1981, 240 с.
12. Тютюнник А.Г. Оптимальні і адаптивні системи автоматичного керування: Навч. посібник - Житомир: ЖІТІ, 1998. – 512 с.
13. Широкий Д.К., Куриленко О.Д. Расчет параметров промышленных систем регулирования. – Спр. пос. – Харьков: Техніка, 1972. – 232 с.

14. Широкий Д.К. Куриленко О.Д. Оптимальні настройки промислових систем регулювання. – К.: Вища школа, 1975. – 264 с.
15. Черноруцкий И.Г. Методы оптимизации в теории управления: Учебное пособие. – СПб.: Питер, 2004. – 256 с.
16. Радионов В.Д., Терехов В.А., Яковлев В.Б. Технические средства АСУ ТП. Под ред. В.Б.Яковлева. – М.: Высшая школа, 1989. – 263 с.
17. Белов В.В. Электрические исполнительные механизмы // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, 2001. - №3, с. 33-35.
18. Промышленные приборы и средства автоматизации. Справочное пособие / В.В.Черенков, В.Я.Баранов, Т.Х.Безновская и др.. Под ред. В.В.Черенкова. – Л.: Машиностроение, 1987, - 847 с.
19. Стефани Е.П. Основы построений АСУ ТП. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 352 с.
20. Беляев Г.Б., Кузищин В.Ф., Смирнов Н.И. Технические средства автоматизации в теплоэнергетике: Учебное пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 320 с.



