

**Натисніть тут, щоб
купити книгу на сайті
або замовляйте за телефоном:
(0352) 51-97-97, (067) 350-18-70,
(066) 727-17-62**

Передмова

Сучасний етап розвитку сільського господарства характеризується широким упровадженням систем автоматичного керування, які на початку ХХІ-го століття суттєво ускладнились, оскільки відбувся перехід від автоматизації окремих об'єктів до комплексної автоматизації виробничих процесів та одночасного керування великою кількістю взаємопов'язаних об'єктів, які зустрічаються у тваринництві, птахівництві і рослинництві. Так, наприклад: у птахівництві – керування мікрокліматом у пташниках, інкубаторах, вивідних шафах; у рослинництві – підтримання в спорудах закритого ґрунту не тільки параметрів мікроклімату, але й температури та вологості землі, температури й концентрації живильного розчину поливної води тощо.

Сільське господарство є специфічною галуззю народного господарства, де поєднуються технічні пристрої з біологічними об'єктами, що ускладнює питання автоматичного керування і вимагає розробки нових технічних засобів автоматики, які відповідали б вимогам виробництва сільськогосподарської продукції.

Для обслуговування таких автоматичних систем необхідно мати висококваліфікований інженерно-технічний персонал. Тому дисципліна «Теоретичні основи автоматики» є базовою у навчальних планах ряду бакалаврських програм з технічних спеціальностей у вищих школах України. Даний посібник написаний відповідно до програми підготовки фахівців за напрямками: 6.100101 «Енергетика та електротехнічні системи в агропромисловому комплексі», 6.050701 «Електротехніка та електротехнології», 6.050202 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», а також становить теоретичну базу багатьох спеціальних дисциплін: «Автоматизований електропривод», «Цифрові системи керування», «Електротехнології в АПК» та інші.

Книга містить дев'ять розділів, в яких відображено основні питання теорії автоматичного керування та технічних засобів автоматики, необхідні спеціалістам з автоматизації виробничих процесів, як в сільському господарстві, так і в інших галузях народного господарства.

У першому розділі висвітлено загальні поняття, визначення і завдання теорії автоматичного керування, наведена класифікація автоматичних систем та основні закони регулювання.

У другому розділі наведені статичні та динамічні характеристики елементів і систем автоматичного керування. Крім цього, розглянуто типові динамічні ланки, рівняння динаміки систем і методи їхнього розв'язання, а також поняття про передаточні функції, часові і частотні характеристики.

У третьому розділі подано основні схеми, що використовуються в автоматичній, правила перетворення структурних схем лінійних систем та основні властивості об'єктів керування.

У четвертому розділі наведені методи визначення стійкості систем автоматичного керування.

У п'ятому розділі розглянуті питання оцінки якості керування та методи побудови кривих перехідного процесу.

Шостий розділ присвячений визначенню точності роботи систем та синтезу коректуючих пристроїв за допомогою логарифмічних та амплітудо-фазо-частотних характеристик.

У сьомому розділі подані характеристики випадкових процесів, методи розрахунку точності та синтезу систем автоматичного керування при випадкових вхідних і збурювальних діях.

У восьмому розділі наведені типові суттєві нелінійності і їхні характеристики та методи дослідження нелінійних систем.

У дев'ятому розділі розглянуто будову, принцип роботи і характеристики електричних датчиків різних фізичних величин та виконавчих механізмів, що найчастіше використовуються для автоматизації технологічних процесів.

Автори намагались подати матеріал в найбільш зручній для читача формі. Загальні концепції теорії наводяться без доведень. Математичний апарат висвітлено у відповідних розділах і в додатках посібника.

Велику увагу автори приділяють методам розрахунку та досліджень систем автоматичного керування. Так, для розв'язання однієї і тієї ж задачі вказано, як правило, декілька методів, зокрема, з використанням пакетів прикладних програм Matlab і Mathcad.

Даний посібник призначений для студентів, аспірантів електротехнічних спеціальностей і буде корисним інженерно-технічним працівникам, які займаються питаннями автоматизації та автоматизації технологічних процесів. Поданий в посібнику матеріал є теоретичною базою для практичного вивчення реальних автоматичних систем.

При написанні посібника використовувався досвід викладання дисципліни в Національному університеті біоресурсів та природокористування України та в Бережанському агротехнічному інституті.

РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО СИСТЕМИ ТА ЕЛЕМЕНТИ АВТОМАТИКИ

1.1. Короткий історичний нарис розвитку теорії автоматичного керування

Теорія автоматичного керування (ТАК) є теоретичною основою, на базі якої розроблено більшість автоматичних пристроїв. Предметом вивчення ТАК є принципи побудови, методи аналізу і синтезу досить поширених систем автоматичного керування і регулювання. Задачі керування і відповідні методи й засоби їхнього вирішення з'явилися разом з виникненням цивілізації. Тривалий час теорія і практика керування розвивались під впливом необхідності вирішення задач керування технічними об'єктами. Ці задачі стали особливо актуальними після появи перших промислових регуляторів у XVIII ст., хоча окремі автоматичні регулятори створювались і раніше, але впливу на формування техніки і теорії автоматичного керування не мали. Так, першими промисловими регуляторами цього періоду були: автоматичний поплавковий регулятор живлення котла парової машини, побудований у 1765 р. І. Ползуновим в Барнаулі; відцентровий регулятор швидкості парової машини, на який у 1784 р. одержав патент англійський механік Дж. Ватт; перший програмний пристрій керування ткацьким верстатом від перфокарти, побудований у 1808 р. Ж. Жаккарром. Подальший розвиток техніки призвів до виникнення одного з напрямків теорії керування – теорії автоматичного керування (регулювання). Все це спонукало до проведення теоретичних досліджень. У другій половині XIX ст. з'явилися фундаментальні наукові роботи, які заклали методологічну базу: роботи Дж. Максвелла «Про регулятори» (1866) і професора Петербурзького технологічного інституту І. Вишнеградського «Про загальну теорію регуляторів» (1876) і «Про регулятори прямої дії» (1877). У дослідженнях Дж. Максвелла та І. Вишнеградського об'єкт керування – машина і регулятор – розглядається як єдина динамічна система. У цих роботах встановлено системний підхід у проблемі дослідження найрізноманітніших за принципом дії і конструкції систем, закладено основи теорії стійкості систем регулювання та обґрунтовано ряд важливих закономірностей регулювання за принципом зворотного зв'язку.

У кінці XIX ст. – в першій половині XX ст. з розвитком багатьох галузей промисловості, транспорту, систем зв'язку, з'являються все більш складні системи автоматики, що потребувало подальшого розвитку теорії автоматичного керування. Цей період відмічений роботами професора Харківського університету О. Ляпунова (1857 - 1918), який є основоположником теорії стійкості динамічних систем. Він запропонував оцінювати стійкість системи на основі аналізу рівняння динаміки, що

описує систему. Е. Раусом у 1874 р. і А. Гурвіцем у 1895 р. були розроблені алгебраїчні критерії стійкості. Опубліковуються роботи: робота Х. Найквіста (1932), в якій розглядається критерій стійкості радіотехнічних підсилювачів із зворотним зв'язком, побудований на властивостях частотної характеристики розімкнутої системи, і робота А. Михайлова «Гармонічний метод в теорії регулювання» (1938), в якій доведена доцільність використання частотних методів в теорії регулювання і запропоновано новий критерій (критерій Михайлова), який не вимагав попереднього розмикання кола регулювання.

У 1946 р. Г. Бодє і Л. Мак-Кол ввели логарифмічні частотні характеристики. Р. Флорйд для дослідження якості запропонував апроксимувати вагову частотну характеристику сумою трапецій. Г. Браун, А. Холл, Д. Кемпбелл, Г. Честнат, В. Солодовников завершили розробку частотних методів синтезу і проектування систем, зручних для інженерних розрахунків.

В 30–50-і роки ХХ ст. розробляються основи теорії нелінійних систем. Завдання суттєво ускладнювалось із-за відсутності загального математичного апарату для нелінійних задач. Зрушення в цьому напрямку відбулися тоді, коли зі всієї множини окремих видів нелінійних систем було відібрано достатньо широко розповсюджені в практиці системи, в яких можна виділити дві частини: лінійну динамічну і нелінійну статичну. Найбільш детально було досліджено кусково-лінійні апроксимації нелінійних статичних характеристик. У 1959 р. румунський учений В. Попов розробив точний метод аналізу стійкості одного класу нелінійних систем в частотній області.

Велике значення для якісного дослідження нелінійних систем мають методи, які ґрунтуються на представленні перехідних процесів траєкторіями у фазових площинах і просторі. Для визначення параметрів автоколивань і умов їхнього виникнення наближеними методами М. Криловим і М. Боголюбовим (1934) було розроблено метод гармонічного балансу. Л. Гольдфарб подав графоаналітичний метод знаходження в першому наближенні частоти і амплітуди основної гармоніки автоколивань за допомогою частотних характеристик.

Я. Ципкін і Б. Хамель розробили основи теорії релейних систем.

Л. Понтрягін, Р. Беллман, А. Летов, М. Красовський та ін. є основоположниками теорії оптимального керування. У 1956 р. розроблено і сформульовано метод динамічного програмування Беллмана і принцип максимуму Понтрягіна, які широко застосовуються в теорії оптимальних процесів.

Розроблено універсальний метод дослідження систем автоматичного керування – метод простору станів. У даний час ведеться робота над теорією систем із багатьма регульованими параметрами, систем екстремального регулювання та їхньої оптимізації.

Для дослідження складних систем розробляються і використовуються пакети прикладних програм для імітаційного моделювання процесів.

1.2. Основні поняття та визначення

У народному господарстві використовується велика кількість машин, установок, призначених для виконання різноманітних функцій. Більшість виробничих процесів частково чи повністю автоматизовані. Корінь наведених термінів «авто» походить з давньогрецького і означає «сам», «самостійний».

Автоматизація – вищий етап розвитку виробничої техніки, який характеризується звільненням людини від фізичної праці і від виконання функцій управління і контролю за машинами.

Виділяють такі рівні автоматизації:

1. Часткова автоматизація. Автоматизація тільки окремих виробничих операцій. Не звільняє цілком людину від участі у виробництві.
2. Комплексна автоматизація. Стосується технологічного процесу і означає автоматичне виконання всього комплексу операцій, об'єднаних загальною системою керування. Функція людини – спостереження, аналіз і зміна режимів процесу.
3. Повна автоматизація. Вибір і узгодження режимів роботи здійснює спеціальний автомат. Функція людини – огляд, профілактика, ремонт, перебудова всієї системи.

Основні переваги автоматизації полягають у забезпеченні:

- зростання продуктивності та поліпшення умов праці;
- виконання робіт у важкодоступних чи взагалі недоступних для людини ділянках (радіоактивні зони, космос, окремі види металургійного та гірничого виробництв);
- підвищення точності, якості технологічних процесів і відповідних виробів;
- зростання надійності та техніко-економічних показників і загальної культури виробництва та кваліфікації обслуговуючого персоналу.

Під *автоматикою* розуміють галузь науки і техніки, яка вивчає і застосовує теорію автоматичного керування, принципи побудови систем автоматичного керування та технічні засоби для реалізації цих систем.

Автоматизований (автоматичний) процес може бути досить простим (наприклад, забезпечення сталого рівня рідини в деяких посудинах) і досить складним (забезпечення потрібного режиму роботи літака за допомогою автопілота).

Автоматизація виробництва здійснюється за допомогою автоматичних пристроїв (автоматів). *Автомат* – установка (машина, агрегат), яка працює за чітко заданим алгоритмом без безпосередньої участі людини. Пристрої автоматичного керування забезпечують необхідні зміни в ході технологічних процесів.

РОЗДІЛ 6. СИНТЕЗ ЛІНІЙНИХ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ

Якщо при аналізі системи автоматичного регулювання (САР) виявилось, що вона не задовольняє умови заданої якості процесу регулювання, тоді потрібно провести її синтез, який передбачає введення додаткових коректуючих пристроїв.

Для синтезу лінійної системи характерні два варіанти постановки задачі, оскільки її структура вже задана. Перший варіант передбачає лише вибір деяких параметрів (передаточного коефіцієнта розімкнутої системи і постійних часу коректуючих пристроїв). Другий варіант, крім вибору частини параметрів, передбачає уточнення структури: вибір місцевих зворотних зв'язків, а також елементів, що забезпечують астатизм, і коректуючих пристроїв. Найчастіше задача зводиться до вибору структури і параметрів коректуючого пристрою, тобто до синтезу коректуючого пристрою.

Для того, щоб отримати високі показники якості процесу регулювання, потрібно раціонально вибрати схему і параметри коректуючих пристроїв. Дотепер розроблено ряд методів вибору і розрахунку коректуючих пристроїв: частотний метод, методи кореневого годографа, стандартних передаточних функцій і нормованих перехідних характеристик та ін.

Подальше вдосконалення методів синтезу САР у значній мірі пов'язано з використанням сучасної обчислювальної техніки – персональних комп'ютерів (ПК). При використанні ПК основні елементи (об'єкт регулювання і регулятор) можна розглядати без спрощення рівнянь, які їх описують, аналізувати дію великої кількості параметрів системи на її властивості, відшукувати і оцінювати багато варіантів рішень.

Вимоги, що ставляться до поведінки САР, поділяють на такі категорії: вимоги до точності регулювання в ustalених режимах при різних зовнішніх діях (постійні – змінюються з постійною швидкістю і прискоренням), вимоги до запасу стійкості і поведінки системи в перехідних режимах (при одиничному ступінчатому сигналі).

6.1. Точність САР в ustalених динамічних режимах

Режим зміни зовнішньої дії з постійною швидкістю (похідною).

Похідна зовнішньої дії (збурення) $\frac{df}{dt} = v = const$ або $sf = v$, звідси

$$f = \frac{v}{s}.$$

Усталена статична похибка за збуренням визначається як

$$\Delta y_{ycm.} = W_f(s)f = \left| \frac{W_f'(s)}{1+W(s)} \cdot \frac{v}{s} \right|_{s=0}. \quad (6.1)$$

При статичному режимі $W_f'(0) = k_0$; $W(0) = k_\Sigma$, тоді

$$\Delta y_{ycm} = \left| \frac{k_0 v}{(1+k_\Sigma)s} \right|_{s=0} = \infty. \quad (6.2)$$

З виразу (6.2) випливає, що в системі при статичному режимі і зміні збурення зі сталою швидкістю, похибка системи зростає. Щоб стабілізувати похибку, в дану систему потрібно ввести астатизм за допомогою інтегрувальної ланки.

Передаюча функція розімкнутої системи при введенні астатизму першого порядку матиме вигляд:

$$W_p(s) = \frac{1}{s} W(s). \quad (6.3)$$

Коли підключити інтегрувальну ланку до точки прикладання збурення до об'єкта, то отримаємо передаючу функцію об'єкта за збуренням $W_f'(s)$ при $s = 0$. При цьому $W_f'(s) = k_0$. Тоді

$$\Delta y_{ycm} = \left| \frac{k_0 v}{\left(1 + \frac{1}{s} k_\Sigma\right) s} \right|_{s=0} = \left| \frac{k_0 v}{s + k_\Sigma} \right|_{s=0} = \frac{k_0 v}{k_\Sigma} = const. \quad (6.4)$$

Відношення $\frac{v}{\Delta y_{ycm}} = k_v$ називають *добротністю* системи за швидкістю. В даному випадку $k_v = \frac{k_\Sigma}{k_0}$.

Фізичний зміст добротності системи полягає в тому, що вона дорівнює швидкості зміни збурення при усталеному відхиленні вхідної величини, яке дорівнює одиниці. Отже,

$$k_v = v \quad (\text{при } \Delta y_{ycm} = 1).$$

Для системи (рис. 6.1) значення похибки обчислюється за формулою:

$$\varepsilon(s) = x(s) - y(s)W_{33}(s). \quad (6.5)$$

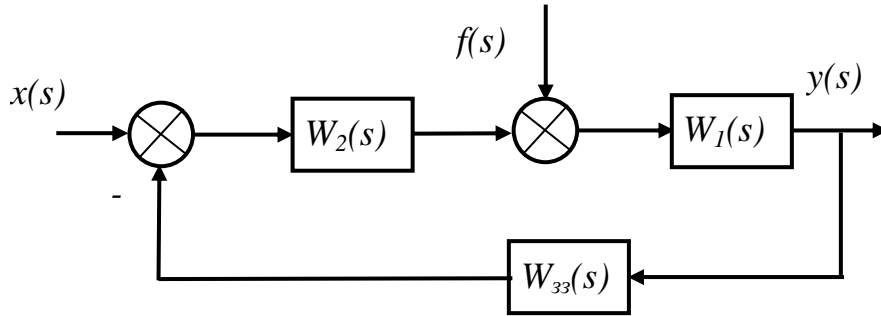


Рис. 6.1. Структурна схема САК

Передаточна функція за похибкою за наявності інтегрувальної ланки має вигляд:

$$W_{\varepsilon}(s) = \frac{\varepsilon(s)}{x(s)} = \frac{1}{1 + W(s)k \frac{1}{s}}, \quad (6.6)$$

а усталене значення похибки при зміні збурення зі сталою швидкістю:

$$\varepsilon = \left| \frac{1v}{(1 + W(0)\frac{k}{s})s} \right|_{s=0} = \left| \frac{1}{s+k} v \right|_{s=0} = \frac{v}{k_{\Sigma}}, \quad (6.7)$$

де $W(0)k = k_{\Sigma}$.

У даному випадку добротність k_v системи за швидкістю дорівнює k_{Σ} .

Режим зміни збурення зі сталим прискоренням. При такому режимі

$\frac{d^2 f}{dt^2} = \mu = const$ або $s^2 f = \mu$, звідки $f = \frac{\mu}{s^2}$. У статичній системі отримаємо:

$$\Delta y_{уст} = \left| \frac{k_0}{1 + k_{\Sigma}} \cdot \frac{\mu}{s^2} \right|_{s=0} = \infty. \quad (6.8)$$

В астатичній системі з астатизмом другого порядку при підключенні інтегрувальних ланок до місця прикладання зовнішнього збурення передаточна функція розімкнутої системи матиме вигляд:

$$W_p(s) = \frac{1}{s^2} W(s). \quad (6.9)$$

Тоді

$$\Delta y_{уст} = \left| \frac{W'_f(s)}{(1 + \frac{1}{s^2} W(s)) s^2} \mu \right|_{s=0} = \left| \frac{k_0}{s^2 + k_{\Sigma}} \mu \right|_{s=0} = \frac{k_0}{k_{\Sigma}} \mu, \quad (6.10)$$

де $\frac{\mu}{\Delta y_{уст}} = \frac{k_{\Sigma}}{k_0} = k_{\mu}$ - добротність системи за прискоренням, під якою

розуміють прискорення, за якого $\Delta y_{уст} = 1$. При цьому $k_{\mu} = k_{\Sigma}$.

Якщо система має скінченне значення добротності за прискоренням, то добротність цієї системи за швидкістю дорівнює нескінченності, а усталене відхилення вихідної величини при збуренні, що змінюється зі сталою швидкістю, дорівнює нулю.

Отже,

$$\Delta y_{уст} = \left. \frac{k_0}{1 + \frac{1}{s^2} k_\Sigma} \cdot \frac{v}{s} \right|_{s=0} = 0. \quad (6.11)$$

Приклад 6.1. Задано передаточну функцію розімкнутої системи:

$$W_{роз}(s) = \frac{K_v}{s(1+Ts)}.$$

Визначити співвідношення між добротністю за швидкістю K_v і постійною часу T , при якій затухання за один період буде не менше заданого значення ξ .

Розв'язання. Запишемо передаточну функцію замкнутої системи:

$$W_{зам}(s) = \frac{W_{роз}(s)}{1 + W_{роз}(s)}.$$

Звідси характеристичне рівняння системи

$$1 + W_{роз}(s) = 0,$$

або, після підстановки передаточної функції розімкнутої системи,

$$s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K_v}{T} = 0.$$

Корені цього рівняння:

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2T} \pm j\sqrt{\frac{K_v}{T} - \frac{1}{4T^2}} = -\alpha \pm j\beta,$$

де

$$\alpha = \frac{1}{2T} \text{ і } \beta = \sqrt{\frac{K_v}{T} - \frac{1}{4T^2}}.$$

Коливальність пов'язана із затуханням за один період залежностями (5.14 і 5.16):

$$\mu = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{1}{1-\xi}\right)}.$$

Далі визначаємо

$$\frac{\beta}{\alpha} = \sqrt{4K_v T - 1}.$$

Спільне розв'язання двох останніх виразів дає нам необхідну умову:

$$K_v T \leq \frac{\pi^2}{\left(\ln \frac{1}{1-\xi}\right)^2} + 0,25.$$

Підвищення точності САР за допомогою компенсації збурення (забезпечення інваріантності).

Для того, щоб усунути збурення і забезпечити відповідну стійкість та якість перехідного процесу замкнутої САР, потрібно реалізувати в системі крім принципу регулювання за відхиленням, ще й принцип регулювання за збуренням. Дана система регулювання є комбінованою і її можна побудувати, якщо збурення $f(t)$ піддається вимірюванню.

Якщо в САР передбачено повну або часткову компенсацію зовнішніх збурень, то це означає, що в системі використовується принцип інваріантності, а такі САР називаються інваріантними.

Операторне рівняння для відхилення вихідної змінної замкнутої системи відносно збурення можна представити у вигляді:

$$\Delta y(s) = W_f(s)f(s),$$

де $W_f(s)$ – передаточна функція замкнутої системи відносно збурення і регульованої змінної;

$f(s)$ – зображення функції збурення.

Абсолютно інваріантною системою називається така система, в якій значення $y(s)$ тотожно дорівнює нулю при нульових початкових умовах. Відхилення вихідної змінної буде дорівнює нулю, якщо виконується рівність:

$$W_f(s)f(s) = 0$$

Залежно від способів досягнення цієї рівності розрізняють *чотири форми інваріантності*.

Перша форма інваріантності систем полягає у відсутності дії збурення на об'єкт, тобто $f(s)=0$, при цьому

$$W_f(s) \neq 0.$$

Це означає, що конструктивно система виконана таким чином і розміщена в такому місці, що дії від зовнішніх збурень виключені.

Друга форма інваріантності систем полягає в тому, що структура системи виключає проходження сигналу зовнішніх збурень на вихід при $f(s) \neq 0$: $W_f(s) = 0$.

Ця форма інваріантності за своєю практичною цінністю є найбільш важливою і здійснити її можна різними способами.

Оскільки передаточна функція замкнутої системи відносно збурення є дробово-раціональною функцією

$$W_f(s) = \frac{B_f(s)}{A_f(s)},$$

то можна вказати два способи другої форми інваріантності: перший спосіб, коли $B_f(s) = 0$; другий, – коли $A_f(s) = \infty$.

Оператор дії $B_f(s)$ в загальному випадку визначається властивостями каналів передачі збурення $f(s)$. Якщо є лише один канал, то перший варіант

$B_f(s) = 0$ фізично означає, що канал відсутній. Якщо є декілька каналів передачі дії $f(s)$, то

$$W_f(s) = \frac{\sum_{i=1}^n B_{if}(s)}{A_f(s)},$$

де n – число каналів передачі дії.

Кожний з доданків B_{if} не дорівнює нулю, але можна підібрати параметри каналів так, що виконується умова:

$$\sum_{i=1}^n B_{if}(s) = 0.$$

Таким чином, для здійснення *першого способу* другої форми інваріантності потрібно мати не менше двох каналів передачі збурень на систему.

Умова багатоканальності виконується в багатоконтурних системах. В одноконтурних системах для здійснення умови багатоканальності потрібно штучно створювати додаткові канали. Практично це означає, що необхідно мати можливість безпосереднього вимірювання збурень або використати непрямі методи вимірювання збурень.

Другий спосіб другої форми інваріантності полягає у виконанні умови:

$$A_f(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = \infty.$$

Цей спосіб може бути реалізований у тому випадку, коли $a_n = \infty$. Вільний член a_n залежить від коефіцієнта підсилення k_Σ розімкненої системи, який дорівнював би нескінченності. Тому досягнення інваріантності за рахунок забезпечення умови $k_\Sigma = \infty$ має суто теоретичне значення.

Третя форма інваріантності систем полягає в тому, що в усталеному режимі

$$W_f(s)f(s) = 0, \tag{6.12}$$

де $W_f(s) \neq 0$ і $f(s) \neq 0$.

Умова (6.12) виконується в тому випадку, коли передаточна функція в якості співмножника має знаменник зображення за Лапласом збурюючої дії. Отже, якщо задано

$$f(s) = \frac{M(s)}{N(s)},$$

то передаточна функція замкнутої системи відносно збурення матиме вигляд:

$$W_f(s) = \frac{B_f(s)}{A_f(s)} = \frac{B_f^0(s)}{A_f(s)} N(s),$$

де $B_f(s) = B_f^0(s)N(s)$.

Потрібно відзначити два варіанти третьої форми інваріантності:

1) селективна інваріантність – забезпечується тільки за відношенням до визначеного заздалегідь відомого за характером збурення.

2) інваріантність до перехідної складової виконується тільки для усталених процесів зміни збурення.

Наприклад, коли дія $f(t) = I(t)$ в усталеному режимі має постійне значення. У цьому випадку $f(s) = I/s; N(s)=s$;

$$W_f(s) = \frac{B_f^0(s)}{A_f(s)} s,$$

звідси

$$A_f(s)y(s) = B_f^0(s)L\left[\frac{dI}{dt}\right] = 0,$$

оскільки похідна від постійної величини дорівнює нулю.

Четверта форма інваріантності систем передбачає наявність компенсуючої дії в системі $g(t)$, при якій

$$\Delta y(s) = W_f(s)f(s) - W_g(s)g(s) = 0. \quad (6.13)$$

З (6.13) можна визначити компенсуючу дію, яка буде задовольняти цю вимогу:

$$g(s) = \frac{W_f(s)f(s)}{W_g(s)}.$$

Компенсуюча дія залежить від характеру збурення, тому в системі потрібно передбачати визначення збурення в процесі експлуатації.

Дані форми інваріантності використовуються при побудові високоякісних автоматичних систем, структура, принцип дії і особливості виконання яких можуть бути різноманітними. При цьому в ряді випадків обмежуються реалізацією часткової інваріантності, коли основні умови вказаних форм інваріантності виконуються з точністю до малої величини ε .

Приклад 6.2. Збурення $f(s)$ подається на вхід об'єкта (рис. 6.2, а). Для компенсації цієї дії на вхід регулятора потрібно подавати сигнал, протилежний дії збурення.

З урахуванням кола компенсації $W_f(s)$ передаточна функція перетвореної замкнутої системи (рис. 6.2, б) буде мати вигляд:

$$W_{zf}(s) = [1 - W_f(s)W_p(s)] \frac{W_o(s)}{W_p(s)W_o(s) + 1}. \quad (6.14)$$

Повна компенсація збурення і отримання $W_{zf}(s)=0$ можлива, якщо буде виконуватись умова:

$$1 - W_f(s)W_p(s) = 0,$$

тобто коли

$$W_f(s) = \frac{1}{W_p(s)}.$$

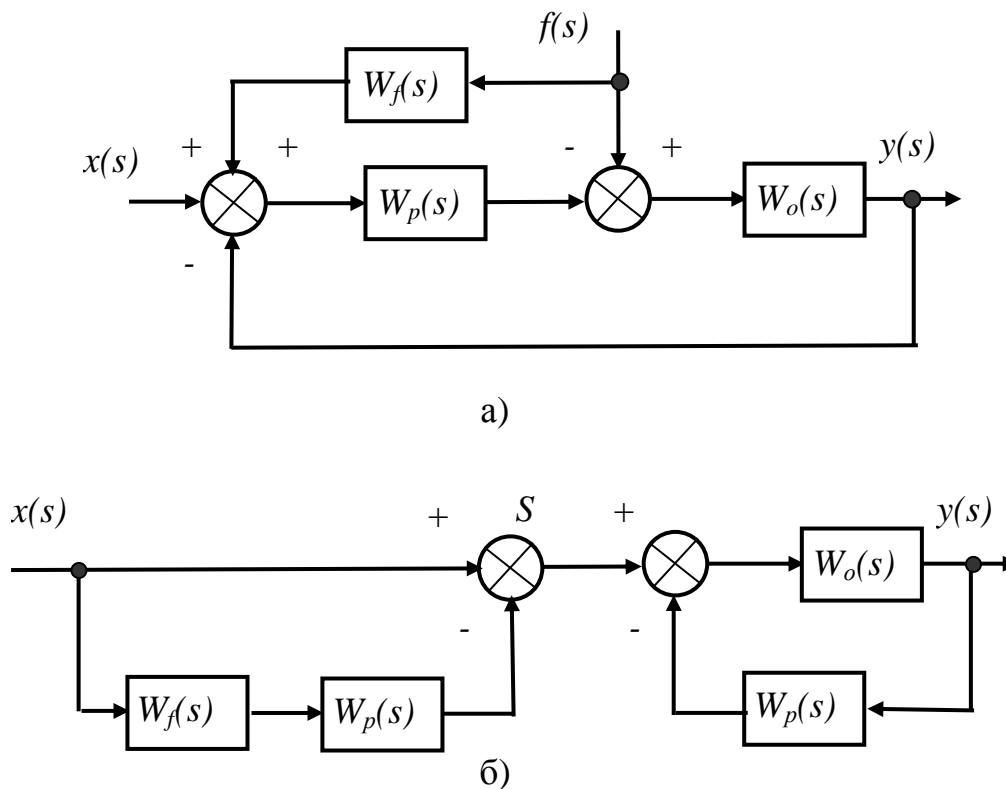


Рис. 6.2. Структурне представлення САР

При цьому результуючий сигнал після суматора S (рис. 6.2, б) дорівнює нулю і система регулювання не реагує на збурення $f(s)$, тобто є інваріантною за відношенням до збурення.

6.2. Синтез коректуючих пристроїв методом ЛЧХ

Заданий характер перехідного процесу автоматичної системи може бути забезпечений відповідним вибором параметрів окремих ланок й уведенням коректувальних пристроїв. З допомогою коректувальних пристроїв можна змінити, наприклад, частотні характеристики так, щоб вони відповідали заданому характеру перехідного процесу.

Метод логарифмічних частотних характеристик найшов широке використання в інженерній практиці, оскільки він простий і забезпечує необхідну точність розрахунку.

Перехідний процес, викликаний стрибкоподібним сигналом, для тих чи інших автоматичних систем повинен відповідати заданим показникам якості. Для цього визначають потрібні (бажані) частотні характеристики, які знаходять за умови забезпечення перехідного процесу із заданим часом регулювання t_p і перерегулюванням σ . Для мінімально-фазових систем існує однозначна залежність між ЛАЧХ і ЛФЧХ, тому достатньо побудувати тільки бажану ЛАЧХ.

При побудові бажаної логарифмічної характеристики в більшості випадків користуються вказівками В.В. Солодовникова, які наведені нижче.

1. Логарифмічну амплітудну характеристику розбивають на три ділянки: низькочастотну, середньочастотну і високочастотну.

2. Низькочастотна ділянка, яка знаходиться в області частот до першої точки спряження, повинна бути горизонтальною для статичних систем і віддалена від осі частот на величину $20 \lg k$ дб.

3. Для астатичних систем ця ділянка повинна мати нахил -20 дб/дек і при частоті $\omega=1$ с⁻¹ ординату, рівну $20 \lg k$ дб, k – коефіцієнт підсилення системи. Для астатичних систем, які мають дві або три інтегровальні ланки, нахил прямої відповідно зростає до -40 дб/дек і -60 дб/дек.

4. Низькочастотна ділянка зазвичай обмежується значенням частоти $\omega \leq \omega_n$.

5. Середньочастотна ділянка повинна перетинати вісь частот на частоті зрізу $\omega_{зр}$, яка вибирається в межах: $\omega_{зр} = (0,55 - 0,8)\omega_n$, де ω_n – інтервал додатної частотної характеристики, і вибирається за заданим часом перехідного процесу та за величиною перерегулювання. В основу побудови середньочастотної ділянки покладені типові дійсні частотні характеристики. З метою спрощення типова дійсна характеристика складається з прямолінійних відрізків і має форму, зображену на рис. 6.3.

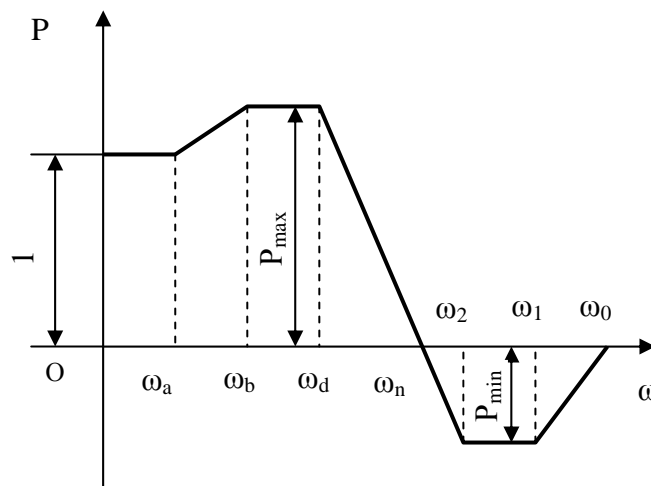


Рис. 6.3. Типова дійсна частотна характеристика

Показники типової дійсної характеристики:

- а) P_{max} – максимальне значення дійсної частотної характеристики;
- б) P_{min} – мінімальне значення, яке відповідає найбільшій абсолютній величині від'ємної частини характеристики;
- в) $0 - \omega_n$ – інтервал, в якому характеристика – додатна;
- г) $\beta = \omega_b / \omega_n$ – коефіцієнт форми;
- г) $\chi = \omega_d / \omega_n$ і $\chi_a = \omega_d / \omega_b$ – коефіцієнти основного і додаткового нахилів;
- д) ω_2 / ω_0 і ω_1 / ω_0 – коефіцієнти форми і нахилу від'ємної частини характеристики.

У більшості випадків типова характеристика розглядається без її від'ємної частини. Дослідження в області автоматичного регулювання

дозволяють з достатньою для практики точністю пов'язати показники якості системи з показниками дійсної характеристики.

До показників якості системи, з яких виходять при виборі коректуючих пристроїв, крім вищезгаданих, теж потрібно віднести запаси стійкості за модулем і за фазою.

Існують різні співвідношення, які пов'язують показники якості системи і дійсну характеристику. На рис. 6.4, а) і б) зображені діаграми вибору дійсної характеристики.

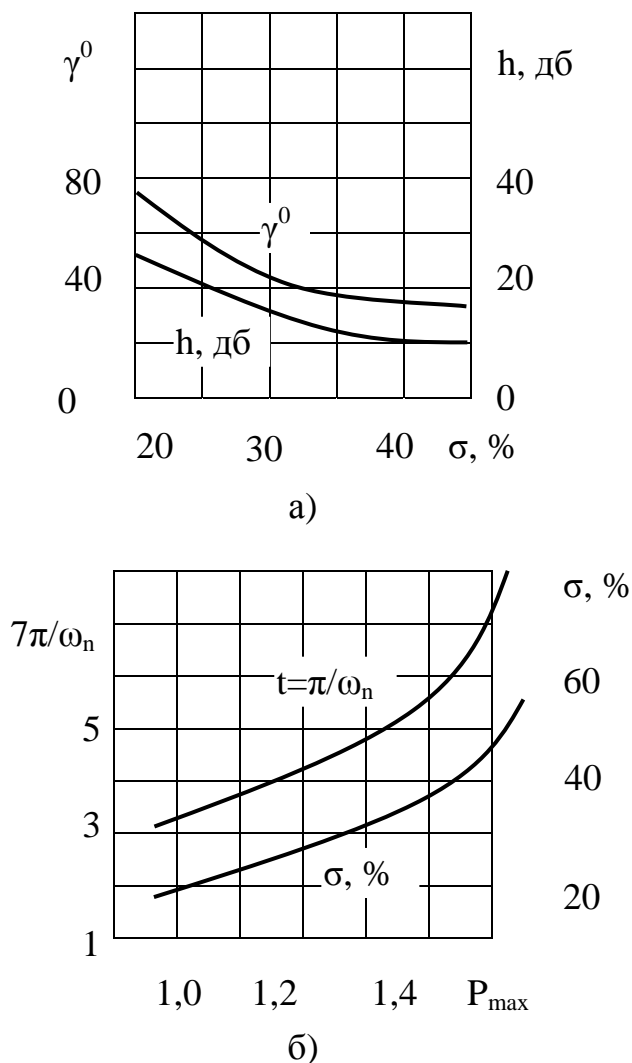


Рис. 6.4. Номограми для розрахунку бажаної ЛАЧХ

Діаграми встановлюють приблизну залежність запасу стійкості за модулем $h, \text{дб}$ і за фазою γ в градусах від величини перерегулювання $\sigma, \%$ і залежність перерегулювання $\sigma, \%$ і часу t тривалості перехідного процесу в умовних одиницях (π/ω_n) від показника P_{\max} дійсної характеристики.

Користуючись указаними матеріалами, можна підібрати для дійсної характеристики значення показників P_{\max} і P_{\min} , χ , ω_n і $\omega_d = \chi \omega_n$. Щодо коефіцієнта форми β і додаткового нахилу χ_a , то здебільшого рекомендується брати ці величини такого порядку:

$$\beta = \omega_b / \omega_n \geq 0,5 \text{ і } \chi_a = \omega_a / \omega_b \geq 0,4.$$

Таким чином, на основі необхідних показників якості системи і її стійкості можемо визначити бажану дійсну характеристику системи.

У мінімально-фазових системах автоматичного регулювання, які в більшості випадків є реальними системами, існує однозначна залежність між дійсною та іншими частотними характеристиками: уявною, амплітудною і фазовою.

Середньочастотна ділянка знаходиться з двох сторін від точки зрізу і повинна мати нахил, близький до нахилу некоректованої характеристики. Вона обмежується ординатами m_1 і $-m_2$:

$$m_1 \geq 20 \lg |W(j\omega)| \geq -m_2.$$

Значення m_2 визначається як запас стійкості за модулем з діаграми рис. 6.4, а).

Ордината m_1 визначається із спряженої частоти, яка найближча до частоти зрізу $\omega_{зр}$.

6. Область середніх частот обмежується деякою частотою ω_k , яка не повинна перевищувати $(6 - 8) \omega_{зр}$.

Спряження області низьких і середніх частот рекомендується проводити прямою з нахилом $(40 - 60) \text{ дб/дек}$.

7. Область високих частот, що знаходиться за ω_k , суттєво не впливає на вибір коректуючого пристрою і при розрахунках не береться до уваги.

При вирішенні задачі корекції систем розрізняють два способи підключення коректуючих пристроїв: послідовне і паралельне.

Послідовні коректуючі пристрої. Послідовні коректуючі пристрої підключають безпосередньо в коло проходження основного сигналу послідовно з основними ланками рис. 6.5.

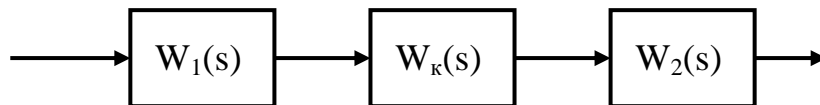


Рис. 6.5. Структурна схема з послідовно підключеним коректуючим пристроєм

Передаточна функція скоректованої системи, яка відповідає бажаній ЛАЧХ, дорівнює:

$$W_{ск}(s) = W_{нк}(s)W_k(s), \quad (6.15)$$

де $W_k(s)$, $W_{ск}(s)$, $W_{нк}(s) = W_1(s)W_2(s)$ – відповідно передаточні функції коректуючого пристрою, скоректованої і нескоректованої систем.

Відповідно отримаємо:

$$W_k(s) = \frac{W_{ск}(s)}{W_{нк}(s)}, \quad (6.16)$$

або в логарифмічній формі

$$20\lg|W_k(s)| = 20\lg|W_{ck}(s)| - 20\lg|W_{нк}(s)|. \quad (6.17)$$

Таким чином,

$$L_k(\omega) = L_{ck}(\omega) - L_{нк}(\omega), \quad (6.18)$$

де $L_k(\omega)$, $L_{ck}(\omega)$, $L_{нк}(\omega)$ – відповідно ЛАЧХ коректуючого пристрою, скоректованої і нескоректованої систем.

Тип і параметри послідовно коректуючого пристрою при використанні ЛАЧХ отримаємо наступним чином.

1. Визначають ЛАЧХ нескоректованої системи за передаточною функцією розімкнутої системи.

2. Будується бажана ЛАЧХ скоректованої системи за заданими показниками якості.

3. Графічно віднімають від бажаної ЛАЧХ ординати ЛАЧХ нескоректованої системи і отримують ЛАЧХ послідовно коректуючого пристрою.

4. Спрощують ЛАЧХ коректуючого пристрою, щоб можна було легше реалізувати цю ланку; порівнюють з таблицею типових диференціальних, інтегровальних та інтегро-диференціальних ланок, визначають тип необхідного коректуючого пристрою (додатки Е, F).

5. За спряженими частотами знаходять параметри коректуючого пристрою.

Приклад 6.3. Нескоректована система має передаточну функцію в розімкнутому стані

$$W_{нк}(s) = \frac{200}{s(0.1s + 1)(0.02s + 1)(0.01s + 1)}.$$

Потрібно розрахувати коректуючий пристрій послідовного типу, який забезпечить при одиничному збурюючому сигналі перерегулювання не більше $\sigma=30\%$ і час регулювання $t \leq 0.9$ с.

Розв'язання. Спочатку будують ЛАЧХ нескоректованої системи в асимптотичному вигляді.

Частоти спряження будуть (рис. 6.6):

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = 10 \text{ 1/с} \quad \omega_2 = \frac{1}{T_2} = 50 \text{ 1/с}; \quad \omega_3 = \frac{1}{T_3} = 100 \text{ 1/с}.$$

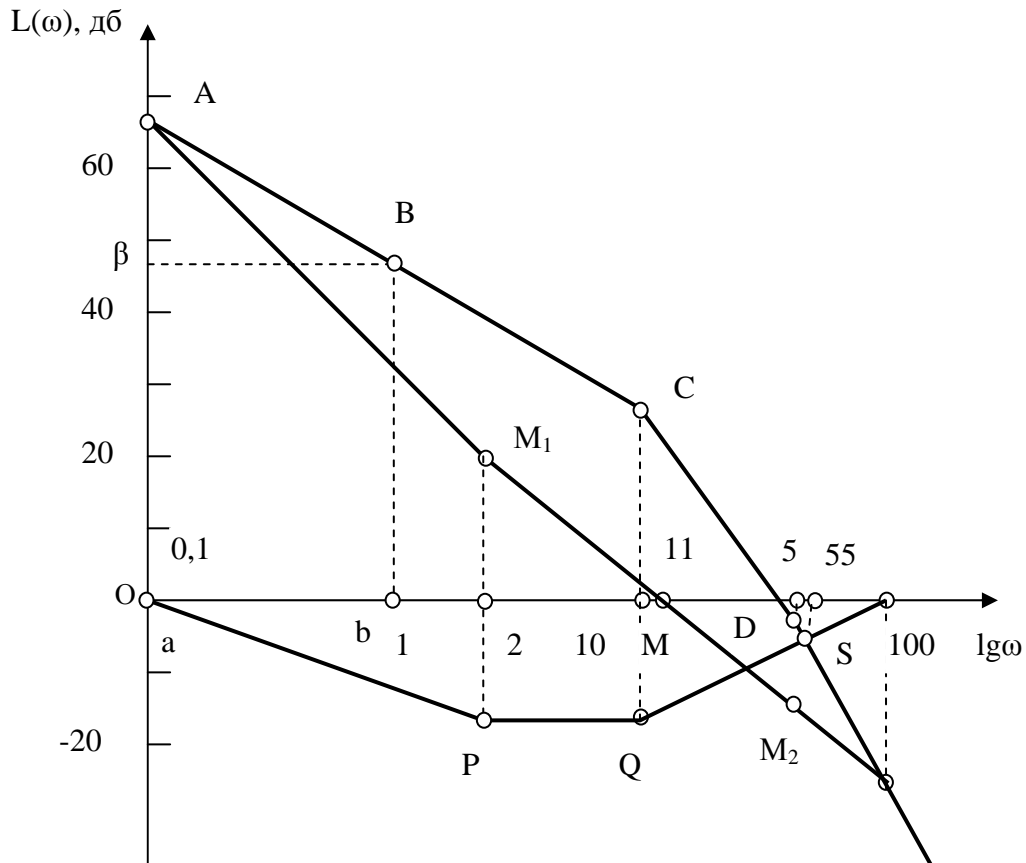


Рис.6.6. Приклад побудови логарифмічно-частотних характеристик для системи з коректуючим пристроєм послідовного типу

Оскільки система має інтегрувальну ланку, то початковий нахил асимптотичної характеристики буде -20 дб/дек . При $\omega_b = 1$ значення ординати буде $20 \lg k = 20 \lg 200 = 46 \text{ дб}$.

Будуємо бажану ЛАЧХ. З діаграми залежності перерегулювання і часу перехідного процесу від P_{max} дійсної характеристики (рис. 6.4) знайдемо, що при $\sigma = 30\%$ і $P_{max} = 1,3$ $T = \frac{4.5\pi}{\omega_n}$.

Звідси

$$\omega_n = \frac{4.5\pi}{0.9} = 16 \text{ с}^{-1}.$$

Прийmemo частоту зрізу $\omega_{зр} = 0,7 \omega_n = 11$. Нанесемо це значення на вісь частот (рис. 6.6), визначимо точку M бажаної характеристики. Проведемо через точку M пряму з нахилом 20 дб/дек . З діаграми рис. 6.4 за заданим значенням σ знаходимо запас стійкості за модулем $h = 14 \text{ дб}$, звідси $|(m_2)| = 14 \text{ дб}$.

З рівняння

$$\frac{14}{\lg \omega_{m_2} - \lg 11} = 20$$

обчислюємо значення ω_2 , яке відповідає ординаті точки M_2 , тобто

$$\omega_{m_2} = 55 \frac{1}{c}.$$

Приймаємо, що при малих частотах бажана ЛАЧХ співпадає з нескоректованою, тобто вона проходить через точку A , ордината якої

$$aA = a\beta + \beta A = 46 + 20 = 66 \text{ дб}.$$

Спряження з прямою MM_2 проводимо відрізком, який має нахил -40 дб/дк .

Координати точки M_1 визначимо з рівнянь:

$$L(\omega) = 20 \lg \frac{\omega_{zp}}{\omega_{m_1}}; \quad 66 - L(\omega) = 40 \lg \frac{\omega_{m_1}}{\omega_a}.$$

Розв'язання дає:

$$\omega_{m_1} = 2 \frac{1}{c}; \quad L(\omega) = M_1 m_1 = 14 \text{ дб}.$$

Область середніх частот обмежимо значенням $\omega_3 = 100 \text{ 1/с}$.

Високочастотна ділянка бажаної характеристики за $\omega_3 = 100 \text{ 1/с}$ співпадає з характеристикою нескоректованої системи.

Після віднімання з $L_{ск}(\omega)$ ординати $L_{нк}(\omega)$ отримаємо ЛАЧХ коректуючого пристрою $L_{к}(\omega)$. Вона подібна до ЛАЧХ інтегро-диференціувального пристрою, який і вибираємо в якості послідовного коректуючого пристрою (додаток Е). За частотами спряження характеристики $L_{к}(\omega)$ (див. рис. 6.6) визначаємо постійні часу інтегро-диференціувального пристрою і записуємо передаточну функцію:

$$W(s) = \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} = \frac{(1 + 0.5s)(1 + 0.1s)}{(1 + 10s)(1 + 0.01s)},$$

де $T_1 = 1/2,0 = 0,5 \text{ с}$; $T_2 = 1/10 = 0,1 \text{ с}$; $\tau_1 = 1/0,1 = 10 \text{ с}$;
 $\tau_2 = 1/100 = 0,01 \text{ с}$.

На основі схеми цього пристрою отримаємо:

$$T_1 = R_1 C_1 = 0.5 \text{ с};$$

$$T_2 = R_2 C_2 = 0.1 \text{ с}.$$

Вибираючи ємності $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкф}$, знайдемо $R_1 = 0,5 \text{ кОм}$;
 $R_2 = 0,1 \text{ кОм}$.

Паралельні коректуючі пристрої. Паралельні коректуючі пристрої підключаються у вигляді зворотних зв'язків, які охоплюють частину основних ланок системи (рис. 6.7). При цьому аналогічно попередньому спочатку будують ЛАЧХ нескоректованої системи і бажану ЛАЧХ. У цьому випадку передаточна функція розімкнутої системи:

$$W_{ck}(s) = \frac{W_{nc}(s)}{1 + W_{ox}(s)W_{33}(s)}, \quad (6.19)$$

де $W_{ox}(s)$ – передаточна функція ділянки, охопленої паралельним коректуючим пристроєм;

$W_{33}(s)$ – передаточна функція паралельного коректуючого пристрою.

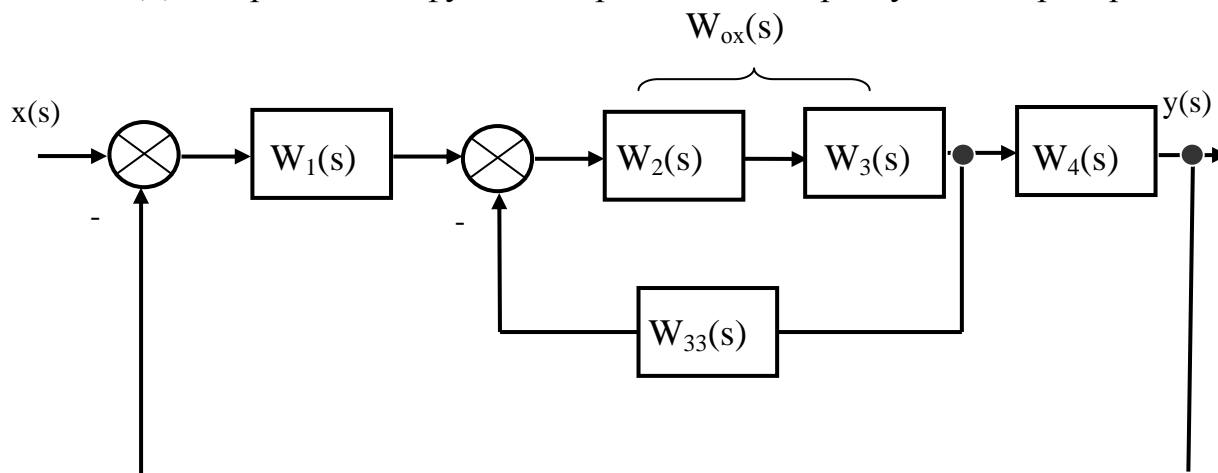


Рис. 6.7. Структурна схема системи з паралельно підключеним коректуючим пристроєм

В інтервалі частот, для якого істинна нерівність:

$$W_{ox}(s)W_{33}(s) \gg 1, \quad (6.20)$$

вираз (6.19) можна приблизно записати так:

$$W_{ck}(s) = \frac{W_{nc}(s)}{W_{ox}(s)W_{33}(s)}. \quad (6.21)$$

Логарифмуючи вираз (6.21) і проводячи перетворення, отримаємо:

$$20\lg|W_{33}(s)| = 20\lg|W_{nc}(s)| - 20\lg|W_{ck}(s)| - 20\lg|W_{ox}(s)|. \quad (6.22)$$

Оскільки $W_{ck}(s)$ визначає бажану ЛАЧХ, то на основі (6.17) можна в (6.22) увести еквівалентний послідовний коректуючий пристрій із передаточною функцією $W_k(s)$:

$$20\lg|W_{33}(s)| = -20\lg|W_k(s)| - 20\lg|W_{ox}(s)|. \quad (6.23)$$

У деяких випадках ЛАЧХ паралельного коректуючого пристрою $L_{33}(\omega)$ на основі (6.22) знаходять за формулою:

$$20\lg|W_{33}(s)| = -20\lg|W_{неох}(s)| - 20\lg|W_{ск}(s)|, \quad (6.24)$$

де $W_{неох}(s)$ – передаточна функція неохоплених ланок.

При такому способі визначення $L_{33}(\omega)$ необхідно побудувати $L_{неох}(\omega)$ і графічно відняти ординати $L_{ск}(\omega)$ бажаної ЛАЧХ: $L_{33}(\omega) = L_{неох}(\omega) - L_{ск}(\omega)$.

На основі (6.23), наприклад, побудова ЛАЧХ паралельного коректуючого пристрою полягає в наступному:

- а) наноситься ЛАЧХ нескоректованої розімкнутої системи $L_{нк}(\omega)$;
- б) будується бажана ЛАЧХ $L_{ск}(\omega)$;
- в) після віднімання з бажаної ЛАЧХ ординати ЛАЧХ нескоректованої системи визначається ЛАЧХ еквівалентного послідовного коректуючого пристрою $L_{к}(\omega)$;
- г) будується ЛАЧХ ланок, охоплених паралельним коректуючим пристроєм $L_{ох}(\omega)$;
- г) графічно сумуються ординати ЛАЧХ охоплених ланок і еквівалентного послідовного коректуючого пристрою;
- д) будується ЛАЧХ, обернена за знаком, що отримана в пункті г; вона є характеристикою паралельного коректуючого пристрою $L_{33}(\omega)$.

Далі, незалежно від способу побудови $L_{33}(\omega)$, потрібно:

- 1) перевірити стійкість внутрішнього замкнутого контуру після побудови фазочастотної характеристики $(\varphi_{33}(\omega) + \varphi_{ох}(\omega))$ і ЛАЧХ у вигляді $(L_{33}(\omega) + L_{ох}(\omega))$;
- 2) визначити ЛАЧХ внутрішнього замкнутого контуру $L_{зк}(\omega)$;
- 3) отримати уточнену ЛАЧХ скоректованої системи $L_{ск}(\omega)$ і побудувати ЛФЧХ скоректованої системи $\varphi_{ск}(\omega)$;
- 4) уточнити запаси за модулем, за фазою і визначити показники якості перехідного процесу;
- 5) за видом ЛАЧХ паралельного коректуючого пристрою з довідкових таблиць вибрати тип коректуючого пристрою і за частотами спряження знайти його параметри.

Для збереження порядку астатизму системи при підключенні паралельного коректуючого пристрою потрібно, щоб порядок нуля його

передаточної функції $W_{зз}(s)$ при $s = 0$ був не нижчий порядку полюса передаточної функції охоплених ланок $W_{ox}(s)$ при $s = 0$.

Приклад 6.4. Визначити параметри паралельного коректуючого пристрою для системи (рис. 6.7) з передаточною функцією в розімкненому стані:

$$W(s) = \frac{k_1 k_2 k_3 k_4}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)(1 + T_3 s) T_4 s},$$

де $k_1 = 3$; $k_2 = 20$; $k_3 = 8$ $k_4 = 1$; $T_1 = 0,015$ с; $T_2 = 0,003$ с; $T_3 = 0,1$ с; $T_4 = 0,5$ с.

Скоректована система повинна мати такі показники якості при одиничному задавальному сигналі: перерегулювання $\sigma \leq 25\%$; час перехідного процесу $t_p \leq 0,7$ с. Після підстановки значень параметрів отримаємо:

$$W(s) = \frac{960}{s(1 + 0.015s)(1 + 0.003s)(1 + 0.1s)}$$

Для побудови ЛАЧХ нескоректованої системи $L_{нк}(\omega)$ потрібно визначити частоти спряження

$$\omega_{c1} = \frac{1}{0.1} = 10 \text{ 1/с}; \quad \omega_{c2} = \frac{1}{0.015} = 66.51 \text{ 1/с}; \quad \omega_{c3} = \frac{1}{0.003} = 333 \text{ 1/с}.$$

На рис. 6.8 за вказаними значеннями частот спряження побудована ЛАЧХ нескоректованої системи з урахуванням того, що при $\omega = 1$ 1/с ордината дорівнює $20 \lg 960 = 20 \cdot 2,982 = 59,64$ дб.

Далі будуємо бажану ЛАЧХ скоректованої системи за заданими значеннями перерегулювання та часу регулювання. За рис. 6.4 для $\sigma = 25\%$ і $t_p = \frac{2.8\pi}{\omega_{зр}}$; $\omega_{зр} = \frac{2.8\pi}{0.7} = 12.5$ 1/с.

Користуючись номограмою (рис.6.4, а), визначаємо запаси за амплітудою і за фазою: $h = 16$ дб; $\gamma = 45^\circ$.

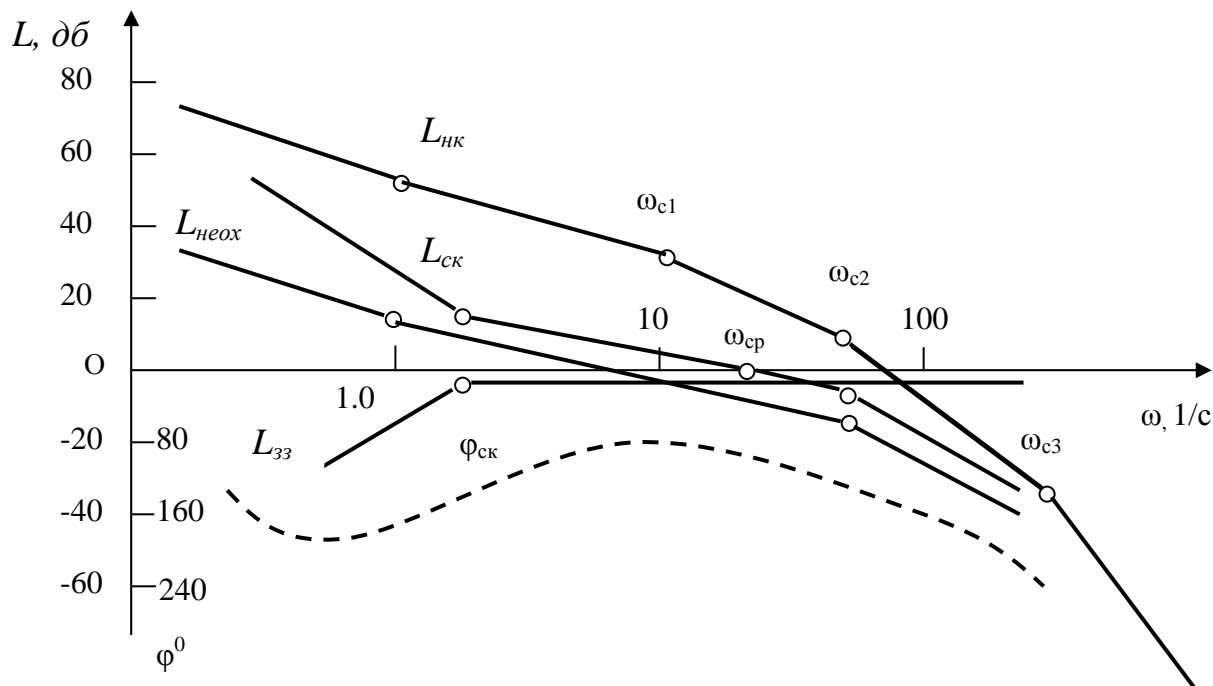


Рис. 6.8. Приклад побудови логарифмічно-частотних характеристик для системи з коректуючим пристроєм паралельного типу

На рис. 6.8 побудована бажана ЛАЧХ скоректованої системи, що проходить через точку $\omega_{зр} = 12,5$ 1/с з нахилом -20 дб/дек і задовольняє умову

$$-16 \text{ дб} < L_{ск}(\omega) < 16 \text{ дб} \quad \text{для } \omega_1 = 2 \text{ 1/с}, \omega_2 = 66,5 \text{ 1/с}.$$

На цьому ж рисунку побудована ЛАЧХ неохоплених ланок:

$$W_{неох}(s) = \frac{6}{s(1 + 0,015s)}.$$

Визначаємо контрольні точки для ЛАЧХ неохоплених ланок $L_{неох}(\omega)$: при $\omega=1$ 1/с амплітуда дорівнює $20 \lg 6 = 20 \cdot 0,778 = 15,6$ дб; частота спряження рівна $\omega_c = 1/0,015 = 66,5$ 1/с = ω_2 .

Нахил $L_{неох}(\omega)$ на ділянці до ω_c дорівнює -20 дб/дек і на ділянці $\omega > \omega_{c2}$ дорівнює -40 дб/дек.

На основі (6.24) визначаємо $L_{33}(\omega)$, віднімаючи ординати $L_{ск}(\omega)$ від ординат $L_{неох}(\omega)$.

Для перевірки стійкості внутрішнього замкнутого контуру будемо $L_{ох}(\omega)$ і додаємо до $L_{33}(\omega)$ (рис. 6.9). При цьому для охоплених ланок:

$$W_{ох}(s) = \frac{k_2 k_3}{(1 + T_2 s)(1 + T_3 s)} = \frac{20 \cdot 8}{(1 + 0,003s)(1 + 0,1s)}.$$

Звідси знаходимо контрольні точки ЛАЧХ охоплених ланок $L_{ох}(\omega) = 20 \lg 160 = 20 \cdot 2,204 = 44,1$ дб:

$$\omega_{c1} = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ 1/с}; \quad \omega_{c3} = \frac{1}{0,003} = 333 \text{ 1/с}.$$

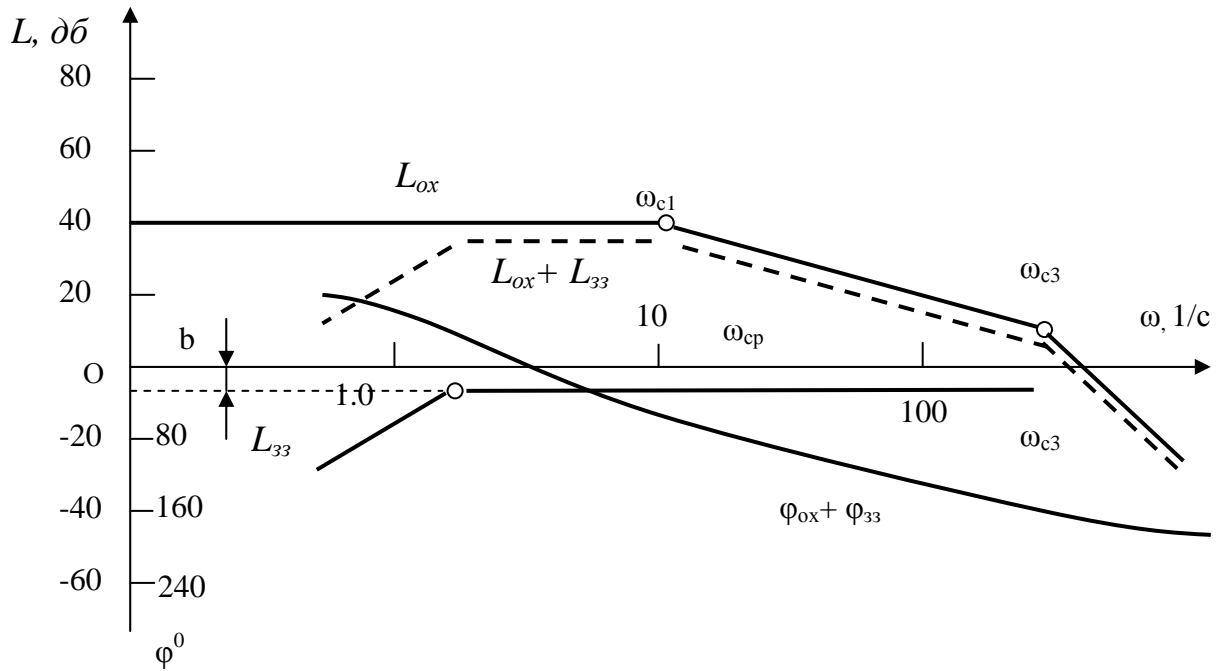


Рис. 6.9. ЛЧХ внутрішнього замкнутого контуру

Після додавання $L_{33}(\omega)$ і $L_{ox}(\omega)$ отримаємо $(L_{33}(\omega) + L_{ox}(\omega))$ для розімкнутого внутрішнього контуру (рис. 6.9) і переконуємося, що він стійкий при замкнутому внутрішньому зв'язку, оскільки фаза його не перевищує -180° .

Побудувавши ЛАЧХ і ЛФЧХ для внутрішнього замкнутого контуру і додавши їхні характеристики з ЛАЧХ і ЛФЧХ неохоплених ланок, отримаємо уточнену ЛАЧХ і ЛФЧХ скоректованої системи і уточнимо запаси стійкості за амплітудою і за фазою. Далі побудуємо перехідну характеристику скоректованої системи і уточнимо показники якості.

Реалізувати отриманий паралельний коректуючий пристрій за $L_{33}(\omega)$ можна у випадку електричних ланок $W_2(s)$ і $W_3(s)$ системи з допомогою пасивного електричного кола RC з передаточною функцією (додаток Е):

$$W_{33}(s) = \frac{\alpha_{33} T_{33} s}{(1 + T_{33} s)},$$

де $T_{33} = 1/\omega_{33}$, $20 \lg \alpha_{33} = b$.

Із рис. 6.9 знаходимо $\omega_{33} = 2$ 1/c, $b = 6$ дБ, тому

$$\begin{cases} T_{33} = 0.5 = (R_1 + R_2)C; \\ \alpha_{33} = 0.5 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \end{cases} \quad (6.25)$$

На основі (6.25) при вибраному значенні C можна визначити опори R_1 і R_2 .

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	5
РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО СИСТЕМИ ТА ЕЛЕМЕНТИ АВТОМАТИКИ	7
1.1. Короткий історичний нарис розвитку теорії автоматичного керування	7
1.2. Основні поняття та визначення	9
1.3. Класифікація систем автоматичного регулювання	14
1.4. Принципи керування (регулювання)	23
1.5. Закони регулювання	28
РОЗДІЛ 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ І ВЛАСТИВОСТІ ЕЛЕМЕНТІВ ТА СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ	31
2.1. Статичні характеристики елементів і систем	31
2.2. Динамічні характеристики елементів і систем	37
2.3. Типові динамічні ланки та їхні характеристики	48
РОЗДІЛ 3. ЛІНІЙНІ СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ	74
3.1. Схеми систем автоматичного керування	74
3.2. З'єднання лінійних ланок	80
3.3. Перетворення структурних схем	85
3.4. Властивості об'єктів регулювання	89
РОЗДІЛ 4. СТІЙКІСТЬ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ	101
4.1. Загальні відомості та умови стійкості лінійних САК	101
4.2. Алгебраїчні критерії стійкості	105
4.2.1. Критерій Вишнеградського	105
4.2.2. Критерій Рауса	107
4.2.3. Критерій Гурвіца	108
4.2.4. Критерій стійкості Лъенара – Шіпара	111
4.3. Частотні критерії стійкості	111
4.3.1. Критерій Михайлова	111
4.3.2. Критерій Найквіста	113
4.3.3. Логарифмічний частотний критерій стійкості	117
4.4. Виділення областей стійкості. Поняття про метод D - розбиття	119
РОЗДІЛ 5. ЯКІСТЬ РОБОТИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ	128
5.1. Точність САК в усталеному режимі	128
5.2. Оцінка якості САК за перехідною характеристикою	131
5.3. Кореневі методи оцінки якості	133
5.4. Інтегральні показники якості	137
5.5. Частотні методи оцінки якості САК	140
5.6. Методи побудови перехідних процесів лінійних автоматичних систем	142

5.7. Чутливість САК	146
РОЗДІЛ 6. СИНТЕЗ ЛІНІЙНИХ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ	150
6.1. Точність САР в усталених динамічних режимах	150
6.2. Синтез коректуючих пристроїв методом ЛЧХ	157
6.3. Синтез коректуючих пристроїв за допомогою амплітудно-фазових характеристик	169
РОЗДІЛ 7. ВИПАДКОВІ ПРОЦЕСИ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ	174
7.1. Загальні відомості про випадкові процеси та їхні характеристики	174
7.2. Характеристики стаціонарних випадкових процесів	178
7.3. Спектральна густина стаціонарних випадкових процесів	183
7.4. Проходження стаціонарного випадкового процесу через лінійну систему	186
7.5. Синтез лінійних САК за мінімумом середньоквадратичної похибки	191
РОЗДІЛ 8. НЕЛІНІЙНІ АВТОМАТИЧНІ СИСТЕМИ	196
8.1. Загальні відомості про нелінійні системи. Типові нелінійності	196
8.2. Метод фазового портрета	202
8.3. Метод припасування	208
8.4. Метод точкового перетворення	213
8.5. Метод гармонічної лінеаризації	215
8.6. Теореми прямого методу Ляпунова	224
8.7. Поняття про абсолютну стійкість. Частотний критерій В.М. Попова	228
РОЗДІЛ 9. ТЕХНІЧНІ ЗАСОБИ АВТОМАТИКИ	234
9.1. Державна система промислових приладів і засобів автоматизації (ДСП)	234
9.2. Датчики – джерела первинної інформації	239
9.3. Виконавчі механізми автоматики	258
9.3.1. Загальні відомості про виконавчі механізми	258
9.3.2. Електричні виконавчі механізми	261
9.3.3. Пневматичні та гідравлічні виконавчі механізми	268
ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК	275
БІБЛІОГРАФІЯ	283
ДОДАТКИ	285