

Лекція № 5-6

Розрахунок і вибір засобів автоматизації у сільськогосподарських процесах

План:

1. Дослідження і розрахунок характеристик об'єктів автоматизації;
2. Методики синтезу та аналізу систем автоматичного керування;
 - 2.1. Методика уточнення лінійних алгоритмів керування;
 - 2.2. Основні інженерні методики розрахунку параметрів регуляторів на стадії проектування;
3. Розрахунки і вибір технічних засобів автоматизації;
 - 3.1. Вибір комплексу технічних засобів лінійних систем автоматичного регулювання
 - 3.2. Вибір комплексу технічних засобів позиційних систем автоматичного регулювання
 - 3.3. Вибір комплексу технічних засобів імпульсних систем автоматичного керування;
4. Типові комплекти технічних засобів автоматизації.

1. Дослідження і розрахунок характеристик об'єктів автоматизації;

З огляду на задачі, які слід розв'язувати, автоматизація поділяється на такі види:

- часткова, що передбачає автоматизацію окремих технологічних процесів, пристроїв, елементів обладнання; досить часто це досягається простими технічними засобами;

- комплексна, що проводиться на ділянці, в бригаді, цеху, на підприємстві, які функціонують як єдиний взаємозв'язаний комплекс;

при цьому автоматизацією охоплюються всі основні виробничі функції підприємства, відділення;

- повна, що передбачає передачу всіх функцій управління і контролю виробництвом автоматичній системі керування.

Агрегат, механізм, технологічний процес і виробництво, які підлягають автоматизації, називається *об'єктом автоматизації* або *об'єктом керування*. Поєднання об'єкта управління з комплексом технічних засобів автоматизації називають *системою автоматичного керування*. Статичні та динамічні властивості об'єкта автоматизації визначають структуру комплексу технічних засобів автоматизації.

Тому поняття *об'єкта керування* є одним із центральних. В автоматизації технологічних процесів використовуються різноманітні системи автоматичного керування, які можна класифікувати так:

- за принципом функціонального зв'язку між змінними – *розімкнуті* та *замкнуті*;
- за характером зміни заданого значення змінної – системи *стабілізації*, *програмні* та *слідкуючі*;
- за принципом формування регулюючої дії – системи, в яких керування здійснюється за відхиленням величини, що регулюється – *інваріантні*, *комбіновані*;
- за властивостями в стійкому режимі – на *статичні* та *астатичні*;
- за характером сигналів, що використовуються в системах – *безперервні*, *релейні*, *імпульсні* та *цифрові*;
- за ступенем ідеалізації математичної моделі – *лінійні* та *нелінійні*, *стаціонарні* та *нестационарні*, із *зосередженими* і *розподіленими параметрами*;
- за структурою – *одно-* і *багатоконтурні*;
- за можливостями змінювати характеристики – *адаптивні* та *не-адаптивні*;
- за видом допоміжної енергії – *електричні*, *пневматичні*, *гідравлічні* та *комбіновані*.

Створюючи системи автоматизації, важливо встановити найдоцільніший рівень автоматизації виробничого процесу, що визначається перш за все економічною ефективністю в умовах конкретного виробництва.

Систему автоматизації розробляють в певній послідовності. Перш за все розробляється структурна схема, за якою визначаються складові частини об'єкта, а також зв'язки між ними. Далі проектується схема автоматизації, на підставі якої встановлюються функціональні властивості кожного з елементів системи, зокрема й всієї системи.

Наступний етап – дослідження властивостей об'єкта автоматизації (статичних і динамічних), що дає змогу вибрати для об'єкта відповідний алгоритм керування та регулятор (комплекс технічних засобів), який реалізує цей алгоритм. Потім розробляються схеми принципова, з'єднань та підключень, вибирається щитова продукція та оцінюється ефективність розробленої системи.

При розробці систем автоматизації властивості об'єкта автоматизації визначають склад комплексу технічних засобів та алгоритм керування, тобто об'єкт автоматизації можна розглядати як деякий базис, а всі інші елементи системи як надбудову.

У сільськогосподарському виробництві найсприятливіші умови для автоматизації забезпечуються для стаціонарних процесів у тваринництві, закритому ґрунті, переробці та зберіганні сільськогосподарської продукції. Останнім часом завдяки розвитку мікроелектроніки стала можливою автоматизація мобільної техніки: тракторів, комбайнів, сівалок.

Отже, об'єктами автоматизації в сільському господарстві є:

- різноманітні технологічні процеси (створення мікроклімату, приготування та роздача кормів, сушка та очищення продукції, стабілізація рівня рідин),
- окремі механізми та апарати (стабілізація частоти обертання робочих машин, забезпечення завантаження дробарок та ін.).

Об'єкти автоматизації можна класифікувати так: прості та складні; із зосередженими та розподіленими параметрами.

Прості – це такі об'єкти, динамічні властивості яких описуються за допомогою двох узагальнених координат (координат входу та виходу). *Складні* – це об'єкти динаміка яких для опису потребує не менше трьох координат. Об'єкти із *зосередженими параметрами* – це такі, в яких динамічні та статичні властивості постійні у всіх їхніх просторових точках. Об'єкти із *розподіленими параметрами*, навпаки, потребують ще й просторової координати, оскільки їхня динаміка в різних просторових точках різна. Звідси витікає, що об'єкти із розподіленими координатами одночасно є й складними.

Як уже зазначалось, властивості об'єкта керування дають змогу визначити алгоритм керування та підібрати комплекс технічних засобів для його реалізації. Для цього застосовують математичні моделі об'єктів автоматизації здебільшого у вигляді передавальних функцій.

Існує багато методів отримання передавальних функцій об'єктів керування, коротко розглянемо лише деякі.

Аналітичний метод дослідження об'єктів. У цьому випадку застосовують один із трьох відомих законів збереження: кількості енергії, руху та речовини. Так, для сільськогосподарського виробництва закони збереження можуть бути інтерпретовані у вигляді:

- для теплових об'єктів:

$$mc \frac{d\theta}{dt} = Q_T,$$

де m – маса об'єкта; c – питома теплоємність; θ – температура; Q_T – сума теплових потоків, що спрямовані на об'єкт та з нього;

- для об'єктів, що здійснюють коловий рух:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M,$$

де J – момент інерції; ω – колова частота обертання; M – сума моментів;

- для об'єктів, що здійснюють лінійний рух:

$$m \frac{d\vartheta}{dt} = F,$$

де ϑ – лінійна швидкість; F – сума сил, що діють на об'єкт;

- для об'єктів, які наповнюються рідинами:

$$S \frac{dh}{dt} = Q,$$

де S – площа основи резервуара (має бути незмінною за висотою); h – рівень рідини; Q – потоки рідини;

- для об'єктів, які підлягають сушці або зволоженню:

$$m_0 \frac{d\omega}{dt} = W,$$

де m_0 – маса абсолютно сухої речовини; ω – відносна вологість; W – маса вологи, що надходить за одиницю часу.

Слід пам'ятати, що для здобуття передавальних функцій диференціальні рівняння в кінцевому випадку мають бути складені у відхиленнях. Це потрібно для їх лінеаризації.

На прикладі резервуара розглянемо послідовність побудови аналітичної моделі об'єкта у вигляді передавальної функції.

Приклад 5.1. До резервуара з витратою Q_n під тиском p_1 через вентиль із коефіцієнтом опору J_1 та площею перерізу S_1 подається рідина. Номінальний рівень рідини H_0 , тиск підпору p_d , тиск, що створюється водяним стовпом p_v . Рідина забирається насосом ($Q_v = \text{const}$) при тиску p_2 через вентиль з площею S_2 та коефіцієнтом опору J_2 (рис 5.1).

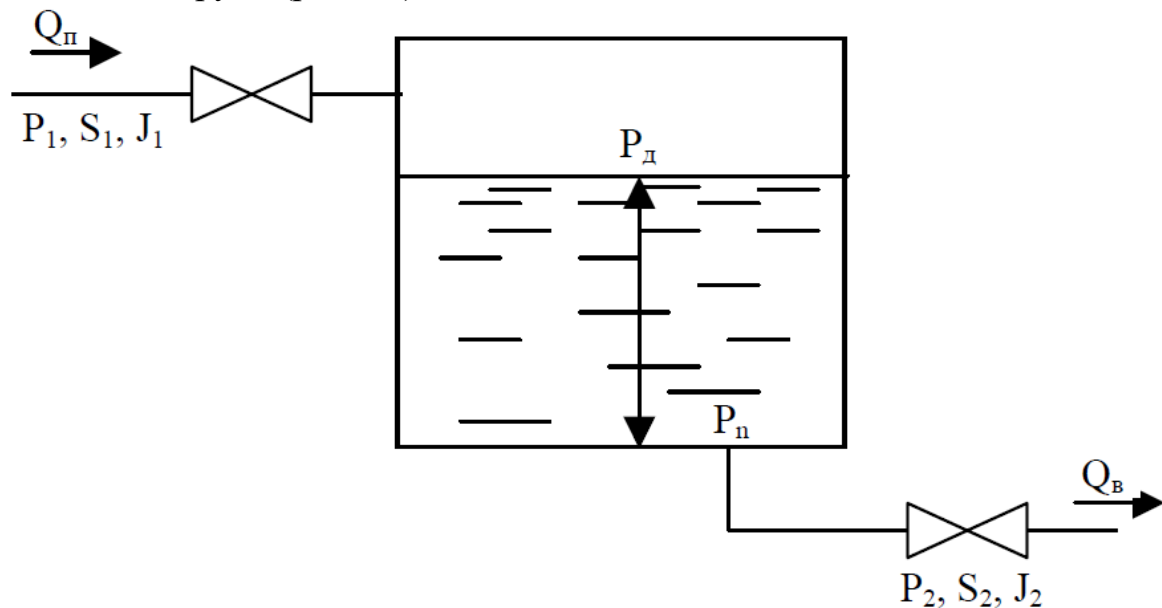


Рис. 5.1. Узагальнена схема резервуара

Потрібно визначити передавальну функцію для каналу керування “Рівень H – зміна площі вентиля S_1 ”.

На підставі закону збереження для нашого об'єкта запишемо:

$$S \frac{dH}{dt} = \Delta Q = Q_n - Q_v,$$

де S – площа основи резервуара. Відомо, що:

$$Q_n = S_1 \sqrt{\frac{2}{\rho J} (p_1 - p_v)},$$

де ρ – питома вага рідини.

Отже,

$$S \frac{dH}{dt} = S_1 \sqrt{\frac{2}{\rho J} (p_1 - p_e)} - Q_e.$$

Враховуючи, що залежність (5.7) нелінійна, рівняння (5.8) слід записати у відхиленнях. Для цього змінимо вхідну величину об'єкта на ΔS_1 . Це призведе до зміни вихідної величини на ΔH . Отже, матимемо:

$$S \frac{d(H + \Delta H)}{dt} = (S_1 + \Delta S_1) \sqrt{\frac{2}{\rho J_1} (p_1 - p_e)} - Q_e.$$

Витік рідини при цьому не змінився, оскільки рідина забирається насосом.

Якщо від рівняння (5.9) віднімемо формули (5.8), то дістанемо:

$$S \frac{d\Delta H}{dt} = \Delta S_1 \sqrt{\frac{2}{\rho J_1} (p_1 - p_e)}.$$

Залежність (5.10) вже лінійна і може бути використана для визначення передавальної функції через перетворення Лапласа.

Позначивши $d/dt \rightarrow p$ матимемо:

$$W(p) = \frac{\Delta H(p)}{\Delta S_1(p)} = \frac{\sqrt{\frac{2}{\rho J_1} (p_1 - p_e)}}{S p} = \frac{1}{T p},$$

$$\text{де } T = S / \sqrt{\frac{2}{\rho J_1} (p_1 - p_e)} \text{ – стала часу.}$$

Отже, для зазначених умов динамічні властивості резервуара описуються інтегруючою ланкою.

Аналітичний метод дослідження має одну основну перевагу перед іншими – значно дешевший (не потребує затрат на експерименти, матеріали), проте моделі за рахунок прийнятих спрощень та допущень не завжди мають достатню точність.

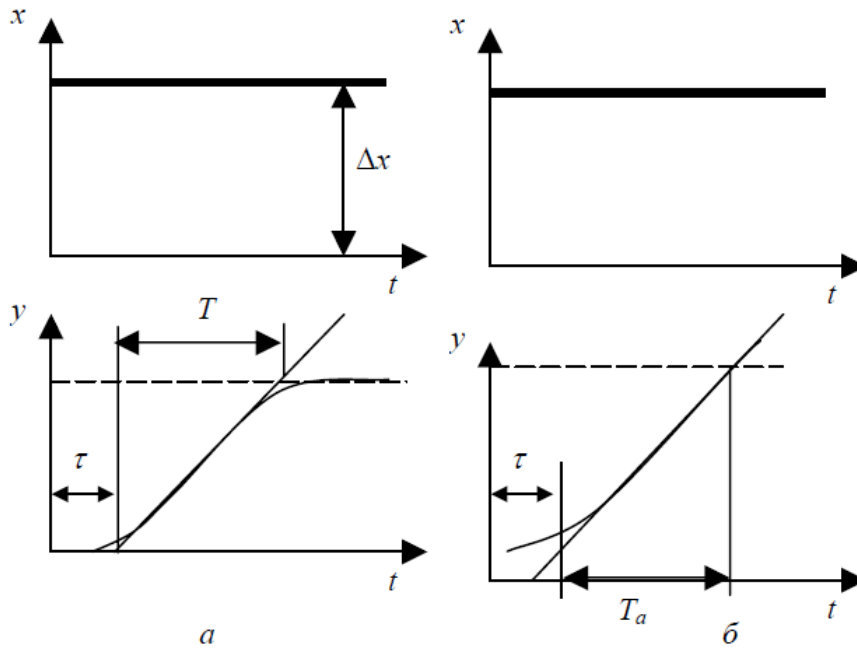
Експериментальні методи досліджень об'єктів. Ці методи поділяються на методи активного та пасивного експерименту. Під час активного експерименту на вхід об'єкта подається сигнал стандартної форми. Реакція об'єкта на цей сигнал дає змогу визначити його передавальну функцію. Найчастіше з усіх випробувальних сигналів використовують прямокутну приступку (рис. 5.2). Реакція об'єкта – це крива розгону. Щоб здобути передавальну функцію, її обробляють графічним методом, методом інтегральних площин та іншими. Коротко про ці методи. Графічна апроксимація полягає в тому, що через точку перетину (для статичного об'єкта) проводять дотичну, яка дає змогу визначити сталу часу T та час запізнювання τ .

Коефіцієнт передачі знаходять як:

$$K = \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta x}.$$

Отже, для об'єкта керування – кривої розгону, яка зображена на рис. 5.2, а, передавальна функція буде мати вигляд:

$$W(p) = \frac{Ke^{-p\tau}}{T_p + 1}.$$



а – статичних; б – астатичних

Рис. 5.2. Криві розгону об'єктів:

Для астатичного об'єкта структура передавальної функції має вигляд:

$$W(p) = \frac{\varepsilon e^{-p\tau}}{p},$$

де ε – швидкість розгону об'єкта,

$$\varepsilon = \frac{K}{T_a} = \frac{y_n / \Delta x}{T_a},$$

y_n – номінальне значення вихідної величини об'єкта керування; T_a – час розгону (як визначається, видно з рис. 5.2, б).

Слід зазначити, що графічна апроксимація може бути застосована лише для певного класу об'єктів, у яких точка перегину міститься близько до осі абсцис. У протилежному разі точність апроксимації буде невисокою.

Метод інтегральних площин більш універсальний і точний, ніж метод апроксимації. Тому його можна рекомендувати практично для всіх об'єктів автоматизації. Структура передавальної функції при цьому матиме вигляд:

$$W(p) = W^*(p)Ke^{-p\tau}, \quad (5.15)$$

де $W^*(p)$ – безрозмірна передавальна функція.

Коефіцієнт передачі об'єкта визначається як і при графічній апроксимації. Час запізнення – це час, протягом якого об'єкт не реагує (або практично не реагує) на вхідний сигнал – прямокутну приступку.

Основна робота, як видно, полягає у знаходженні структури та параметрів безрозмірної передавальної функції. Розглянемо це дещо детальніше.

Загальний вигляд структури безрозмірної передавальної функції:

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

де a_n, b_m – коефіцієнти, що можуть бути визначені *методом площ* за розв'язком такої системи рівнянь:

$$\begin{cases} a_1 = b_1 + s_1; \\ a_2 = b_2 + s_1 b_1 + s_2; \\ a_3 = b_3 + b_2 s_1 + b_1 s_2 + s_3; \\ \dots \\ a_k = b_k + s_k + \sum_{i=1}^{k-1} b_i s_{k-i}, \end{cases}$$

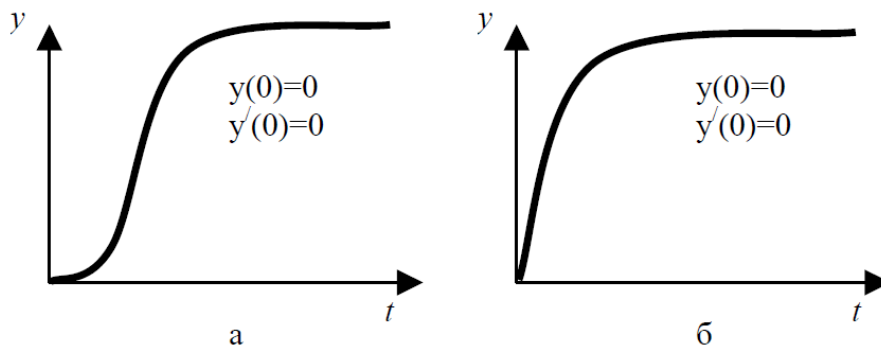
де S_1, S_2, S_i – інтегральні площини.

Враховуючи, що для інженерних розрахунків досить використовувати лише три інтегральні площини S_1, S_2 і S_3 , визначення безрозмірної передавальної функції дещо спрощується, а саме:

- якщо крива розгону (рис. 5.3, а) має точку перегину, тобто характеризується умовами $y''(0) = 0$, то структура безрозмірної передавальної функції матиме вигляд:

$$W^*(p) = \frac{1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + \dots + a_1 p + 1},$$

де $a_3 = S_3, a_2 = S_2, a_1 = S_1$.



а – з точкою перегину; б – без точки перегину

Рис. 5.3. Варіанти кривих розгону за методом інтегральних площин:

Якщо при цьому $S_3 < 0$, то:

$$W^*(p) = \frac{b_1 p + 1}{a_2 p^2 + a_1 p + 1},$$

і коефіцієнти b_1, a_1, a_2 можуть бути отримані з рівнянь (5.17):

$$\begin{cases} a_1 = s_1 + b_1; \\ a_2 = s_2 + b_2; \\ 0 = s_3 + b_1 s_2. \end{cases}$$

- якщо крива розгону точки перегину немає (рис. 5.3, б), тобто характеризується умовами $y(0) = 0$, $y'(0) \neq 0$, то структура безрозмірної передавальної функції має вигляд виразу (5.19), а його параметри обчислюють за системою рівнянь (5.20).

Інтегральні площини S_1 , S_2 та S_3 розраховують у такій послідовності:

- увесь часовий проміжок, на якому розміщена крива розгону, розбивають на рівні інтервали Δt так, щоб на кожному із них вона мало відрізнялась від прямої (при цьому враховується, що час запізнення τ уже виділений);

- визначають нормовану криву розгону:

$$h(t) = \frac{y(t) - y(0)}{y(\infty) - y(0)};$$

- знаходять першу інтегральну площину:

$$s_1 = \int_0^{\infty} (1 - h(t)) dt;$$

- змінюють масштаб часу:

$$\theta(t) = t/s_1; \quad (5.23)$$

- обчислюють другу інтегральну площину

$$s_2 = s_1^2 \int_0^{\infty} (1 - h(t)) \left[\frac{-\theta(t)}{1!} + \frac{(-\theta(t))^0}{0!} \right] dt = s_1^2 \int_0^{\infty} (1 - h(t))(1 - \theta(t)) dt; \quad (5.24)$$

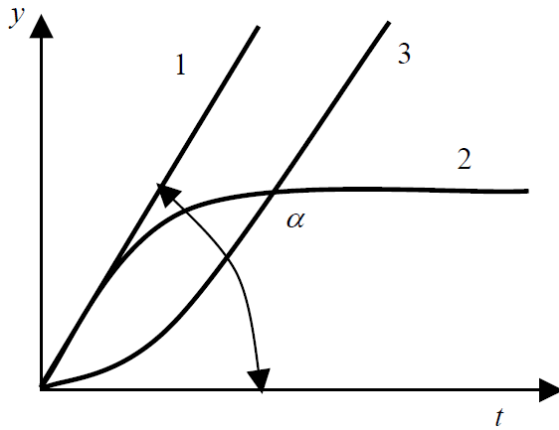
- обчислюють третю інтегральну площину:

$$s_3 = s_1^2 \int_0^{\infty} (1 - h(t)) \left[\frac{\theta(t)^2}{2!} - \frac{\theta(t)}{1!} + \frac{s_2}{s_1^2} \right] dt.$$

Загальна формула для обчислення інтегральної площини має вигляд:

$$S_k := (S_1)^{k-1} \cdot \int_0^{\infty} (1 - h(t)) \cdot \left[\frac{(-\theta(t))^{k-1}}{(k-1)!} + \frac{(-\theta(t))^{k-2}}{(k-2)!} + \begin{cases} 0 & \text{if } k \leq 2 \\ \sum_{i=0}^{k-3} \left[\frac{S_{k-1-i} \cdot \theta(t)^i}{(S_1)^{k-1-i} \cdot (i!)} \right] & \text{if } k > 2 \end{cases} \right] dt$$

Передавальні функції астатичного об'єкту визначаються як різниця передаточних функцій, що відповідають кривим розгону 1 і 2 (рис. 5.4).



1 – крива розгону ідеалізованого астатичного об'єкта; 2 – крива розгону статичного об'єкта; 3 – крива розгону реального астатичного об'єкта

Рис. 5.4. Допоміжні графічні побудови для астатичного об'єкта:

Крива розгону теплообмінного пристрою була отримана при зміні положення затвора регулювального органа на 20 % (рис. 5.5).

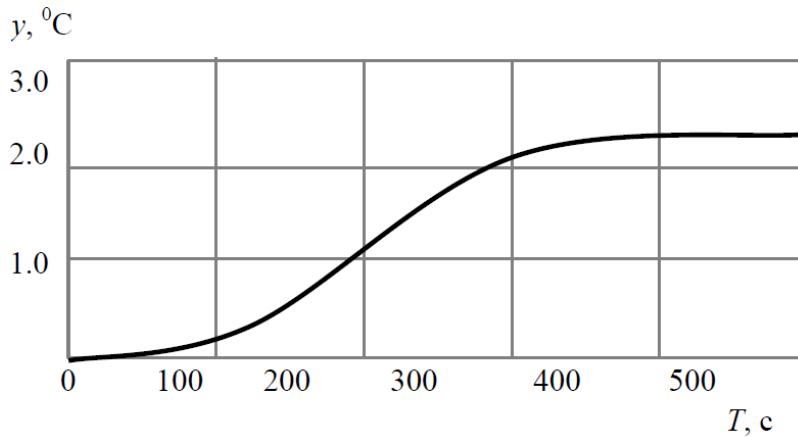


Рис.5.5. Крива розгону теплообмінного пристрою

Використовуючи метод інтегральних площин, знаходимо передавальну функцію:

$$W(p) = [W_1^*(p)W_2^*(p)] \cdot [\Delta y_2(\infty)] / \Delta x,$$

де $W_1^*(p)$ – безрозмірна передавальна функція для ідеальної інтегруючої ланки (лінія 1 на рис. 5.4), що визначається як:

$$W_1^*(p) = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\Delta y_2(\infty)} \cdot \frac{1}{p},$$

де $W_2^*(p)$ – безрозмірна передавальна функція, що відповідає кривій 2 на рис.5.4. Послідовність її визначення була показана вище.

Приклад 5.2. На випробувальне збурення $\Delta x = 20$ було отримано розгінну характеристику $y(t)$, у якої $\Delta y(\infty) = 2.4$. За кривою розгону $y(t)$ знаходимо час запізнення $\tau = 5$ с та нормовану розгінну характеристику:

$$h(t) = \frac{y(t) - y(0)}{y(\infty) - y(0)}.$$

За формулами (5.21)–(5.26) обчислюємо інтегральні площини:

$$S_1 := \int_0^{\infty} (1 - h(t)) dt \quad S_1 = 1,05$$

$$\theta(t) := \frac{t}{S_1}$$

$$S_2 := (S_1)^1 \cdot \int_0^{\infty} (1 - h(t)) \cdot \left[\frac{-\theta(t)}{1!} + \frac{(-\theta(t))^0}{0!} \right] dt \quad S_2 = 8,423$$

$$S_3 := (S_1)^2 \cdot \int_0^{\infty} (1 - h(t)) \cdot \left[\frac{\theta(t)^2}{2!} - \frac{\theta(t)}{1!} + \frac{S_2}{(S_1)^2} \right] dt \quad S_3 = -13,055$$

У зв'язку з тим, що площа S_3 менше нуля, переходимо від структури передавальної функції типу (5.18) до структури типу (5.19).

Для цього необхідно розв'язати систему рівнянь:

$$a_3 := 0b \quad 1 := 1$$

$$b_2 := 0a \quad 1 := 3$$

$$b_3 := 0a \quad 2 := 2$$

Given

$$a_1 - b_1 = S_1$$

$$a_2 - b_2 - b_1 \cdot S_1 = S_2$$

$$a_3 - b_3 - b_2 \cdot S_2 = S_3$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} := \text{Find}(b_1, a_1, a_2) \quad \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,55 \\ 2,6 \\ 10,05 \end{pmatrix}$$

Отже, безрозмірна передаточна функція матиме вигляд:

$$W^*(p) = \frac{1,55p + 1}{10,05p^2 + 2,6p + 1}$$

Коефіцієнт передачі об'єкта:

$$K = \Delta y(\infty) / \Delta x = 2,4 / 20 = 0,12.$$

Із урахуванням попередньо виділеного часу запізнення остаточно передавальна функція матиме вигляд:

$$W^*(p) = \frac{K(1,55p + 1)}{10,05p^2 + 2,6p + 1} e^{-5p} = \frac{0,86p + 0,12}{10,05p^2 + 2,6p + 1} e^{-5p}. \quad (5.30)$$

За умов пасивного експерименту об'єкт керування (його вхід та вихід) підключається до вимірювача і протягом тривалого часу фіксуються параметри. Використовуючи спеціальні розділи математики (теорію ймовірності випадкових процесів), розраховують передавальну функцію об'єкта автоматизації. Послідовність розрахунків при цьому така:

- вважають, що випадкові процеси на вході $x(t)$ та виході $y(t)$ об'єкта є стаціонарними ергодичними, що дає змогу вести всі інші розрахунки;

- за реалізаціями випадкових процесів на вході та виході визначають їх статистичні характеристики: математичне сподівання $M(x)$, $M(y)$, дисперсію $D(x)$, $D(y)$; центрують випадкові процеси $y^0(t) = y(t) - M(y)$, $x^0(t) = x(t) - M(x)$; розраховують кореляційні та взаємкореляційні функції центрованих випадкових процесів $R_x(\tau), R_y(\tau), R_{xy}(\tau)$; якщо кореляційні функції при зсуві між ординатами $\tau \rightarrow \infty$ згасають до 0, то вибрана гіпотеза про ергодичність та стаціонарність випадкових процесів справедлива; при цьому слід пам'ятати, що ординати випадкового процесу вимірюються через інтервали часу (час дискретизації), які знаходять за теоремою Котельникова:

$$\Delta t = \pi / 10 \omega_\epsilon, \quad (5.31)$$

де ω_ϵ – вища частота в спектрі частот, які подано в реалізації випадкового процесу;

- за кореляційними функціями обчислюють спектральні щільності [1], що дає змогу побудувати амплітудно-фазову характеристику об'єкта:

$$W(i\omega) = S_{xy}(\omega) / S_x(\omega), \quad (5.32)$$

де $S_{xy}(\omega)$ – взаємна спектральна щільність; $S_x(\omega)$ – спектральна щільність вхідного сигналу;

- амплітудно-фазова характеристика апроксимується передавальною функцією $W(p) = ke^{-p\tau} / (Tp + 1)$, де $k = OA$ (рис. 5.6):

$$\tau = \Delta\phi(\omega_i) / \omega_i, \quad (5.33)$$

$$T = \text{arctg} \phi(\omega_i) / \omega_i. \quad (5.34)$$

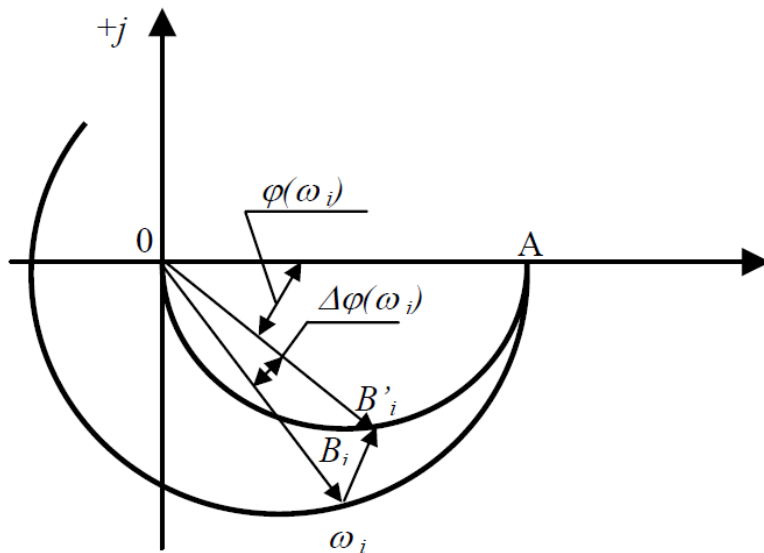


Рис. 5.6. Апроксимація амплітудно-фазочастотної характеристики об'єкта керування

Оскільки для побудови амплітудно-фазової характеристики об'єкта потрібно 5–6 значень, стала часу та час запізнення усереднюються:

$$\tau = \frac{\sum_{i=1}^n \tau_i}{n}; \quad T = \frac{\sum_{i=1}^n T_i}{n}; \quad n = 5 - 6. \quad (5.35)$$

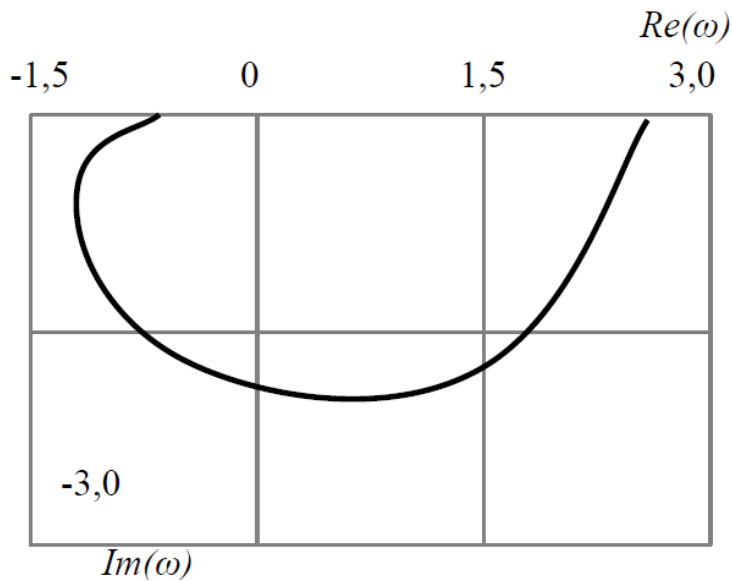
Приклад 5.3. Визначити передаточну функцію об'єкта, якщо його кореляційна та взаємно-кореляційна функції наведено на рис. 5.7,*a*.

Як відомо [1], амплітудно-фазова характеристика об'єкта може бути побудована за такими виразами:

$$W(i\omega) = \frac{S_{xy}(\omega)}{S_x(\omega)} = K(\omega) + jM(\omega); \quad (5.36)$$

$$K(\omega) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} R_{xy}(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau}; \quad (5.37)$$

$$M(\omega) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} R_{xy}(\tau) \sin(\omega\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau}; \quad (5.38)$$



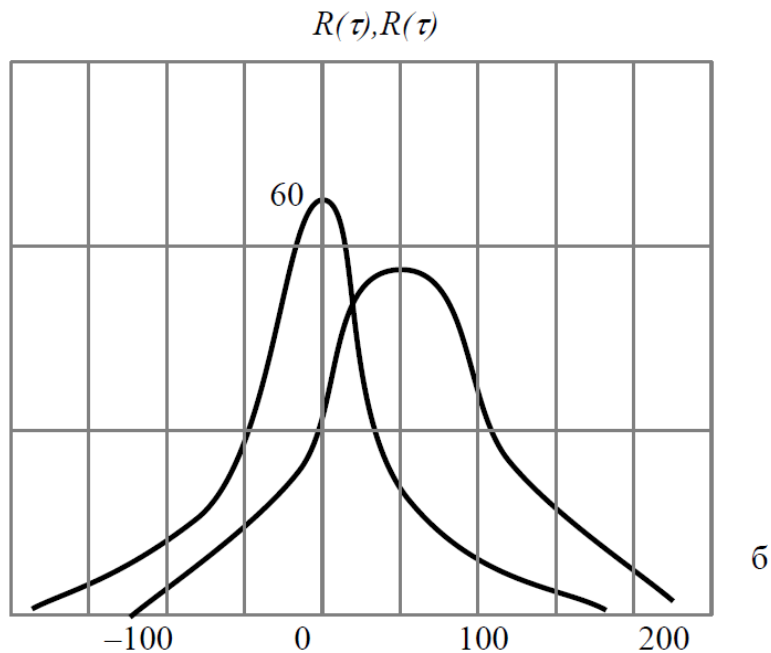


Рис. 5.7. Амплітудно-фазочастотна характеристика об'єкта керування (а) та кореляційні функції (б)

Для конкретного випадку вирази (5.37) та (5.38) матимуть вигляд:

$$K(\omega) = \frac{\int_0^{250} R_{xy}(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau + \int_0^{150} R_{xy}(-\tau) \cos(\omega\tau) d\tau}{2 \int_0^{250} R_x(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau}, \quad (5.39)$$

$$M(\omega) = \frac{\int_0^{250} R_{xy}(\tau) \sin(\omega\tau) d\tau + \int_0^{150} R_{xy}(-\tau) \sin(\omega\tau) d\tau}{2 \int_0^{250} R_x(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau}. \quad (5.40)$$

Параметри кореляційних функцій знаходимо за методом найменших квадратів.

Результати розрахунків за виразами (5.39) та (5.40) вміщено в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Результати розрахунків амплітудно-фазової характеристики

ω	0,005	0,006	0,007	0,008	0,01	0,012
$K(\omega)$	2,57	2,02	0,83	0,06	-0,7	-1,22
$M(\omega)$	-0,01	-1,03	-1,78	-1,7	-1,2	-0,09

За табл. 5.1 будуємо амплітудно-фазову характеристику (рис. 5.7, б). Скориставшись виразами (5.33), (5.34) та усереднивши значення часу запізнення і сталої часу за виразом (5.35), остаточно матимемо:

$$W(p) = 2,57e^{-70,8} / (128 p + 1).$$

2. Методики синтезу та аналізу систем автоматичного керування

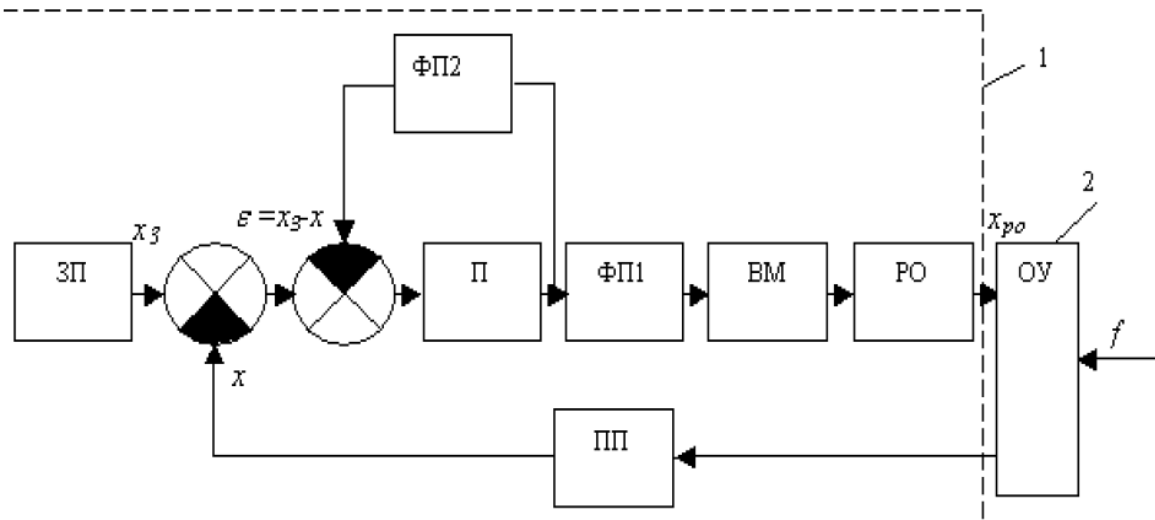
2.1. Методика уточнення лінійних алгоритмів керування

Динамічні властивості об'єктів керування дають змогу розробникам систем на стадії проектування визначити алгоритм керування. Для цього слід проаналізувати співвідношення між сталою часу та часом запізнення об'єкта керування. Якщо $0,2 \leq \tau/T \leq 1$, то рекомендують лінійний алгоритм керування; за умов, коли $\tau/T > 1$ – позиційний, а при $x/T > 1$ – імпульсний алгоритм керування.

Визначаючи алгоритм керування, слід пам'ятати, що структура передавальної функції має відповідати виразам (5.12) та (5.13).

Найчастіше динаміка об'єктів описується більш складною структурою (наприклад, за умов використання методу інтегральних площин). У цьому разі цю складну структуру за відомою методикою [2] перетворюють на вирази (5.12) та (5.13).

Відомі та використовуються на практиці такі алгоритми керування: пропорційний, інтегральний, пропорційно-інтегральний, пропорційно-диференціальний, пропорційно-інтегрально-диференціальний. Кожний із них реалізується відповідним комплексом технічних засобів – регулятором, який входить до складу системи автоматичного керування (рис. 5.8). Розглянемо коротко вказані алгоритми керування.



ЗП – задавальний пристрій; ПП – первинний перетворювач; П – підсилювач у прямому каналі регулювання; ФП1, ФП2 – формувальний пристрій (пристрій, що формує алгоритм керування); ВМ – виконавчий механізм; РО – регулювальний орган; ОУ – об'єкт керування (2); 1 – регулятор

Рис. 5.8. Функціональна схема системи автоматичного керування:

Пропорційний (П) алгоритм – це такий алгоритм, для якого справедливе співвідношення:

$$X_{p.o.} = k \cdot y, \quad (5.41)$$

де $X_{p.o.}$ – переміщення затвора регулювального органа; k – коефіцієнт передачі регулятора; y – відхилення параметра, що регулюється, від норми (виставляється на шкалі регулятора).

У динамічному відношенні комплекс технічних засобів, що реалізує П-алгоритм керування – це без-інерційна ланка з передавальною функцією $W_n(p) = k$.

Основна перевага П-алгоритма – це швидкодія, що дає змогу використовувати його для об'єктів, у яких незначне або відсутнє самовирівнювання та мають місце різні й часті збурення.

Головний недолік указанного алгоритму – це наявність статичної похибки, що знижує точність регулювання:

$$\Delta f = fs = f/(1 + k k_{o.k.}), \quad (5.42)$$

де Δf – статична похибка щодо збурення; s – коефіцієнт естатизму; $k_{o.k.}$ – коефіцієнт передачі об'єкта керування; f – збурення на об'єкт;

$$\Delta x = \Delta x_3(1 - s k k_{o.k.}), \quad (5.43)$$

де Δx – статична похибка щодо керування; Δx_3 – зміна уставки на шкалі регулятора.

Інтегральний (І) алгоритм характеризується виразом:

$$dx_{p.o.}/dt = (1/T_I)y, \quad (5.44)$$

де T_I – стала часу регулятора.

У динамічному відношенні цей алгоритм описується інтегруючою ланкою з передавальною функцією $W(p) = 1/T_I p$.

Перевага І-алгоритму полягає у відсутності статичної похибки, а головним недоліком є його сповільнена дія. Тому рекомендується його використовувати в об'єктах зі значним самовирівнюванням, а також при нечастих змінах навантаження.

Пропорційно-інтегральний (ПІ) алгоритм може бути описаний таким рівнянням:

$$dx_{o.p.}/dt = k dy/dt + (k/T_i)y, \quad (5.45)$$

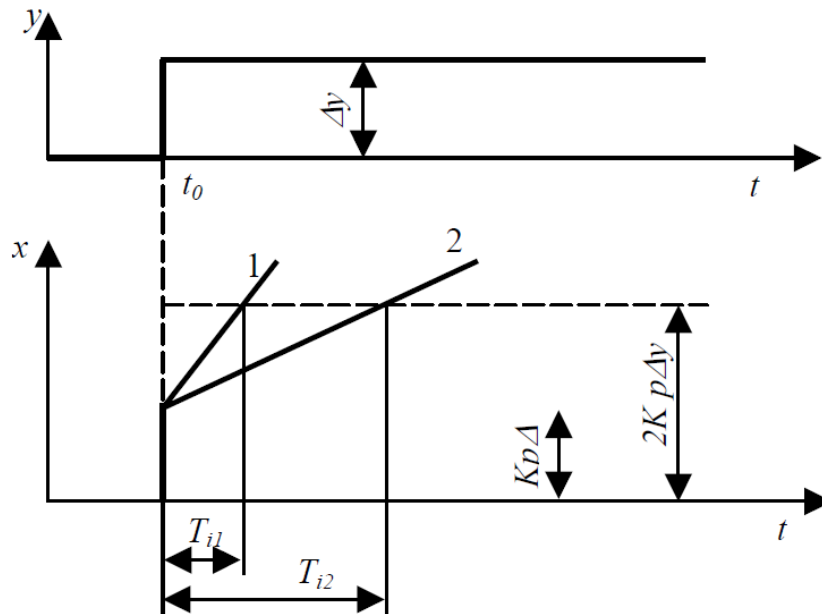
де T_i – час ізодрому.

Як видно, швидкість переміщення регулювального органа пропорційна відхиленню параметра, ще регулюється, а також швидкості, з якою здійснюється це відхилення.

Передавальна функція може бути здобута на підставі виразу (5.45):

$$W_{n.i.}(p) = k[1 + 1/T_i p]. \quad (5.46)$$

Час ізодрому (або час подвоювання) можна визначити за кривою розгону для комплексу технічних засобів, що реалізують ПІ-алгоритм керування (рис. 5.9) як час, протягом якого затвор регулятора під дією інтегральної складової подвоює своє попереднє переміщення, здобує внаслідок дії пропорційної складової.



1 – характеризується часом ізодрому T_{i1} , 2 – характеризується часом ізодрому T_{i2}

Рис. 5.9. Крива розгону комплексу технічних засобів, що реалізують ПІ-алгоритм керування:

ПІ-алгоритми можуть використовуватись як для об'єктів із самовирівнюванням, так і без нього в тих випадках, коли потрібна велика точність регулювання при значних, проте плавних, змінах навантаження.

Пропорційно-диференціальний (ПД) алгоритм керування ще називають пропорційним із додатковою дією за похідною щодо відхилення параметра, що регулюється:

$$x_{p.o.} = k(y + T_n dy/dt), \quad (5.47)$$

де T_n – час передування, що характеризує вплив похідної на переміщення затвора регулювального органа.

У динамічному відношенні ПД-алгоритм реалізує пропорційно-диференціальна ланка із передаточною функцією:

$$W_{n.d.}(p) = k(1 + T_n p). \quad (5.48)$$

Її крива розгону наведена на рис. 5.10. Як видно, затвор регулятора стрибком переміщується, однак потім під дією пропорційної складової займає певне постійне положення, яке визначається величиною коефіцієнта передачі K .

ПД-алгоритм може забезпечувати пряме і зворотне передування. Пряме передування рекомендується використовувати для об'єктів з великою сталою часу, зворотне – для об'єктів з незначною сталою часу.

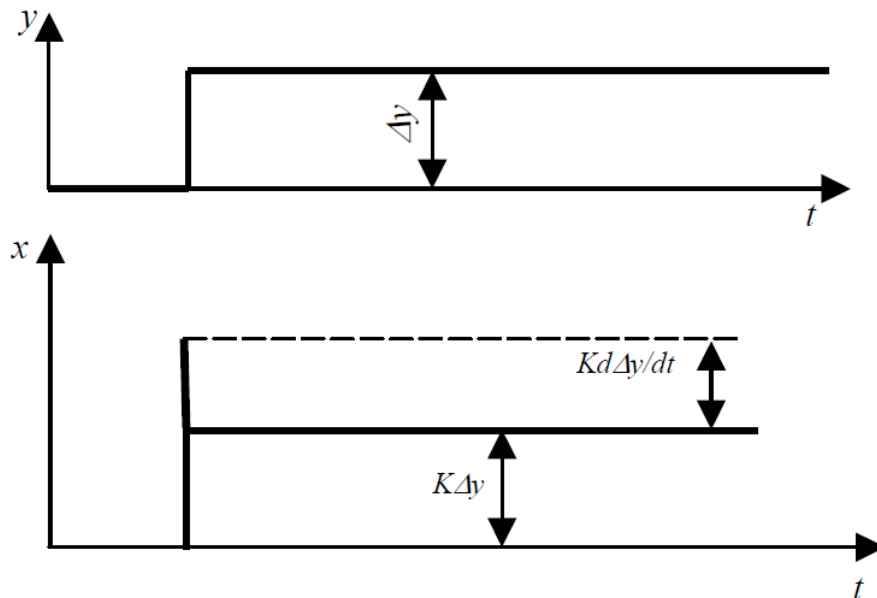


Рис. 5.10. Крива розгону для комплексу технічних засобів, що реалізують ПД-алгоритм керування

Пропорційно-інтегрально-диференційні (ПІД) алгоритми керування рекомендується використовувати на об'єктах, що не допускають статичної нерівномірності, навантаження в яких змінюється часто й різко та які характеризуються значним запізненням.

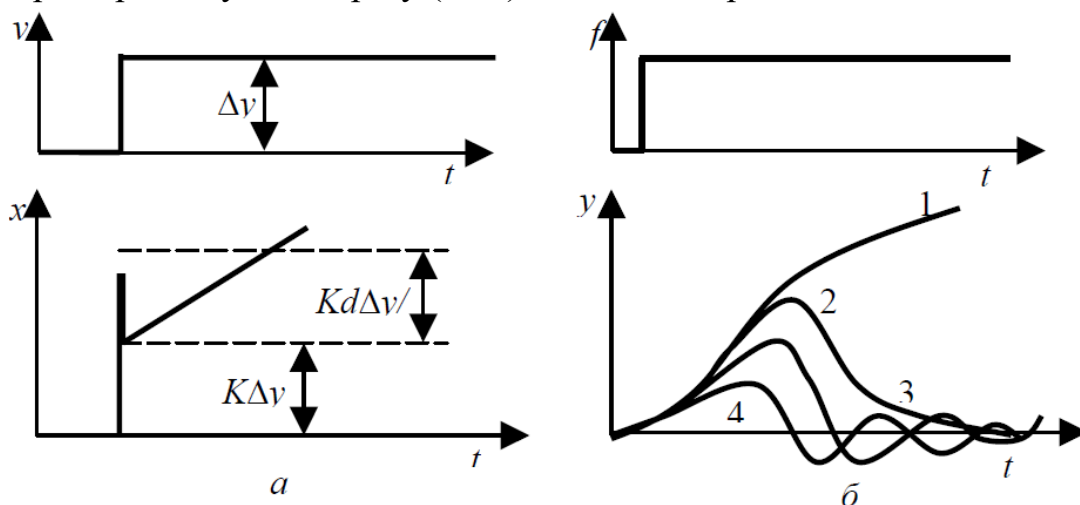
Формалізація ПІД-алгоритму здійснюється за рівнянням:

$$\frac{dx_{p.o.}}{dt} = k \left(\frac{1}{T_i} y + \frac{dy}{dt} \pm T_{II} \frac{d^2 y}{dt^2} \right). \quad (5.49)$$

Знак “+” або “-” указує, що передування може бути прямим або зворотним. Використавши перетворення Лапласа, передавальну функцію для комплексу технічних засобів, що реалізує ПІД-алгоритм, можна подати у вигляді:

$$W_{ПІД}(p) = k(1 + (1/T_i p) \pm T_{II} p). \quad (5.50)$$

Крива розгону для виразу (5.50) наведена на рис. 5.11, а.



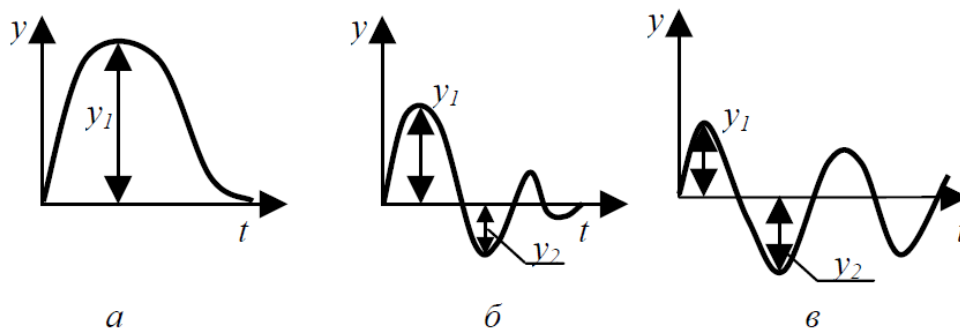
1 – крива розгону об'єкта керування; 2 – перехідний 3 – саме, але за умов реалізації ПІ-алгоритма; 4 – те саме, але за умов реалізації ПІД-алгоритма

Рис. 5.11. Крива розгону для комплексу технічних засобів, що реалізують ПІД-алгоритм керування (а) та результат дії на об'єкт різних алгоритмів керування (б):

Результат дії різних алгоритмів на перехідний процес (за умови використання одного й того самого об'єкта) зображено на рис. 5.11, б. Як видно, найменший час регулювання забезпечує П-алгоритм, однак при цьому з'являється статична похибка. І-алгоритм хоча й повертає параметр, що регулюється, до заданого значення, проте час регулювання при цьому значний за суттєвих "викидів" параметра. Кращі результати дають ПІ- та ПІД-алгоритми.

Слід пам'ятати, що в практиці вибирають такий алгоритм, який забезпечив би один із трьох типових перехідних процесів: аперіодичний, із 20 % перерегулюванням, і з мінімальним інтегральним показником якості (рис. 5.12).

Аперіодичний процес характеризується максимальним динамічним відхиленням, мінімальним часом регулювання та відсутністю пере-регулювання. Із 20 % регулюванням – це середній за якістю перехідний процес, із мінімальним інтегральним показником якості (площа між кривою перехідного процесу та віссю часу мінімальна), який характеризується значним пере-регулюванням, найбільшим часом регулювання та мінімальним динамічним відхиленням. Конкретний типовий перехідний процес може бути вибраний на підставі вимог технологів до конкретного об'єкта керування (технологічного процесу).



а – аперіодичний; б – з 20 % пере-регулюванням; в – з мінімальним інтегральним показником якості

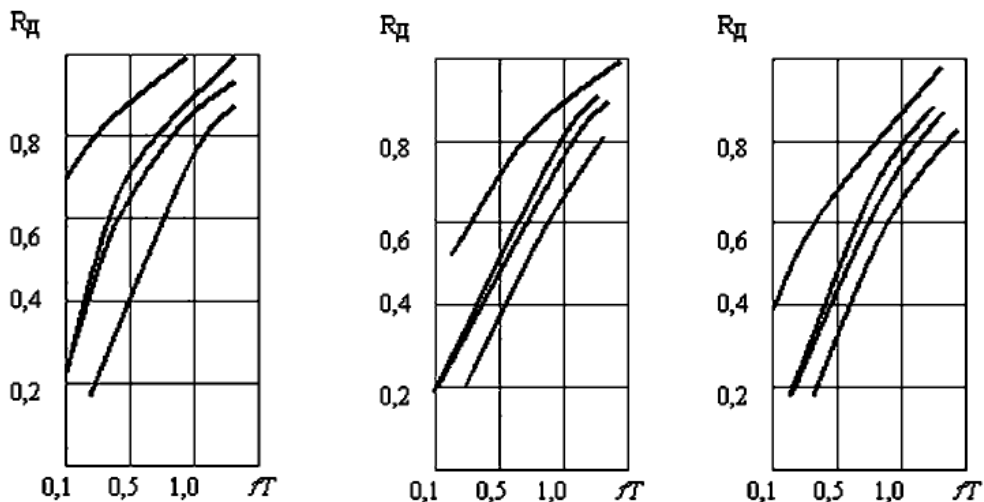
Рис. 5.12. Типові перехідні процеси в системах автоматичного керування:

Динамічний коефіцієнт регулювання дає змогу вибрати найкращий алгоритм для конкретного об'єкта керування.

Методика вибору найкращого алгоритму керування полягає у визначенні динамічного коефіцієнта регулювання. Для статичних об'єктів:

$$R_D = y_1 / (K_0 u_{\max}), \quad (5.51)$$

де y_1 – максимальне динамічне відхилення; K_0 – коефіцієнт передачі об'єкта керування; u_{\max} – максимально можливе значення збурення за навантаженнями (береться у відсотках переміщення регульовального органа). Далі за графічними залежностями (рис. 5.13) дістають алгоритм керування.



а – для типового аперіодичного перехідного процесу; б – для типового перехідного процесу з 20 % пере-регулюванням; в – для типового перехідного процесу з мінімальним інтегральним показником якості; 1 – II-алгоритм керування, 2 – I-алгоритм керування; 3 – III-алгоритм керування; 4 – ПД-алгоритм керування

Рис. 5.13. Залежність динамічного коефіцієнта регулювання від динамічних властивостей об'єкта керування:

Для астатичних об'єктів:

$$R_d = u_1 / (\varepsilon_0 \tau u_{\max}), \quad (5.52)$$

де ε_0 – швидкість розгону об'єкта; τ – час запізнення.

Для астатичного об'єкта алгоритм керування знаходять за табл. 5.2.

Таблиця 5.2 – Динамічні коефіцієнти регулювання для астатичних об'єктів

Алгоритм керування	Динамічний коефіцієнт регулювання		
	аперіодичний	із 20% перерегулюванням	із мінімальним інтегральним критерієм
II	2,9	1,4	–
III	1,4	1,3	0,9
ПД	1,3	1,1	0,8

Щоб переконатись у правильності вибору алгоритму керування, слід обчислити час регулювання, який порівнюють з вимогами технологів:

$$t = \psi \tau, \quad (5.53)$$

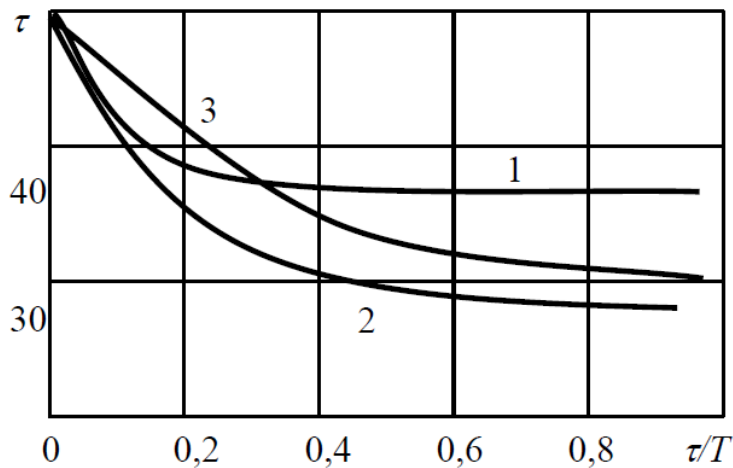
де ψ – відносний час регулювання, що вибирається з табл. 5.3.

Для статичних об'єктів відносний час регулювання при інтегральному алгоритмі керування дістають за допомогою графічних залежностей, що наведені на рис. 5.14.

Якщо виявиться, що II-алгоритм керування найкращий, то в цьому разі потрібно визначити статичну похибку та порівняти її з допустимою. Статична похибка може бути знайдена за графічними залежностями, що наведені на рис. 5.15.

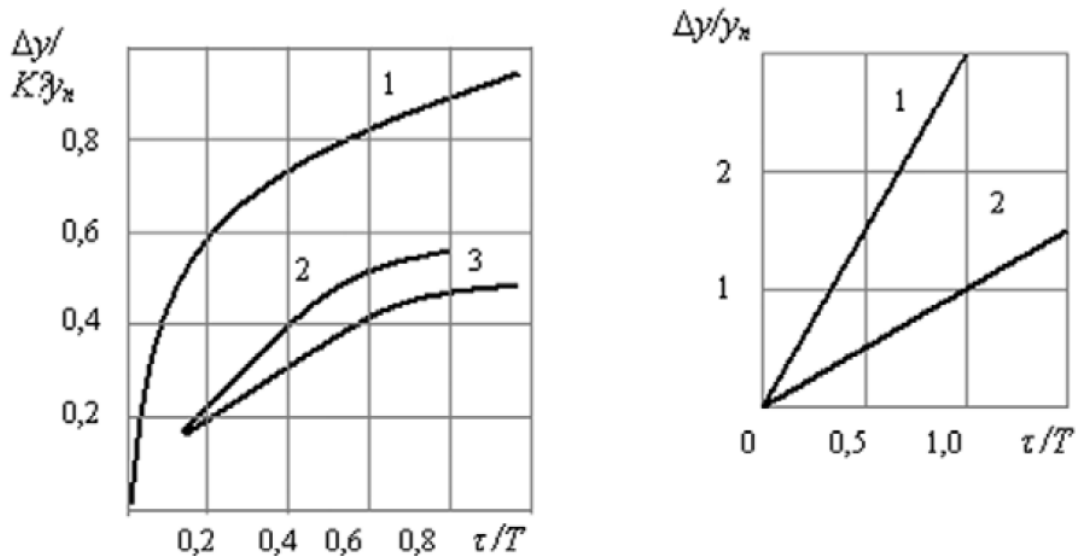
Таблиця 5.3 – Відносний час регулювання

Алгоритм керування	Об'єкт	Відносний час регулювання		
		аперіодичний	із 20% перерегулюванням	із мінімальним інтегральним критерієм
Пропорційний	Статичний	4,5	6,5	9,0
	Астатичний	6,0	8,0	-
Пропорційно-інтегральний	Статичний	8,0	12,0	16,0
	Астатичний	14,0	16,0	18,0
Пропорційно-інтегрально-диференційний	Статичний	5,5	7,0	10,0
	Астатичний	9,0	12,0	13,0



1 – для аперіодичного типового перехідного процесу, 2 – для типового перехідного процесу з 20 % перерегулюванням; 3 – для типового перехідного процесу з мінімальним інтегральним показником якості

Рис. 5.14. Залежність відносного часу регулювання за умов використання І-алгоритму керування для статичних об'єктів керування:



1 – аперіодичний типовий перехідний процес; 2 – з 20 % перерегулюванням; 3 – з мінімальним інтегральним показником якості

Рис. 5.15. Графічні залежності для визначення статичної похибки за умов використання П-алгоритму керування:

Приклад 5.4. Для теплового об'єкта з $W(p)=0,2e^{-80p}/(266p+1)$ задані такі показники якості: $y_1=5$ °С, статична похибка $\Delta y = 0,3$ °С, $t_p = 500$ с, пере-регулювання за збуренням $\sigma = 0,3$, $y_{\max} = 40$ %. Визначити найкращий алгоритм керування.

Враховуючи, що об'єкт статичний, то:

$$R_d = 5/(0,2 \cdot 40) = 0,625.$$

Вибираємо для даного об'єкта аперіодичний перехідний процес. За рис. 5.13, а знаходимо пропорційний алгоритм керування.

Перевіримо, чи забезпечуватиметься при цьому потрібний час регулювання: за табл. 5,4 беремо $\psi = 4,5$, тоді $t_{рп} = 4,5 \cdot 80 = 360$ с. Видно, що $360 < 500$. Перевіримо виникнення при цьому статичної похибки. За рис. 5,15, а визначаємо $\Delta = K_0 \cdot y_{\max} \cdot 0,57 = 0,2 \cdot 40 \cdot 0,57 = 4,56$ °С.

Оскільки $0,3 < 4,56$, то П-алгоритм керування не задовольняє вимог технологів. Для ПІ-алгоритму за матеріалами табл. 5.4. знаходимо $t_{рп} = 8 \cdot 80 = 640 > 500$. Отже, за часом регулювання цей алгоритм не підходить. Для ПІД-алгоритму $t_{рпд} = 5,5 \cdot 80 = 440 < 500$.

Видно, що цей алгоритм керування забезпечує час регулювання, який вимагається технологіями. Оскільки для нього статична похибка відсутня, то його й слід вибрати.

2.2. Основні інженерні методика розрахунку параметрів регуляторів на стадії проектування

Для лінійних систем автоматичного регулювання розрахунок параметрів настройки регуляторів, за якими їх вибирають на стадії проектування, ведуть здебільшого за трьома інженерними методиками: на заданий запас стійкості; на задані частотний та кореневий показники коливності.

Розрахунок параметрів регуляторів на заданий запас стійкості системи.

Згідно з критерієм Найквіста:

$$W_{роз}(j\omega) = -1, \quad (5.54)$$

де $W_{роз}(j\omega)$ – амплітудно-фазова характеристика розімкненої системи. На підставі рис. 5.8, можна записати, що:

$$W_{роз}(j\omega) = W_p(j\omega) W_o(j\omega), \quad (5.55)$$

де $W_p(j\omega)$ – амплітудно-фазова характеристика (АФХ) регулятора; $W_o(j\omega)$ – те саме для об'єкта керування.

Із формули (5.55) видно, що положення годографа АФХ розімкненої системи відносно характерної точки з координатами $(-1, j_0)$ визначатиметься параметрами регулятора. Зміна їх спричинить зміну запасу стійкості всієї системи. Ця обставина і використовується для розрахунку параметрів настройки регуляторів.

Розрахунок параметрів регуляторів на заданий частотний показник коливальності. Побудуємо АФХ розімкненої системи та забороненої зони, куди ця АФХ не повинна заходити. Розташування забороненої зони на комплексній площині пов'язано з частотним показником коливальності, який визначається як:

$$M = A(\omega_p)/A(0), \quad (5.56)$$

де M – частотний показник коливальності; $A(\omega_p)$ – значення амплітудно-частотної характеристики замкненої системи автоматичного регулювання при резонансній частоті ω_p ; $A(0)$ – те саме, але при частоті, що дорівнює 0; ω_p – резонансна частота (при ній амплітудно-частотна характеристика досягає свого максимуму).

Із теорії автоматичного керування відомо, що частотний показник коливальності визначає якість перехідного процесу [3]. Тому забезпечивши цей показник параметрами настройки відповідного регулятора, проектувальники систем керування забезпечують відповідну якість перехідного процесу.

Послідовність розрахунків за даною методикою така (рис. 5.16):

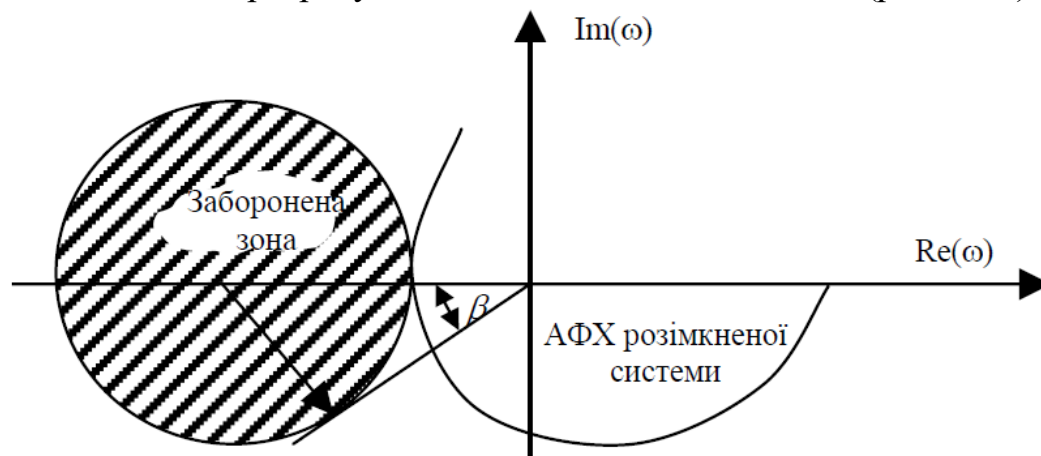


Рис. 5.16. До методики розрахунку параметрів регуляторів за умов обмеження системи керування на заданий частотний показник коливальності

- будують АФХ об'єкта (за його передаточною функцією);
- проводять промінь під кутом β до від'ємної дійсної півосі (величина β визначається як $\beta = \arcsin(1/M)$);
- вважаючи, що коефіцієнт передачі регулятора дорівнює 1, будують АФХ розімкненої системи (якщо обчислюють параметри ПІ - або ПІД-регуляторів, то при цьому ще задаються часом ізодрому);
- проводять коло, центр якого має бути розташований на від'ємній дійсній півосі, і воно має дотикатися до АФХ розімкненої системи та променя.

Радіус кола, яке є заборонною зоною для АФХ розімкненої системи, однозначно пов'язаний із коефіцієнтом передачі відповідного регулятора:

$$K = M / (M^2 - 1) \cdot 1/r, \quad (5.57)$$

Детальніше ця методика розглядатиметься в п. 5.3.

Розрахунок параметрів регуляторів на заданий кореневий показник коливальності. Визначення параметрів регулятора ґрунтується на розширених АФХ та на критерії Найквіста. Кореневий показник коливальності:

$$m = \alpha / \beta, \quad (5.58)$$

де α , β – відповідно дійсна та уявна складові пари домінуючих коренів характеристичного рівняння замкненої системи (тих, що розташовані найближче до уявної осі).

Згідно з теорією автоматичного керування заданий кореневий показник коливальності визначає певну якість системи керування [3].

Розширену АФХ можна дістати за передавальною функцією, якщо $p \rightarrow (-m + j)\omega$. Із урахуванням сказаного критерій Найквіста для розширеної АФХ формалізуватиметься у вигляді:

$$W_{роз} [(-m + j)\omega] = W_p [(-m + j)\omega] \cdot W_o [(-m + j)\omega] = -1, \quad (5.59)$$

де $W_{роз} [(-m + j)\omega]$ – розширена АФХ розімкненої системи; $W_p [(-m + j)\omega]$ регулятора; $W_o [(-m + j)\omega]$ – те саме для об'єкта керування.

Запишемо вираз (5.59) як:

$$W_p [(-m + j)\omega] = 1/W_o [(-m + j)\omega] = -Re_o^{(-1)}(m, \omega) - jIm_o^{(-1)}(m, \omega), \quad (5.60)$$

де $Re_o^{(-1)}(m, \omega)$ – дійсна обернена складова АФХ об'єкта керування; $Im_o^{(-1)}(m, \omega)$ – уявна обернена складова АФХ об'єкта керування.

Із рівняння (5.60) можна записати основну систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} Re_p(m, \omega) &= -Re_o^{(-1)}(m, \omega); \\ Im_p(m, \omega) &= Im_o^{(-1)}(m, \omega), \end{aligned} \right\} \quad (5.61)$$

де $Re_p(m, \omega)$, $Im_p(m, \omega)$ – відповідно дійсна та уявна складові розширеної АФХ регулятора.

Система (5.61) дає змогу обчислювати параметри регуляторів для заданого значення кореневого показника коливальності.

Використання цієї методики для конкретних регуляторів розглядатиметься в п.5.3.

Для позиційних систем автоматичного регулювання, що набули поширення в сільськогосподарському виробництві, застосовується метод аналізу (для лінійних – метод синтезу), оскільки позиційні системи нелінійні і їхні моделі можна подати у вигляді нелінійних диференціальних рівнянь. Прямих методів (аналітичних) розв'язання нелінійних диференціальних рівнянь не існує. Тому застосовують частинні методи: прямий метод Ляпунова; метод гармонічної лінеаризації; метод припасувань та ін. Проте всі вони дають змогу на підставі параметрів позиційної системи автоматичного керування провести аналіз її функціонування.

Оскільки значна частина сільськогосподарських об'єктів керування низькочастотні (тобто такі, що пропускають лише першу гармоніку) заслуговує на увагу *метод гармонічної лінеаризації*. Його суть полягає в заміні деякого нелінійного елемента лінійним. Властивості цього елемента характеризуватимуться коефіцієнтами гармонічної лінеаризації.

Усяку позиційну систему умовно можна поділити на дві частини: лінійну та нелінійну (рис. 5.17, а). Лінійна система – це здебільшого об'єкт керування, як було зазначено вище, що має пропускати лише першу гармоніку, а тому:

$$y = A \sin(\omega t), \quad (5.62)$$

де A – амплітуда першої гармоніки; ω – її частота.

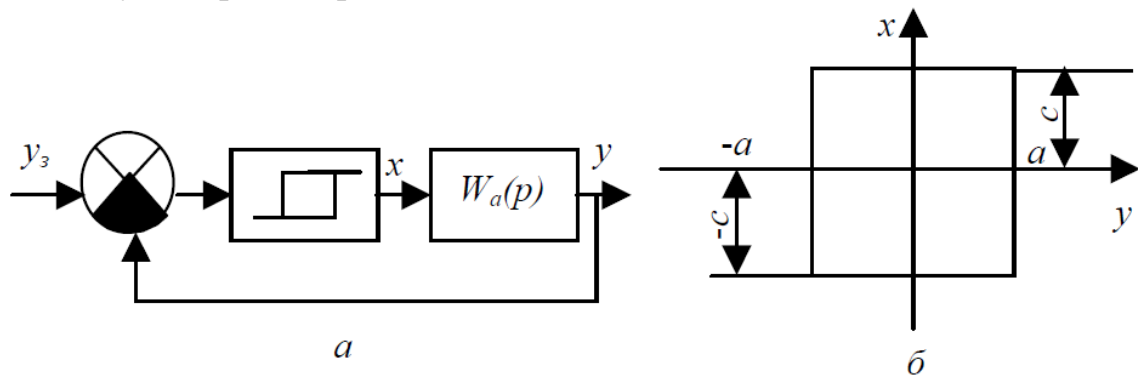


Рис. 5.17. Структурно-алгоритмічна схема узагальненої позиційної системи керування (а) та варіант статичної характеристики узагальненого нелінійного елемента (б)

Для нелінійної частини вихідний сигнал розкладемо на ряд Фур'є, беручи до уваги лише перші гармоніки:

$$x = F(y) \approx a_1 \cdot \sin(\omega t) + b_1 \cdot \cos(\omega t), \quad (5.63)$$

де a_1, b_1 – коефіцієнти ряду Фур'є. З формули (5.62) знаходимо:

$$\sin(\omega t) = (1/A) \pm y; \quad \cos(\omega t) = [(1/A) \cdot \omega] (dy/dt), \quad (5.64)$$

підставляючи вирази (5.64) у (5.63), маємо:

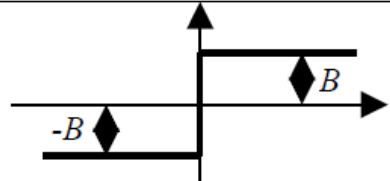
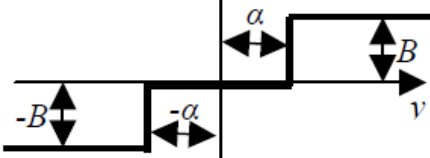
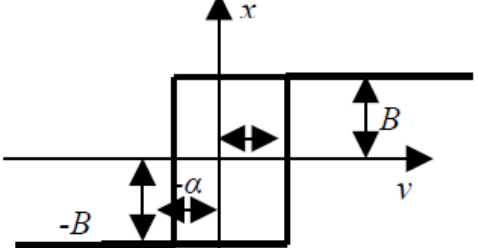
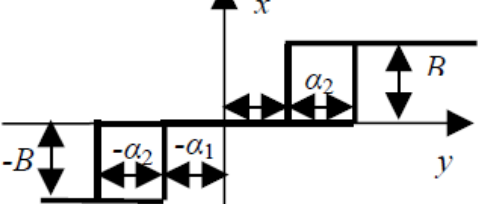
$$x = F(y) \approx \frac{a_1}{A} y + \frac{b_1}{A} \frac{1}{\omega} \frac{dy}{dt} = q_1 y + q_2 \frac{1}{\omega} \frac{dy}{dt}, \quad (5.65)$$

де q_1, q_2 – коефіцієнти гармонічної лінеаризації.

Отже, нелінійна частина позиційної системи замінена на лінійну і є змога скористатись методами аналізу для лінійних систем автоматичного керування.

Коефіцієнти гармонічної лінеаризації для деяких типових нелінійних ланок наведено в табл. 5.4.

Таблиця 5.4 – Коефіцієнти гармонічної лінеаризації деяких типових нелінійних ланок

Типова ланка	Статична характеристика	Коефіцієнти гармонічної лінеаризації	
		q_1	q_2
1. Ідеальна релейна		$\frac{4B}{\pi a}$	0
2. Релейна із зоною нечутливості		$\frac{4B}{\pi A} \sqrt{1 - \frac{a^2}{A^2}}$	0
3. Релейна із гістерезисом		$\frac{4B}{\pi A} \sqrt{1 - \frac{a^2}{A^2}}$	$-\frac{4Ba}{\pi A^2}$
4. Релейна із зоною нечутливості та гістерезисом		$\frac{2B}{\pi A} \sqrt{1 - \frac{a_2^2}{A^2}} + \sqrt{1 - \frac{a_1^2}{A^2}}$	$\frac{2B}{\pi A} (a_2 - a_1)$

Примітка. Величина a – зона нечутливості (гістерезис) – параметр настройки регулятора; A – амплітуда автоколивань.

Імпульсні системи автоматичного керування складаються з імпульсного пристрою та безперервної частини системи керування. Як відомо [4,5], створення дискретних сигналів імпульсними пристроями здійснюється на ґрунті амплітудно-імпульсної, широтно- та частотно-імпульсної модуляцій. У цьому разі здійснюється квантування за часом. Якщо при цьому виконувати квантування за рівнем, то це вже буде характерна риса цифрової системи (квантування за рівнем здійснюється спеціальними пристроями – аналого-цифровими перетворювачами).

Замкнені імпульсні та цифрові системи автоматичного керування можуть бути зведені до структур на рис. 5.18, а, б. У свою чергу, кожний імпульсний елемент можна подати у вигляді послідовного з'єднання найпростішого імпульсного елемента та формуючого ланцюга (рис. 5.18, в).

Найчастіше використовують формуючі ланцюги у вигляді фіксаторів нульового та першого порядків, їхні динамічні властивості описуються передавальними функціями:

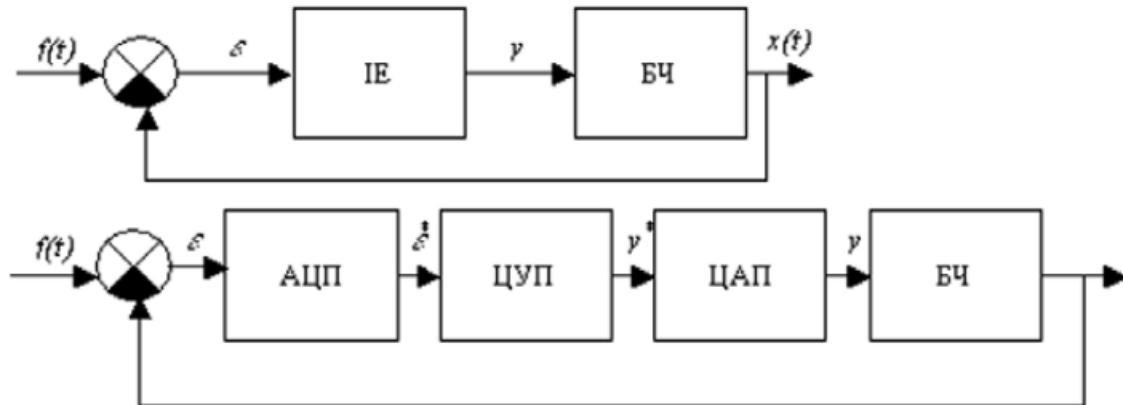
- фіксатор нульового порядку:

$$W_{\phi 0}(p) = \frac{K_i(1 - e^{-Tp})^2}{p}, \quad (5.66)$$

де K_i – коефіцієнт передачі; T – період квантування;

- фіксатор першого порядку:

$$W_{\phi 1}(p) = \frac{K_i(1 - e^{-Tp})^2}{p^2}. \quad (5.67)$$



ІЕ – імпульсний елемент; БЧ – безперервна частина системи (об’єкт керування); АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ЦУП – цифровий керуючий пристрій; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

Рис. 5.18. Структура імпульсної (а) та цифрової (б) систем автоматичного керування:

Фіксатор нульового порядку перетворює входні імпульси на послідовність прямокутних імпульсів із тривалістю T . Часові процеси при цьому матимуть вигляд як на рис. 5.19.

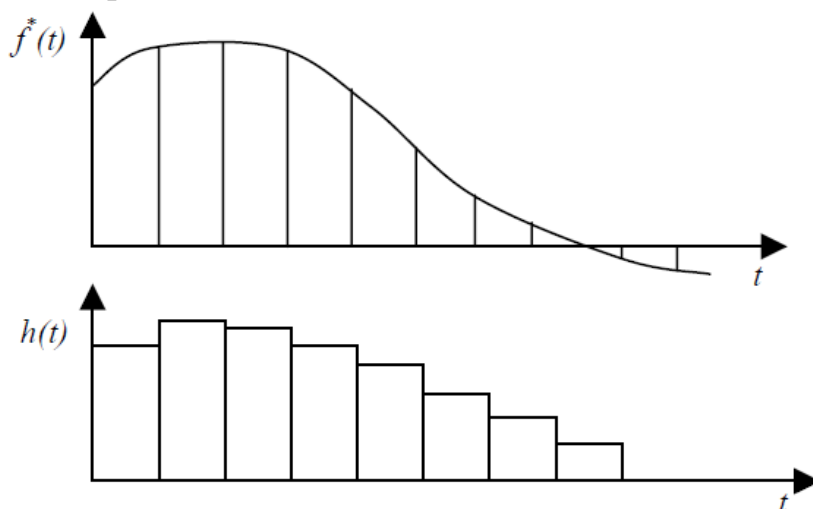


Рис. 5.19. Часові процеси у фіксаторі нульового порядку

Цифрові системи досліджують за ґратчастими функціями, значення яких визначають у дискретні моменти часу:

$$t = nT, \quad (5.68)$$

де n – ціле додатне число.

Заміна безперервної функції на ґратчасту здійснюється у вигляді:

$$f(t) = f[nT] = f(n). \quad (5.69)$$

Аналогом першої похідної безперервної функції для ґратчастої є:

- пряма послідовність:

$$\Delta f(n) = f[n + 1] - f[n] \quad (5.70)$$

- обернена послідовність:

$$\Delta f(n) = f[n] - f[n - 1]. \quad (5.71)$$

Аналогом другої похідної безперервної функції для ґратчастої є:

- пряма послідовність:

$$\Delta^2 f[n] = \Delta f[n + 1] - \Delta f[n] = f[n + 2] - 2f[n + 1] + f[n]; \quad (5.72)$$

- обернена послідовність:

$$\Delta^2 f[n] = \Delta f[n] - \Delta f[n - 1] = f[n] - 2f[n - 1] + f[n - 2]. \quad (5.73)$$

Як аналоги диференційних рівнянь можна розглядати різницеві рівняння (рівняння в кінцевих різницях). За умов використання обернених послідовностей лінійні неоднорідні різницеві рівняння мають вигляд:

$$b_0 \Delta^m y[n] + b_1 \Delta^{m-1} y[n] + \dots + b_m y[n] = f[n], \quad (5.74)$$

де $f[n]$ – задана ґратчаста функція; $y[n]$ – ґратчаста функція, яку потрібно знайти.

Якщо від формул (5.70) та (5.74) перейти до дискретних, то можна дістати різницеве рівняння в іншому вигляді:

$$a_0 y[n] + a_1 y[n-1] + \dots + a_m y[n-m] = f[n]. \quad (5.75)$$

Різницеве рівняння (5.75) можна розглядати як рекурентне співвідношення, що дає змогу визначити значення $y[n]$ для $n=0, 1, 2, \dots$ за умов, що значення функції в правій частині рівняння (5.75) та початкові умови $y[n-1], \dots, y[n-m]$ відомі.

Приклад 5.5. Маємо диференційне рівняння, що описує динамічні властивості об'єкта керування: $T_0(dy/dt) + y = k_0 x$. Записати різницевий його аналог розв'язання та рішення для умов:

$$T_0 = 1 \text{ с}, k_0 = 1; y[n-1] = 0, x[n] = 1. \text{ З виразу (5.71) маємо:}$$

$$\begin{aligned} T_0 \Delta y[n] + y[n] &= k_0 x[n]; \\ T_0 (y[n] - y[n-1]) / T + y[n] &= k_0 x[n]; \\ y[n] &= (k_0 x[n] \Delta [+ T_0 y[n-1]]) / (T_0 + T). \end{aligned} \quad (5.76)$$

Якщо час квантування $T = 1$ с, то розв'язання можна записати для зазначених умов в табл. 5.5 (графічне зображення представлено на рис. 5.20).

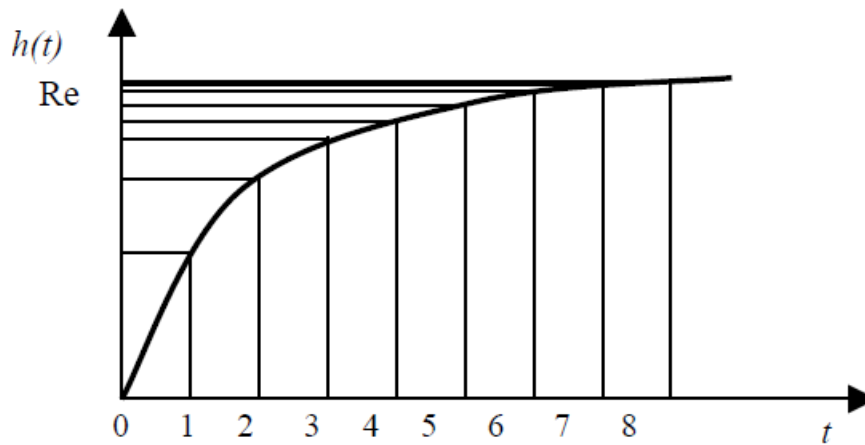


Рис. 5.20. Графічне зображення до прикладу 5.5

Таблиця 5.5 – Розв’язання до прикладу 5.5

n	0	1	2	3	4
$y[n]$	0,5	0,75	0,85	0,938	0,969

Графічне зображення до прикладу 5.5 наведено на рис. 5.20.

Для розрахунку цифрових систем використовують також дискретне перетворення Лапласа. Так, для незміщеної ґратчастої функції:

$$F^*(p) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]e^{-pnT}. \quad (5.77)$$

Для дослідження цифрових систем широко застосовують також Z -перетворення, згідно з яким:

$$F^*(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]Z^{-n}, \quad (5.78)$$

де $Z = e^{pT}$.

Отже, Z -перетворення практично збігається з дискретним перетворенням Лапласа і відрізняється лише аргументом зображення.

Основні правила та теореми Z -перетворення наведені в табл. 5.6.

Таблиця 5.6 – Основні правила та теореми Z -перетворення

Правила перетворення	Формалізація
1	2
1 .Властивість лінійності	$Z = \left\{ \sum_{\gamma=1}^N C_{\gamma} f_{\gamma}[n] \right\} = \sum_{\gamma=1}^N C_{\gamma} F_{\gamma}[z]$
2. Теорема: запізнення	$Z = \{f[n-m]\} = \sum_{r=-m}^{\infty} f[r]Z^{-(m+r)} =$ $= Z^{-m} \left[\sum_{r=0}^{\infty} f[r]Z^{-r} + \sum_{r=-m}^{\infty} f[r]Z^{-r} \right] =$ $= Z^{-m} \left[F(Z) + \sum_{r=1}^m f[r]Z^r \right]$ <p style="text-align: center;">$r = n - m$</p>
випередження	$Z\{f[n+m]\} = Z^m \left[F(Z) - \sum_{k=0}^{m-1} f[k]Z^{-k} \right]$
3. Зображення різниць	$Z\{\Delta f[n]\} = Z\{f[n-1]\} = (Z-1)/ZF(Z) + Z^{-1}f[-1];$ $Z\{\Delta^k[n]\} = (Z-1)^k F(Z)$
4.Зображення сум	$Z\{\sigma[n]\} = F(Z)/(Z-1);$ $Z\{\sigma^k[n]\} = F(Z)/(Z-1)^k$
5. Розкладання на ряд Лорана	$F(Z) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n]Z^{-1} = f[0] + f[1]Z^{-1} + f[2]Z^{-2} + \dots$

3. Розрахунки і вибір технічних засобів автоматизації

Комплекс технічних засобів системи автоматичного керування складається із регулятора, що реалізує один із відомих алгоритмів керування, та допоміжних приладів, з допомогою яких здійснюється вимірювання, контроль, реєстрація параметрів, що регулюються.

Вибираючи комплекс технічних засобів, потрібно враховувати параметри навколишнього середовища (температуру, тиск, склад середовища, вологість, наявність вібрації, запиленість тощо), розміри та характер об'єкта керування. Крім того, мають бути витримані вимоги до засобів автоматизації за точністю, чутливістю, інертністю, а також за умовами безпеки праці. Бажано застосовувати уніфіковану апаратуру, що полегшує обслуговування системи та дає можливість скоротити кількість запасних приладів і засобів автоматизації.

Комплекс технічних засобів (перш за все контрольно-вимірювальних приладів) потрібно вибирати за такими *метрологічними показниками*:

- для контролю та регулювання виробничих процесів з високою точністю слід застосовувати прилади з класом точності 0,1 зі стандартною шириною поля запису 250 мм;

- для вимірювання, реєстрації та регулювання технологічних процесів, що допускають застосування приладів середньої точності вимірювання та запису, необхідно використовувати прилади з класом точності 0,5 (похибка $\pm 0,5\%$) зі стандартною шириною поля запису 160 мм;

- для мнемосхем, пультів, а також контролю та сигналізації в системах автоматичного регулювання, що не потребує високої точності, рекомендуються прилади з класом точності 1 (похибка $\pm 1\%$) зі стандартною шириною поля запису 100 мм;

- шкали показуючих і самописних приладів вибирають, щоб характерні значення вимірюваних величин уклались у другу половину або останню третину шкали; в деяких випадках слід використовувати кілька приладів із різними шкалами для контролю однієї й тієї самої величини при різних режимах роботи (наприклад, температура теплоносія в сушарках при різних режимах сушки продуктів).

Вибираючи контрольні-вимірювальні прилади необхідно враховувати їх інерційність, яка має бути значно менша, ніж інерційність об'єкта керування. Якщо динамічні властивості об'єкта характеризуються передавальною функцією:

$$W_0(p) = \frac{K_0 e^{-\tau_0 p}}{T_0 p + 1}; \quad (5.79)$$

а динамічні властивості вимірювальної системи:

$$W_\varepsilon(p) = \frac{K_\varepsilon e^{-\tau_\varepsilon p}}{T_\varepsilon p + 1}; \quad (5.80)$$

то при виборі метода та засобів вимірювання контрольованої та регульованої величини потрібно виходити із умов, що:

$$\tau_\varepsilon \leq (0,2 \dots 0,3) \tau_0; \quad T_\varepsilon \leq (0,2 \dots 0,3) T_0. \quad (5.81)$$

Передавальні функції вторинних приладів (електронних мостів, потенціометрів, засобів для вимірювання тиску, витрати та ін.) можна подати у вигляді інерційної ланки першого порядку без запізнювання:

$$W_\varepsilon(p) = k_{\varepsilon.m.} / (T_{\varepsilon.m.} p + 1), \quad (5.82)$$

де $T_{\varepsilon.m.} \approx 0,1 t_{в.с.}$, $t_{в.с.}$ – час проходження показником 100 % шкали при повному навантаженні.

Для визначення числового значення параметра використовують показуючі прилади, які поділяють на прилади з рухомою стрілкою, рухомою шкалою та цифрові. Вид відлікового пристрою вибирають за функціональним призначенням всього приладу (табл. 5.7).

Таблиця 5.7 – Рекомендації щодо вибору показуючих пристроїв

Призначення приладу	Вид відлікового пристрою		
	з рухомою стрілкою	рухомою шкалою	цифрові
1. Відлік числового значення параметра	Допустимо	Допустимо	Рекомендується
2. Контроль надходження параметра до зони "норма"	Рекомендується	Не рекомендується	Не рекомендується
3. Установка та дотримання заданого параметра (стабілізувальні автоматичні системи)	Те саме	Допустимо	Допустимо
4. Слідкування	Те саме	Те саме	Не рекомендується

При виборі комплексу технічних засобів перевагу слід віддавати тим, що входять до Державної системи приладів та засобів автоматизації (ДСП). ДСП за видом енергії, що використовується, складається з *електричної, пневматичної та гідравлічної* гілок.

Електрична гілка поділяється на *аналогову та дискретну*.

Електрична аналогова гілка має елементи з уніфікованими вихідними сигналами: 0–5 і 0–20 мА постійного струму; 0–10 і 0–100 мВ, 0–1 і 0–10 В постійного струму; 0–0,25, 0–0,5, 0–1 і 0–2 В змінного струму частотою 50 і 400 Гц та ін.

У системах із елементами ДСП можливе застосування пристроїв із нестандартним виходом, проте в цьому разі система має комплектуватись додатковими пристроями-перетворювачами (нормувальні перетворювачі), що перетворюють нестандартний сигнал на уніфікований. Вони зв'язуються датчиками із вторинними пристроями (регуляторами, сигналізаторами, обчислювальною технікою).

Електрична дискретна вітка ДСП складається із релейних, імпульсних і цифрових датчиків (із релейним і цифровим виходом), аналого-цифрових перетворювачів, цифрових регуляторів, цифрової обчислювальної техніки, дискретних та кодових виконавчих механізмів. Ця вітка ще недостатньо розвинута.

Пневматична вітка ДСП базується на використанні пневматичних приладів і пристроїв, для яких джерелом енергії є стиснуте повітря, а носієм інформації – пневмосигнал. До таких пристроїв і приладів належать датчики, вимірювальні перетворювачі, виконавчі механізми з вихідним пневмосигналом. Уніфікований пневмосигнал змінюється в діапазоні 0,02–0,1 МПа. Перевага пневматичних пристроїв полягає в простоті схем та апаратури, надійності їх в роботі, вибухо- та пожежобезпечності.

Гідравлічна вітка ДСП побудована на використанні води як робочої рідини. До її складу входять датчики тиску та розрідження, перепаду тиску, гідравлічні регулятори та гідравлічні виконавчі механізми. Ця вітка також недостатньо розвинута.

3.1. Вибір комплексу технічних засобів лінійних систем автоматичного регулювання

Кожна система автоматичного регулювання (див. рис. 5.8) складається із регулятора та об'єкта керування. До складу регулятора входять: підсилювач; ланка місцевого зворотного зв'язку (формульальний пристрій); виконавчий механізм; регулювальний орган; первинний перетворювач. Враховуючи, що властивості об'єктів керування надзвичайно різноманітні, регулятори, що випускаються нашою промисловістю, здебільшого не комплектуються виконавчими механізмами, регулювальними органами та датчиками. Їх на стадії проектування системи автоматики потрібно вибирати окремо. Тому вживають такий термін, як "промисловий регулятор" – це сукупність пристроїв в одному корпусі, які формують певний алгоритм керування. До того ж під час формування алгоритму керування головну роль відіграє місцевий зворотний зв'язок. Це можна показати у вигляді (рис. 5.21):

$$W_p(p) = W_n(p) / (1 + W_m(p)W_n(p)) = K_n / [1 + W_m(p)K_n], \quad (5.83)$$

де $W_p(p)$ – передаточна функція промислового регулятора; $W_n(p) = K_n$ – передавальна функція підсилювача в прямій вітці; $W_m(p)$ – передаточна функція ланки місцевого зворотного зв'язку.

Поділивши чисельник і знаменник (5.83) на K_n , матимемо:

$$W_p(p) = 1 / [1/K_n + W_m(p)] \approx 1/W_m(p). \quad (5.84)$$

Вираз (5.84) справедливий, якщо $K_n \gg 1$.

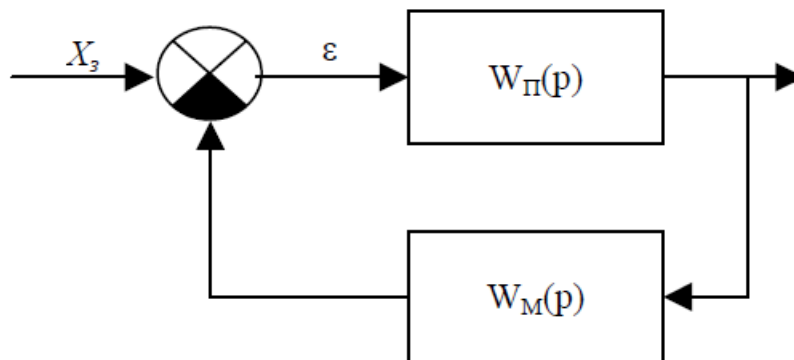
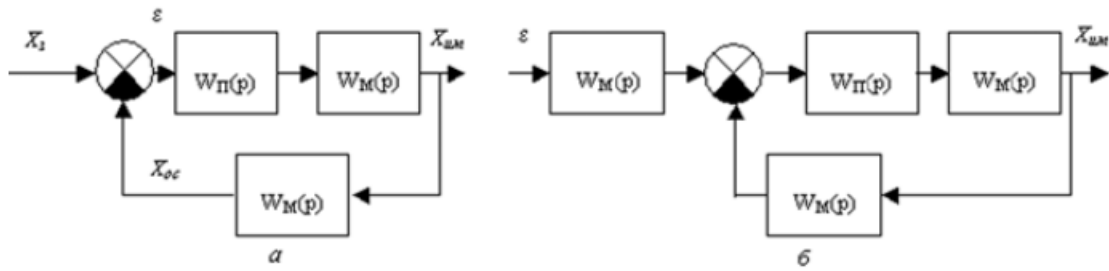


Рис. 5.21. Структурно-алгоритмічна схема узагальненого промислового регулятора

Отже, динамічні властивості промислового регулятора визначаються динамічними властивостями ланки місцевого зворотного зв'язку.

Вибір промислових регуляторів. Пропорційний (П) промисловий регулятор має лише одну структурну схему його реалізації (рис. 5.22).



a – без додаткового підсилювача; *б* – з додатковим підсилювачем

Рис.5.22. Структурно-алгоритмічна схема П-регулятора:

Як видно, підсилювач та виконавчий механізм охоплені жорстким зворотнім зв'язком, який вводиться за положенням виконавчого механізму (рідше – регульовального органа). В електричних П-регуляторах виконавчий механізм – це, здебільшого, одно-обертовий електродвигун із редуктором типу МЭО. Його динамічні властивості описуються передаточною функцією:

$$W_{в.м.}(p) = 1/(T_{в.м.}p), \quad (5.85)$$

де $T_{в.м.}$ – стала часу виконавчого механізму.

Промисловий П-регулятор реалізує пропорційний алгоритм з деякою похибкою. Це можна показати (рис. 5.22, *a*) у вигляді:

$$\begin{aligned} W_n(p) &= \frac{K_n W_{в.м.}(p)}{1 + K_n W_M(p)_3} = \frac{K_n \frac{1}{T_{в.м.}p}}{1 + \frac{K_n K_3}{T_{в.м.}p}} = \frac{K_n}{T_{в.м.}p + K_n K_3} = \\ &= \frac{1}{K_3} \cdot \frac{1}{\frac{T_{в.м.}}{K_n K_3} p + 1} = K_p \frac{1}{T_\delta p + 1} = K_p W_\delta(p), \end{aligned} \quad (5.86)$$

де K_3 – коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку; $T = \frac{T_{в.м.}}{K_3 K_n}$ – стала часу баластної ланки, що спотворює ідеальний пропорційний алгоритм керування; K_p – коефіцієнт передачі пропорційного регулятора; $W_\delta(p) = 1/(T_\delta p + 1)$ – передавальна функція баластної ланки.

Аналіз виразу (5.86) дає змогу встановити, що чим більший коефіцієнт передачі підсилювача в прямому каналі, тим точніше реалізується пропорційний алгоритм керування. Похибка буде також зменшуватись і за рахунок збільшення K_3 . Проте це призводить до зменшення коефіцієнта передачі регулятора, що не бажано. Для зменшення такого недоліку в промисловому П-регуляторі часто передбачають додатковий підсилювальний пристрій величини непогодження, який не охоплюється місцевим зворотним зв'язком. У цьому разі коефіцієнт передачі регулятора:

$$K_p = K_\varepsilon \cdot /K_3, \quad (5.87)$$

де K_ε – коефіцієнт передачі додаткового підсилювального пристрою.

За такої структури промислового П-регулятора (рис. 5.22, б) коефіцієнт передачі встановлюється так: змінюючи K_s , забезпечують потрібну точність реалізації П-алгоритму керування; змінюючи K_e , забезпечують потрібне значення K_p .

За термінологією заводів-виготовлювачів параметром настройки П-регуляторів є межа пропорційності або діапазон дроселювання – це величина, обернена до коефіцієнта передачі регулятора, %:

$$\sigma = (1/ K_p) \cdot 100, \quad (5.88)$$

де σ – межа пропорційності (діапазон дроселювання).

На стадії проектування відповідний тип П-регулятора вибирають на підставі розрахованого параметра його настройки – коефіцієнта передачі K_p . При цьому застосовують одну з трьох методик (див. п. 5.2.2).

На заданий запас стійкості за амплітудою розраховують коефіцієнт передачі П-регулятора, маючи передаточну функцію об'єкта керування, за якою будують його АФХ (рис. 5.23).

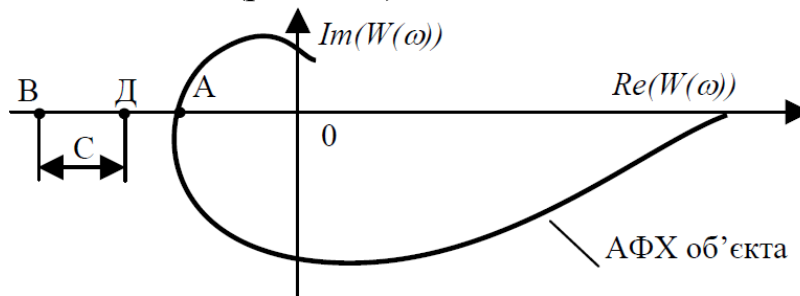


Рис. 5.23. Розрахунок коефіцієнта передачі П-регулятора на заданий запас стійкості системи за амплітудою

Згідно з цим рисунком можна стверджувати, що для забезпечення потрібного запасу стійкості C годограф АФХ розімкненої системи має пройти через точку D . Тому можемо записати:

$$W_{роз}(j\omega) = \overline{OD} = W_n(j\omega)W_o(j\omega) = K_p W_o(j\omega) = K_p \overline{OA_\pi}$$

$$K_p = \frac{\overline{OD}}{\overline{OA_\pi}} = \frac{OB - C}{OA_\pi} = \frac{1 - C}{OA_\pi}. \quad (5.89)$$

Векторна рівність перетворюється на скалярну тому, що згідно з рис. 5.23 маємо лише одну частоту $\omega\pi$ (частоту, за якої точка годографа міститься на від'ємній дійсній півосі). На практиці часто беруть запас стійкості за амплітудою $C = 0,56$, тому:

$$K_p = (1 - 0,56) / OA_\pi = 0,44 / OA_\pi \quad (5.90)$$

Приклад 5.6. Розрахувати коефіцієнт передачі П-регулятора, який має забезпечити запас стійкості системи за амплітудою $C = 0,5$ за умови, що $W_o(j\omega_\pi) = 0,5$:

$$K_p = (1 - C) / W_o(j\omega_\pi) = 1 - 0,5 / 0,5 = 1.$$

На заданий частотний показник коливальності M проводять розрахунок коефіцієнта передачі П-регулятора, маючи передаточну функцію об'єкта, за якою можна побудувати його АФХ. Послідовність розрахунків при цьому така:

- беруть коефіцієнт передачі регулятора $K_p=1$ (при цьому АФХ розімкненої системи автоматичного регулювання збігається з АФХ об'єкта керування);

- проводять промінь під кутом β до від'ємної дійсної півосі; кут $\beta = \arcsin(1/M)$;

- підбираючи радіус, проводять коло так, щоб його центр містився на від'ємній дійсній півосі, а коло дотикалось до АФХ розімкненої системи та променя; це коло буде забороненою зоною, куди не має заходити АФХ розімкненої частини; при цьому забезпечують певну якість (вона визначається M) замкнутої системи;

- визначають дійсний коефіцієнт передачі регулятора $K_p = M / (M_2 - 1) / r$, де r – радіус кола; слід пам'ятати, що масштаби, за якими будують годограф на комплексній площині, мають бути однаковими для дійсної та уявної осей.

Приклад 5.7. Обчислити параметри настройки П-регулятора, якщо частотний показник коливальності $M = 1,6$, а передаточна функція об'єкта:

$$W_o(p) = \frac{0,15e^{-40p}}{150p + 1}.$$

Будуємо АФХ об'єкта. Для цього робимо заміну p на $j\omega$, де $j = \sqrt{-1}$:

$$W(\omega) = \frac{0,15 \cdot e^{-40 \cdot \omega \cdot j}}{150 \cdot \omega \cdot j + 1}.$$

Змінюючи частоту ω від 0 до ∞ , знаходимо дійсну $\text{Re}(W(\omega))$ та уявну $\text{Im}(W(\omega))$ складові АФХ об'єкта керування.

Визначаємо кут $\beta = \arcsin \frac{1}{1,6} = 38,68^\circ$.

Результати побудови наведено на рис. 5.24. Радіус кола із урахуванням масштабу $r=0,038$. Отже, коефіцієнт передачі П-регулятора:

$$K_p = (1,6/1,62 - 1)(1/ 0,038) = 26,9.$$

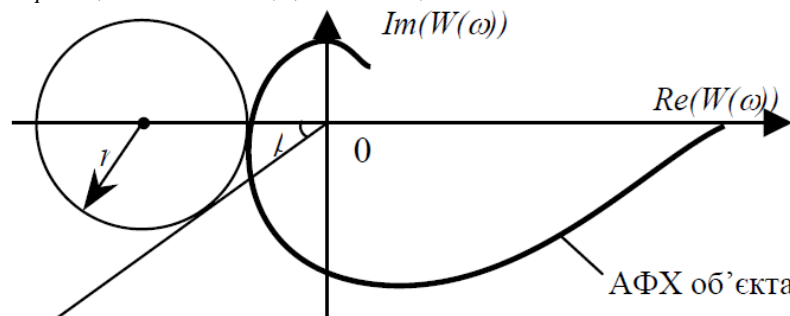


Рис. 5.24. Графічні побудови до прикладу 5.7 (розрахунок коефіцієнта передачі П-регулятора за умов обмеження частотного показника коливальної системи)

На заданий кореневий показник коливальності m можна розрахувати параметр настройки П-регулятора, якщо задана передаточна функція об'єкта керування. Скориставшись системою рівнянь (5.61) стосовно указанного регулятора, можна записати:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}_p(m, \omega) &= -\operatorname{Re}_p^{(-1)}(m, \omega); \\ 0 &= -\operatorname{Im}^{(-1)}(m, \omega). \end{aligned} \quad (5.91)$$

У другому рівнянні системи (5.91) ліва частина містить 0, оскільки уявна складова розширеної АФХ регулятора дорівнює 0.

Приклад 5.8. Розрахувати коефіцієнт передачі П-регулятора, якщо $m = 0,3$,

а передаточна функція об'єкта $W_o(p) = \frac{1}{10p+1} e^{-2p}$.

Розширена АФХ об'єкта:

$$W(\omega) = \frac{1 \cdot e^{-2 \cdot [(-m+j)\omega]}}{10 \cdot (-m+j) \cdot 1};$$

Обернена розширена АФХ об'єкта матиме вигляд:

$$W(\omega) = \left[\frac{1 \cdot e^{-2 \cdot [(-m+j)\omega]}}{10 \cdot (-m+j) \cdot \omega + 1} \right]^{-1}$$

Розв'язавши систему рівнянь:

w:=0,7

Given

$$\operatorname{Im}[(W(w))^{-1}] = 0$$

w:=Find(w) w=0,707

Kr:=1

Given

$$\operatorname{Re}[(W(w) \cdot Kr)^{-1}] = -1$$

Kr:=find(Kr) Kr=4,683

Отримаємо: $K_p = 4,683$.

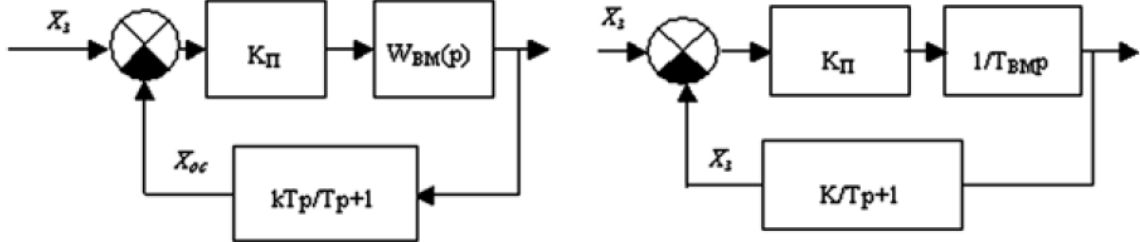
Пропорційно-інтегральний (ізодромний) промисловий регулятор має дві структурні схеми його реалізації. У першій схемі виконавчий механізм охоплюється гнучким місцевим зворотнім зв'язком (рис. 5.25, а). У цьому разі динамічні властивості виконавчого механізму не впливають на формування П-алгоритму керування. Передаточна функція цього регулятора матиме вигляд:

$$\begin{aligned} W_p(p) &= \frac{K_n W_{e.m.}(p)}{1 + \frac{KTp}{Tp+1} K_n W_{e.m.}(p)} = \frac{1}{K} \left(1 + \frac{1}{Tp} \right) \times \\ &\times \frac{K K_n W_{e.m.}(p) Tp}{Tp [W_{e.m.}(p) K K_n + 1] + 1} = K_p \left(1 + \frac{1}{Tp} \right) W_\sigma(p), \end{aligned} \quad (5.92)$$

де $K_p = 1/K$ – коефіцієнт передачі промислового ПІ-регулятора;
 K – коефіцієнт передачі ланки місцевого зворотного зв'язку;

$$W_{\sigma}(p) = \frac{K K_n W_{e.m.}(p) T_p}{T_p [W_{e.m.}(p) K K_n + 1] + 1} - \text{передаточна функція баластного пристрою,}$$

що вносить зміни в ідеальний ПІ-алгоритм керування.



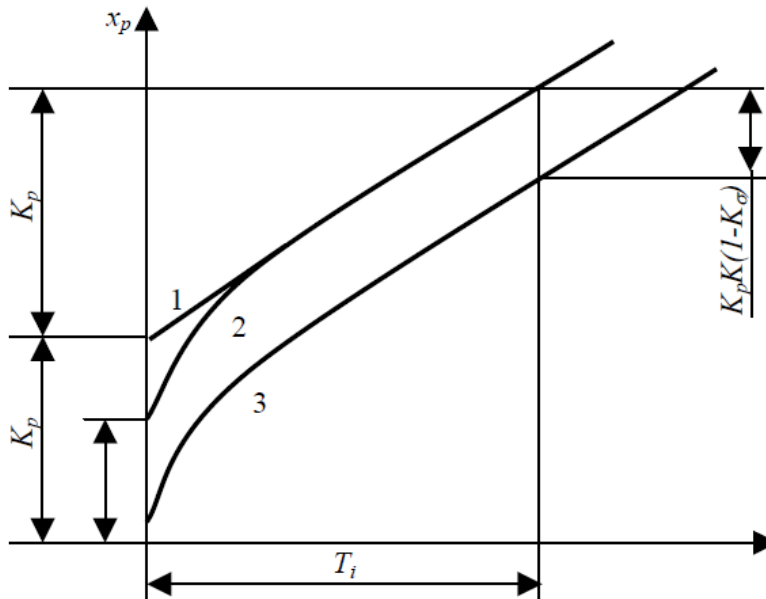
а – виконавчий механізм не бере участі у формуванні алгоритму керування; *б* – виконавчий механізм бере участь у формуванні алгоритму керування

Рис. 5.25. Структури реалізації ПІ-регулятора:

Як видно з виразу (5.92), коефіцієнт передачі регулятора та його час ізодрому визначається параметрами ланки зворотного зв'язку:

$$K_p = 1/K; T_i = T. \quad (5.93)$$

Якщо $K_n \gg 1$, то регулятор ідеально реалізує ПІ-алгоритм, оскільки $W_{\sigma}(p) \approx 1$ (це крива розгону, 1 на рис. 5.26).



1 – за умов, коли коефіцієнт передачі регулятора набагато переважає *1*; *2* – за умов, коли виконавчий механізм не володіє інтегруючими властивостями; *3* – за умов, коли виконавчий механізм зображено володіє інтегруючими властивостями

Рис. 5.26. Криві розгону промислових ПІ-регуляторів:

За першою структурою реалізації ПІ-алгоритм керування (рис. 5.25, *а*) виконавчий механізм може бути безінерційною ланкою; у цьому разі його передаточна функція $W_{e.m.}(p) = K_{e.m.}$, а передаточна функція промислового ПІ-регулятора матиме вигляд:

$$W_p(p) = K_p (1 + 1/T_i p)(K_{\delta} T_{\delta} p) / (T_{\delta} p + 1), \quad (5.94)$$

де $W_\delta(p) = (K_\delta T_\delta p)/(T_\delta p + 1)$ – передаточна функція баластного пристрою;

- коефіцієнт передачі баластного пристрою:

$$K_\delta = \frac{K K_n K_{\text{в.м.}}}{K K_n K_{\text{в.м.}} + 1}, \quad (5.95)$$

- постійна часу баластного пристрою:

$$T_\delta = T(K K_n K_{\text{в.м.}} + 1). \quad (5.96)$$

Криву розгону 2 цього регулятора зображено на рис. 5.26 інтегруючою

ланкою; у цьому разі його передаточна функція $W_{\text{в.м.}}(p) = \frac{1}{T_{\text{в.м.}} p}$, а передаточна функція самого регулятора:

$$W_p(p) = K_p (1 + 1/T_p) K_\sigma / (T_\sigma p + 1), \quad (5.97)$$

де $K_p = 1/K$ – передаточний коефіцієнт регулятора; $T T_i = -$ час ізодрому; $W_\delta(p) = K_\delta / (T_\delta p + 1)$ – передаточна функція баластного пристрою, що вносить спотворення в ідеальний ІІІ-алгоритм керування; $K_\delta = K_n K T_{\text{в.м.}} / (K_n K T + T_{\text{в.м.}})$ – коефіцієнт передачі баластного пристрою; $T_\delta = T T_{\text{в.м.}} / (K_n K T + T_{\text{в.м.}})$ – стала часу баластного пристрою.

Крива розгону промислового ІІІ-регулятора зображена на рис. 5.25 б. Як видно, виконавчий механізм повинен мати інтегруючі властивості $W_{\text{в.м.}}(p) = 1/(T_{\text{в.м.}} p)$ і брати участь у формуванні ІІІ-алгоритму керування. У цьому разі передаточна функція регулятора матиме структури виразу (5.97), проте параметри цієї структури будуть іншими. Коефіцієнт передачі регулятора та час ізодрому:

$$K_p = T/(K T_{\text{в.м.}}); T_i = T. \quad (5.98)$$

Параметри баластного пристрою одержують за формулами:

$$K_\delta = (K_n K)/(K_n K + 1); T_\delta = T/(K_n K + 1) \quad (5.99)$$

Крива розгону цього регулятора наведена на рис. 5.26. Найбільшого поширення в практиці використання набули промислові ІІІ-регулятори, що реалізовані за другою структурною схемою (інтегруючі властивості виконавчого механізму використовуються для формування ІІІ-алгоритму керування). До них належать регулятори Р.25, РС27, РС29.

На стадії проектування розрахунок параметрів настройки ІІІ-регуляторів, за якими їх вибирають, ведуть здебільшого за трьома інженерними методиками.

На заданий запас стійкості за амплітудою. За рис. 5.8 для розімкненої системи з ІІІ-регулятором можна записати:

$$W_{\text{роз}}(j\omega) = K_p [1 - (j/T_i \omega) W_o(j\omega)] = K_p W_o(j\omega) - j [K_p W_o(j\omega)] / (T_i \omega). \quad (5.100)$$

Отже, у разі вмикання ІІІ-регулятора до об'єкта, кожний вектор цього об'єкта збільшуватиметься в K_p раз і до нього ще додаватиметься вектор $[K_p W_o(j\omega)] / (T_i \omega)$ (рис. 5.27а).

Для забезпечення заданого запасу стійкості системи за модулем C при різних співвідношеннях K_p і T_i необхідно, щоб АФХ розімкненої системи проходила через точку D з координатами $(1-C)$, $j0$, тобто вектор $\vec{O\bar{E}_i}$ має описати

у третьому квадранті комплексної площини геометричне місце точок – півколо, радіус якого становить $(1-C)/2$, а центр міститься в точці з координатами $(-(1-C)/2, j0)$ (рис. 5.27, б).

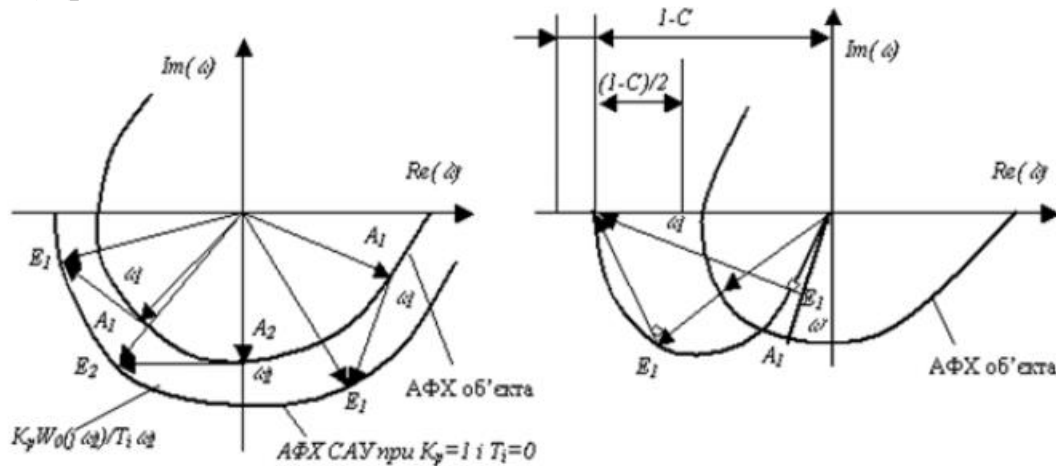


Рис. 5.27. Графічні побудови до методики розрахунку параметрів ПІ-регулятора за умов обмеження системи на заданий запас стійкості за амплітудою

Значення параметрів K_p і T_i , що забезпечують потрібний запас стійкості за амплітудою C , знаходять за виразами:

$$\begin{aligned} \overline{OD} &= W(j\omega_i) = \overline{OE_i} + \overline{E_iD} = \\ &= K_p W_o(j\omega_i) - \frac{K_p W_o(j\omega_i)}{T_i \omega_i} = K_p \overline{OA_i} - j \frac{K_p \overline{OA_i}}{T_i \omega_i} \end{aligned} \quad (5.101)$$

Звідси:

$$\overline{OE_i} = K_p \overline{OA_i} \quad i \quad K_p = \frac{\overline{OE_i}}{\overline{OA_i}}; \quad (5.102)$$

$$\overline{E_iD} = \frac{K_p W_o(j\omega_i)}{T_i \omega_i} = \frac{\overline{OE_i}}{T_i \omega_i}; \quad T_i = \frac{\overline{OE_i}}{\omega_i \overline{E_iD}}. \quad (5.103)$$

Для конкретної частоти вищенаведені векторні співвідношення перетворюються на скалярні.

Оскільки потрібний запас стійкості C може бути забезпечений при різних співвідношеннях K_p та T_i , то постає задача щодо вибору найоптимальнішого співвідношення. Якщо за критерій оптимальності слід вибрати мінімальне значення лінійного інтегрального показника якості перехідного процесу, вважаючи, що об'єкт керування низькочастотний, то оптимальними будуть такі параметри, для яких $K_p/T_i = \max$. Ці параметри можуть бути знайдені у разі проведення дотичної з початку координат до лінії межових співвідношень (осьми координат є K_p та T_i на рис. 5.28).

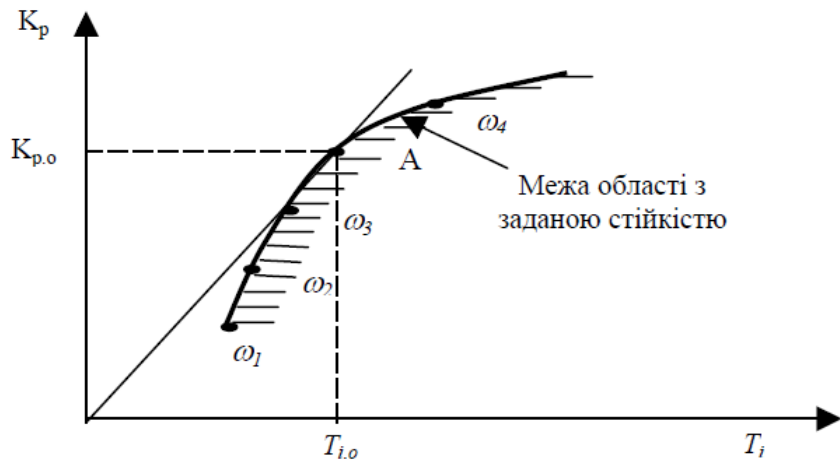


Рис. 5.28. Визначення оптимальних параметрів настройки ПІ-регулятора

Приклад 5.9. Для об'єкта, передаточна функція якого наведена в прикладі 5.6, визначити параметри настройки ПІ-регулятора, які забезпечили б запас стійкості системи за амплітудою $C = 0,6$. АФХ об'єкта керування та допоміжні побудови зображено на рис. 5.29. Результати розрахунку наведені в табл. 5.11 (для розрахунків слід використовувати вирази (5.88) та (5.89)).

Лінія межових співвідношень наведена на рис. 5.30. Як бачимо, оптимальними параметрами настройки ПІ-регулятора є $K_{p.o.}=8,5$; $T_{i.o.}=47,5$.

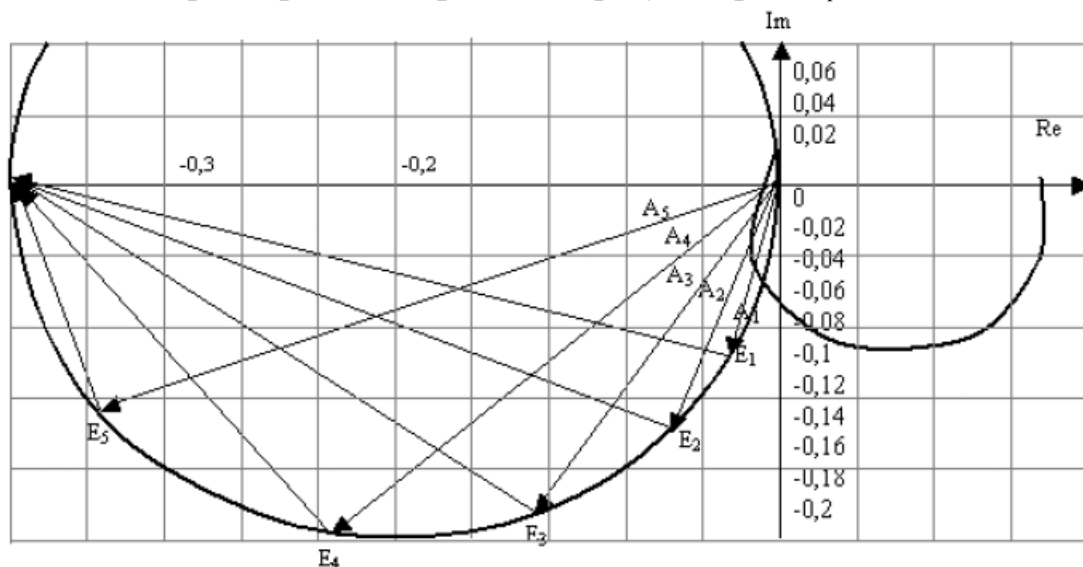


Рис. 5.29. Розрахунок параметрів ПІ-регулятора на заданий запас стійкості системи за амплітудою

Таблиця 5.8 – Результати розрахунків параметрів настройки ПІ-регулятора

ω_i	OE_i	OA_i	$E_i D$	K_p	T_i
0,016	0,96	0,58	3,88	1,66	17,46
0,019	1,56	0,49	3,68	3,18	22,3
0,023	2,4	0,41	3,2	5,85	32,6
0,027	3,04	0,36	1,62	8,44	44,97
0,035	3,62	0,3	1,5	12,1	68,95

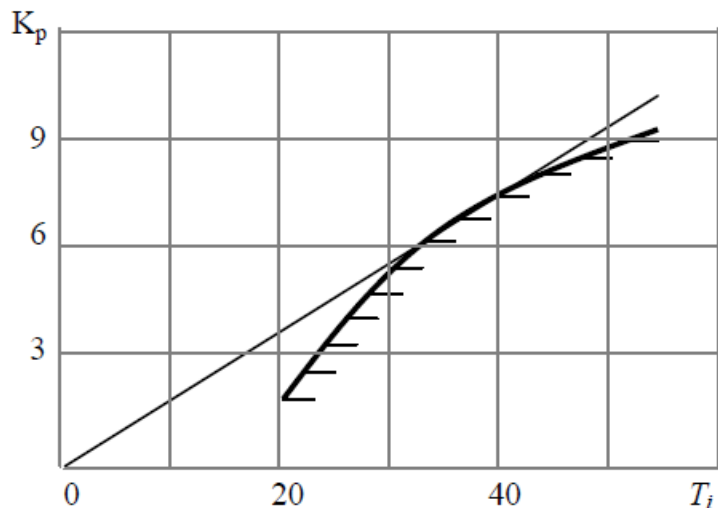


Рис. 5.30. Визначення оптимальних параметрів ПІ-регулятора (до прикладу 5.9)

На заданий частотний показник коливальності. ПІ-регулятор має два параметра настройки. Цей факт зумовлює деякі відмінності застосування такої методики порівняно з П-регулятором. Ці відмінності полягають у побудові АФХ розімкненої системи з ПІ-регулятором. Її будують для кількох значень часу ізодрому T_i та $K_p = 1$:

$$\begin{aligned} W_{роз}(j\omega_i) &= W_p(j\omega_i)W_o(j\omega_i) = K_p(1 + 1/(T_i j\omega_i))W_o(j\omega_i) = \\ &= 1 \cdot W_o(j\omega_i) - j \cdot (1 \cdot W_o(j\omega_i))/(T_i \omega_i), \end{aligned} \quad (5.104)$$

тобто до кожного вектора АФХ об'єкта (для частоти ω_i) потрібно додати вектор (додавання здійснюється у від'ємному напрямі – за годинниковою стрілкою), модуль якого дорівнює $[W_o(j\omega_i)/(T_i \omega_i)]$.

Усі інші пункти методики зберігаються.

Отже, знаходять кілька співвідношень між коефіцієнтом передачі регулятора та часом ізодрому, які забезпечують необхідний частотний показник коливальності M . Вибирають оптимальне значення на підставі лінійного інтегрального показника оптимальності за умов, що об'єкт керування є низькочастотним. Для цього будують лінію межових співвідношень і проводять дотичну з початку координат. Точка дотику дає змогу визначити параметри, що забезпечуватимуть $K_p/T_i = \max$.

Приклад 5.10. Визначити параметри настройки ПІ-регулятора для об'єкта, передаточна функція якого $W_o(w) = \frac{3 \cdot e^{-4p}}{15p + 1}$, якщо частотний показник коливальності має бути $M=1,6$.

Беремо послідовно значення часу ізодрому T_i , с: 40; 70; 100; 120; 150 (для орієнтування перше значення часу ізодрому слід брати одного порядку з часом чистого запізнення об'єкта керування). За виразом:

$$W_z(w) = W_o(w) \cdot K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot w \cdot j} \right)$$

обчислюємо передаточну функцію розімкненої системи та будуємо для вищезазначених значень часу ізодрому її АФХ (рис. 5.31). Проводимо промінь під кутом $\beta=36,8^\circ$ (приклад 5.6). Будуємо коло, що дотикатиметься до АФХ та променя. Коефіцієнт передачі визначаємо за виразом (5.57), використавши величину радіуса кола.

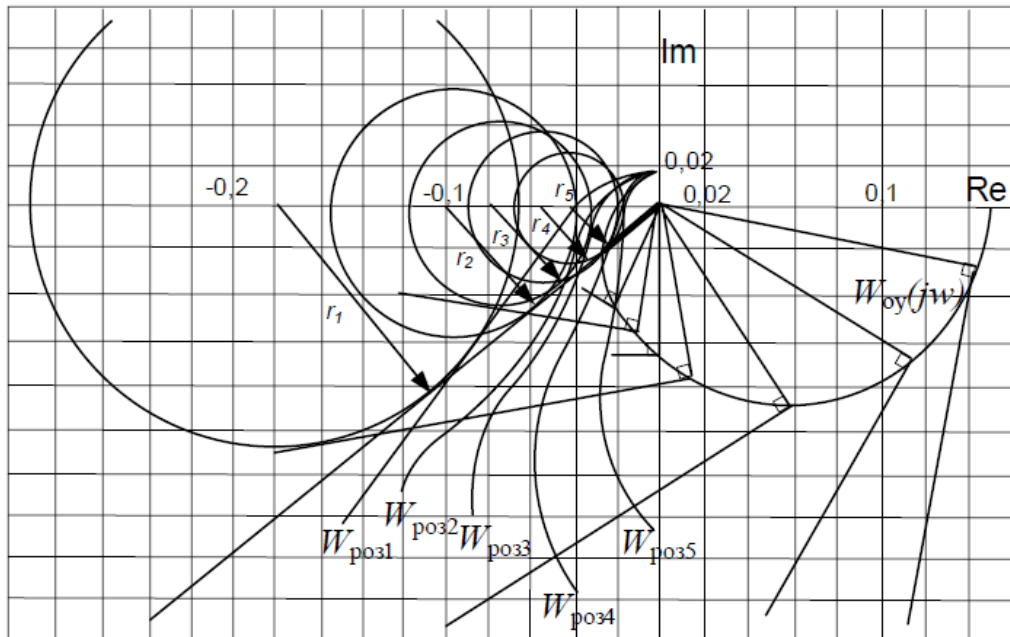


Рис. 5.31. Розрахунок параметрів ПІ-регулятора за умов обмеження частотного показника коливальності системи

Знайдені коефіцієнти передачі регулятора та вибрані раніше значення часу ізодрому дають змогу побудувати лінію межових співвідношень, внаслідок чого можна визначити оптимальні значення K_r та T_i (рис. 5.32). Як бачимо, це 0,28 та 62 с відповідно.

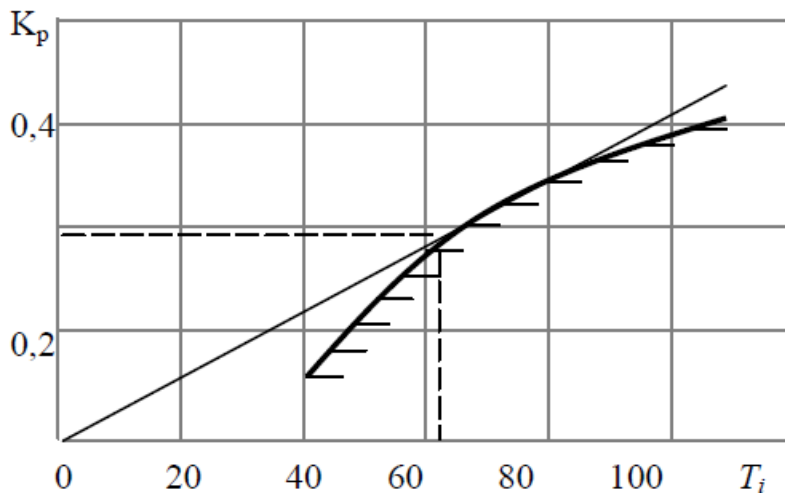


Рис. 5.32. Визначення оптимальних параметрів ПІ-регулятора

Настроювання на заданий кореневий показник коливальності. Для того, щоб скористатись системою рівнянь (5.61), потрібно записати вираз для розширеної АФХ ПІ-регулятора:

$$\begin{aligned}
 W_p[(-m+j)\cdot\omega] &= K_p[1+(1/(-m+j)\cdot\omega\cdot T_i)] = \\
 &= K_p[(1-(m/(m^2+1)\cdot T_i\cdot\omega) - j(1/(m^2+1)\cdot T_i\cdot\omega)],
 \end{aligned}
 \tag{5.105}$$

де $Re_p(m,\omega) = K_p [1 - (m/(m^2+1)\omega T_i)]$ – дійсна складова розширеної АФХ ПІ-регулятора; $Im_p(m,\omega) = K_p / (m^2 + 1) T_i \omega$ – уявна складова розширеної АФХ ПІ-регулятора. Отже, щодо ПІ-регулятора система рівнянь (5.61) матиме вигляд:

$$\left. \begin{aligned}
 K_p \left[1 - \frac{m}{(m^2+1)T_i\omega} \right] &= -Re_o^{(-1)}(m,\omega); \\
 -K_p \frac{1}{(m^2+1)} &= -Im_o^{(-1)}(m,\omega).
 \end{aligned} \right\}
 \tag{5.106}$$

Розв'язок цієї системи дає змогу одержати вирази:

$$K_p = m Im_o^{(-1)}(m,\omega) - Re_o^{(-1)}(m,\omega);
 \tag{5.107}$$

$$T_i = \frac{K_p}{(m^2+1)\omega \cdot Im_o^{(-1)}(m,\omega)}$$

Існують кілька варіантів пошуку оптимальних параметрів настройки ПІ-регулятора:

- перший – *аналітичний*, за яким на підставі формул (5.107) та (5.108), задавши значення частоти можна побудувати лінію межових співвідношень;
- другий – *графоаналітичний*, суть якого полягає в побудові розширених АФХ ПІ-регулятора та оберненої з від'ємним знаком об'єкта керування [вираз (5.60)].

Розширена АФХ регулятора проводиться як промінь під кутом α до дійсної осі:

- на комплексній площині [$\alpha = \arcsin(1/m)$]; це видно на рис. 5.33; по осі абсцис цей промінь відсікає відрізок, довжина якого дорівнює величині коефіцієнта передачі ПІ-регулятора; розширені АФХ регулятора проводять через точки, які були використані;

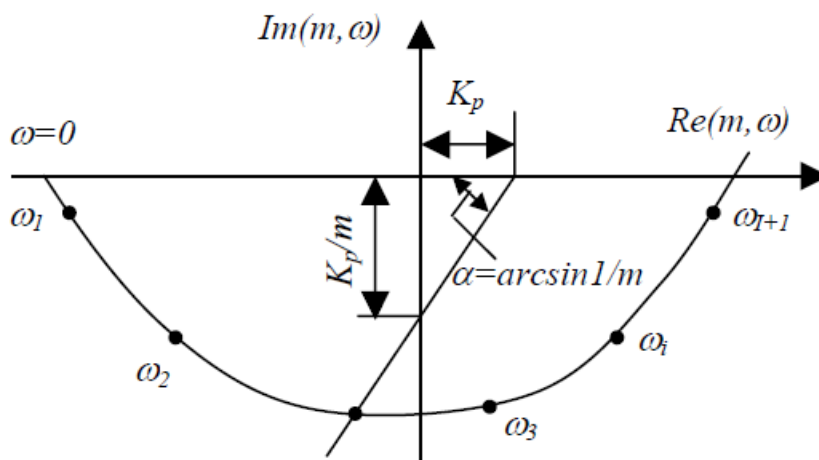


Рис. 5.33. Розширені АФХ об'єкта (обернена) та ПІ-регулятора

- для побудови оберненої з від'ємним знаком розширеної АФХ об'єкта керування (тобто, у цьому випадку їх частоти для точки перетину збігаються, що видно з рис. 5.33); точка перетину вказаних годографів дає можливість визначити

$Im_o^{(-1)}(m, \omega)$, $Im_o^{(-1)} 1(m, \omega)$, – що, у свою чергу, час ізодрому за виразом (5.108); сукупність здобутих K_p і T_i дає змогу побудувати лінію межових співвідношень, а це – оптимальні параметри настройки регулятора;

- третій – *аналітичний*, який дає змогу одразу знайти оптимальні параметри настройки ПІ-регулятора. Для цього слід скористатися виразом (5.108):

$$K_p/T_i = (m^2 + 1)\omega Im_o^{(-1)}(m, \omega). \quad (5.109)$$

Далі потрібно визначити частоту, яка б забезпечила $K_p/T_i = \max$; для цього досліджують вираз (5.95) на екстремум, беручи похідну по ω та прирівнюючи її до нуля:

$$d(K_p/T_i)/d\omega = d[(m^2 + 1)\omega Im_o^{(-1)}(m, \omega)]/d\omega = 0. \quad (5.110)$$

Здобута за формулою (5.110) частота дає змогу знайти єдину на комплексній площині точку для $1/W_o [(-m + j)\omega]$, через яку проводять годограф розширеної АФХ ПІ-регулятора, внаслідок чого можна дістати значення K_p та T_i , для яких $K_p/T_i = \max$.

Приклад 5.11. Визначити параметри настройки ПІ-регулятора для об'єкта, передаточна функція якого наведена в прикладі 5.5, якщо кореневий показник коливальності $m=0,55$.

Скористаємося другим варіантом пошуку оптимальних параметрів настройки – графоаналітичним. Для цього побудуємо розширену з від'ємним знаком обернену АФХ об'єкта керування:

$$-1/W_o [(-m + j)\omega] = [-T(-m + j)\omega + 1]/(Ke^{-(-j+m)\omega\tau}). \quad (5.111)$$

Кут нахилу розширеної АФХ ПІ-регулятора до дійсної осі $\alpha = \arcsin(1/0,55) \approx 61^\circ$.

Годографи побудовано на рис. 5.34. Результати розрахунків за виразом (5.108) (коефіцієнт передачі визначається з рис. 5.34).

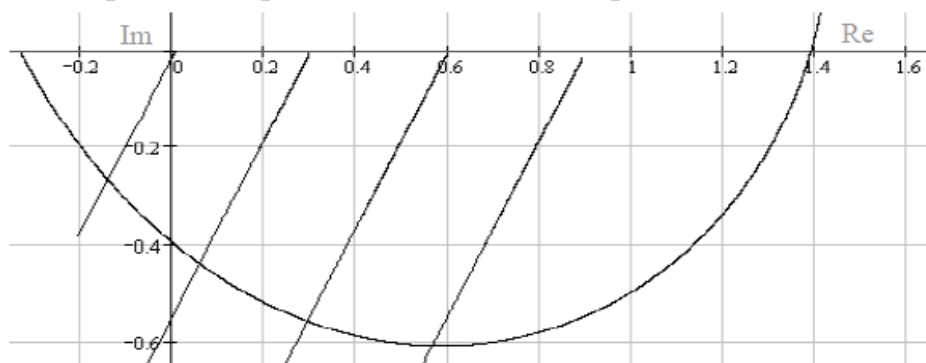


Рис. 5.34. Розширені АФХ (обернені) об'єкта та ПІ-регулятора

Розрахунки дають можливість побудувати лінію межових співвідношень (рис. 5.35) і далі визначити оптимальні параметри настройки ПІ-регулятора: $K_p = 14,5$; $T_i = 80,3$ с.

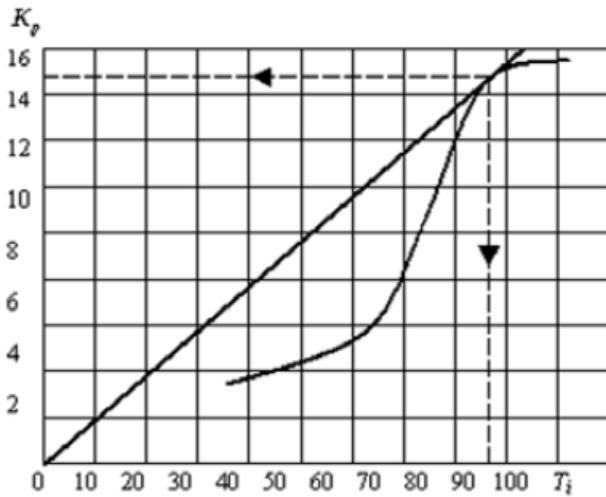
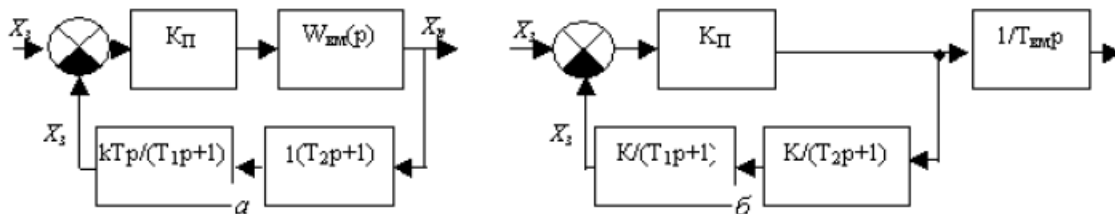


Рис. 5.35. Визначення оптимальних параметрів ПІ-регулятора

Пропорційно-інтегрально-диференційний промисловий регулятор має дві структурні схеми його реалізації. У першій із них виконавчий механізм не бере участі у формуванні ПІД-алгоритму керування, а у другій – бере (рис. 5.36).



а – за умов, коли виконавчий механізм не бере участі у формуванні алгоритму керування; б – за умов, коли інтегруючі властивості виконавчого механізму використовуються у формуванні алгоритму керування

Рис. 5.36. Структурно-алгоритмічні схеми реалізації ПІД-регулятора:

Для першої схеми, як видно, послідовно з'єднані ланки місцевого зворотного зв'язку – це реальна диференціююча ланка та інерційна першого порядку. Параметри настройки регулятора у цьому разі визначають за формулами:

$$K_p = \frac{T_2 + T_1}{K \cdot T_1}; \quad (5.112)$$

$$T_i = T_1 + T_2; \quad (5.113)$$

$$T = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 + T_2}. \quad (5.114)$$

Позначення до виразів (5.112), (5.113) і (5.114) зрозумілі з рис. 5.36 і з виразу (5.50).

Для другої схеми (рис. 5.36, б) виконавчий механізм бере участь у формуванні ПІД-алгоритму керування. Він обов'язково повинен мати інтегруючі властивості (як і для ПІ-регулятора). Два параметри настройки (час ізодрому та час передування) визначаються за виразами (5.113) та (5.114) відповідно (рис. 5.36, б), а коефіцієнт передачі за виразом:

$$K_p = \frac{T_1 + T_2}{KT_{в.м.}}, \quad (5.115)$$

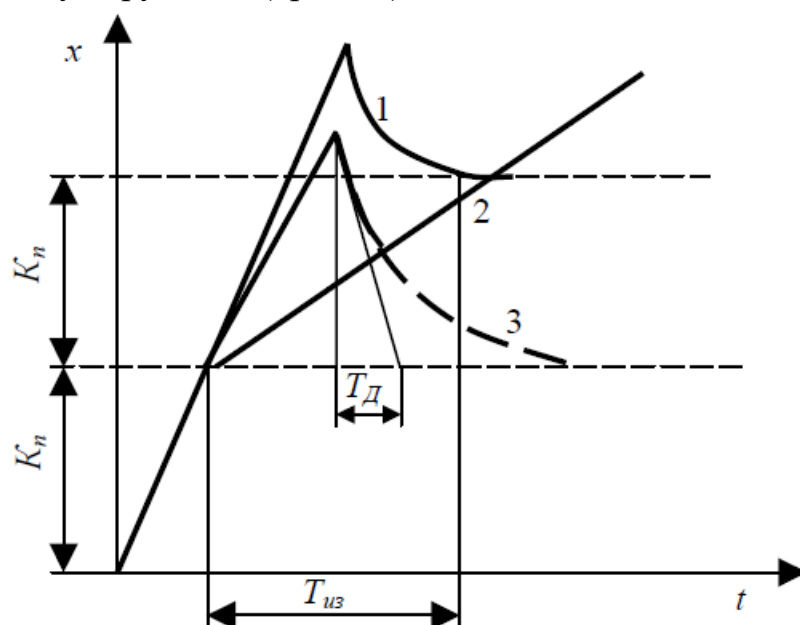
де $T_{в.м.}$ – стала часу виконавчого механізму.

Дуже часто на практиці для реалізації ПД-алгоритму керування використовуються ПІ-регулятори зі спеціальними диференціаторами типу ДЛ-Т та ДЛ-П. Передаточні функції цього пристрою мають вигляд:

$$W_p(p) = K_p(1 + 1/T_i p) + K_d T_d p / (T_d p + 1), \quad (5.116)$$

де K_d та T_d – відповідно коефіцієнт передачі та стала часу диференціатора.

На рис. 5.37 зображена крива розгону об'єднаного регулятора за умов, коли виконавчим механізмом є електродвигун із постійною частотою обертання. Параметри регулятора, що настраюються, можемо отримати, якщо від кривої розгону відняти інтегральну складову 2. У результаті знайдемо складову ПД - алгоритму керування (крива 3).



1 – ПД-регулятора, який складається з промислового ПІ-регулятора та диференціюючої приставки; 2 – крива розгону промислового ПІ-регулятора; 3 – крива розгону ПД-регулятора

Рис. 5.37. Криві розгону:

Як і для попереднього регулятора, для ПД-розрахунку настрайовальних параметрів ведуть за трьома основними методиками.

На заданий запас стійкості за амплітудою. Як відомо, ПД-промисловий регулятор має три параметри настройки: K_p , T_i , та T_n . Згідно з теорією автоматичного керування найкраща якість перехідного процесу спостерігається за умов, коли $T_n/T_i = 0,5$. Ця обставина й використовується для ПД-регулятора. Розрахунки будемо вести за рис. 5.37, як для ПІ-регулятора.

Можемо записати, що:

$$W_p(p) = K_p(1 + 1/(T_i p) + 0,5T_i p). \quad (5.117)$$

Для розімкненої системи (як і за умов використання ПІ- промислового регулятора):

$$W_{роз}(j\omega) = K_p \left[1 - j \left(\frac{1}{T_i \omega} - 0,5 T_i \omega \right) \right] W_o(j\omega) = \quad (5.118)$$

$$= K_p W_o(j\omega) - j K_p W_o(j\omega) \left(\frac{1}{T_i \omega} - 0,5 T_i \omega \right) = \overline{OE_i} + \overline{E_i D} = \overline{OD}.$$

Векторне рівняння (5.118) дає змогу записати, що:

$$K_p = \frac{\overline{OE_i}}{\overline{OA_i}}.$$

Для конкретної частоти векторний вираз (5.119) перетворюється на скалярний:

$$\overline{E_i D} = K_p W_o(j\omega) (1/T_i \omega - 0,5 T_i \omega) = \overline{OE_i} (1/T_i \omega - 0,5 T_i \omega). \quad (5.120)$$

Спрощення виразу (5.106) дає змогу записати остаточно:

$$0,5 \cdot \omega^2 \cdot \overline{OE_i} \cdot T_i^2 + \overline{E_i D} \cdot \omega \cdot T_i - \overline{OE_i} = 0. \quad (5.121)$$

Для конкретної частоти рівняння (5.121) стає скалярним. Його розв'язання відносно T_i дає змогу визначити час ізодрому (значення береться додатне).

За здобутими параметрами K_p та T_i можна побудувати лінію межових співвідношень та знайти оптимальне їх значення. Оптимальне значення часу передування визначається як половина оптимального значення часу ізодрому.

Приклад 5.12. Визначити параметри настройки ПІД-регулятора для об'єкта, передаточна функція якого наведена в прикладі 5.6, запас стійкості системи за амплітудою має становити $C = 0,6$.

Для рівняння (5.121) введемо позначення:

$$-0,5 \overline{OE_i} \omega_i^2 = a; \quad -\left| \overline{E_i D} \right| \omega = b; \quad -\left| \overline{OE_i} \right| \omega = d.$$

Тоді можна записати, що:

$$a T_i^2 + b T_i - d = 0. \quad (5.122)$$

Скориставшись рис. 5.29, проведемо розрахунки параметрів настройки ПІД-регулятора. Результати розрахунків зведено в табл. 5.9. Знайдені співвідношення K_p та T_i дають змогу побудувати лінію межових співвідношень та визначити оптимальні значення K_p і T_i (рис. 5.38).

Таблиця 5.9 – Результати розрахунків параметрів настройки ПІД-регулятора

ω_i	a	b	d	K_p	T_i
0,016	$1,2 \cdot 10^{-4}$	0,062	0,96	1,66	16,7
0,019	$2,8 \cdot 10^{-4}$	0,069	1,36	3,18	20,75
0,023	$6,3 \cdot 10^{-4}$	0,074	2,4	5,85	28,2
0,027	-	-	-	8,44	41,5
0,035	-	-	-	12,1	65,32

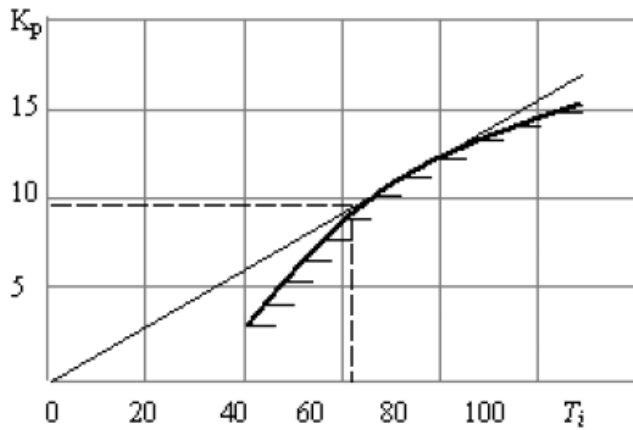


Рис. 5.38. Визначення оптимальних параметрів ПІД-регулятора на заданий запас стійкості системи за амплітудою

Таким чином, оптимальне значення коефіцієнта передачі регулятора $K_{po} = 8,6$, часу ізодрому $T_{io} = 42$, часу передування $T_{no} = T_{io}/2 = 21$.

На заданий частотний показник коливальності. За умов використання ПІД-регулятора АФХ розімкненої системи матиме вигляд:

$$\begin{aligned} W_{роз}(j\omega) &= W_p(j\omega)W_o(j\omega) = K_p(1 - j(1/T_i\omega - T_n\omega))W_o(j\omega) = \\ &= K_pW(j\omega) - j(1/T_i\omega - T_n\omega)K_pW_o(j\omega). \end{aligned} \quad (5.123)$$

Знак уявної складової виразу (5.109) умов залежить від значення частоти. Якщо значення велике, то це буде “-”, якщо мале, то “+”. Цей знак впливає на напрям векторного додавання. В іншому вказана методика, що подібна до методики розрахунку ПІ-регулятора.

Приклад 5.13. Визначити параметри настройки ПІД-регулятора для об’єкта, передаточна функція якого наведена в прикладі 5.5, а частотний показник коливальності має становити $M = 1,6$. Результати розрахунків за виразом (5.123) наведено в табл. 5.10. Розрахунок коефіцієнта передачі, значення якого наведені в табл. 5.10, проводились із використанням рисунка 5.39.

Таблиця 5.10 – Результати розрахунків параметрів настройки ПІД-регулятора

ω	0,003	0,006	0,01	0,021	0,025	0,03	0,043	
$W_o(j\omega_i) \times$ $\times (1/T_i\omega_i - 0,5T_i\omega_i)$	1563	472	216	65	39	19	8	$T_{i1}=20c$ $r_1=9,3$ $K_{p1}=0,18$
	70	55	44	30	22	14	1,1	$T_{i2}=30c$ $r_2=3,8$ $K_{p2}=0,27$
	264	94,2	44,5	-14	-6,4	-8	-13	$T_{i3}=70c$ $r_3=1,8$ $K_{p3}=0,54$

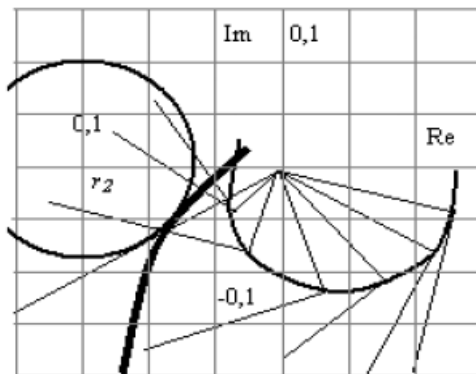
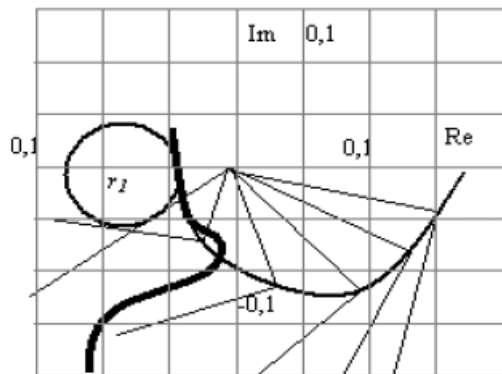
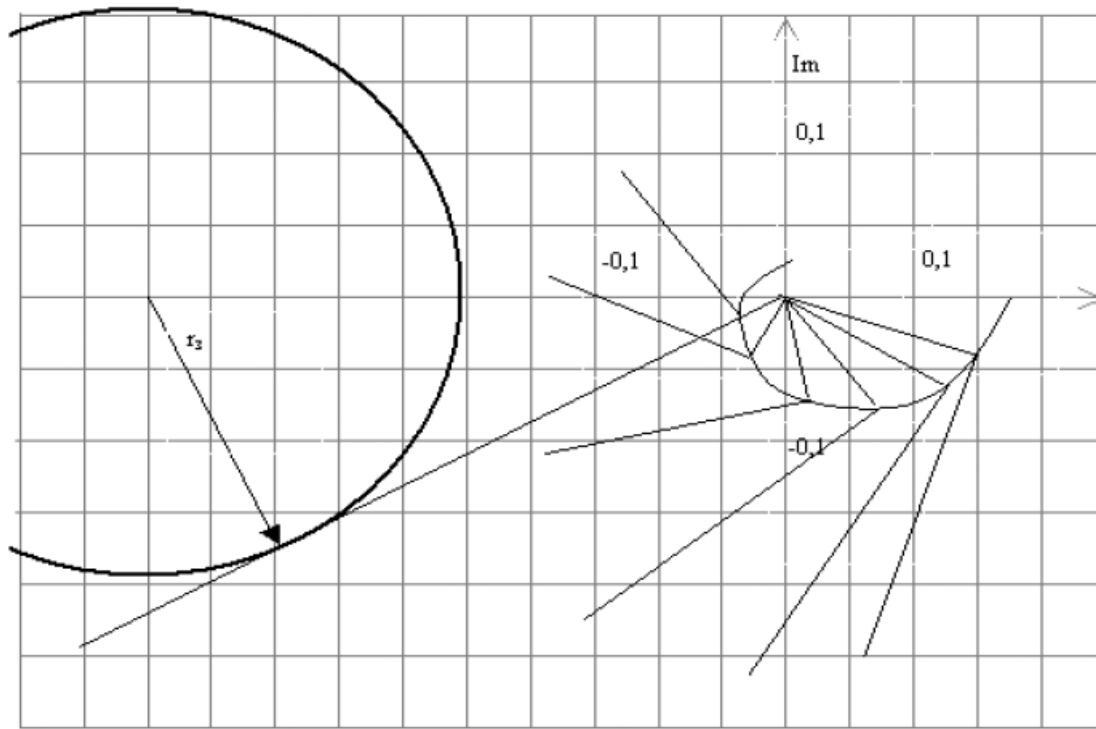


Рис. 5.39. Розрахунок параметрів ПД-регулятора за умов обмеження системи на заданий частотний показник коливальності

Співвідношення K_p та T_i дали змогу побудувати лінію межових співвідношень (рис. 5.40), та визначити оптимальні параметри настройки ПД-регулятора.

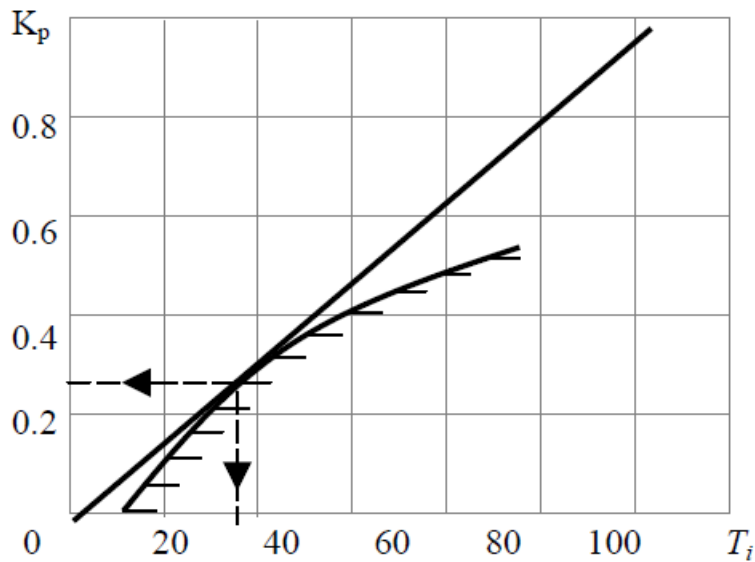


Рис. 5.40. Визначення оптимальних параметрів ПІД-регулятора за умов обмеження системи на заданий частотний показник коливальності

Отже, оптимальними будуть такі значення: $K_{p.o.}=0,32$; $T_{i.o.}=34$; $T_{n.o.}=17$.

На заданий кореневий показник коливальності. Щоб скористатись системою рівнянь (5.61), потрібно мати розширену АФХ ПІД-регулятора:

$$\begin{aligned} W_p[(-m+j)\omega] &= K_p \left[1 + \frac{1}{(-m+j)\omega T_i} + (-m+j)\omega T_n \right] = \\ &= K_p \left[1 + \frac{(-m+j)}{(m^2+1)\omega T_i} - T_n m \omega + j T_n \omega \right] = \\ &= K_p \left\{ \left[1 - \frac{m}{(m^2+1)\omega T_i} - T_n m \omega \right] - j \left[\frac{1}{(m^2+1)\omega T_i} + T_n \omega \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.124)$$

Пам'ятаючи, що найкраща якість перехідного процесу спостерігається за умов, коли $T_n = 0,5T_i$, можна записати:

$$W_p[(-m+j)\omega] = Re_p(m,\omega) - j Im_p(m,\omega), \quad (5.125)$$

$$Re_p(m,\omega) = K_p \left[1 - \frac{m}{(m^2+1)\omega T_i} - 0,5T_i m \omega \right]; \quad (5.126)$$

де

$$Im_p(m,\omega) = K_p \left[\frac{1}{(m^2+1)\omega T_i} + 0,5T_i \omega \right].$$

Щодо ПІД-регулятора система рівнянь (5.61) набере вигляду:

$$\left. \begin{aligned} K_p \left[1 - \frac{m}{(m^2+1)\omega T_i} - 0,5T_i m \omega \right] &= -Re_o^{(-1)}(m,\omega); \\ K_p \left[\frac{1}{(m^2+1)\omega T_i} + 0,5T_i \omega \right] &= Im_o^{(-1)}(m,\omega) \end{aligned} \right\} \quad (5.127)$$

Розв'язання цієї системи рівнянь забезпечуватиметься аналітичним і графоаналітичним варіантами (див. для ПІ-регулятора).

Вибір регулювальних органів. Регулювальний орган – це ланка системи автоматичного керування, що призначена змінювати витрату певного середовища. Найпоширенішими є дросельні регулювальні органи, які являють собою змінний гідравлічний опір (змінюючи гідравлічний опір, досягають зміни витрати середовища зі зміною прохідного отвору). До дросельних регулювальних органів належать: шибери; регулювальні клапани; поворотні заслінки; крани.

Крім дросельних регулювальних органів, широкого розповсюдження набули засоби, що регулюють витрату шляхом зміни натиску: приводи з обертами, що регулюються; гідромуфти; напрямні апарати центrorушійних машин.

Для регулювання витрати сипучих матеріалів використовують різноманітні живильники: дискові; шнекові; стрічкові; скребкові; лопатні та ін. Для регулюючих органів характерні такі параметри:

- пропускна здатність K_γ – витрата рідини з густиною 1000 кг/м^3 , що пропускається регулювальним органом при перепаді тиску на ньому 1 кгс/см^2 ; пропускна здатність вимірюється в кубічних метрах за годину ($\text{м}^3/\text{год}$);

- умовний прохід D_γ – номінальний діаметр проходу в приєднувальних патрубках вимірюється в міліметрах;

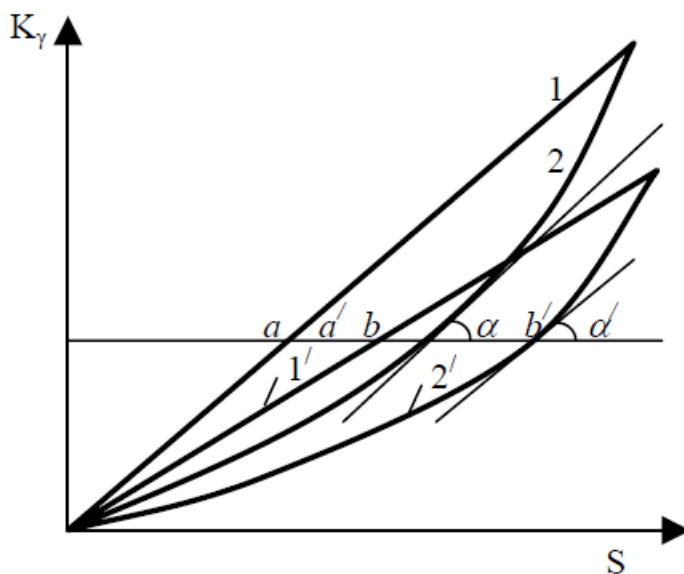
- пропускна характеристика (внутрішня або ідеальна) встановлює залежність пропускної здатності від переміщення затвора $K_\gamma = f(s)$ за умов постійного перепаду тиску; дросельні пристрої, що серійно випускаються, профілюються з лінійною або рівнопроцентною пропускною характеристикою. При лінійній пропускній характеристиці (рис. 5.41), крива 1) приріст пропускної здатності пропорційний переміщенню затвора:

$$dK_\gamma = cds, \quad (5.128)$$

де c – стала величина; s – переміщення затвора.

За умов рівновідсоткової пропускної характеристики, приріст пропускної здатності пропорційний значенню пропускної здатності (рис, 5.41, крива 2):

$$\frac{dK_\gamma}{ds} = cK_\gamma, \quad (5.129)$$



1 – лінійна; 2 – рівновідсоткова

Рис. 5.41. Пропускні характеристики регулювальних органів:

Лінійну пропускну характеристику для регулювального органа слід вибрати тоді, коли збурення на об'єкт керування носять зовнішній характер та пов'язані із зміною витрат рідини, що регулюється споживачем; рівновідсоткову пропускну характеристику слід вибрати, якщо характер збурень – внутрішній, тобто вони пов'язані із зміною тиску в технологічних трубопроводах; указані

обставини дають змогу за різних умов зберегти постійним коефіцієнт передачі регулювального органа (рис. 5.41);

- витратна характеристика – за робочих умов вигляд пропускної характеристики змінюється, що пояснюється зміною перепаду тиску на регулювальному органі; тому регулювальний орган і характеризується витратною характеристикою – це залежність відносної витрати середовища від ступеня відкриття затвора регулювального органа:

$$\mu = f(s), \quad (5.130)$$

де $\mu = \frac{Q}{Q_{max}}$ – відносна витрата середовища; Q – поточне значення витрати; Q_{max} – максимальне значення витрати (у разі повного відкриття затвора);

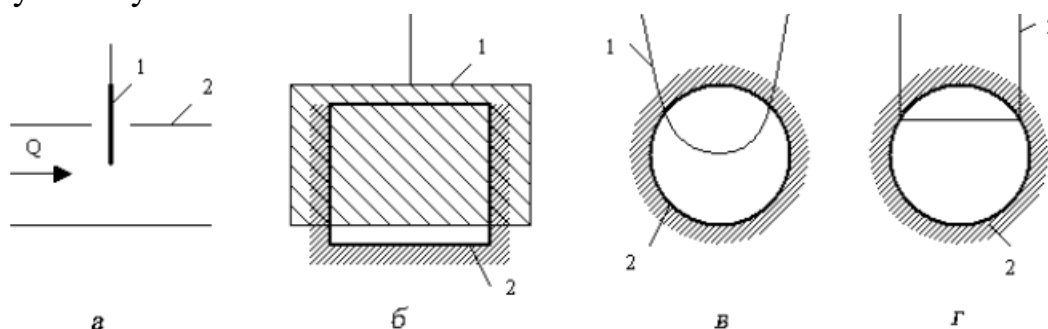
- негерметичність затвора – пропускна здатність у разі повного закриття проходу.

Як уже зазначалось, усі вищенаведені регулювальні органи мають рухомий пристрій, під час переміщення якого змінюється прохідний отвір регулювального органа, а отже, його гідравлічний опір.

Шибери мають затвор, що виготовлюється у вигляді полотна, що переміщується перпендикулярно до напрямку потоку Q (рис. 5.42). Шибери застосовуються для регулювання витрат повітря, газів за незначних статичних тисків (до 1000 кгс/м²). Здебільшого шибери встановлюють на трубопроводах і каналах прямокутного та круглого перерізів. У прямокутних каналах шибери мають, як правило, лінійну конструктивну характеристику (вона встановлює залежність зміни відносного прохідного отвору регулювального отвору від ступеня його відкриття):

$$\frac{F_k}{F_{kmax}} = f(s), \quad (5.131)$$

де F_k – поточне значення площі перерізу каналу; F_{kmax} – найбільше значення площі перерізу каналу.



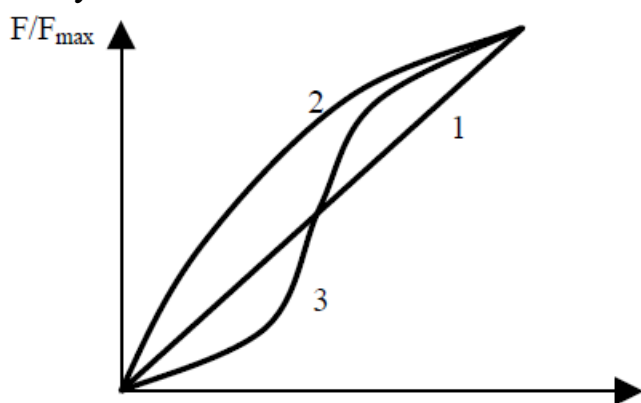
а – загальна схема; *б* – канал (або трубопровід) (2) та рухома частина шибера (1) прямокутного перерізу; *в* – канал (або трубопровід) та рухома частина шибера круглого перерізу; *г* – канал (або трубопровід) круглого перерізу та рухома частина шибера прямокутного перерізу

Рис. 5.42. Конструкції шиберів:

Змінюючи профіль перерізу каналу або профіль дросельного органа, можна здобути конструктивну характеристику шиберу будь-якої форми. Шибери, що встановлюються на трубопроводах круглого перерізу, мають нелінійні конструктивні характеристики (рис. 5.43).

Поворотні заслінки можуть застосовуватись на трубопроводах круглого і прямокутного перерізу, для регулювання витрат рідини, пару, газів при середніх і високих тисках. Профіль перерізу заслінки змінюватиметься у разі її повертання навколо осі, що розташована перпендикулярно до напрямку потоку.

Поворотні заслінки перед шиберами мають ряд переваг. Одна із них полягає в тому, що затвор шиберу значною мірою розвантажений, оскільки сили, які створюються тиском середовища на обидві його половини, частково врівноважуються.



1 – для шиберу та каналу (або трубопроводу) прямокутного перерізу; 2, 3 – канали (або трубопроводи) круглого перерізу

Рис. 5.43. Конструктивні характеристики шиберів:

Конструктивна характеристика поворотних заслінок для прямокутних та круглих трубопроводів визначається рівнянням:

$$F_{з.с.} = F_c \cos \alpha \quad (5.132)$$

де $F_{з.с.}$ – площа проходу між затвором і сідлом; F_c – площа переходу в сідлі; α – кут повороту затвора від положення, при якому прохід закритий.

За конструкцією поворотні заслінки можуть бути: з одним затвором – однолопатні; кількома – багатолопатні; без-упорні; упорні.

Затвор без-упорних поворотних заслінок має форму кола і при закритому проході перебуває у вертикальному положенні (діаметр кола затвора менший за діаметр проходу в корпусі, тому прохід повністю не закривається). В упорних заслінках затвор має еліптичну форму та закриває прохід із меншим зазором (у закритому положенні затвор перебуває під кутом 10–15° щодо вертикалі).

Регулювальні клапани – це один із найпоширеніших видів дросельних регулювальних органів. Вони використовуються для регулювання витрат рідин, пару та газів за будь-яких параметрів середовища.

За кількістю упорних поверхонь регулювальні клапани бувають одно- та дво-сідлоподібними. За конструкцією затвора їх поділяють на тарільчаті, пробкові

та поршневі. Одно-сідлоподібні клапани використовують для малих розмірів проходів (до 15 мм), забезпечуючи герметичність закриття проходу. Дво-сідлоподібні – для великих проходів, за умов, коли середовище має велику в'язкість або вміщує тверді частинки.

Регулювальні крани використовуються для регулювання витрат рідин та газів у трубопроводах невеликого перерізу. Прохідний переріз у них змінюється за рахунок зміщення отвору в затворі під час його повороту відносно перерізу корпусу. Для безперервного регулювання крани використовуються відносно рідко (здебільшого – для двопозиційного).

За конструкцією затвора крани бувають конічними, шаровими та циліндричними (інколи крани з циліндричними затворами можуть бути використані для безперервного регулювання).

Вибираючи регулювальні органи, слід пам'ятати, що їх властивості суттєво впливають на якість перехідного процесу. Як відомо коефіцієнт передачі розімкненої системи визначається за виразом:

$$K_{роз} = K_o K_{p.o.} K', \quad (5.133)$$

де K_o – коефіцієнт передачі об'єкта керування; $K_{p.o.}$ – те саме для регулювального органа; K' – те саме для інших елементів системи.

Отже, значення $K_{p.o.}$ впливає на $K_{роз}$.

У свою чергу $K_{роз}$ впливає на якість перехідного процесу. Тому надзвичайно важливо, щоб $K_{p.o.} = const$. Це можливо лише за умов лінійності витратної характеристики.

Під час вибору регулювальних органів є певна послідовність розрахунків (рис. 5.44):

- обчислюють максимальну пропускну здатність регулювального органа та його умовний діаметр;
- визначають робочий відрізок витратної характеристики;
- знаходять теоретичну витратну характеристику (для клапанів);
- визначають для рідини робочу ділянку кривої зміни перепаду тиску (для газу та пару знаходять лише максимальний та мінімальний перепади тиску).

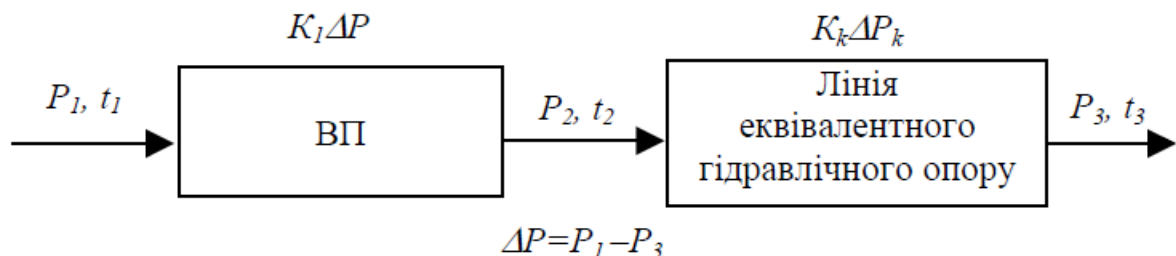


Рис. 5.44. Схема для розрахунку регулювальних органів

Слід зазначити, що за умов регулювання потоку в'язких рідин з індексом в'язкості $Z < 1000$, розрахунок проводять лише за першими двома переліченими пунктами. Індекс в'язкості при цьому визначається за формулою:

$$Z = 420 \frac{Q}{\gamma \sqrt{K_\gamma}}, \quad (5.134)$$

де Q – об’ємна витрата рідини; γ – в’язкість рідини.

Під час розрахунків слід користуватися формулами, наведеними в табл. 5.11.

Таблиця 5.11 – Формули для розрахунку пропускної здатності

Вид гідравлічного опору	Перепад тиску	Витрата		
		рідини Q , м ³ /год	газу G , кг/год	пари G , кг/год
ВП	$\Delta P < P_1/2$	$K_\gamma = Q \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta P}}$	$K_\gamma = \frac{G}{514} \sqrt{\frac{T_1}{\Delta P P_2 \gamma_H}}$	$K_\gamma = \frac{G}{31,6} \sqrt{\frac{V_2}{\Delta P}}$
	$\Delta P \geq P_1/2$		$K_\gamma = \frac{G}{257 P_1} \sqrt{\frac{T_1}{\gamma_H}}$	$K_\gamma = \frac{G}{22,4} \sqrt{\frac{V}{\Delta P}}$
Лінія	$\Delta P_n < P_2/2$	$K_{\gamma_n} = Q \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta P_n}}$	$K_{\gamma_n} = \frac{G}{514} \sqrt{\frac{T_2}{\Delta P_n P_3 \gamma_H}}$	$K_{\gamma_n} = \frac{G}{31,6} \sqrt{\frac{V_3}{\Delta P_n}}$
	$\Delta P_n \geq P_2/2$		$K_{\gamma_n} = \frac{G}{257 P_2} \sqrt{\frac{T_2}{\gamma_H}}$	$K_\gamma = \frac{G}{22,4} \sqrt{\frac{V_1}{P_2}}$

Примітка:

K_γ, K_{γ_n} – пропускна здатність виконавчого пристрою та лінії відповідно;

P_1, P_2, P_3 – абсолютний тиск до ВП, після нього та після лінії відповідно;

$\Delta P = P_1 - P_2$; $\Delta P_n = P_2 - P_3$; $\Delta P_c = P_1 - P_3$ – перепади тиску на ВП, на лінії та в системі;

γ, γ_H – об’ємна маса рідини і газу відповідно при 760 мм рт.ст. та 0 °С;

$T_1 = 273 + t_1$;

$T_2 = 273 + t_2$; t_1, t_2 – температура середовища до і після ВП відповідно;

V, V_1, V_2, V_3 – питомий об’єм пари відповідно при $0,5P_1$ і $t_1, 0,5P_2$ і $t_2, 0,5P_3$ і

t_3 .

Вищерозглянута методика передбачає таку послідовність розрахунків:

- максимальну пропускну здатність одержують за формулою:

$$K_\gamma = Q_{max} \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta P_{min}}} = \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta P_c - \Delta P_{1min}}}, \quad (5.135)$$

де Q_{max} – максимальна витрата;

- регулювальний орган вибирають за даними каталогів за умови, що:

$$K_\gamma \geq 1,2 K_{\gamma max}; \quad (5.136)$$

за розрахунковою пропускною здатністю регулювального органа вибирають необхідний його типорозмір (і за умовним діаметром також); вибраний регулювальний орган матиме певну технічну характеристику (для деяких регулювальних органів вона наведена в табл. 5.12).

Таблиця 5.12 – Технічна характеристика деяких регулювальних органів

D_v мм	K_v т/год	D_v мм	K_v т/год	Примітка	
1	2	3	4	5	
Регулювальні заслінки					
50	20	200	800	Регулювальні заслінки випускають двох типів, легкі – $p_v=6$ кг/см ² , температура до 225°C; важкі – $p_v=6,10$ і 25 кг/см ² , температура 225; 450 і 600°C	
	50	250	500		
			1250		
	32	300	800		
65	80		2000		
	50		1250		
80	125	400	3200		
	80		2000		
100	200	500	5000		
	25		3200		
		600	8000		
150	500	700	5000		Для обох типів допустимий перепад тиску p , кг/см ² : 0,16; 0,25; 0,43; 0,63; 1,0; 1 6; 2,5; 4,0; 6,3; 10 і 16
	320		10000		
			8000		
Регулювальні клапани					
25	4	150	160	Двосідлоподібні регулювальні клапани СИУ випускають з лінійними і логарифмічними характеристиками, і з сальниковими або сільфонними ущільненнями штока, регулювальні і запірно-регулювальні. Клапани із сальником $p_v=16, 40, 64, 100$ і 160 кг/ см ² , температура 120; 225 і 450°C. Клапани із сільфоном – $p_v=16; 40$ і 64 кг/см ² , температура 120 і 225°C	
	6,3		250		
	10		400		
50	25		630		
	40	200	400		
80	63		630		
	100	250	630		
100	63		1000		
	100	300	630		
	160		1000		
125	100		1600		
	160				Односідлоподібні регулювальні клапани СИУ випускають з лінійними і логарифмічними характеристиками, з сальниковими або сільфонними ущільненнями штока, регулювальні і запірно-регулювальні. Клапани із сальниками – $p_v = 10; 16; 40$ і 64 кг/см ² , із сільфоном – $p_v = 16; 40$ і 64 кг/см ² . Максимально допустима температура для клапанів 120; 225 та 450°C
25	250				
	3,2	125	80		
	5		125		
	8		200		
	12	150	125		
50	20		200		
	32				
	50	200	320		
	80				
100	50				
	80				
	125				

Подальші розрахунки регулювальних органів пов'язані з перевіркою можливості витримувати реальні перепади тиску в процесі їхньої експлуатації;
- знаходять пропускну здатність лінії еквівалентного гідравлічного опору за формулою:

$$K_{\gamma n} = Q_{max} \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta P_{lmax}}}, \quad (5.137)$$

де $K_{\gamma n}$ – пропускна здатність лінії еквівалентного гідравлічного опору; ΔP_{lmax} – максимальний перепад тиску в лінії еквівалентного гідравлічного опору;

- дістають відношення перепаду тиску на регулювальному органі при максимальній в и траті до перепаду тиску в лінії:

$$n = K_{\gamma в.н} / K_{\gamma n}, \quad (5.138)$$

- уточнюють перепад тиску на виконавчому пристрої:

$$\Delta P_{в.н} = \Delta P_c / (1 + n^2); \quad (5.139)$$

- визначають витрату рідини через ВП у разі перепаду тиску на ньому $\Delta P_{вн}$:

$$Q_{в.н} = K_{\gamma в.в.} \sqrt{\frac{\Delta P_{в.н}}{\gamma}}; \quad (5.140)$$

- знаходять відносну витрату рідини (максимальну та мінімальну):

$$\mu_{max} = Q_{max} / Q_{в.н}; \mu_{min} = Q_{min} / Q_{в.н}; \quad (5.141)$$

- за вибраною пропускною характеристикою (лінійною або рівно-відсотковою) здобувають відповідну витрату (для знайденого значення n);

- визначають хід затвора регулювального органа, використовуючи для цього витратні характеристики (рис. 5.45);

- знаходять відносні значення перепадів тиску, використовуючи для регулювальних клапанів залежності переходу тиску від ходу затвора для регулювальних клапанів та поворотних заслінок (рис. 5.46) і пам'ятаючи, що відносні перепади тиску розраховуються у вигляді:

$$\beta = \Delta P / \Delta P_c, \quad (5.142)$$

де β – відносний перепад тиску;

- розраховують реальне максимальне значення перепаду тиску, порівнюють його з технічними можливостями регулювального органа та роблять висновки щодо доцільності його експлуатації. Пропускна здатність: $\gamma = 1$ г/см³; $\nu = 0,2$ с; $Q_{max} = 440$ м³/год; $Q_{min} = 220$ м³/год; $t_i = t_2 = 30$ °С; $p_1 = 15$ кгс/см²; $\Delta p_c = 10$ кгс/см²; $\Delta p_{max} = 4$ кгс/см².

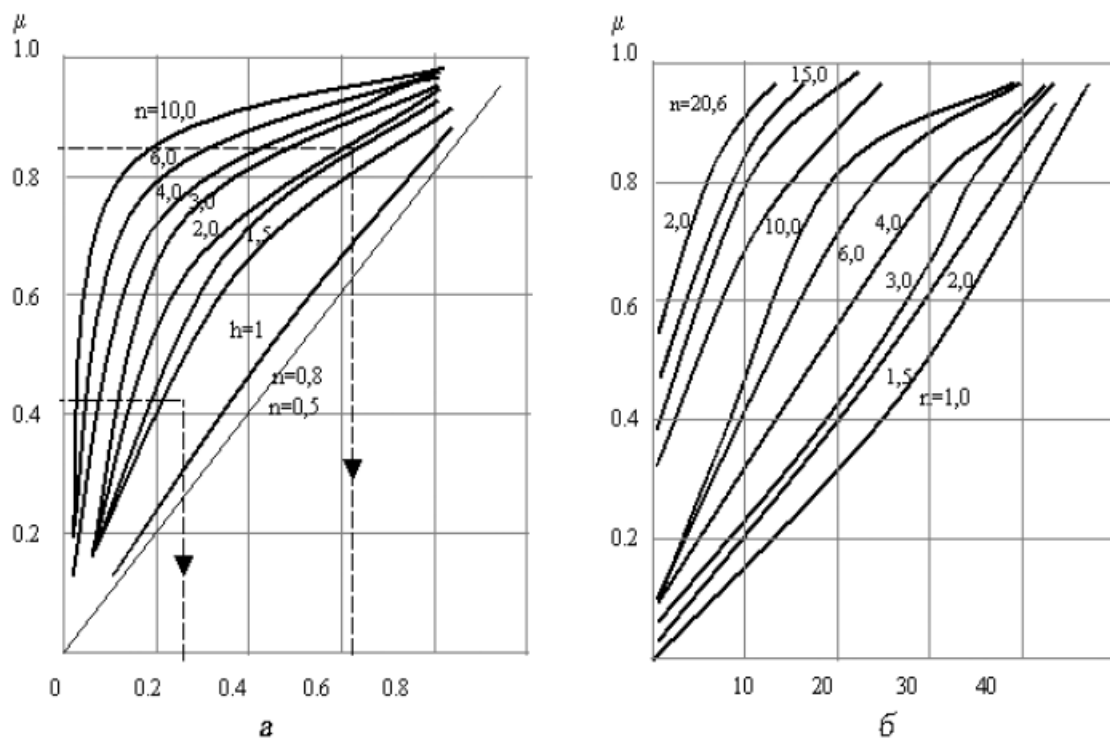


Рис. 5.45. Витратні характеристики для регулювальних клапанів (а) та поворотних заслінок (б)

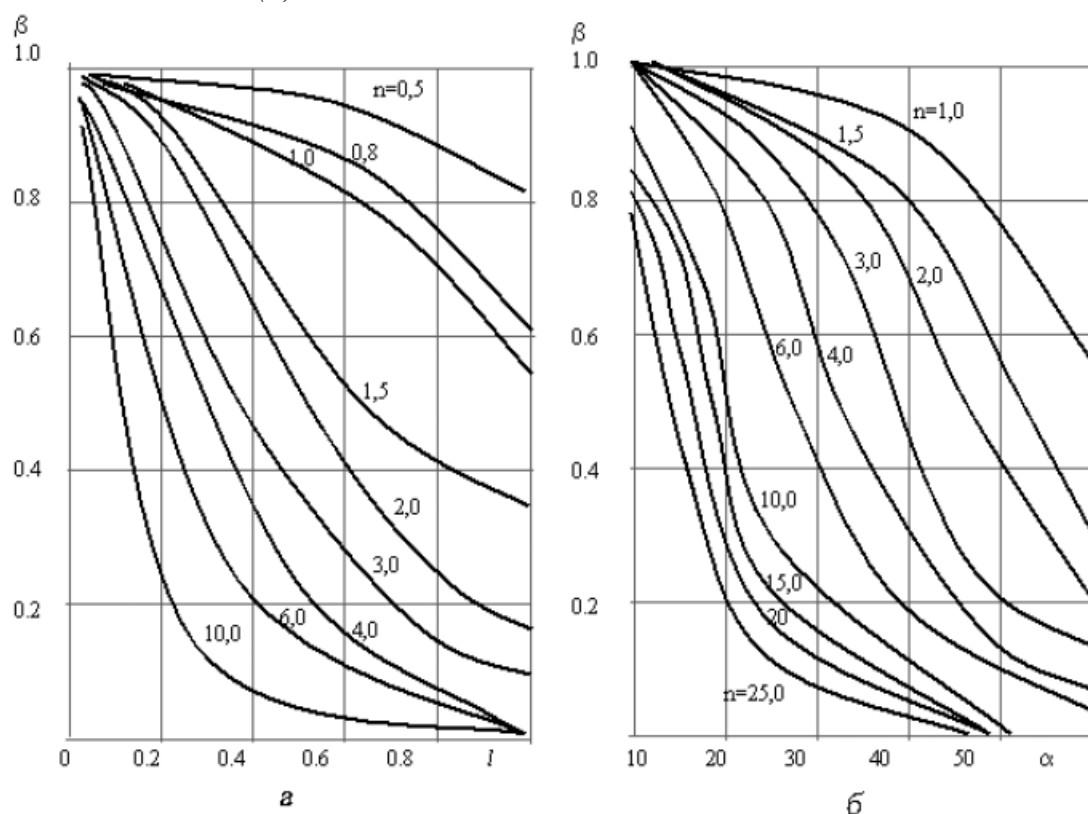


Рис. 5.46. Залежність перепаду тиску від ходу затвора для регулювальних клапанів (а) та поворотних заслінок (б)

Приклад 5.14. Вибрати регулювальний орган для таких умов: середовище, що регулюється, – вода:

$$K_{y_{max}} = Q_{max} \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta p_{max}}} = Q_{max} \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta p_c - \Delta p_{lmax}}} = 440 \sqrt{\frac{1}{10 - 4}} = 180 \text{ м}^3 / \text{год.}$$

Поправку на в'язкість не вводимо, оскільки індекс в'язкості:

$$Z = 420Q/v\sqrt{K_y} = 420 \cdot 440/0,2\sqrt{180} > 1000.$$

За табл. 5.12 вибираємо дво-сідлоподібний регулювальний клапан з умовним діаметром $D_y = 125$ мм та пропускною здатністю $K_{yв.н.} = 250\text{м}^3/\text{год}$. (умова $K_{yв.н.} > 1,2 K_{yв.маx} = 1,2 \cdot 180 = 216$ виконується, оскільки $250 > 216$).

Далі знаходимо робочу ділянку витратної характеристики. Для цього проведемо розрахунки:

$$K_{yл} = Q_{max} \sqrt{\frac{\gamma}{\Delta P_{лmax}}} = 440 \sqrt{\frac{1}{4}} = 220 \text{ м}^3 / \text{год}.$$

$$n = K_{yвв.н.}/K_{yл} = 250 / 220 = 1,14;$$

$$\Delta p_{в.н.} = \Delta p_c / (1 + n^2) = 10 / (1 + 1,14^2) = 4,35 \text{ кгс/см}^2;$$

$$Q_{в.н.} = K_{yвв.н.} \sqrt{\frac{\Delta p_{в.н.}}{\gamma}} = 250 \sqrt{\frac{4,35}{1}} = 521 \text{ м}^3 / \text{год};$$

$$\mu_{max} = Q_{max}/Q_{в.н.} = 440/521 = 0,84;$$

$$\mu_{min} = Q_{min}/Q_{в.н.} = 220/521 = 0,422.$$

За графіком рис. 5.45 вибираємо витратну характеристику ВП, згідно з якою відносний хід затвора регулювального органа:

$$l_{min} = 0,29; l_{max} = 0,73,$$

де $l = S/S_{max}$; S – хід затвора регулювального органа; S_{max} – його максимальне переміщення.

За графіком рис. 5.46 здобуваємо перепад тиску (його відносне значення):

$$\beta_{max} = 0,9; \beta_{min} = 0,6.$$

Абсолютне значення перепаду тиску визначаємо за виразом (5.142):

$$\Delta p_{max} = \beta_{max} \Delta p_c = 0,9 \cdot 10 = 9,0 \text{ кгс/см}^2;$$

$$\Delta p_{min} = \beta_{min} \Delta p_c = 0,6 \cdot 10 = 6,0 \text{ кгс/см}^2.$$

Отже, вибраний регулювальний орган зможе витримати реальні перепади тиску, які виникають під час його експлуатації.

Вибір виконавчих механізмів. Виконавчі механізми з'єднуються безпосередньо з регулювальними органами, переміщують ці органи відповідно до сигналу, що надходить від пристрою, який формує алгоритм керування.

За видом енергії, що споживається, виконавчі механізми поділяють на *електричні*, *пневматичні* та *гідравлічні*. У сільськогосподарському виробництві значного поширення набули електричні виконавчі механізми, які, в свою чергу поділяють на електромагнітні (соленоїдні приводи) та електродвигунні. Вибираючи їх, потрібно вміти розраховувати переставне зусилля або переставний момент, який вони мають розвинути.

Якщо шибер використовують як регулювальний орган, то для переміщення його затвора потрібне зусилля:

$$F = k\Delta p \cdot s + m, \quad (5.143)$$

де F – зусилля для переміщення затвора шибера: k – коефіцієнт тертя (для чавуна по чавуні – 0,15; чавун по сталі – 0,18; сталь по чавуну – 0,14); Δp – перепад тиску на шибері (розраховується за методикою, що наведена вище); s , m – відповідно площа та маса рухомої частини шибера.

Потужність приводу вибирають із великим запасом, оскільки коефіцієнт тертя значно зростає через забрудненість опорної поверхні в процесі експлуатації.

Вибираючи виконавчі механізми до поворотних заслінок, слід враховувати реактивний повертальний момент, що виникає внаслідок неоднакової швидкості потоку через верхню та нижню щілини, а також момент сил тертя в підшипниках. У разі відкриття проходу ці моменти додаються, у разі закриття – віднімаються. Реактивний повертальний момент:

$$M_{нов} = a\Delta p D^3, \quad (5.144)$$

де a – коефіцієнт, що залежить від кута повороту диска (рис. 5.47); Δp – перепад тиску на поворотній заслінці; D – діаметр диска.

Враховуючи, що момент сил тертя важко визначити, переставний момент вибирають у два рази більший за реактивний. Отже,

$$M_{в.м.} = 2M_{нов}, \quad (5.145)$$

де $M_{в.м.}$ – переставний момент виконавчого механізму.

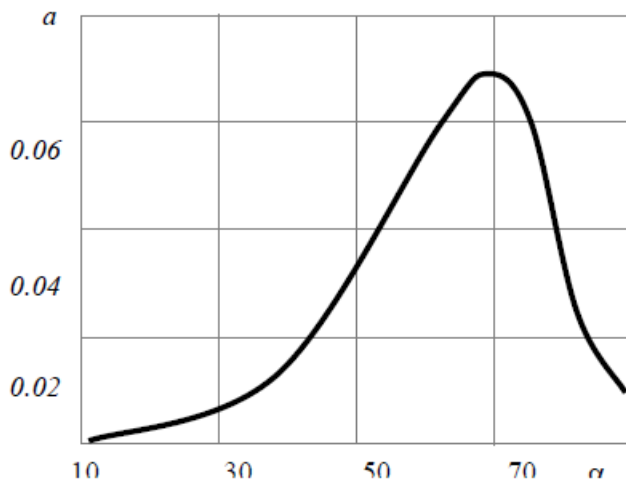


Рис. 5.47. Залежність коефіцієнта a від кута повороту диска заслінки α

Переставне зусилля, що потрібне для перестановки регулювального клапана складатиметься з сили незрівноваженості статичного тиску середовища на затвор, сили тиску середовища на шток, сили тертя штока по сальниковій набивці. Сила статичної незрівноваженості затвора визначають за формулою:

$$F_3 = \Delta p_{max} \Delta S_c, \quad (5.146)$$

де F_3 – сила статичної незрівноваженості; Δp_{max} – максимальний перепад тиску; ΔS_c – різниця в площах верхнього та нижнього сідел (визначається за табл. 5.13).

Таблиця 5.13 – Технічна характеристика регулюючих клапанів

$D_v, \text{ мм}$	$\Delta S_c, \text{ см}^2$	$d_{шт}, \text{ мм}$
15; 20; 25	0,7	8
32; 40; 50	1,2	10
65; 80	2	12
100; 125; 150	5	14
200; 250; 300	20	16

Сила тиску середовища на шток:

$$F_{шт} = 0,785 d_{шт}^2 P_{кл}, \quad F_{шт} = 0,785 d_{шт}^2 P_{кл} \quad (5.147)$$

де $d_{шт}$ – діаметр штока (визначається за табл. 5.11); $P_{кл}$ – максимальний тиск за клапаном.

Силу тертя штока визначити важко, тому переставне зусилля виконавчого механізму знаходять за виразом:

$$F_{в.м} = 2(F_3 + F_{шт}), \quad (5.148)$$

де $F_{в.м}$ – переставне зусилля виконавчого механізму.

Виконавчий механізм у системі автоматичного керування має так переміщувати регулювальний орган, щоб при цьому зміни в алгоритмі керування вносились мінімальні. Здебільшого це визначається способом з'єднання виконавчого механізму з регулювальним органом. Розрізняють безпосереднє, жорстке та тросове з'єднання.

Безпосереднє з'єднання найбільш просте, переміщення і швидкості виконавчого механізму та регулювального органу однакові. Цей спосіб набув поширення під час використання електромагнітних та багато-обертових виконавчих механізмів, що приводять у дію запірну трубопровідну арматуру.

Жорстке з'єднання здійснюється з допомогою важелів, рейкових передач. Жорсткі з'єднання бувають лінійними та нелінійними. У разі лінійного способу з'єднання значення переміщення вихідного вала виконавчого механізму та затвора регулювального органу відрізняються лише масштабами. У разі нелінійного – створюються нерівні переміщення затвора регулювального органу $h_{р.о.}$ за відносно рівних переміщень вихідного елемента виконавчого механізму $\varphi_{в.м.}$, що дає змогу за потребою змінити витратні характеристики. Розглянемо варіанти жорсткого з'єднання.

Кулачкове з'єднання наведено на рис. 5.48, а. Як видно, воно здебільшого використовується для лінеаризації витратної характеристики. Профілювання кулачка здійснюється на підставі матеріалів рис. 5.48, б.

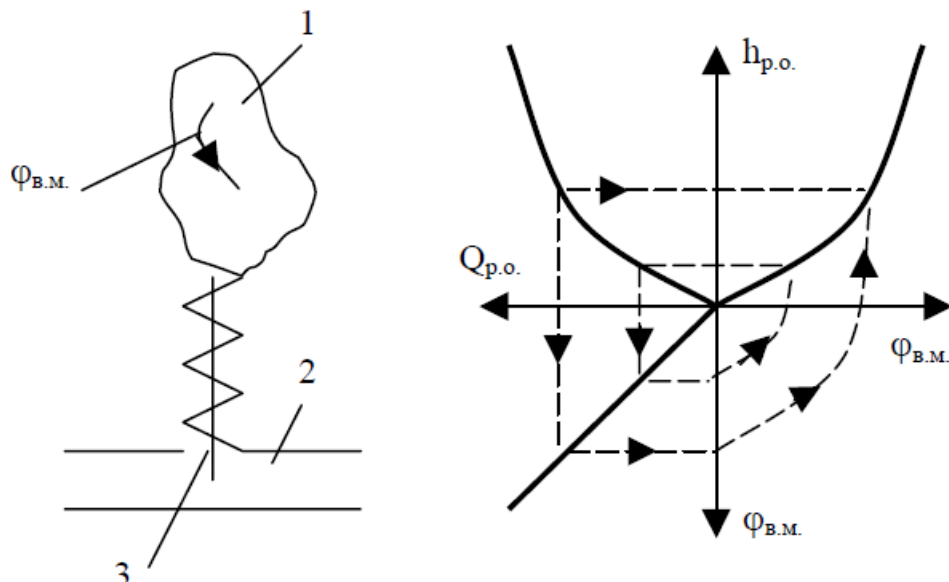


Рис. 5.48. Схема кулачкового з'єднання (а) та графічне пояснення до профілювання кулачкового з'єднання (б)

Більш складне з'єднання зображено на рис. 5.49. Воно може бути прямим (рис. 5.49, а) і зворотним (рис. 5.49, б). При зворотному кривошип та важіль рухаються у зворотних напрямках.

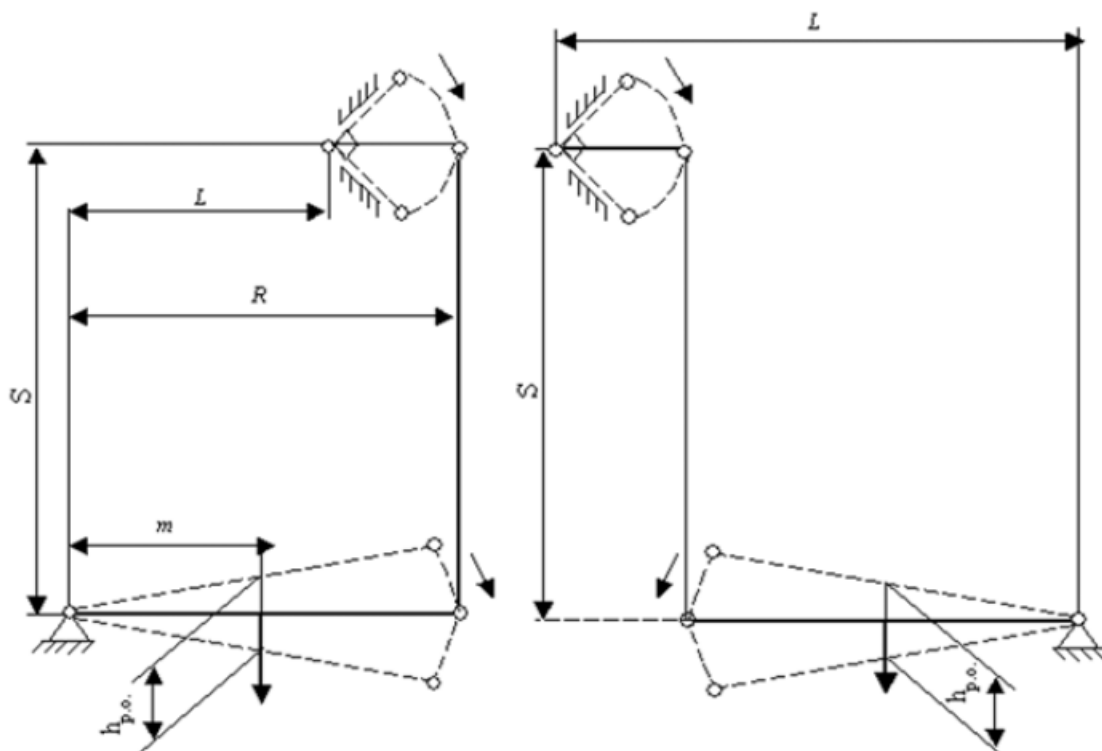


Рис. 5.49. Кінематика прямого (а) і непрямого (б) з'єднань виконавчого механізму та регулювального органа

За умов використання регулювального органа з лінійною витратною характеристикою або близькою до лінійної встановлені розміри з'єднання становитимуть:

$$S = (3 \dots 5)r, \tag{5.149}$$

- для прямого з'єднання:

$$L = R - r, \tag{5.150}$$

- для зворотного з'єднання:

$$L = R + r, \quad (5.151)$$

де r – розмір кривошипа (поставляється з виконавчим механізмом); R – розмір важеля.

Довжина важеля:

$$R = \frac{A \cdot m \cdot r}{S_{p.o.}}, \quad (5.152)$$

де $A = 1,4$ – коефіцієнт; m – відстань від шарніра до місця кріплення штока регулювального органа; $S_{p.o.}$ – хід затвора регулювального органа (із технічної характеристики).

Якщо витратна характеристика регулювального органа нелінійна, то для її лінеаризації беруть такі встановлені розміри з'єднання:

$$S = (3 \dots 5) r; \quad (5.149)$$

- для прямого з'єднання:

$$L = R - 0,6r; \quad (5.150)$$

- для зворотного з'єднання:

$$L = R + 0,6r. \quad (5.151)$$

Довжину важеля розраховують за виразом (5.152), беручи $A=1,2$.

Здебільшого використовуються одно-обертові виконавчі механізми, їх технічна характеристика наведена в табл. 5.14.

Таблиця 5.14 – Технічна характеристика одно-обертових виконавчих механізмів

Тип	Номинальний момент на валу, Н·м	Пусковий момент, Н·м	Часодного оберту, с	Максимальний кут повороту вих. валу, град.	Напруга живлення, В	Споживана потужність, В·А	Габаритні розміри, мм
1	2	3	4	5	6	7	8
ПР-М	9,8	-	10;30	180	220	50	230x122x285
ПР-1М	9,8	-	60; 90; 120	-	-	-	230x122x180
ИМ-2/120	19,6	29,4	120	120	220	30	246x230x210
МЭО-1,6/40	15,7	23,5	40	120	220	40	234x234x213
МЭО-4/100	39,2	58,8	100	90; 240	220	64	260x330x300
МЭО-10/100	98	166,6	100	90; 240	220	64	260x330x300
МЭО-63/250	617,4	1048,6	250	90; 240	220	585	425x455x550
ИМТ-4/35	39,2	58,5	2,5	350	220/380	270	455x210x220

МЭК-10К/120	98	147	120	90; 270	127/220	180	326x313x435
МЭК-25К/40М	245	411,6	40	90; 240	220/380	115	491x523x392
БИМ-2,5/120	24,5	34,3	120	120	127	30	246x230x210
БИМ-25/100	245	303,8	100	90; 270	220	150	313x374x480

Багато-обертові виконавчі механізми використовують значно рідше і вибирають їх за умов, що:

$$M_{\partial,н.}/M_{екв} \geq 0,8...1,0, \quad (5.156)$$

де $M_{\partial,н.}$ – номінальне значення моменту на валу двигуна; $M_{екв}$ – еквівалентний момент. Еквівалентний момент можна визначити за таких умов:

$$M_{екв} = \sqrt{\left(M_{зр} + \frac{M_{\partial,н.}}{\eta \cdot i}\right)^2 + \left(\frac{J_{\partial}}{\eta} + \frac{J_{н.}}{\eta^2 i^2}\right) \frac{a_n^2 i^2}{2}}, \quad (5.157)$$

де $M_{зр}$ – момент зрушення; J_{∂} – момент інерції двигуна; $J_{н.}$ – момент інерції, що створюється навантаженням; η – ККД редуктора; i – передавальне відношення редуктора;

$$i = \omega_{\partial,н.}/\omega_{н.} = (\pi n_n / 30) / \omega_{н.}, \quad (5.158)$$

де $\omega_{\partial,н.}$, $\omega_{н.}$ – колова частота обертання двигуна та робочої машини (навантаження) відповідно.

Потужність виконавчого механізму при цьому вибирають за стандартною залежністю:

$$P = (1,2...1,5)(M_{н.}\omega_{н.} + J_{н.}\omega_{н.}a_n). \quad (5.159)$$

Приклад 5.15. Вибрати виконавчий механізм для слідкуючої системи за умов: статичний момент навантаження $M_{н.} = 0,03724$ Н·м, максимальна швидкість об'єкта керування $\omega_{н.} = 2$ с⁻¹, максимальне його прискорення $a_n = 6$ с⁻², момент інерції $J_{н.} = 0,02058$ Н·м/с², ККД редуктора $\eta = 0,7$.

Потужність двигуна (багатообертового) вибирається за залежністю:

$$P = 1,5(0,03724 \cdot 2 + 0,02058 \cdot 2 \cdot 6) = 4,8 \text{ Вт.}$$

За матеріалами [1] вибираємо двигун типу АДП-123. Його параметри: номінальна потужність $P_{\partial,н.} = 4,1$ Вт; номінальний момент обертання $M_{\partial,н.} = 9,8-10-3$ Н·м; момент зрушення $M_{зр} = 29,4-10^{-5}$ Н·м; номінальна частота обертання $n_n = 4000$ хв.⁻¹; момент інерції $J_{\partial,н.} = 7,84-10^{-6}$ Н·м/с².

Для вибраного двигуна потрібен редуктор з передавальним відношенням:

$$i = \omega_{\partial,н.}/\omega_{н.} = (\pi n_n / 30) / \omega_{н.} = 400\pi / 2 \cdot 30 = 210.$$

Оскільки номінальна потужність вибраного двигуна дещо менша за потрібну потужність, перевіримо умову (5.156). Для цього розрахуємо еквівалентний момент:

$$M_{екв} = \sqrt{\left(29,4 \cdot 10^{-5} + \frac{0,03724}{0,7 \cdot 210}\right)^2 + \left(\frac{7,84 \cdot 10^{-6}}{0,7} + \frac{0,02058}{0,7^2 \cdot 210^2}\right) \frac{6^2 \cdot 210^2}{2}} = 140,14 \cdot 10^{-6} \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Так як:

$M_{д.н.} / M_{н.} = 9,8 \cdot 10^{-3} / 1,4 \cdot 10^{-3} \approx 7 > 0,8 \dots 1,0,$ $M_{д.н.} / M_{н.} = 9,8 \cdot 10^{-3} / 1,4 \cdot 10^{-3} \approx 7 >$
 $0,8 \dots 1,0,$

то двигун АДП-123 може бути використаний як виконавчий механізм.

3.2. Вибір комплексу технічних засобів позиційних систем автоматичного регулювання

Основу позиційних систем автоматичного керування складають позиційні регулятори: дво-, три- та багатопозиційні. У сільськогосподарському виробництві найпоширенішими є двопозиційні регулятори. Вибір їх на стадії проектування розглянемо детальніше.

Метод Гольдфарба, ґрунтуючись на методі гармонічної лінеаризації, широко використовують для вибору позиційних регуляторів. Суть його полягає в пошуку параметрів настройки (у першу чергу це зона нечутливості), які забезпечуватимуть задані технологіями параметри автоколивачів у системі. Пошук необхідних параметрів настройки, як правило, ведуть за кілька етапів: за умов незадовільних автоколивачів зону нечутливості змінюють, що спричинює зміну амплітуди та частоти (вони визначають якість перехідного процесу).

Згідно з критерієм Найквіста (він використовується в методі Гольдфарба) маємо:

$$W_{роз}(j\omega) = W_{л.ч.}(j\omega)W_{н.ч.}(j\omega) = -1, \quad (5.160)$$

де $W_{л.ч.}(j\omega)$ – амплітудно-фазова характеристика лінійної частини системи автоматичного регулювання; $W_{н.ч.}(j\omega) = -1$ – амплітудно-фазова характеристика нелінійної частини системи автоматичного регулювання (статичні характеристики типових нелінійних елементів див. в табл. 5.4).

Амплітудно-фазова характеристика нелінійної частини системи може бути здобута на основі перетворення Лапласа з виразу (5.65):

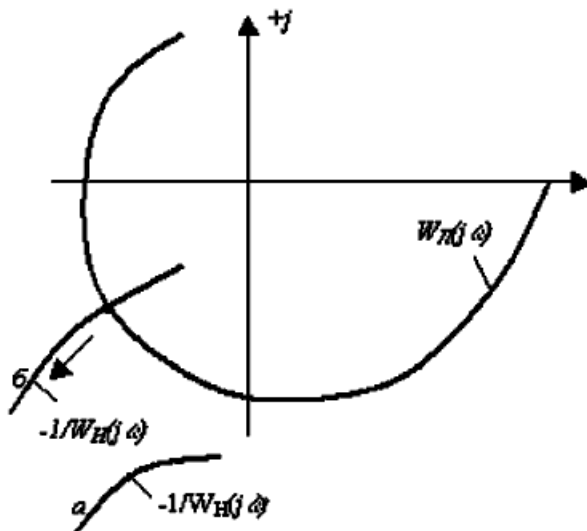
$$W_{н.ч.}(j\omega) = q_1 + q_2(j\omega/\omega) = q_1 + jq_2, \quad (5.161)$$

звідки видно, що $W_{н.ч.}(j\omega)$ не залежить від частоти. Отже,

$$W_{л.ч.}(j\omega) = -1/(q_1 + jq_2) = -(q_1^2 + jq_2^2) = Re_{н.ч.}^{(-1)}(A) + jIm_{н.ч.}^{(-1)}(A). \quad (5.162)$$

де $Re_{н.ч.}^{(-1)}(A)$ – дійсна обернена складова амплітудно-фазової характеристики нелінійної частини системи автоматичного регулювання; $Im_{н.ч.}^{(-1)}(A)$ – уявна обернена складова амплітудно-фазової характеристики нелінійної частини системи автоматичного регулювання.

Розв'язання рівняння (5.160) дає можливість знайти частоту ω^* та період T^* автоколивачів (якщо вони існують).



a – для умов, коли в системі не виникають стійкі автоколивання; *б* – для умов, коли в системі стійкі автоколивання виникають

Рис. 5.50. Розташування годографів на комплексній площині:

Пошуки ω^* та T^* здійснюють у такій послідовності. На комплексній площині будують годограф амплітудно-фазової характеристики лінійної частини та годограф оберненої амплітудно-фазової характеристики нелінійної частини. Побудова останнього здійснюється із зміною амплітуди автоколивань A від 0 до ∞ (цей параметр входить до складу коефіцієнтів гармонічної лінеаризації q_1 та q_2). За взаємним розміщенням указаних годографів доходять висновку про наявність автоколивань у системі:

- якщо годографи не перетинаються (рис. 5.50, *a*), то в системі не існує автоколивань;
- якщо годографи мають точку перетину (рис. 5.50, *б*), то в системі існують стійкі автоколивання.

Параметри автоколивань ω^* та T^* знаходять, маючи координати точки D (рис. 5.50, *б*).

Приклад 5.16. Визначити параметри автоколивань в системі, якщо $W_{л.ч.}(j\omega) = \frac{0,15e^{-40p}}{150p+1}$, пам'ятаючи, що розмірність коефіцієнта передачі лінійної частини [$^{\circ}\text{C}/\text{В}$]; постійної часу [с]; часу запізнювання [с]; статична характеристика нелінійної частини наведена в табл. 5.4 поз. 3 з параметрами $a = 4^{\circ}\text{C}$; $B = 190 \text{ В}$.

Побудова годографу амплітудно-фазової характеристики лінійної частини здійснювалась неодноразово для попередніх прикладів. Для нелінійної частини проведемо деякі перетворення, користуючись виразом (5.161) та матеріалами табл. 5.4.

$$W_{н.ч.}^{(-1)}(j\omega) = -\frac{\frac{4B}{\pi A^2} \sqrt{A^2 - a^2} - j \left(\frac{4Ba}{\pi A^2} \right)}{\left(\frac{4B}{\pi A^2} \right)^2 \left[(A^2 - a^2) + a^2 \right]} = -\frac{\pi \left(\sqrt{A^2 - a^2} + ja \right)}{4B}, \quad (5.163)$$

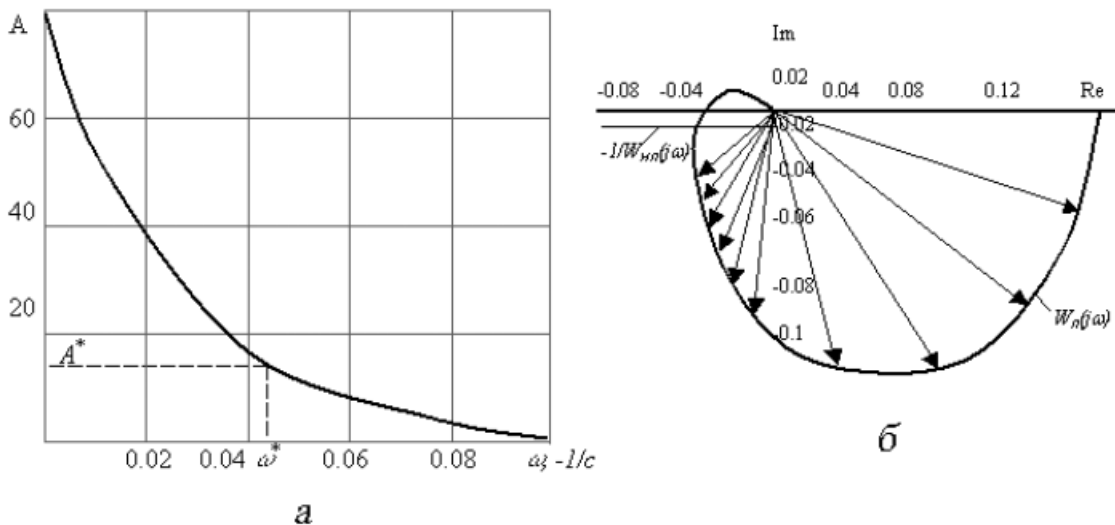
де

$$-Re_{н.ч.}(A) = -\frac{\pi}{4B} \sqrt{A^2 - a^2}; \quad (5.164)$$

$$-Im_{н.ч.}^{(-1)}(A) = -\frac{\pi a}{4B}. \quad (5.165)$$

Із виразу (5.165) видно, що $-Im_{н.ч.}^{(-1)}(A) = const$, тобто годограф $W_{н.ч.}^{(-1)}(j\omega)$ – це лінія, що паралельна дійсній осі комплексної площини.

Указані годографи зображені на рис. 5.51, а. Видно, що вони мають точку перетину, до того ж їхні напрями переміщення із зміною частоти ω та амплітуди A відповідають умовам Гольдфарба (напрями зображені стрілками), тобто в системі є стійкі автоколивання.



а – амплітудно-частотна характеристика лінійної частини системи; б – розташування годографів на комплексній площині

Рис. 5.51. Розрахунок параметрів автоколивань:

З виразу (5.164), умов задачі та координат точки матимемо:

$$-\frac{\pi}{4 \cdot 190} \sqrt{A^2 - 4^2} = -0,023; \quad A^* = 6,9^\circ \text{C}.$$

Для лінійної частини системи за формулою Ейлера:

$$[0,15 / (2250 + 1)] [\cos(40\omega^*)150\omega^* \sin(40\omega^*)] = 0,023; \quad \omega^* = 0,042 \text{ с}^{-1}.$$

Отже, параметри автоколивань становлять: амплітуда 6,9 °С; частота 0,042 с⁻¹. Якщо вказані параметри відповідають вимогам технологів, то залишається перевірити можливість використання метода Гольдфарба. Для цього побудуємо амплітудно-частотну характеристику лінійної частини системи:

$$A(\omega) = |W_n(j\omega)| = \sqrt{Re_n^2(\omega)Im_n^2(\omega)}. \quad (5.166)$$

Ця характеристика наведена на рис. 5.51, б де видно, що:

$$A(\omega^*) / A(3\omega^*) = 6,9 / 0,82 < 10.$$

Звідси висновок, що метод Гольдфарба не може бути використаний, оскільки лінійна частина системи не є фільтром нижчих частот.

Значна кількість сільськогосподарських об'єктів, (а об'єкт – це визначальна частина лінійної частини системи) не відповідає вимогам використання методу гармонічної лінеаризації, а тому доцільно познайомитись із методом припасувань, точніше його прикладною частиною.

Залежно від властивості об'єкта, параметрів статичної характеристики нелінійного елемента є розрахункові залежності для побудови перехідного процесу, що виникає в системі [5]. Наведемо їх для випадку використання двопозиційного регулятора як найбільш поширеного (табл. 5.15).

Використовуючи матеріали табл. 5.13, слід пам'ятати, що B , B_1 і B_2 – параметри статичної характеристики нелінійного елемента (за умов $B_1 = B_2$ ця характеристика симетрична; за умов $B_1 \neq B_2$ – несиметрична); A , A_1 , A_2 – амплітуда автоколивань ($A = A_1 + A_2$); t_1 , t_2 – час, коли на виході нелінійного елемента є сигнал B_1 та B_2 відповідно; T – період автоколивань ($T = t_1 + t_2$); η – кількість перемикань за одиницю часу.

У разі несиметричної статичної характеристики нелінійного елемента слід забезпечити згідно з вимогами технологів симетричність відхилень параметра, що регулюється, відносно заданого значення.

Для цього корегують завдання регулятора на величину:

- для астатичних об'єктів:

$$\varepsilon_0^{(a)} = \kappa_0(B_1 - B_2)\tau; \quad (5.167)$$

- для статичних об'єктів:

$$\varepsilon_0^{(c)} = \kappa_0(B_1 - B_2)(1 - e^{-\tau/T}). \quad (5.168)$$

Знак $\varepsilon_0^{(a)}$ та $\varepsilon_0^{(c)}$ вказує, в якій бік потрібно проводити корегування (“-” – у бік зменшення; “+” – у бік збільшення).

Таблиця 5.15 Розрахункові залежності для двопозиційного регулятора

Параметри статичної характеристики	Переда- точна функція об'єкта	Розрахункові залежності
1	2	3
1. $B_1 = B_2 = B$ $a \neq 0$	K_0/p	$t_1 = t_2 = \frac{2a}{K_0B}; T = \frac{4a}{K_0B}; \eta = \frac{K_0B}{2a}$ $A_1 = A_2 = a; \Delta A = 2a$
2. $B_1 \neq B_2$ $a \neq 0$		$t_1 = \frac{2a}{K_0B_1}; t_2 = \frac{2a}{K_0B_2}; T = \frac{2a}{K_0B} \left(\frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2} \right); \eta = \frac{K_0B_1B_2}{a(B_1 + B_2)}$ $A_1 = A_2 = a; \Delta A = 2a$

<p>3. $B_1 = B_2 = B$ $a \neq 0$</p>	$\frac{K_0}{T_0 p + 1}$	$t_1 = t_2 = T_0 \ln \frac{K_0 B + a}{K_0 B - a}; T = 2T_0 \ln \frac{K_0 B + a}{K_0 B - a}; \eta = \frac{2}{T};$ $A_1 = A_2 = a; A = 2a = (K_0 B + a)(1 - e^{-t_1/T})$ $t_1 = T_0 \ln \frac{K_0 B_1 + a}{K_0 B_1 - a}; t_2 = T_0 \ln \frac{K_0 B_2 + a}{K_0 B_2 - a}; \eta = \frac{2}{T};$ $T = T_0 \ln \frac{(K_0 B_1 + a)(K_0 B_2 + a)}{(K_0 B_1 - a)(K_0 B_2 - a)}; A_1 = A_2 = a; \Delta A = 2a$
<p>5. $B_1 = B_2 = B$ $a \neq 0$</p>	$\frac{K_0}{p} e^{-p\tau}$	$t_1 = t_2 = 2 \left[\tau + \frac{a}{K_0 B} \right]; T = 4 \left[\tau + \frac{a}{K_0 B} \right]; \eta = \frac{K_0 B}{2(a + K_0 B \tau)};$ $A_1 = A_2 = a + K_0 B \tau; \Delta A = 2(a + K_0 B \tau);$ <p>6. $B_1 = B_2 = B$ $a = 0$</p> $t_1 = t_2 = 2\tau; T = 4\tau; \eta = \frac{1}{2\tau};$ $A_1 = A_2 = K_0 B \tau; \Delta A = 2K_0 B \tau$ <p>7. $B_1 \neq B_2$ $a \neq 0$</p> $t_1 = \tau \left(1 + \frac{B_2}{B_1} \right) + \frac{2a}{K_0 B_1}; t_2 = \tau \left(1 + \frac{B_1}{B_2} \right) + \frac{2a}{K_0 B_2};$ $T = \tau \left(2 + \frac{B_1}{B_2} + \frac{B_2}{B_1} + \frac{2a}{K_0} \right) \left(\frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2} \right);$ $\eta = \frac{2K_0 B_1 B_2}{(B_1 + B_2)(2a + K_0(B_1 + B_2))};$ <p>8. $B_1 \neq B_2$ $a = 0$</p> $A_1 = a + K_0 B_1 \tau; \Delta A_2 = a + K_0 B_2 \tau; \Delta A = 2a + K_0 \tau (B_1 + B_2)$ $t_1 = \tau \left(1 + \frac{B_2}{B_1} \right); t_2 = \tau \left(1 + \frac{B_1}{B_2} \right); T = \tau \left(2 + \frac{B_1}{B_2} + \frac{B_2}{B_1} \right);$ $\eta = \frac{2B_1 B_2}{\tau (B_1 + B_2)^2};$ $A_1 = K_0 B_1 \tau; A_2 = K_0 B_2 \tau; \Delta A = K_0 \tau (B_1 + B_2)$
<p>9. $B_1 = B_2 = B$ $a \neq 0$</p>	$\frac{K_0}{T_0 p + 1} e^{-p\tau}$	$t_1 = t_2 = \tau + T_0 \ln \frac{2K_0 B}{K_0 B - a - e^{-\tau/T}}; T = 2t_1; \eta = \frac{2}{T};$ $A_1 = A_2 = K_0 B (1 - e^{-\tau/T}) + a e^{-\tau/T}; \Delta A = 2A_1;$

10. $B_1 = B_2 = B$ $a = 0$	$t_1 = t_2 = \tau + T_0 \ln(2 - e^{-\tau/T}); T = 2(\tau + T_0 \ln(2 - e^{-\tau/T}));$ $\eta = \frac{2}{T};$ $A_1 = A_2 = K_0 B(1 - e^{-\tau/T}); \Delta A = 2K_0 B(1 - e^{-\tau/T}).$
11. $B_1 \neq B_2$ $a \neq 0$	$t_1 = \tau + T_0 \ln \frac{(K_0(B_1 + B_2) - (K_0 B_2 - a)e^{-\tau/T})}{K_0 B_1 - a}; T = t_1 + t_2;$ $A_1 = K_0 B_1(1 - e^{-\tau/T}) + a e^{-\tau/T};$ $A_2 = K_0 B_2(1 - e^{-\tau/T}) + a e^{-\tau/T};$
12. $B_1 \neq B_2$ $a = 0$	$\Delta A = K_0(B_1 + B_2)(1 - e^{-\tau/T}) + 2a e^{\tau/T};$ $t_1 = \tau + T_0 \ln(1 + B_1/B_2)(1 - e^{-\tau/T});$ $t_2 = \tau + \ln(1 + B_1/B_2)(1 - e^{-\tau/T});$ $\eta = 2/T; T = t_1 + t_2;$ $A_1 = K_0 B_1(1 - e^{-\tau/T}); A_2 = K_0 B_2(1 - e^{-\tau/T});$ $\Delta A = K_0(B_1 + B_2)(1 - e^{-\tau/T}).$

Приклад 5.17. Для умов прикладу 5.16 знайти параметри автоколивань у системі.

Потрібні показники визначатимемо за формулами, наведеними в табл. 5.15, п. 9 (статична характеристика нелінійного елемента симетрична):

$$t_1 = t_2 = 40 + 150 \ln \left(\frac{2 \cdot 0,15 \cdot 190}{0,15 \cdot 190 - 4} \right) - e^{-\frac{40}{150}} = 106,8 \text{ с};$$

$$T = 2 \cdot 106,8 = 213,6 \text{ с};$$

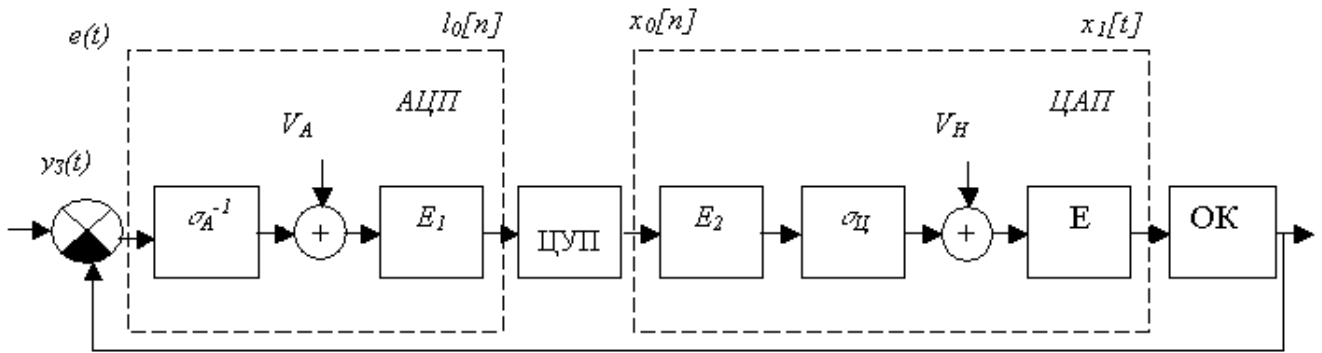
$$A_1 = A_2 = 0,15 \cdot 190(1 - e^{-40/150}) + 4e^{-40/150} = 9,7^\circ \text{C};$$

$n = 2/213,6 = 0,0094$ перемикань на секунду або 33,7 перемикань на годину.

Отже, остаточно $T^* = 213,6 \text{ с}$, $\omega^* = 0,029 \text{ с}^{-1}$, $A^* = 9,7^\circ \text{C}$.

3.3. Вибір комплексу технічних засобів імпульсних систем автоматичного керування

Останнім часом широкого застосування набули мікропроцесорні комплекти, які використовуються для формування відповідних алгоритмів керування. При цьому передбачається використання аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів. Ці пристрої забезпечують квантування за рівнем, тобто подібні системи є цифровими. Їх типова структура наведена на рис. 5.52. Центральним елементом цієї структури є цифровий керуючий пристрій, який може бути реалізований на мікро-ЕОМ і програмуючому контролері. Алгоритми керування при цьому реалізуються програмно.



АЦП – аналого-цифровий перетворювач; δ_A^{-1} – коефіцієнт передачі лінеаризованої частини вхідного перетворювача; V_A – джерело шуму квантування; IE_1 – імпульсний елемент першого роду; ЦУП – цифровий керуючий пристрій; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; IE_2 – імпульсний елемент другого роду, δ_C – коефіцієнт передачі лінеаризованої частини вихідного перетворювача, V_C – джерело шуму квантування, E – екстраполятор; ОК – об’єкт керування (безперервна частина системи); $e(t)$ – похибка системи; $l_0[n]$ – ґратчаста функція; $x_0[n]$ – дискретна послідовність; $x_1[t]$ – сталі протягом такту значення

Рис. 5.52. Типова структура цифрових систем автоматичного керування:

Програмну реалізацію алгоритмів керування можна подати у вигляді дискретної передаточної функції [5]:

$$D(z) = \frac{e(z)}{x(z)} = \frac{\sum_{i=1}^k b_i z^{-i}}{\sum_{i=1}^s a_i z^{-i}}, \quad (5.169)$$

де $e(z) = Z\{e[n]\}$; $x(z) = Z\{x[n]\}$; $e[n]$, $x[n]$ – ґратчасті функції на вході та виході цифрового керуючого пристрою.

Дискретній передаточній функції (5.169) відповідає різницеве рівняння:
 $x[n] = b_0 e[n] + b_1 e[n-1] + \dots + b_k e[n-k] - a_1 x[n-1] - a_2 x[n-2] - \dots - a_s x[n-s]$
 (5.170)

Структурна схема програмної реалізації алгоритму (5.170) зображена на рис. 5.53.

Розглянемо на прикладі деяких типових алгоритмів цифровий варіант їхньої програмної реалізації.

Якщо в рівнянні (5.169) покласти $k = 2$, $s = 4$, $a_1 = 1$, то дістанемо ПІД-алгоритм керування:

$$D_{\text{pid}}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (5.171)$$

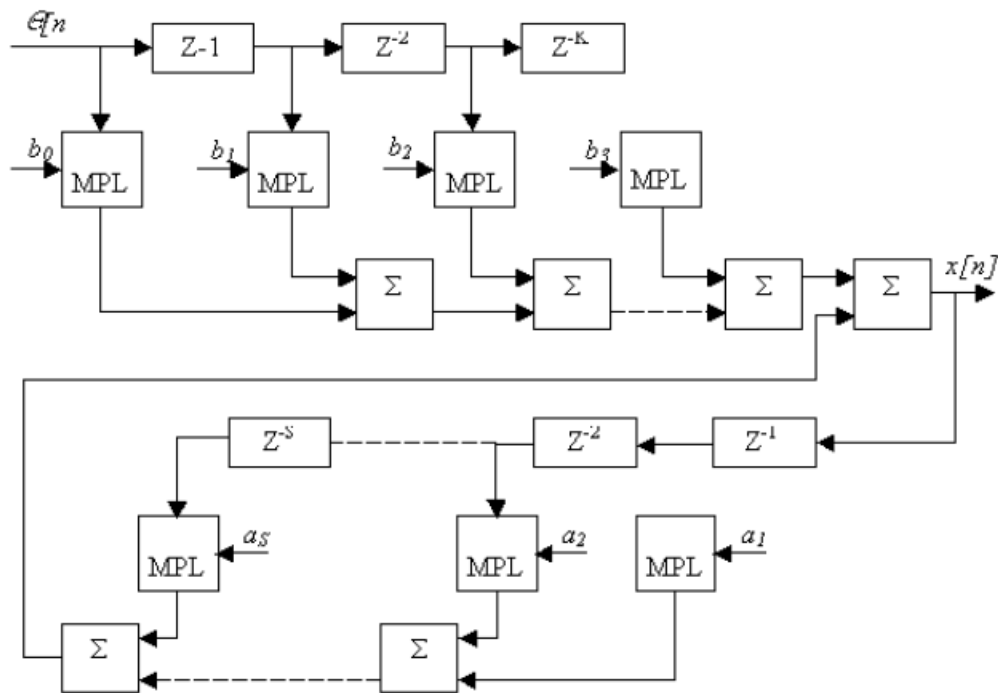


Рис. 5.53. Структурна схема програмної реалізації алгоритму (5.170)

Різницеве рівняння цього алгоритму має вигляд:

$$\begin{aligned}
 x[n] &= b_0 e[n] + b_1 e[n-1] + b_2 e[n-2] + x[n-1] = \\
 &= x[n-1] + b_0 e[n] + b_1 e[n-1] + b_2 e[n-2].
 \end{aligned}
 \quad (5.172)$$

Структурну схему програмної реалізації ПІД-алгоритму наведено на рис. 5.54. Вираз (5.173) – це цифровий варіант реалізації ПІД-алгоритму керування, для якого:

$$x(t) = e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) dt + t_n \frac{de}{dt}. \quad (5.173)$$

Для малих періодів квантування T та за умов реалізації алгоритмів інтегрування методом прямокутників та алгоритмів, а диференціювання – методом простої різниці, рівняння (5.173) можна записувати у вигляді різницевого:

- для такту $x[n]$:

$$x[n] = e[n] + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^n e[i-1] + \frac{T_n}{T} (e[n] - e[n-1]), \quad (5.174)$$

- для такту $x[n-1]$

$$x[n-1] = e[n-1] + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^n e[i-1] + \frac{T_n}{T} (e[n-1] - e[n-2]). \quad (5.175)$$

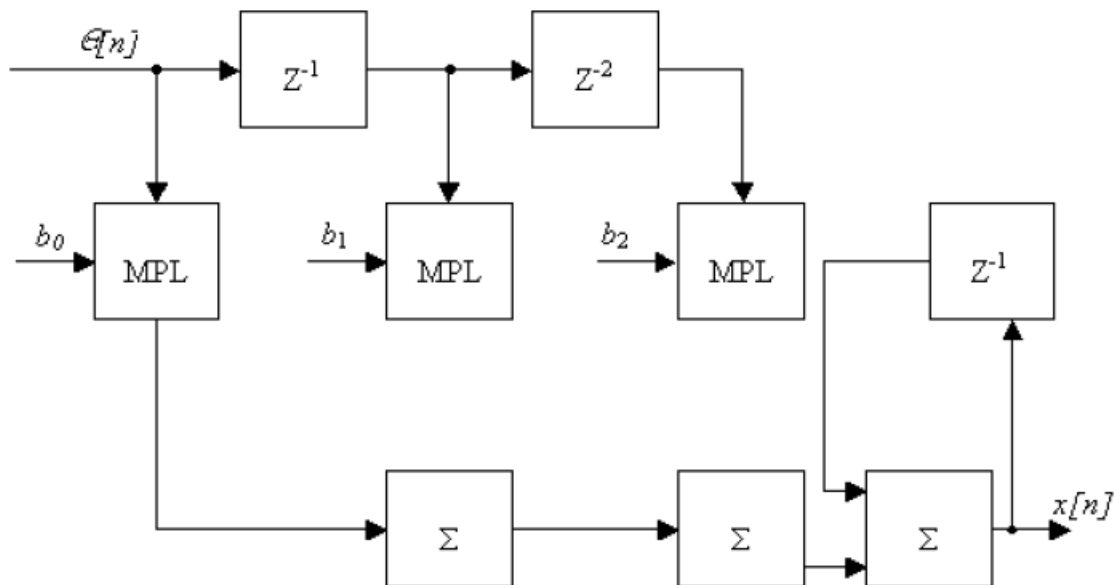


Рис. 5.54. Структурна схема програмної реалізації ПІД-алгоритму керування

Щоб дістати рекурентне рівняння, потрібно від виразу (5.174) відняти рівняння (5.175):

$$x[n] - x[n - 1] = \left(1 + \frac{T_n}{T}\right)e[n] - \left(1 + \frac{2T_n}{T} - \frac{T}{T_i}\right)e[n - 1] + \frac{T_n}{T}e[n - 2]. \quad (5.176)$$

$$b_0 = 1 - \frac{T_n}{T}; \quad b_1 = -\left(1 + \frac{2T_n}{T} - \frac{T}{T_i}\right); \quad b_2 = \frac{T_n}{T}.$$

Позначимо тоді:

$$x[n] = x[n - 1] + b_0e[n] + b_1e[n - 1] + b_2[n - 2]. \quad (5.177)$$

Як видно, вирази (5.177) та (5.173) ідентичні. Значення коефіцієнтів b_0 , b_1 та b_2 вибирають за умов реалізації значень T_i , T_n та періоду квантування T .

Якщо для виразу (5.169) взяти $k = 1$, $s = 2$, $a_1 = 1$, то здобудемо ПІ-алгоритм керування, дискретна передаточна функція якого матиме вигляд:

$$D_{pi}(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (5.178)$$

Відповідне їй різницеве рівняння:

$$x[n] = x[n - 1] + b_0e[n] + b_1[n - 1]. \quad (5.179)$$

Структурну схему програмної реалізації різницевого рівняння (5.178) наведено на рис. 5.55.

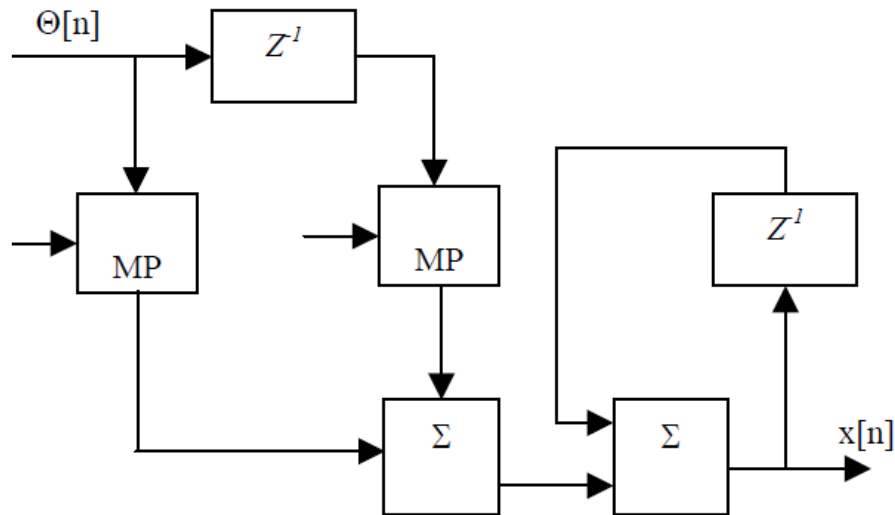


Рис. 5.55. Структурна схема програмної реалізації ПІ-алгоритму керування

Для малих періодів квантування T та при реалізації алгоритму інтегрування методом прямокутників інтегральне рівняння (5.180) набере вигляду різницевого.

Доведемо, що рівняння (5.179) дійсно відповідає ПІ-алгоритму керування, аналоговий варіант якого має вигляд:

$$x(t) = e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau. \quad (5.180)$$

- для такту $x[n]$:

$$x[n] = e[n] + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^n e[i-1]; \quad (5.181)$$

- для такту $x[n-1]$:

$$x[n-1] = e[n-1] + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{n-1} e[n-1]; \quad (5.182)$$

Щоб здобути рекурентне рівняння, потрібно від виразу (5.181) відняти вираз (5.182):

$$x[n] - x[n-1] = e[n] - e[n-1] + (T/T_i - 1)e[n-1]. \quad (5.183)$$

Беручи $b_0 = 1; b_1 = T/T_i - 1$, матимемо:

$$x[n] - x[n-1] = b_0 e[n] + b_1 e[n-1]. \quad (5.184, a)$$

Як бачимо, рівняння (5.179) і (5.184) ідентичні.

Для ПІ-алгоритму керування дискретна передавальна функція має вигляд:

$$D_n(z) = b_0. \quad (5.184, б)$$

Її різницевий оригінал:

$$x[n] - x[n-1] = b_0 e[n]. \quad (5.185, a)$$

Значення $b_0 = 1$ відповідає одиничному коефіцієнту передачі цифрового керуючого пристрою. Якщо $b_0 > 1$, то сигнал підсилюється, а якщо $b_0 < 1$, то послаблюється.

Показники точності обов'язково враховуються під час проектування цифрових систем автоматичного керування. Це може бути середньоквадратичне

або максимальне значення похибки. Найпоширенішим є варіант проектування, який обмежує максимальну похибку при відтворенні дії, що задається. Оскільки точність відтворення такої дії визначається низькочастотною ділянкою логарифмічної частотної характеристики розімкненої цифрової системи автоматичного керування, для якої виконується умова $\omega < 2/T$, то всі основні положення методики розрахунку аналогових систем керування можна поширити і на цифрові системи. При цьому типовою дією вибирають гармонічну:

$$\alpha(t) = \alpha_m \sin(\omega_k t), \quad (5.185, б)$$

де α_m, ω_k – відповідно амплітуда та колова робоча частота.

Похибка відтворення вхідного сигналу (5.185):

$$\theta(t) = \theta_0 + \dot{\theta}_\alpha + \ddot{\theta}_\alpha + \dots \quad (5.186)$$

де θ_0 – статична похибка; $\dot{\theta}_\alpha$ – швидкісна похибка; $\ddot{\theta}_\alpha$ – похибка, що визначається прискоренням вхідного сигналу.

Для аналогової системи максимальна похибка:

$$\theta_m = \frac{\alpha_m}{|1 + W(j\omega_k)|} = \alpha_m |H_\theta(j\omega_k)|, \quad (5.187)$$

де $W(j\omega_k)$ – частотна передаточна функція розімкненої системи при $\omega = \omega_k$.

Враховуючи, що ω_k міститься в низькочастотній ділянці, для якої справедливе співвідношення:

$$|H_\theta(j\omega_k)| \approx \frac{1}{W(j\omega_k)}, \quad (5.188)$$

можна записати:

- для аналогової системи:

$$\theta_m \approx \alpha_m / W(j\omega_k), \quad (5.189)$$

- для дискретної:

$$\theta_m[n] \approx \alpha_m[n] / W(j\lambda_k), \quad (5.190)$$

де $j\lambda_k$ – псевдочастота.

Якщо похибка $\theta_m[n]$ не повинна перевищувати за модулем заданого значення θ_{om} , при гармонічному вхідному сигналу, то частотна передаточна функція системи, що проектується, $W(j\lambda_k)$ має задовольнити вимогу:

$$|W(j\lambda_k)| > \frac{\alpha_m[n]}{\theta_m[n]}. \quad (5.191)$$

Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика розімкненої цифрової системи має вигляд:

$$L(\lambda_k) = 20 \lg W(j\omega_k) > 20 \lg (\alpha_m[n] / \theta_m[n]). \quad (5.192)$$

Нерівність (5.192) накладає обмеження на низькочастотну частину логарифмічної амплітудно-частотної характеристики цифрової системи, яке полягає в тому, що для виконання умови $\theta_m[n] \leq \theta_{om}[n]$ ця характеристика повинна проходити вище точки A_k з координатами $\lambda = \lambda_k L(\lambda_k) = 20 \lg (\alpha_m[n] / \theta_{om}[n])$ (рис. 5.56, а).

Часто вхідна дія не задається, а лише визначається її максимальна швидкість $\dot{\alpha}_m(t)$ і прискорення $\ddot{\alpha}_m(t)$, які мають бути відпрацьованими цифровою системою із похибкою, що не перевищує θ_{om} . У цьому разі розглядається еквівалентна гармонічна дія $\alpha_e(t)$, що характеризується максимальним значенням першої:

$$\dot{\alpha}_m = \omega_e \alpha_{e.м.}, \quad (5.193)$$

та другої похідних:

$$\ddot{\alpha}_m = \omega_m^2 \alpha_{e.м.}, \quad (5.194)$$

$$\omega_e = \dot{\alpha}_m / \alpha_m = \ddot{\alpha}_m / \dot{\alpha}_m, \quad (5.195)$$

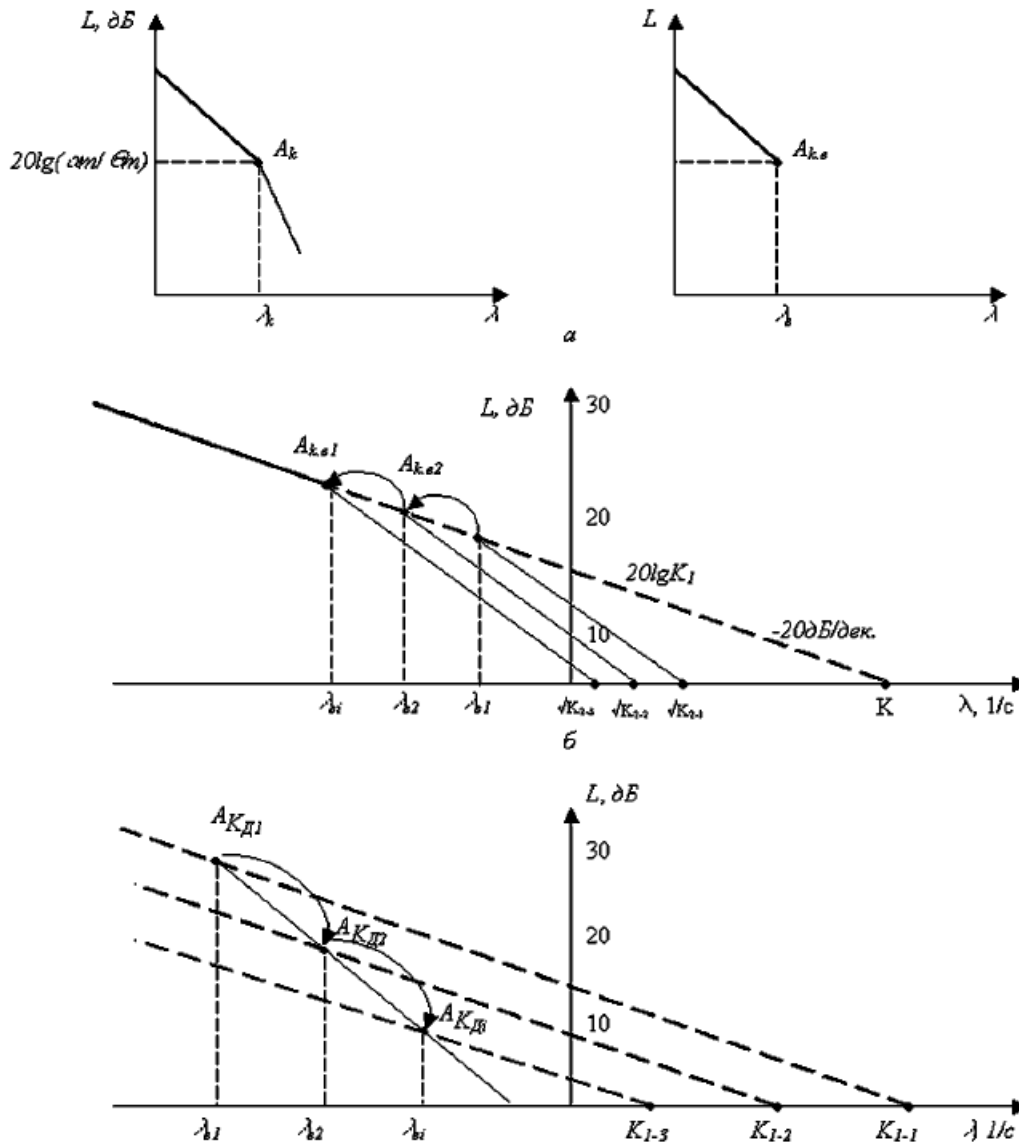
і еквівалентна амплітуда

$$\alpha_{e.м.} = \alpha_m / \omega_e = \alpha_m^2 / \ddot{\alpha}_m. \quad (5.196)$$

Із виразів (5.193) і (5.194) визначається еквівалентна частота гармонічної дії.

Використовуючи вирази (5.195) та (5.196), визначають координати точки A_k , нижче якої не повинна проходити логарифмічна амплітудно-частотна характеристика цифрової системи. Оскільки для низькочастотної ділянки $\lambda_e \approx \omega_e$, то координатами цієї точки будуть такі:

$$\lambda_e = \ddot{\alpha}_m / \dot{\alpha}_m; \quad L(\lambda_e) = 20 \lg |W(j\lambda_e)| = 20 \lg |\alpha_m^2 / (\theta_{om} \ddot{\alpha}_m)|. \quad (5.197)$$



а, б – розташування точки A_k та логарифмічної амплітудно-частотної характеристики системи за умов зниження вимог до максимальної швидкості вхідної координати та збереження її прискорення; в – логарифмічні амплітудно-частотної характеристики для різних добротностей системи

Рис. 5.56. Логарифмічні амплітудно-частотні характеристики цифрових систем:

За умов зниження вимог до максимального прискорення вхідної дії a_m та збереження її швидкості a_m частота λ_e зменшується пропорційно α_m , а амплітуда $\alpha_{e.m.}$ при цьому зростає згідно з виразом:

$$\alpha_{e.m.} = \alpha_m / \lambda_e. \quad (5.198)$$

Це відповідає переміщенню контрольної точки A_k вгору по прямій із нахилом -20дБ/дек. (рис. 5.56, б). Якщо амплітуда другої похідної прямує до нуля, то частота λ_e також прямує до нуля. Цей випадок відповідає режиму роботи цифрової системи зі сталою швидкістю вхідної дії $\alpha(t) = \alpha_m / \lambda_e$.

Для систем з астатизмом першого порядку похибка

$$\theta_\alpha = \dot{a}_m / k_1, \quad (5.199)$$

де k_1 – добротність за швидкістю, що визначається в точці перетину осі $\lambda_e = 1$ з логарифмічною амплітудно-частотною характеристикою (рис. 5.56, б).

Значення коефіцієнта k_1 можна знайти, продовжуючи пряму з нахилом -20 дБ/дек. до перетину з віссю частот.

За умов зниження вимог до максимальної швидкості вхідної дії a_m та збереженні її прискорення \ddot{a}_m контрольна точка A_k переміщуватиметься в область більш високих частот, прямуючи по характеристиці з нахилом -40 дБ/дек. (рис. 5.56, в). Якщо амплітуда першої похідної прямує до нуля, то частота – до безкінечності. Цей випадок відповідає режиму роботи цифрової системи зі сталим прискоренням вхідного сигналу $\alpha(t) = \ddot{a}_m t^2 / 2$. Для цього випадку встановлена похибка в системі з астатизмом другого порядку:

$$\theta_{\ddot{a}_m} = \ddot{a}_m / k_2, \quad (5.200)$$

де k_2 – добротність за прискоренням системи з астатизмом другого порядку; значення її дорівнює квадрату частоти в точці перетину прямої з нахилом -40 дБ/дек., проведеної із контрольної точки A_k з віссю абсцис.

З обмеженням значень першої і другої похідних від вхідної дії a та \dot{a} логарифмічна амплітудно-частотна характеристика системи, що проектується, не повинна потрапляти в заборонену зону, яка розміщена нижче двох прямих, що перетинаються, із нахилами -20 та -40 дБ/дек.

Отже, цифрові системи можна проектувати, будуючи бажані частотні характеристики.

Побудова бажаних частотних характеристик здійснюється за таких умов [6]:

- порядок астатизму цифрових систем не повинен перевищувати 2;
- логарифмічна амплітудно-частотна характеристика стійкої розімкненої цифрової системи перетинає вісь $L(\lambda)=0$ з нахилом -20 дБ/дек.;
- високочастотна асимптота логарифмічної амплітудно-частотної характеристики має нахил 0 дБ/дек.

Для систем з астатизмом першого порядку за умов, що задані a_m – максимальна швидкість вхідного сигналу, \ddot{a}_m – максимальне його прискорення, θ_{am} – максимальна динамічна похибка, M – показник коливальності, T – період дискретності, послідовність побудови бажаної характеристики така:

1) за формулами (5.197) і (5.198) знаходять еквівалентну частоту λ_e та амплітуду; здобувають контрольну точку з координатами $(\lambda_e, 201g(\alpha_{e,m}/\theta_{om}))$;

2) проводять першу низькочастотну асимптоту бажаної характеристики із спряженою частотою $\lambda_1 = \lambda_e$; бажану асимптоту характеристики в низькочастотній ділянці формують так, щоб її точка злому була вище контрольної A_k на 3 дБ, тобто необхідне значення добротності за швидкістю:

$$k_1 = \sqrt{2} \cdot \alpha_m / \theta_{om}; \quad (5.201)$$

3) визначають базову частоту для забороненої області:

$$\lambda_0 = \sqrt{K_2} = \sqrt{\frac{\alpha_m}{\theta_{om}}}, \quad (5.202)$$

враховуючи, що бажана характеристика має проходити на 3 дБ вище від забороненої зони, вираз (5.201) набере вигляду:

$$\lambda_0 = \sqrt{\sqrt{2} \cdot \ddot{\alpha}_m / \theta_{om}};$$

4) за вибраним показником коливальності визначають другу спряжену частоту для бажаної частотної характеристики:

$$\lambda_z = \lambda_0 \sqrt{(M-1)/M}, \quad (5.203)$$

при цьому мають забезпечуватись умови:

$$\lambda_{зр} < 2/T; \quad \mu_m \geq \arcsin(1/M), \quad (5.204)$$

де $\lambda_{зр}$ – частота зрізу; μ_m – запас стійкості за фазою; запас стійкості за фазою μ та амплітудно-частотна характеристика пов'язані між собою виразом:

$$\mu \geq \arccos[(A^2 + C)/2AC], \quad (5.205)$$

де A – значення амплітуди; C – координати центра кола на комплексній площині (коло – це заборонена зона для амплітудно-фазової характеристики):

$$C = M^2 / (M^2 - 1); \quad (5.206)$$

5) проводять другу асимптоту бажаної логарифмічної амплітудно-частотної характеристики під нахилом -40 дБ/дек. до спряженої частоти λ_2 , третю – під нахилом -20 дБ/дек. від спряженої частоти λ_2 ;

6) вибирають третю спряжену частоту $\lambda_3 = 2/T$ так як передаточна функція цифрової системи з екстраполятором нульового порядку завжди в чисельнику має множник $(1 - T\lambda/2)$;

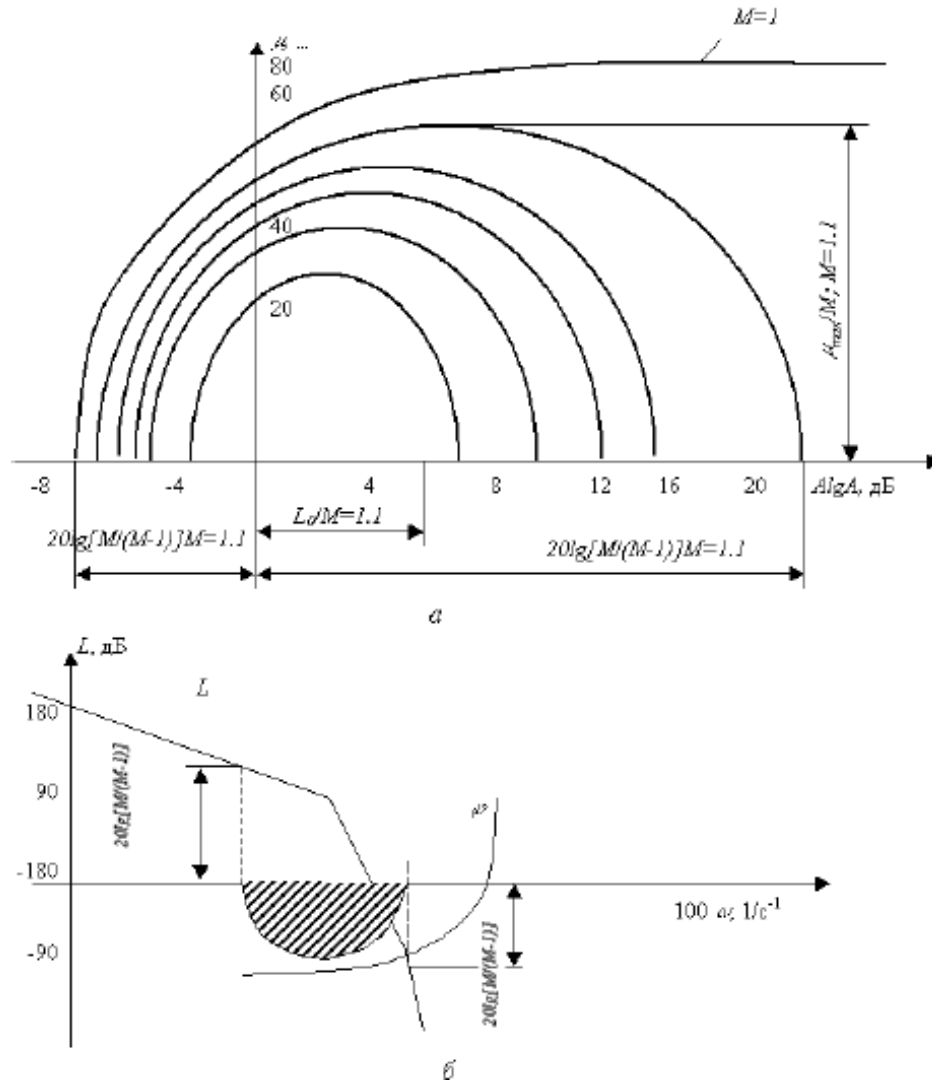
7) будують заборонену зону для фазової характеристики бажаної логарифмічної амплітудно-частотної характеристики, перевіряючи, щоб фазова частотна характеристика $\phi(\lambda)$ не заходила в цю зону; заборонена зона будується на підставі виразу (5.205) для заданого показника коливальності та бажаної логарифмічної амплітудно-частотної характеристики (рис. 5.57, а, б).

Якщо не вдається виконати умову, що вказана в п.7, то синтез цифрової системи із заданими показниками неможливий.

Загальний вигляд частотних характеристик, їх розміщення дає змогу знайти дискретну, частотну та передавальну функції розімкненої цифрової системи $W(j\lambda)$.

Виконавши підстановку $\lambda = \frac{2\omega}{t}$, отримують вираз у вигляді ω – перетворення $W(\omega)$. Підставивши $\omega = \frac{z-1}{z+1}$, одержують дискретну передаточну

функцію. При цьому степінь чисельника не повинен бути більшим за степінь знаменника.



а – для заданого показника коливальності; б – бажана логарифмічна амплітудно-частотна характеристика

Рис. 5.57. Бажані логарифмічні амплітудно-частотні характеристики цифрових систем:

4. Типові комплекти технічних засобів автоматизації

Промисловість забезпечує випуск різноманітних засобів керування, регулювання, що входять до складу Державної системи приладів (ДСП) і які, у свою чергу, є частиною Універсальної системи приладів автоматичного контролю, регулювання та керування (УСП).

ДСП будується за блочно-модульним принципом. Вона також передбачає: єдину класифікацію засобів автоматизації; уніфікацію вхідних і вихідних сигналів та живлення; єдині вимоги до точності технічних засобів, їх надійності та умов експлуатації; єдиний ряд габаритних розмірів. Усе це дає змогу створювати потрібну структуру та забезпечує незалежну зміну окремих вузлів і модулів.

За функціональними ознаками всі вироби ДСП поділяють на пристрої для здобуття нормованої інформації про стан процесу; приймання, перетворення, зберігання, обробки інформації та формування команд керування; використання командної інформації під час технологічного процесу або передачі її оператору.

Враховуючи різноманітність задач, які слід розв'язувати для різних об'єктів керування, в ДСП розробляються різні комплекси технічних засобів автоматизації, найпоширенішими серед яких є такі:

- електрична агрегатна уніфікована система приладів та засобів автоматизації (ЕАУС);
- універсальна система елементів промислової пневмоавтоматики (УСЕППА);
- агрегатна система засобів телемеханіки (АСЗТ);
- агрегатований комплекс технічних засобів для локальних інформаційно-керуючих систем (КТЗ ЛІКС);
- агрегатна система засобів обчислювальної техніки (АСЗТ-М, АСЗТ-ПС) та ін.

Під час остаточного вирішення питання щодо вибору технічних засобів для проектованої системи, перевагу слід віддавати засобам, що входять до ДСП. Проте одночасно широко застосовують також засоби автоматизації, які не входять до ДСП, але погоджені з нею за параметрами вхідних та вихідних сигналів.

Запитання для самоперевірки

1. Як можна класифікувати системи автоматичного керування?
2. Які ви знаєте методи дослідження об'єктів?
3. Що вибираємо за допомогою динамічного коефіцієнта регулювання?
4. Розрахунок параметрів регуляторів на заданий запас стійкості системи?
5. Розрахунок параметрів регуляторів на заданий частотний показник коливальності?
6. Розрахунок параметрів регуляторів на заданий кореневий показник коливальності?
7. З чого складаються імпульсні системи автоматичного керування?
8. Як розрахувати коефіцієнт передачі П-регулятора на заданий запас стійкості за амплітудою?
9. Як розрахувати коефіцієнт передачі П-регулятора на заданий частотний показник коливальності M ?
10. Як розрахувати коефіцієнт передачі П-регулятора на заданий кореневий показник коливальності m ?
11. Які параметри характерні для регулюючих органів?
12. За яких умов здійснюється побудова бажаних частотних характеристик?