

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ”

ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

для студентів напрямку підготовки
6.050202 «Автоматизації та комп’ютерно-інтегровані технології»

Київ
НТУУ “КПІ”
2013

Проектування систем управління: конспект лекцій для студентів напрямку підготовки 6.050202 «Автоматизації та комп'ютерно-інтегровані технології» / Уклад.: М. З. Кваско, Я. Ю. Жураковський, – К.: НТУУ «КПІ», 2013. – 150 с.

*Гриф надано Вченою радою ІХФ
(Протокол №10 від 25 листопада 2013 р.)*

Навчальне видання

ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ
Конспект лекцій для студентів напрямку підготовки
6.050202 «Автоматизації та комп'ютерно-інтегровані технології»

Укладачі: Кваско Михайло Зіновійович, к.т.н., проф.
Жураковський Ярослав Юрійович, ст. викл.

Відповідальний
редактор А.І. Жученко, д.т.н., проф.

Рецензент Ладієва Л.Р., к.т.н.

Авторська редакція

Зміст

Вступ.....	6
Розділ 1. Основні положення проектування і реалізації систем автоматизації.....	13
1.1. Загальна термінологія.....	13
1.2. Короткі відомості про показники якості роботи автоматичних систем керування	19
1.3. Методи дослідження перехідних процесів в АСК.....	21
1.4. Динамічні характеристики промислових	24
автоматичних систем керування.....	24
1.5. Гранична динамічна точність керування.....	26
1.6. Визначення умов граничної динамічної точності АСК	26
1.7. Типові закони (алгоритми) керування	29
Розділ 2. Інженерні методи розрахунку систем, що базуються на вивченні розміщення коренів передатних функцій. Статична точність промислових АСК.....	38
2.1. Деякі відомості про граничні значення змінних.....	38
2.2. Статична похибка АСК при використанні пропорційного (П) регулятора	39
2.3. Статична похибка АСК при використанні	41
інтегрального (І) регулятора	41
2.4. Статична похибка АСК при використанні пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора	42
2.6. Дослідження систем II-го порядку	43
2.7. Дослідження систем III-го порядку (за І.О. Вишнеградським).....	45

2.8. Розрахунок параметрів настроювання АСК на заданий ступінь стійкості.....	49
2.9. Розрахунок АСК на заданий ступінь коливності.....	51
2.10. Розрахунок параметрів настроювання АСК з об'єктом І-го порядку з пропорційним регулятором.....	54
2.11. Розрахунок параметрів настроювання АСК на об'єкті І-го порядку з ІІІ регулятором	56
Розділ 3. Частотні методи розрахунку параметрів	59
3.1. Розгляд системи як частотного фільтра та умови оптимального настроювання систем з типовими лінійними регуляторами	59
3.2. Умови оптимального функціонування АСК з ІІ-регулятором.....	61
3.3. Умови оптимального функціонування АСК з І-регулятором	62
3.4. Умова оптимального функціонування АСК з ІІІ-регулятором.....	63
3.5. Умова оптимального функціонування АСК з ІІІІ-регулятором	65
3.6. Розрахунок систем на заданий показник коливності Зв'язок між показником коливності та формою АФХ розімкненої системи.....	66
3.7. Налаштування АСК з ІІ-регулятором	73
3.8. Розрахунок налаштування АСК з І-регулятором	77
3.9. Розрахунок налаштування АСК з ІІІ-регулятором	78
3.10. Розрахунок оптимальної налаштування АСК з ІІІІ-регулятором	81
3.11. Розрахунок багатоконтурних АСК.....	83
3.12. Розрахунок АСК з двома керувальними органами.....	89
3.13. Розрахунок налаштування АСК з введенням похідної від проміжної керованої величини.....	90
Розділ 4. Розрахунок аск декількох взаємозв'язаних керованих величин.	113
4.1. Загальні положення.....	113
4.2. Об'єкт з одним перехресним зв'язком	114
4.3. Об'єкт з двома перехресними зв'язками	119

Розділ 5. Спрощені методи розрахунку настройки одноконтурних АСК.	123
5.1 Апроксимація динамічних характеристик об'єктів.....	123
5.2 Спрощений розрахунок настройки І-регулятора на об'єкті з самовирівнюванням	126
5.3 Спрощений розрахунок настройки ІІ-регулятора на об'єкті без самовирівнювання.....	128
5.4 Спрощений розрахунок настройки ІІ-регулятора на об'єкті з самовирівнюванням	129
5.5 Спрощений розрахунок настройки ІІІ-регулятора на об'єкті без самовирівнювання.....	130
5.6 Спрощений розрахунок настройки ІІІ-регулятора на об'єкті з самовирівнюванням	131
5.7 Розрахунок АСК при апроксимації динамічного об'єкта „нахиленою” функцією	133
Додаток 1.....	137
Література	145

Вступ

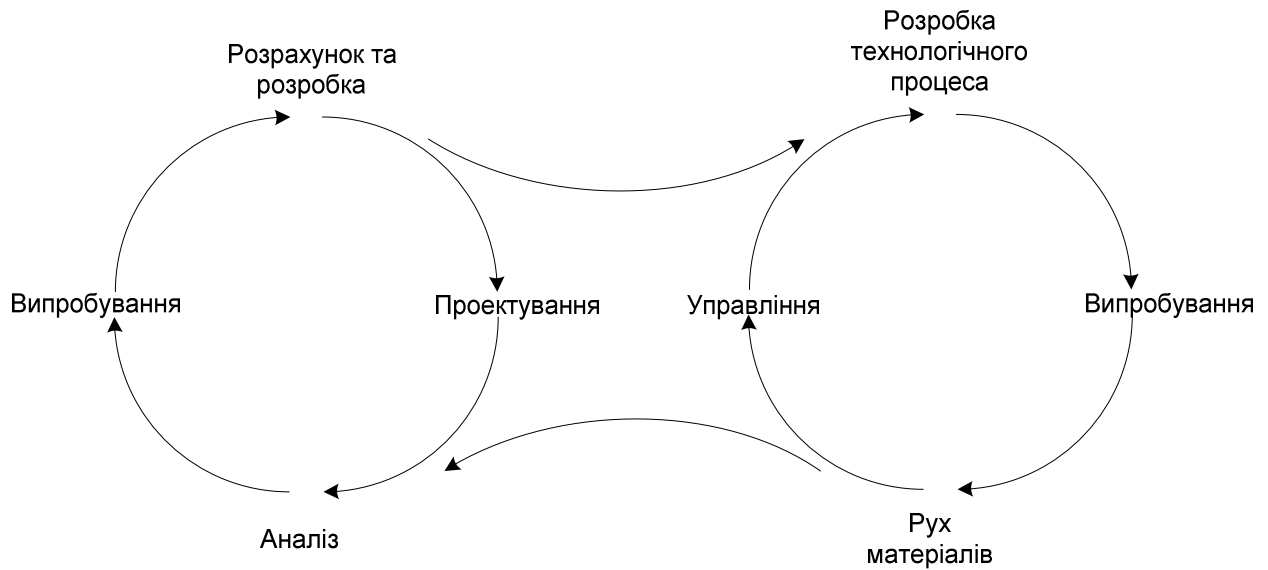
Курс «Проектування систем управління» є одним з основних при підготовці бакалаврів, спеціалістів і магістрів по напрямку “Автоматизація та комп’ютерно інтегровані технології”.

Розвиток і широке впровадження в промисловість автоматизації, автоматизованих систем управління технологічними процесами (АСУ ТП) остро порушує питання про узагальнення методів і форм проектування, про використання аналітичних методів розрахунку при проектуванні і експлуатації автоматичних систем управління.

З 1971р.в СРСР у практику введена єдина система конструкторської документації (ЄСКД), вводиться міжнародна система одиниць СІ, міжнародні стандарти. Хоча спочатку це викликало труднощі в роботі, багатьом працівникам доводилося навчатися, але факт користі цих заходів, як показала практика, не викликає ніяких сумнівів. У свій час таке ж становище було в післяреволюційний період у Росії, пов'язаний із заходами щодо введення в практику метричної системи мір.

Звичайно, що всяке проектування починається тоді, коли не задовольняють старі рішення або ж, якщо вони просто відсутні. Питаннями проектування нового, як правило, повинні займатися інженери.

Етапи від створення нового до його впровадження в практику можуть бути зображені на такому малюнку:



Розрахунок і розробка представляє собою перший етап створення нового (машини, технологічного процесу, системи автоматизації і т.п.) і повинен цілком знаходитися в компетенції інженерного персоналу. Потім йдуть найбільш відповідальні етапи: проектування і розробка самого процесу.

Нас у першу чергу будуть цікавити питання проектування АСУ.

Широкі впровадження автоматики підвищує вимоги до якості і надійності всіх елементів АСУ, що значною мірою визначається структурою і параметрами налаштування систем.

Незважаючи на те, що в останній час у практику автоматизації широко впроваджується обчислювальна техніка, вимоги до якості розрахунку систем автоматики не тільки не знижуються, але навпаки підвищуються, що пов'язано з ускладненням у технічному і схемному відношенні систем контролю і управління.

Основні задачі проектування систем автоматизації промисловими об'єктами

При проектуванні системи керування необхідно визначити мету керування (критерій) і в такий спосіб здійснити подачу керуючих впливів на об'єкт, щоб поставлена мета виконувалася. Така система може бути реалізована тими або іншими технічними засобами, обраними з урахуванням конкретних властивостей об'єкта керування і необхідної точності.

Спосіб формування керуючих впливів у першу чергу залежить від внутрішніх властивостей об'єкта, а також від зовнішніх факторів, що впливають на об'єкт.

Можна розглянути такі випадки:

1) поведінку об'єкта можна передбачити досить точно, заздалегідь. У цьому випадку керування можна здійснювати по заздалегідь розробленій тимчасовій програмі;

2) поведінка об'єкта з достатньою точністю заздалегідь не передбачувана.

У цьому випадку необхідно оцінювати конкретну ситуацію і відповідним чином змінювати подачу керуючих впливів, тобто керування йде за принципом зворотного зв'язку. Таким чином, можна говорити про детерміновані (між входом і виходом існує однозначний зв'язок,) і недетерміновані (межу входом і виходом однозначного зв'язку не існує) об'єкти керування.

Для того, щоб "придушити" вплив збурюючих факторів, (тобто щоб усунути недетермінізм) в об'єкт ставиться автоматичний регулятор, що разом з об'єктом, додатковими пристроями (датчик, перетворювач,

виконавчі пристрої та ін.) і зв'язками між ними утворить автоматичну систему керування (АСК).

Класифікація АСК

АСК можна класифікувати за різними ознаками:

1. За принципом регулювання:

- 1) за відхиленням ;
- 2) за збуренням ;
- 3) комбіновані ;
- 4) адаптивні .

2. За характером керованих (регульованих) величин (АСК температури, витрати, рівня та ін.)

3. За призначенням (АСК випарними установками, АСК сушильними агрегатами, АСК промивними апаратами та ін.)

4. За зв'язками з об'єктом керування і всередині системи:

а) одно контурні.

У таких системах регулятор подає керуючий сигнал (команду) на об'єкт через виконавчий пристрій;

б) багатоконтурні (каскадні).

В багатоконтурних АСК один регулятор може подавати команду на інший регулятор (тобто керувати ним), а той подає сигнал або на об'єкт або ж ще на наступний регулятор і т.д.

5. За значенням сталої похибки керування:

- а) статичні ;
- б) астатичні.

Якщо при постійному корисному вхідному сигналі $x_{ex}(t) = const$ і шкідливому (збурюючому) $f(t) = const$ встановлюється відмінне від нуля значення похибки керування Δx_{yct} , то таку систему називають статичною, якщо при тих же $x_{ex}(t) = const$, $f(t) = const$, похибка $\Delta x_{yct} = 0$, то таку АСК стосовно збурювання називають астатичною.

6. За способом формування і перетворення керуючих впливів:

- а) безперервні;
- б) позиційні (релейні);
- в) цифрові;
- г) імпульсні.

Вибір способу формування керуючих впливів визначається властивостями об'єкта керування, задачами АСК, точністю, швидкодією.

Якщо, наприклад, $1 > \tau / T > 0.2$, то рекомендується вибирати безперервний регулятор; при $\tau / T > 1$ необхідно проектувати цифровий (імпульсний) регулятор.

7. За характером формування задавального сигналу:

а) системи стабілізації; у цих АСК необхідно вихідну величину підтримувати постійної, тобто $y = const$, із-за цього задаючий сигнал $x_{zd} = const$.

б) програмна система; тут x_{zd} залежить від часу, тобто $x_{zd}(t)$;

в) системи, що стежать; у системах, що стежать, вихідна величина не є заздалегідь відомою функцією часу;

г) екстремальні системи; в екстремальних системах треба підтримувати, виходячи з конкретної ситуації, найбільше або найменше значення вихідної величини.

8. За видом використовуваної енергії:

- а) електричні;
- б) пневматичні;
- в) гідравлічні;
- г) комбіновані.

9. По кількості входів і виходів:

- а) одномірні;
- б) багатомірні.

Етапи проектування і впровадження АСК

1. Вивчення об'єкта.

Тут необхідно визначити входи і виходи, можливість їхнього виміру, збудуючі фактори, їхній ступінь впливу, їх кількість. Основна увага повинна бути приділена визначенню статичних і динамічних властивостей об'єкта і на підставі їх одержання математичної моделі.

2. Синтез АСК.

На цьому етапі необхідно вибрати найбільш підходящу структуру АСК і на підставі аналізу математичної моделі визначити закон (алгоритм) керування, розрахувати оптимальні параметри закону керування, одержати дані для розрахунку перехідного процесу в замкнутій АСК і оцінити якість АСК прямим або непрямим показником якості.

При вирішенні цієї задачі виникає необхідність побудови такої схеми збору і переробки інформації про стан об'єкта, що була б найбільш оптимальною, а інформація була б найбільш представницькою.

Це пов'язано з тим, що керування лише по виходу не дозволяє, у багатьох випадках, здійснити підтримки того або іншого параметра з

необхідною точністю навіть при наявності самого ідеального закону регулювання.

Однак, варто мати на увазі, що надмірне ускладнення схемного рішення породжує проблему стійкості АСК, а це вимагає проведення як додаткових розрахунків по визначенню стійкості, так і технічних рішень по усуненню небажаних явищ (наприклад, нестійкості).

3. Вибір засобів технічної або програмної реалізації АСК.

Як правило, вибирають ті технічні засоби, що випускаються серійно. Найбільші ускладнення виникають в тих випадках, коли відсутні необхідні засоби контролю, тобто немає можливості одержання регулятором поточної інформації про стан об'єкта.

Цифрові системи керування реалізуються на базі ЦОМ.

4. Монтаж системи контролю і керування та її налагодження.

Варто мати на увазі, що розрахунки АСК по моделі мають наближений характер і тому на об'єкті нерідко виникає необхідність уточнення параметрів системи керування. Тому іноді виникає необхідність попередньої експлуатації АСК, не говорячи вже про стендову перевірку.

Розділ 1. Основні положення проектування і реалізації систем автоматизації

1.1. Загальна термінологія

Необхідно відмітити, що до останнього часу були відсутні стандартизовані терміни для кожного поняття. Це створювало труднощі, а нерідко, плутанину, при користуванні технічною літературою. Зупинимося коротко на цьому питанні.

1. Автоматика.

Галузь науки і техніки, що досліджує і застосовує теорію автоматичного керування , принципи побудови автоматичних систем і технічні засоби , що утворюють ці системи.

2. Інформація (в автоматичності).

Довідка про характеристики і стани процесів.

3. Сигнал (в автоматичності).

Зміна або стан визначеної величини, призначена відображати відповідно до прийнятої домовленості інформацію, що міститься у діянні.

4. Алгоритм функціонування (системи).

Сукупність правил, що ведуть до правильного виконання технічного процесу в якому-небудь пристрої .

5. Вплив.

Дія зовнішнього середовища на відому частину системи або однієї частини системи на іншу, при якому змінюються явища в частині, що зазнає цього впливу.

6. Керований об'єкт.

Пристрій (сукупність пристроїв), що здійснює технічний процес, що має потребу в спеціально організованих впливах ззовні для здійснення його алгоритму функціонування.

7. Керування.

Процес здійснення діянь, що відповідають алгоритмові керування .

8. Автоматичне керування.

Керування, здійснюване без особистої участі людини, свідомо спрямованої на виконання алгоритму керування.

9. Автоматична система керування.

Сукупність керованого об'єкта (декількох об'єктів) і автоматичного керуючого пристрою (декількох пристроїв), що взаємодіють між собою. При використанні цього терміна неприпустимим синонімом є термін "система автоматичного керування".

10. Зовнішнє діяння.

Дія на автоматичну систему керування зовнішнього середовища або пристроїв , що не є частиною цієї автоматичної системи.

11. Внутрішнє діяння.

Дія однієї частини автоматичної системи на іншу.

12. Вхід автоматичної системи.

Частина діянь автоматичної системи керування або вхідного її пристрою, блоку , ланки, на яку безпосередньо подається дія ззовні.

13. Вихід автоматичної системи керування.

Частина ланцюга діянь автоматичної системи керування або вхідного в неї пристрою, на який відповідно до алгоритму функціонування відбувається безпосередньо вплив зовні.

14. Керуюча дія.

Дія керуючого пристрою на керований об'єкт.

15. Несуча величина.

Величина, за допомогою якої передається дія.

Примітка. Несуча величина характеризує природу сигналу.

16. Параметр, що представляє.

Кількісний показник несучої величини, зміни якого призначені кількісно, відобразити зміни переданого впливу.

Примітка. Параметр, що представляє , служить кількісною характеристикою сигналу.

17. Структура автоматичної системи керування.

Сукупність частин автоматичної системи керування, на які вона може бути розділена за визначеними ознаками, і шляхів передачі діянь між ними.

18. Алгоритмічна структура автоматичної системи керування.

Структура автоматичної системи керування, де кожна частина призначена для виконання визначеного алгоритму перетворення інформації.

19. Функціональна структура автоматичної системи керування.

Структура автоматичної системи керування, де кожна частина призначена для виконання визначеної функції.

Автоматичні системи керування

1. Стабілізуюча система керування.

Автоматична система керування, алгоритм функціонування якої містить розпорядження підтримувати значення керованої величини постійним.

2. Програмна система керування.

Автоматична система керування, алгоритм якої містить розпорядження змінювати керовану величину залежно від невідомого заздалегідь значення змінної величини на вході автоматичної системи.

3. Автоматична система регулювання.

Автоматична система керування з замкнутим ланцюгом діянь, у якій керуючі діяння виробляються в результаті порівняння щирого значення керованої величини з запропонованим значенням.

4. Автоматична система керування, що стежить.

Автоматична система керування, алгоритм якої містить розпорядження змінювати керовану величину залежно від невідомого заздалегідь значення змінної величини на вході автоматичної системи.

Керування будь-яким об'єктом складається з вибору мети (критерію) керування і подачі на вхід об'єкта спеціально організованих керуючих впливів, необхідних для досягнення тієї або іншої мети.

Спосіб формування керуючих діянь залежить від ступеня детермінізму об'єкта.

Детермінованим називається об'єкт (система), якщо між входом і виходом є однозначність. Отже, якщо поведження об'єкта в часі однозначно змінюється по визначеному закону, то керуючі діяння можуть мінятися теж по наперед заданим програмам. Якщо на об'єкт можуть діяти непередбачені заздалегідь фактори (збурення) або міняються властивості самого об'єкта, то керуючий вплив повинний формуватися щораз виходячи з конкретної ситуації. У цьому випадку ми маємо справу з недетермінованою (стохастичною) системою. Звідси випливає, що недетермінованою (стохастичною) називається система, у якій подача на вхід того самого збурення приводить до різних змін вихідної величини. У цьому випадку автоматичну систему керування потрібно будувати за принципом зворотного зв'язку, тобто вхідний керуючий вплив на об'єкт формується за інформацією про поточне значення його виходу. Практичне керування недетермінованими об'єктами виконується спеціальними технічними пристроями, які називають автоматичними регуляторами (АР).

Якщо розглядати спільно (див. рис. 1) АР, датчик (Д) і об'єкт (О), то ми маємо автоматичну систему керування (АСК)

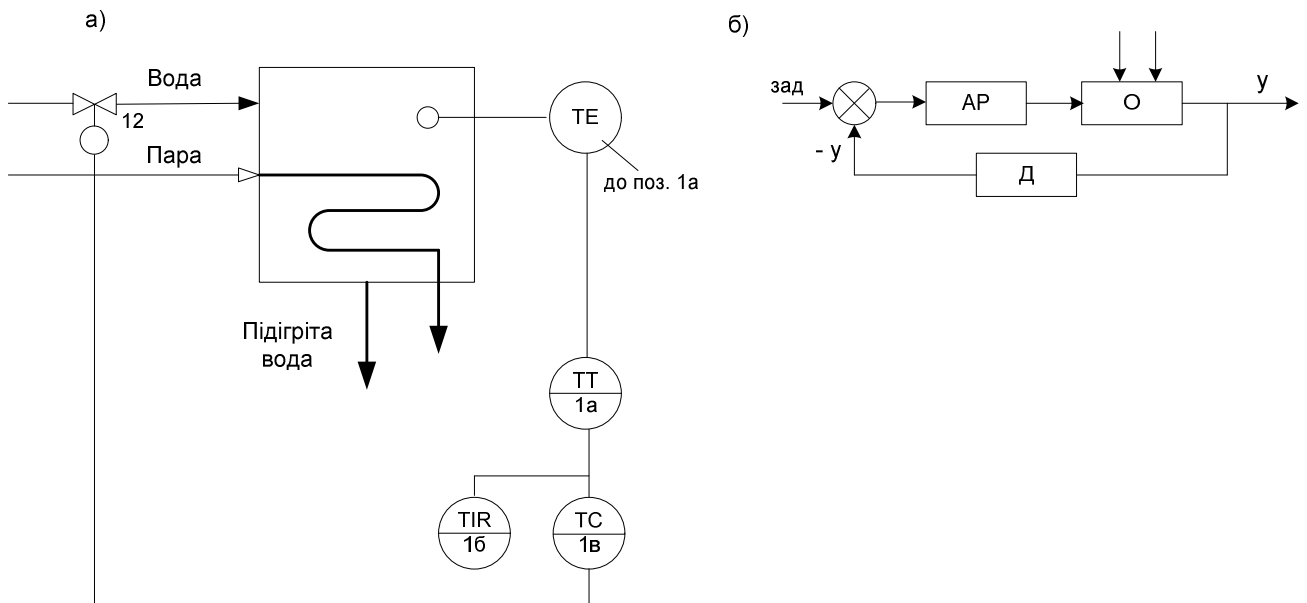


Рис.1.1. Схема керування температурою рідини в ємності

а) функціональна схема; б) структурна схема

Датчик 1а спільно з вторинним приладом 1б і регулятором 1в контролюють зміни режимного параметра (регульованої величини) і при відхиленні цієї величини від заданого значення подають на об'єкт через виконавчий механізм 1г керуючий вплив для того, щоб усунути ці відхилення.

АСК поділяються на звичайні й екстремальні. У звичайних АСК бажане значення керованої величини є або відомою функцією часу $x_{вих}(\tau)$ або ж $x_{вих} = const$.

В екстремальних АСК потрібно, виходячи із ситуації, підтримувати найбільше або найменше значення регульованої величини .

У реальних умовах виробництва виникає задача синтезу (побудови) АСК. Задача синтезу АСК розглядається як визначення найкращого закону

(алгоритму) формування регулятором керуючих впливів. Тут же виникає ще задача побудови оптимальної схеми для одержання достовірної поточної інформації про стан об'єкта. Це пов'язано з тим, що керування лише за виходом (кінцевим ефектом) не дозволяє у багатьох випадках здійснити підтримку того або іншого параметра з необхідною точністю навіть при наявності найкращого закону керування.

Для синтезу АСК необхідна математична модель, ґрунтуючись на якій, здійснюються всі розрахунки.

Останнім часом почали інтенсивно розвиватися теоретичні й експериментальні методи побудови математичних моделей об'єктів, утворивши самостійну галузь теорії і практики автоматичного керування, що одержала назву ідентифікації об'єктів. Канали, якими система одержує діяння зовнішнього середовища, називаються входами.

Системи з одним входом і виходом називаються одномірними. Якщо є кілька виходів, то такі системи називаються багатомірними.

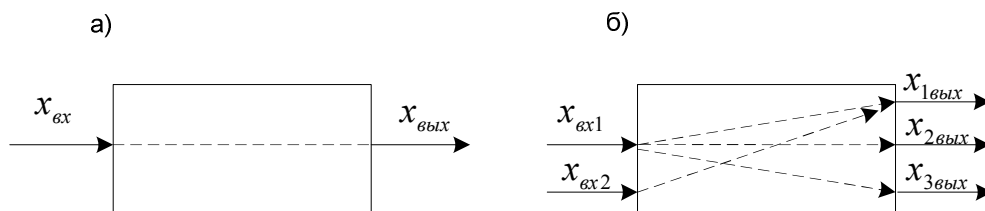


Рис. 1.2. Види систем:

а) одномірна система; б) багатомірна система

У загальному випадку кожна система характеризується визначеними динамічними властивостями. Якщо закон перетворення діянь у системі не залежить від часу, то система називається стаціонарною. Якщо мається залежність від часу, то система називається нестаціонарною. Система, виходи якої визначаються лише значеннями входів, називається статичною. Якщо значення виходів у системі в кожний момент часу

залежать не тільки від поточних значень входів, але і від значень входів у попередні моменти часу, то такі системи називаються динамічними.

1.2. Короткі відомості про показники якості роботи автоматичних систем керування

Стійкість АСК є їх внутрішньою властивістю, що виявляється тоді, коли система знаходиться у вільному (незбуреному) русі .

У реальних умовах всяка АСК зазнає дії зовнішніх впливів. Тому дослідження стійкості системи є лише попереднім етапом розрахунку АСК. Задача розрахунку АСК зводиться до визначення таких числових значень варійованих параметрів настроювання, при яких система щонайкраще виконувала би свої функції при дії на неї керуючих і зовнішніх впливів.

Розглядаючи АСК, можна в кожному конкретному випадку вказати специфічні вимоги, що пред'являються до якості роботи АСК. Найчастіше АСК повинна підтримувати з наперед заданою точністю керовані величини об'єкта біля їх заданих значень, але реальна АСК може тільки з певним ступенем точності виконувати свої функції, тобто з деякою похибкою, що надалі будемо називати динамічною похибкою керування. Специфіка її обумовлена, у першу чергу, недосконалістю самого процесу регулювання, а також вимірів і перетворень діянь. Оскільки наявність динамічної похибки небажана, виникає проблема синтезу АСК, що мінімізує цю похибку.

Розглядаючи характер перехідного процесу у припущенні стандартного збурення, якість перехідного процесу можна характеризувати наступними показниками:

- 1) Максимальне відхилення Z_{\max} керованої величини від сталого значення

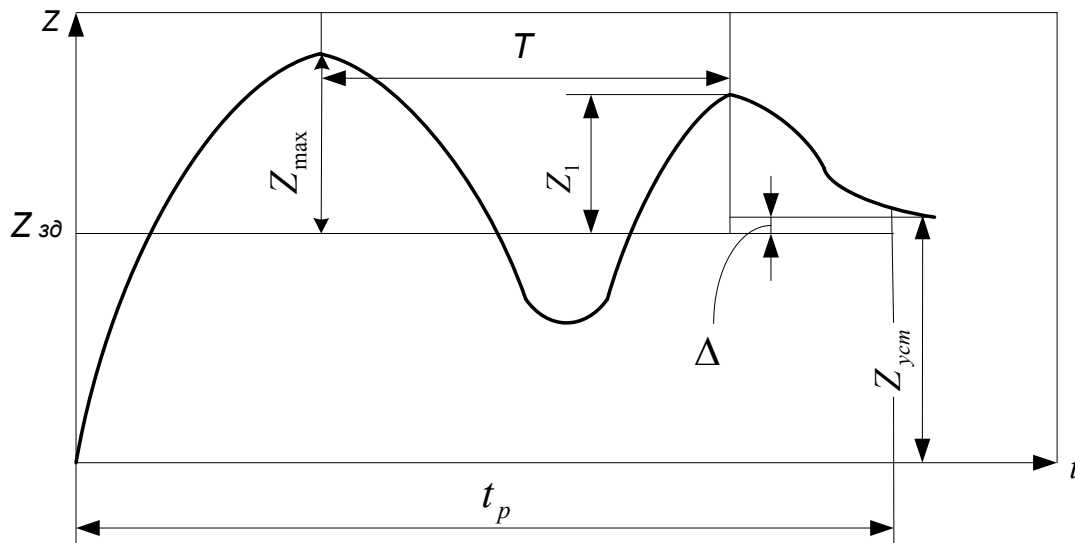


Рис. 1.3. Прехідна характеристика

В АСК із пропорційним законом (П-алгоритмом) керування керована величина по закінченні перехідного процесу не встановлюється строго на заданому значенні, а має певне статичне відхилення. $\Delta = Z(t) - Z_{зд}$

- 2) Тривалість перехідного процесу t_p визначається часом, після закінчення якого регульована величина буде відрізняться від свого нового усталеного значення менше, ніж на деяку заздалегідь задану величину.

- 3) Ступінь коливності, що визначається за формулою

$$\Psi = \frac{Z_{\max} - Z_1}{Z_{\max}} \quad (1.1)$$

тобто це відношення різниці двох сусідніх амплітуд коливань, спрямованих в одну сторону до першої з них.

1.3. Методи дослідження перехідних процесів в АСК

Дослідження перехідних процесів в АСК може проводитися прямими або непрямими методами.

Прямий метод. Він полягає в побудові тим або іншим способом графіка перехідного процесу при заданому вхідному діянні і застосовується, як правило, при аналізі АСК, коли її параметри настроювання відомі.

Непрямі методи. Вони полягають у тому, що для оцінки якості перехідного процесу використовуються деякі інші показники, що не вимагають побудови графіка перехідного процесу. З цих методів найбільше поширення одержали такі.

1) Кореневий метод.

По розподілу коренів чисельника і знаменника передатної функції на комплексній площині можна судити не тільки про стійкість АСК, але й певною мірою характеризувати деякі риси перехідного процесу.

2) Частотні методи.

За видом частотних характеристик можна судити про часові характеристики АСК. Так, наприклад, наявність максимуму в АЧХ свідчить про коливальний характер перехідного процесу. Причому у певних умовах можна навіть оцінити згасання перехідного процесу за величиною цього максимуму, що буде показано далі.

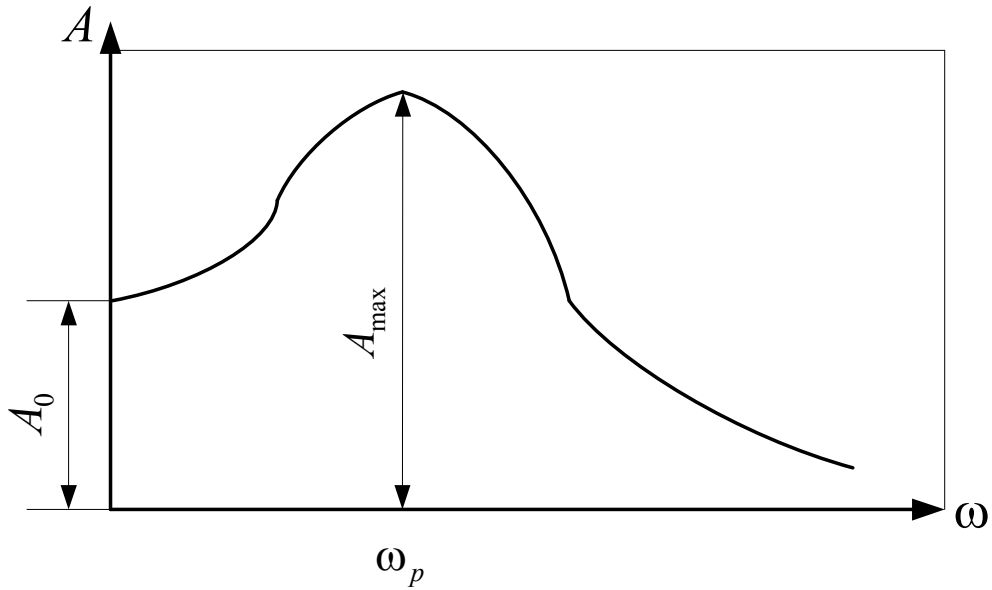


Рис. 1.4. Амплітудно-частотна характеристика

Резонансна частота системи ω_p часто виявляється близькою до власної частоти системи. З цього випливає, що чим більшу смугу частот пропускає система (чим більше уздовж осі розтягнута АЧХ), тим більшу швидкодію має АСК.

3) Інтегральні методи.

Для оцінки якості неколивальних перехідних процесів використовують лінійний інтегральний критерій якості

$$I = \int_0^{\infty} x(t) dt \quad (1.2),$$

де $x(t)$ – вихідна величина.

Для коливальних перехідних процесів застосовують квадратичний інтегральний критерій

$$I = \int_0^{\infty} x^2(t) dt \quad (1.3)$$

Але відомо, що зовнішні діяння можуть мати випадковий характер. Тому в цьому випадку перехідний процес може розглядатися як реакція на випадкові зовнішні і керуючі діяння, тобто перехідний процес може розглядатися як випадковий.

Величиною, що визначає якісну сторону АСК при випадкових впливах є середньоквадратична похибка (СКП) керування

$$\delta = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N \delta_i^2}{N}} \quad (1.4)$$

де δ_i - вимірювані значення похибки керування;

N - кількість вимірів.

Кращою системою буде та, у якій СКП буде меншою.

В АСК довгостроково функціонуючих об'єктів динамічна похибка може вважатися стаціонарним випадковим процесом з нульовим математичним сподіванням (тому що випадкові коливання керованої величини в середньому відбуваються навколо її заданого значення)

$$m_x(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i(t_k) \quad (1.5)$$

$m_x(t)$ - оцінка математичного сподівання керованої величини для k -го моменту часу;

x_i - реалізація випадкового процесу (значення вихідної величини АСК).

З урахуванням центрування щодо заданого значення керованої величини маємо:

$$\delta(t) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [m_x(t) - x_{зд}]^2} \quad (1.6)$$

Очевидно СКП є досить задовільною мірою точності роботи АСК при керуванні величин, що визначають показники роботи об'єкта, тому що тут важливо, щоб відхилення величин було невеликим у середньому за відносно великий проміжок часу.

Вимоги до точності керованих величин найчастіше зводяться до того, що вони не повинні навіть короткочасно виходити за межі заданих меж, тому що це може призвести до аварії. На жаль, СКП в цьому випадку не може служити ймовірнісною характеристикою можливих відхилень цього процесу від його математичного сподівання.

1.4. Динамічні характеристики промислових автоматичних систем керування

Промислові об'єкти в загальному випадку є недетермінованими, нестационарними, нелінійними динамічними системами.

Збурення, що діють на об'єкт, мають нестационарний характер. Однак зміна за часом вихідної величини АСК - похибки керування - являє собою випадковий процес з постійним математичним сподіванням. Тому кожне зі збурень може бути розділене на дві складові: повільно мінливу нестационарну і детерміновану. При цьому на вихід системи впливає лише стаціонарна складова збурень, а нестационарна цілком придушується регулятором і тому може не братися до уваги.

Нелінійні залежності в математичному описі промислових об'єктів зазвичай допускають лінеаризацію методом малих відхилень. Тому при невеликих рівнях збурюючих діянь вихідна величина об'єкта з одною керованою величиною може бути представлена

$$y(t) = W_{\mu}(p)\mu(t) = \sum_{K=1}^n W_{\lambda K}(p)\lambda_K(t) + n(t) \quad (1.7)$$

$y(t)$ - керована величина ;

$\mu(t)$ - керувальне діяння ;

$\lambda_K(t)$ - контрольовані збурення ;

$n(t)$ - неконтрольоване збурення ;

$W_{\mu}(p)$, $W_{\lambda K}(p)$ - передатні функції.

Цей вираз може бути представлений у вигляді:

$$y(t) = W_{\mu}(p)\mu(t) + v(t), \quad (1.8)$$

де $v(t) = \sum_{K=1}^n W_{\lambda K}(p)\lambda_K(t) + n(t)$ еквівалентне збурення.

Оскільки в каналах передачі діянь об'єктів можуть спостерігатися транспортні запізнювання, то передатні функції записують у виді :

$$W(p) = W^0(p)e^{-\tau \cdot p}, \quad (1.9)$$

$W^0(p)$ - передатна функція без врахування запізнювання.

Розглянемо передатні функції різних каналів:

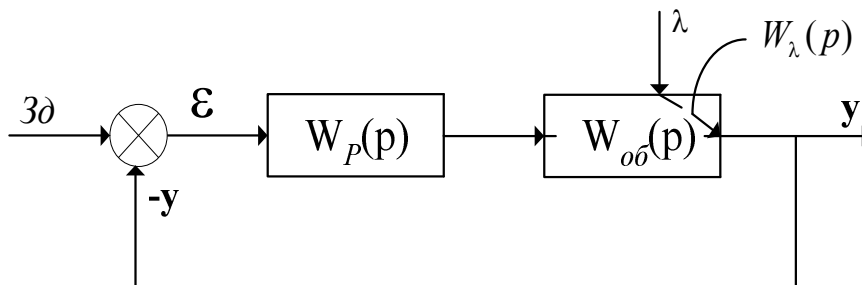


Рис. 1.5. Структурна схема замкненої АСК

$$W_{3\delta \rightarrow y}(p) = \frac{W_P(p) \cdot W_{об}(p)}{1 + W_P(p) \cdot W_{об}(p)}; \quad (1.10)$$

$$W_{z \rightarrow \varepsilon}(p) = \frac{1}{1 + W_P(p) \cdot W_{o\delta}(p)} ; \quad (1.11)$$

$$W_{\lambda \rightarrow y}(p) = \frac{W_\lambda(p)}{1 + W_P(p) \cdot W_{o\delta}(p)} . \quad (1.12)$$

1.5. Гранична динамічна точність керування

Верхня межа досяжної динамічної точності керування, котру можна було б одержати в АСК при найкращому алгоритмі, називається граничною динамічною точністю системи. Гранична динамічна точність може розглядатися як кількісна міра цінності інформації, що у процесі роботи одержує регулятор про стан об'єкта керування. Для оцінки цінності інформації можна оперувати формулою:

$$I = -\log \frac{\zeta_{\varepsilon \min}^{np}}{\zeta_0} ; \quad (1.13)$$

$\zeta_{\varepsilon \min}^{np}$ - мінімально можлива величина середньоквадратичної похибки керування, що характеризує граничну динамічну точність системи.

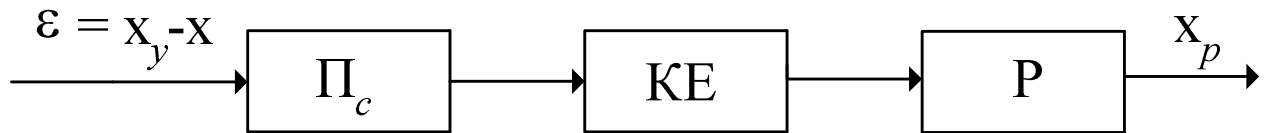
ζ_0 - середньоквадратичне значення відхилення величини керування при відсутності керування.

1.6. Визначення умов граничної динамічної точності АСК

1. Детермінований підхід з використанням коригувальних елементів. Промислові регулятори непрямої дії містять т.зв. коригувальні елементи, за допомогою яких є можливість змінювати в потрібному напрямку (коригувати) їх динамічні властивості. Коригувальні елементи АР

включаються або послідовно з іншими елементами регулятора, або виконуються у виді зворотних зв'язків, охоплюючих один або кілька елементів прямого ланцюга передачі діянь регулятора.

1. Послідовне включення



2. Включення у виді зворотних зв'язків

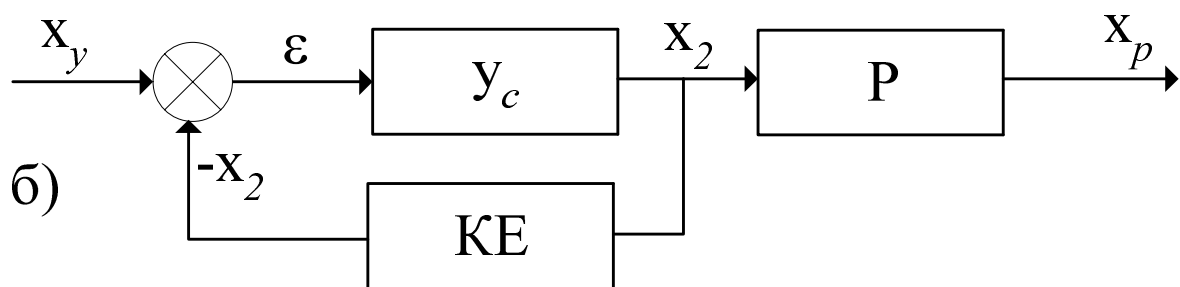
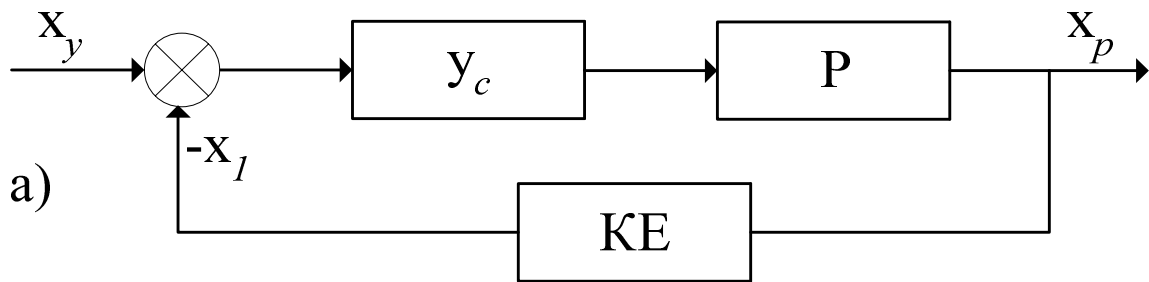


Рис.1.5. Схеми включення елементів систем

x - керована величина ;

x_y – діяння управління;

x_p – керувальне діяння;

x_1, x_2 - вихідна величина після КЕ.

Якщо відомо передатну функцію регулятора без КЕ і потрібно, щоб регулятор отримав передатну функцію, то вибір передатної функції коригувального елемента (випадок 1) визначаються з умови:

$$W_P(p) = W_{P_1}(p) \cdot W_K(p), \quad (1.14)$$

звідки

$$W_K(p) = \frac{W_P(p)}{W_{P_1}(p)}. \quad (1.15)$$

У випадку застосування КЕ у виді зворотного зв'язку (випадок 2, а,б), конструкція регулятора виконується так, щоб частина його, охоплена цим зворотним зв'язком, була близька до граничної системи. Розглянемо це.

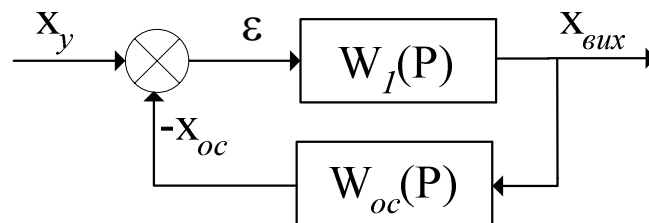


Рис.1.7. Структурна схема замкненої системи

Передатна функція замкненої системи, зображеної на рис.6, буде мати вигляд:

$$\Phi_{x_y \rightarrow x_{вих}}(p) = \frac{k \cdot W_1(p)}{1 + W_1(p) \cdot W_{oc}(p) \cdot k} \quad (1.16)$$

k - коефіцієнт передачі системи.

Якщо $k \rightarrow \infty$, то маємо граничну систему:

$$\Phi_{x_y \rightarrow x_{вих}}(p) = \frac{W_1(p)}{\frac{1}{k} + W_1(p) \cdot W_{oc}(p)} = \frac{1}{W_{oc}(p)} \quad (1.17)$$

Це значить, що в цій системі динамічні властивості залежать тільки від зворотного зв'язку. У цьому випадку частина системи, охоплена зворотним зв'язком, може бути замінена послідовною коригувальною ланкою з передатною функцією

$$W_K(p) = \frac{1}{W_{oc}(p)}. \quad (1.18)$$

Тому для регулятора потрібно вибрати передатну функцію виходячи з умови:

$$W_P(P) = W_{R_1}(P) \cdot \frac{1}{W_{oc}(P)}; \quad (1.19)$$

$W_{R_1}(p)$ - передатна функція частини регулятора, не охопленим зворотним зв'язком.

$W_{oc}(p)$ знаходимо за формулою:

$$W_{oc}(p) = \frac{W_{R_1}(p)}{W_P(p)}. \quad (1.20)$$

1.7. Типові закони (алгоритми) керування

1. П-алгоритм (П-регулятор).

Цей регулятор здійснює переміщення керувального органа пропорційно відхиленню $\varepsilon(t)$ керувальної величини x від заданого значення $x_{зд}$:

$$x_P = k_P(x_{зд} - x) \quad (1.21)$$

але $x_{зд} - x = \varepsilon(t)$ і тому

$$x_p = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad (1.22)$$

x_p - переміщення керуючого органа (керувальне діяння);

k_p - коефіцієнт передачі регулятора;

його розмірність: $\left[\frac{\text{одиниця вимірювання керувального діяння}}{\text{одиниця вимірювання керованої величини}} \right]$.

П-регулятор у динамічному відношенні являє собою безінерційну ланку.

Передатна функція $W_p(p)$, амплітудно-фазова характеристика $W(i\omega)$ і часова характеристика $h(t)$ визначаються формулами:

$$W_p(p) = k_p; \quad W(i\omega) = k_p; \quad h(t) = k_p$$

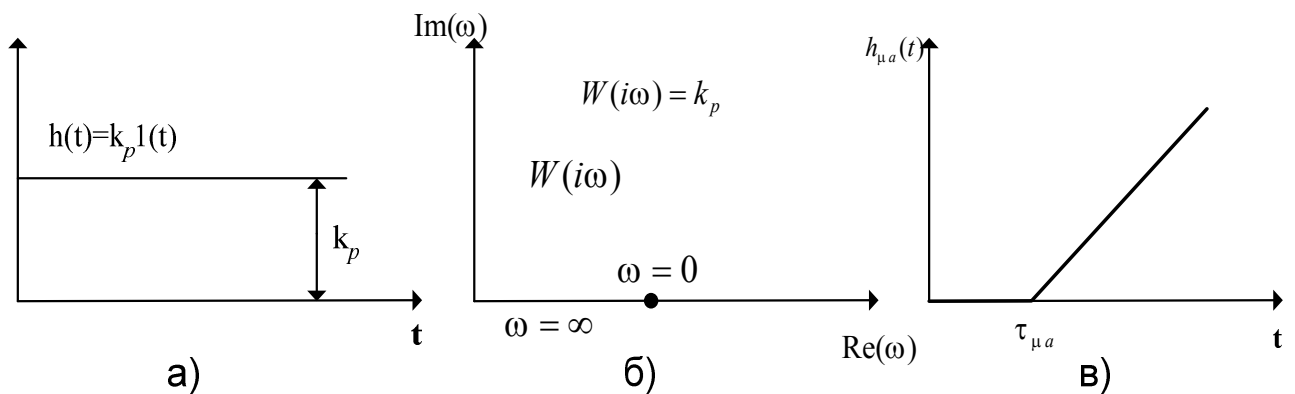


Рис. 1.7. Характеристики П-регулятора

а) часова характеристика;

б) АФХ;

в) перехідна характеристика апроксимуючої моделі об'єкта.

Для одержання П-закону в регуляторах непрямої дії застосовують зворотний зв'язок, включений за схемою:

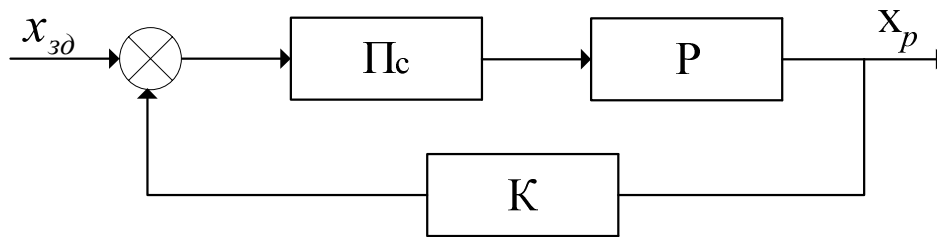


Рис. 1.8. Включення в систему П-регулятора

і тому
$$W_{oc}(p) = \frac{1}{k_p}$$

Зворотний зв'язок виконаний у вигляді безінерційної ланки з коефіцієнтом передачі $\delta = 1/k_p$, що називається ступенем зворотного зв'язку. Такий зворотний зв'язок одержав назву жорсткого. Для того, щоб алгоритм регулювання, наприклад ПІ-регулятора, мало відрізнявся від пропорційного, необхідно передбачити досить великий k_p . П-регулятори дозволяють стійко керувати роботою практично всіх промислових об'єктів.

Однак вони мають такий недолік, що при різних навантаженнях об'єкта керована величина утримується на різних значеннях. Пояснюється це тим, що переміщення керувального органа в нове положення може бути зроблене за рахунок відхилення керованої величини.

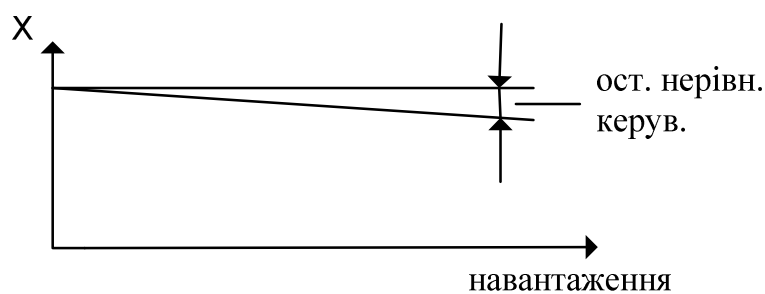


Рис. 1.9. Статична характеристика АСК з П-регулятором

Тобто при використанні П-регулятора статична похибка принципово не може бути ліквідована.

П-регулятори, що випускаються серійно: пневматичний регулятор системи "Старт" ПР2.5, П-алгоритм може бути сформований в електричних регуляторах, наприклад РУЧ-16А, РП2, Р-111.

2. I-алгоритм (I-регулятор)

Переміщення керувального органа в такому регуляторі виробляється пропорційно інтегралові від відхилення керованої величини - $\varepsilon(t)$

$$x_p = \varepsilon_p \int \varepsilon(t) dt \quad \text{або ж цей закон можна записати в такому виді} \quad x'_p = \varepsilon_p \cdot \varepsilon(t).$$

Тобто швидкість переміщення керувального органа пропорційна відхиленню керованої величини від заданого значення.

ε_p - коефіцієнт пропорційності. Він зветься зведеною швидкістю керування. Розмірність наступна:

$$\left[\frac{\text{одиниця вимірювання керувального діяння}}{\text{одиниця вимірювання часу} \cdot \text{одиниця вимірювання керованої величини}} \right]$$

У динамічному відношенні I-регулятор являє собою інтегральну ланку.

Передатна функція, АФХ і часова характеристика мають вигляд:

$$W_p(p) = \frac{\varepsilon_p}{p}; \quad W_p(i\omega) = \frac{\varepsilon_p}{\omega} e^{-i\frac{\pi}{2}}; \quad h_p(t) = \varepsilon_p \cdot t$$

Графічно це можна зобразити так:

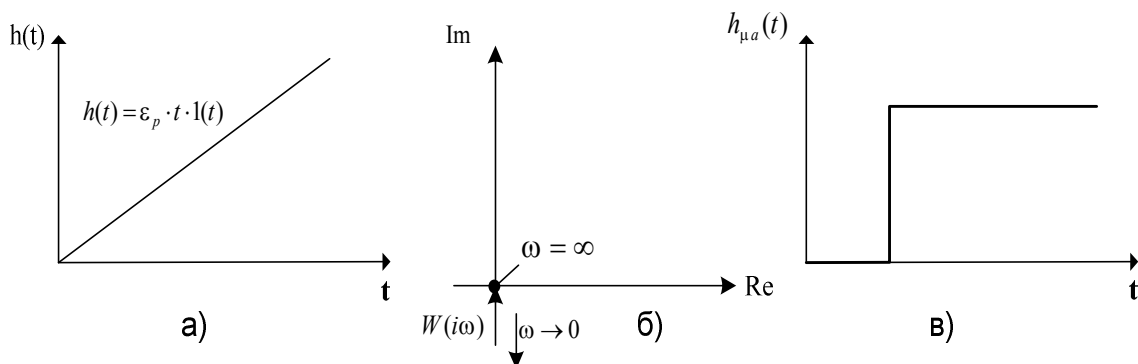


Рис. 1.10. Характеристики I-регулятора:

а) часова характеристика; б) АФХ; в) перехідна характеристика апроксимуючої моделі об'єкта

I-регулятори є регуляторами непрямої дії і дозволяють керувати роботою об'єктів, що мають значне самовирівнювання. I-регулятори дають можливість усувати статичну похибу керування.

3. ПІ-алгоритм (ПІ-регулятор)

Переміщення керувального органа ПІ-регулятором виробляється пропорційно сумі відхилень і інтеграла від відхилення керованої величини

$$x_p = k_p \left(\varepsilon + \frac{1}{T_I} \int \varepsilon dt \right)$$

Ця формула може бути представлена також у наступному вигляді:

$$x'_p = k_p \left(\varepsilon' + \frac{1}{T_I} \varepsilon \right)$$

Це значить, що швидкість переміщення керувального органа пропорційна відхиленню і швидкості зміни керованої величини.

T_I - час ізодрому і характеризує він ступінь інтеграла.

У динамічному відношенні ПІ-регулятор подібний системі з двох паралельно включених регуляторів:

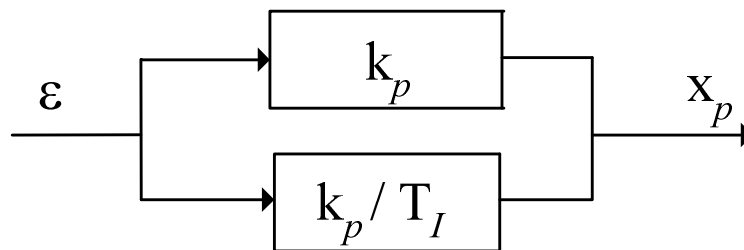


Рис. 1.11. Структурна схема ПІ-регулятора

При $T_I \rightarrow \infty$ ІІІ-регулятор перетворюється в ІІ-регулятор. Якщо $k_P \rightarrow 0$ і $T_I \rightarrow \infty$, але так щоб $k_P/T_I = const$, то одержимо І-регулятор з коефіцієнтами передачі $\varepsilon_P = k_P/T_I$.

Передатна функція, АФХ і часова характеристика ІІІ-регулятора аналітично записуються так:

$$W_P(p) = k_P \frac{T_I p + 1}{T_I p}; \quad W_P(i\omega) = k_P - i \frac{k_P}{T_I \omega}; \quad h(t) = k_P + \frac{k_P}{T_I} t$$

Графічно характеристики зображуються так:

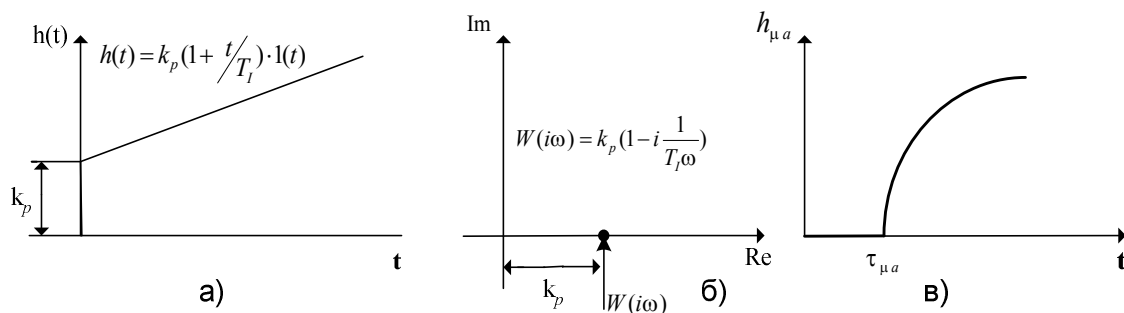


Рис. 1.12. Характеристики ІІІ-регулятора:

а) часова характеристика; б) АФХ; в) перехідна характеристика апроксимуючої моделі об'єкта

ІІІ-регулятори більш досконалі в порівнянні з ІІ- та І-регуляторами, дозволяють керувати об'єктами без залишкової нерівномірності (статичної похибки), відрізняються простотою конструкцією і одержали велике (найбільше) поширення в практиці автоматизації. Деякі ІІІ-регулятори, що випускаються серійно:

1. Пневматичні регулятори системи "Старт" ПР 3.21; ПР3.22; регулятори співвідношення типів ПР 3.23, ПР3.24
2. Електричні регулятори.

4. ПІД-алгоритм (ПІД-регулятор).

Ці регулятори роблять переміщення керувального органа пропорційно відхиленню, інтегралові і швидкості зміни керованої величини від заданого значення

$$x_p = \left(\varepsilon + \frac{1}{T_I} \int \varepsilon \cdot dt + T_{en} \varepsilon' \right) k_p ;$$

T_{en} - час випередження регулятора.

У динамічному відношенні в цьому випадку маємо три ланки (безінерційну, інтегральну та ідеально диференціальну) включених паралельно.

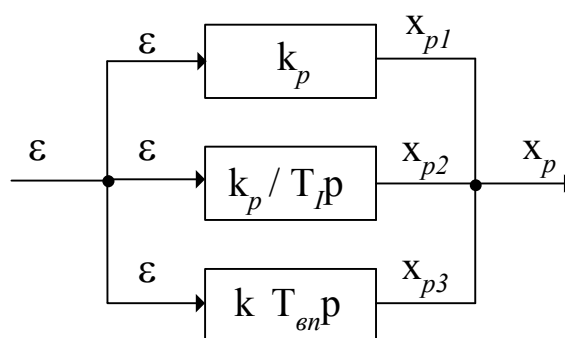


Рис. 1.13. Структурна схема ПІД-регулятора

Якщо $T_{en} = 0$, то маємо ПІ-регулятор; якщо $T_{en} = 0$ і $T_I \rightarrow \infty$ то одержимо П-регулятор; якщо $T_I \rightarrow \infty$, то ПІД-регулятор перетворюється ПД-регулятор.

Передатна функція, АФХ і часова характеристика ПІД-регулятора в аналітичній формі мають вигляд:

$$W_p(p) = k_p + \frac{k_p}{T_I p} + k_p T_{en} p$$

$$W_P(i\omega) = k_p - \left(\frac{k_p}{T_I \omega} - k_p T_{en} \omega \right)$$

$$h(t) = \infty \quad \text{при } t = 0$$

$$h(t) = k_p + \frac{k_p}{T_I} t; \quad \text{при } t > 0$$

Графічно характеристики зображуються так:

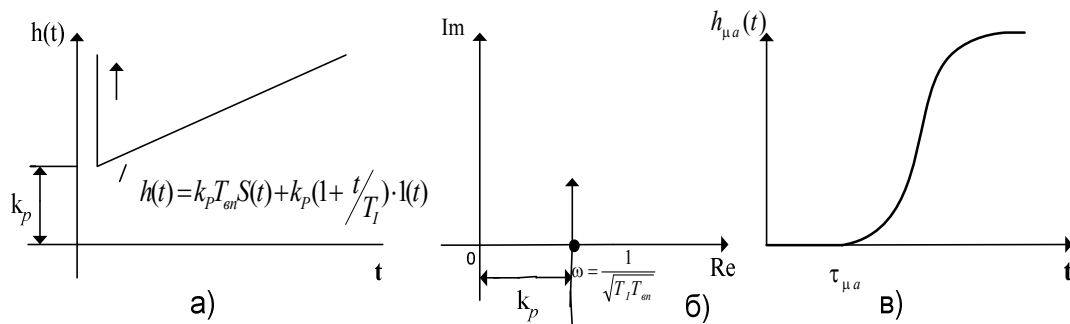


Рис. 1.14. Характеристики ПІД-регулятора

а) часова характеристика; б) АФХ; в) перехідна характеристика
апроксимуючої моделі

ПІД-регулятор має три параметри налаштування і він є більш складним, ніж розглянуті раніше.

Деякі ПІД-регулятори, що серійно випускаються:

1. Пневматичні регулятори системи "Старт" ПР3.25.

У системі "Старт" мають пристрої прямого ПФ2.1 і зворотного ПФ3.1 попередження.

2. Електричні регулятори

(див. ПІ-регулятори відзначені зірочкою) та інші .

5. ПІД-алгоритм (ПІД-регулятор)

Цей регулятор здійснює переміщення керувального органа пропорційно відхиленню і похідній від відхилення керованої величини:

У статиці ПД-регулятор еквівалентний П-регулятору.

Таким чином, ми розглянули п'ять основних алгоритмів (законів) керування. Застосування кожного з законів визначається конкретними умовами, що залежать від властивостей об'єкта автоматизації, необхідних динамічних і статичних характеристик АСК, де передбачається установка регулятора.

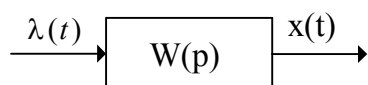
Розділ 2. Інженерні методи розрахунку систем, що базуються на вивченні розміщення коренів передатних функцій. Статична точність промислових АСК

2.1. Деякі відомості про граничні значення змінних

При дослідженні статичної точності промислових АСК будемо виходити з теорії про граничні значення змінних в теорії перетворення Лапласа, а саме:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p\bar{x}(p), \quad (2.1)$$

$\bar{x}(p)$ - вихідна величина



Якщо $\lambda(t) = 1(t)$, то $\bar{\lambda}(p) = 1/p$ і вираз $\frac{\bar{x}(p)}{\bar{\lambda}(p)} = W(p)$ перепишемо

наступним чином:

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

При одиничному вході, підставляючи значення $\bar{x}(p)$ у вираз (2.1), отримаємо:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{p \rightarrow 0} W(p), \quad (2.3)$$

тобто стале значення вихідної величини $x(t)$ дорівнює межі $W(p)$ при $p \rightarrow 0$.

2.2. Статична похибка АСК при використанні пропорційного (П) регулятора

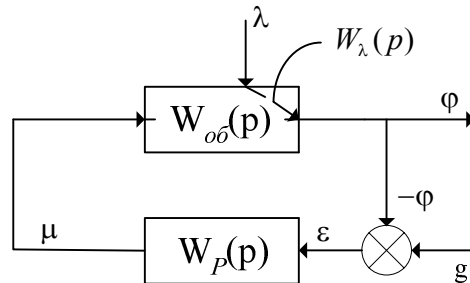


Рис. 2.1. Структурна схема АСК з П-регулятором

g – завдання; ϕ - вихідна величина; λ - зовнішнє збурення; μ - керувальні діяння; $g - \phi$ - сигнал похибки (відхилення, розузгодження).

Складемо передатні функції за різними каналами впливу:

$$\phi(p) = \lambda(p) \cdot W_{\lambda}(p) + \mu(p) \cdot W_{об}(p)$$

(2.4)

$$\mu(p) = W_P(p) \cdot (g(p) - \phi(p)). \quad (2.5)$$

Для знаходження $W_{\lambda \rightarrow \phi}(p)$ виключимо $\mu(p)$

$$\phi(p) = \lambda(p) \cdot W_{\lambda}(p) + W_P(p) \cdot g(p) \cdot W_{об}(p) - W_P(p) \cdot \phi(p) \cdot W_{об}(p). \quad (2.6)$$

Згрупувавши члени з $\phi(P)$ маємо:

$$\phi(p) [1 + W_P(p) \cdot W_{об}(p)] = \lambda(p) \cdot W_{\lambda}(p) + g(p) \cdot W_P(p) \cdot W_{об}(p). \quad (2.7)$$

Звідси:

$$W_{\lambda \rightarrow \phi}(p) = \frac{W_{\lambda}(p)}{1 + W_P(p) \cdot W_{об}(p)}; \quad (2.8)$$

$$W_{g \rightarrow \phi}(p) = \frac{W_P(p) \cdot W_{об}(p)}{1 + W_{об}(p) \cdot W_P(p)}. \quad (2.9)$$

Аналогічно цьому можна отримати:

$$W_{\lambda \rightarrow \varepsilon}(p) = \frac{-W_{\lambda}(p)}{1 + W_P(p) \cdot W_{об}(p)}; \quad (2.10)$$

$$W_{g \rightarrow \varepsilon}(p) = \frac{1}{1 + W_{об}(p) \cdot W_P(p)}. \quad (2.11)$$

Визначимо з передатної функції $W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p)$ значення вихідної величини $\varphi(t)$ АСК, вважаючи, що об'єкт має самовирівнювання:

$$\varphi_{\substack{\lambda \rightarrow \varphi \\ t \rightarrow \infty}} = \frac{k_{\lambda}}{1 + k_P \cdot k_{об}}. \quad (2.12)$$

Це і є похибка АСК, яка при даному регуляторі принципово неусувна.

Величина похибки тим менша, чим більший знаменник дробу.

k_{λ} , $k_{об}$ - визначаються фізичною суттю об'єкта, отже на них впливати не можна. Звідси випливає, що k_P єдиний підвладний нам змінюваний (звісно в певних межах) параметр. Чим більше k_P , тим менша похибка керування.

Розглянемо $W_{g \rightarrow \varphi}(p)$. Перетворимо цей вираз, віднявши від лівої та правої

частини одиницю:
$$\varphi - 1 = \frac{k_P \cdot k_{об}}{1 + k_{об} \cdot k_P} - 1, \quad (2.13)$$

привівши до загального знаменника, маємо:

$$\varphi - 1 = -\frac{1}{1 + k_{об} \cdot k_P}. \quad (2.14)$$

Тут також, як і в попередньому випадку, похибка залежить тільки від k_P .

Розглянемо об'єкт, який не має самовирівнювання, тобто описується (для простого випадку) рівнянням виду:

$$T \cdot \varphi' = k \cdot \lambda. \quad (2.15)$$

Передатна функція такого об'єкта може бути записана так:

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{W_{\lambda}^*(p)}{p}, \quad (2.16)$$

$W_{\lambda}^*(p)$ - передатна функція об'єкта з самовирівнюванням.

$$\lim_{\substack{\lambda \rightarrow \varphi \\ p \rightarrow 0}} W(p) = \frac{\frac{W_{\lambda}^*(p)}{p}}{1 + \frac{W_{об}^*(p)}{p} \cdot k_P} = \frac{W_{\lambda}^*(p)}{p + W_{об}^*(p) \cdot k_P} \Big|_{p \rightarrow 0}, \quad (2.17)$$

$$\lim_{\substack{\lambda \rightarrow \varphi \\ p \rightarrow 0}} W(p) = \frac{k_{\lambda}^*}{k_{об}^* \cdot k_P}. \quad (2.18)$$

Тут розглянутий об'єкт, що не має самовирівнювання за обома каналами. Якщо замість П-регулятора поставити ПД-регулятор, то всі висновки відносно сталого режиму залишаться такими ж, як і для П-регулятора, оскільки в сталому режимі П- та ПД-регулятори еквівалентні.

2.3. Статична похибка АСК при використанні інтегрального (І) регулятора

Передатна функція інтегрального регулятора:

$$W_P(p) = \frac{\varepsilon_P}{p}. \quad (2.19)$$

Використавши її маємо:

$$\Phi \Big|_{\substack{\lambda \rightarrow \varphi \\ t \rightarrow \infty}} = \frac{k_{\lambda}}{1 + k_{об} \cdot \frac{\varepsilon_P}{p}} \Big|_{p \rightarrow 0} = 0. \quad (2.20)$$

Головна особливість: І-регулятор незалежно від настроювання усуває статичну похибку.

2.4. Статична похибка АСК при використанні пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора

Вихідна величина $\varphi(t)$ по каналу $\lambda \rightarrow \varphi$:

$$\varphi_{\lambda \rightarrow \varphi} \Big|_{t \rightarrow \infty} = \frac{k_\lambda}{1 + k_{об} \cdot k_P \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I p}\right)} \Big|_{p \rightarrow 0} \quad (2.21)$$

Звідси випливає, що в статиці І та ПІ- регулятори еквівалентні.

2.5. Дослідження АСК першого порядку

Маємо ту ж саму систему керування, в якій об'єкт І-го порядку, а регулятор пропорційний

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{\frac{k_\lambda}{T_P + 1}}{1 + \frac{k_{об}}{T_P + 1} \cdot k_P} = \frac{k_\lambda}{T_P + 1 + k_{об} \cdot k_P} \quad (2.22)$$

Розділимо чисельник і знаменник на $(1 + k_{об} \cdot k_P)$ та отримаємо:

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{\frac{k_\lambda}{1 + k_P \cdot k_{об}}}{\frac{T}{1 + k_P \cdot k_{об}} p + 1} \quad (2.23)$$

Позначимо $\frac{T}{(1 + k_P \cdot k_{об})} = T^*$ та назвемо цю величину сталою часу замкненої

системи. Чисельник $k_\lambda^* = \frac{k_\lambda}{1 + k_P \cdot k_{об}}$ - коефіцієнт передачі замкненої системи:

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{k_\lambda^*}{T^* p + 1} \quad (2.24)$$

В даному випадку система залишається аперіодичною ланкою першого порядку. Відмінність від об'єкта полягає в тому, що зменшився коефіцієнт передачі та стала часу об'єкта в $(1+k_{oo} \cdot k_p)$ разів, тобто швидкодія зростає. При збільшенні k_p , тобто підвищенні швидкодії, може виявитись, що прийнята математична модель вже перестає з достатньою точністю описувати систему. Наприклад, не були враховані акумулюючі ємності зі сталими часу, вираженими в секундах, з приводу того, що основні ємності мали сталі часу у хвилинах або навіть годинах. При збільшенні k_p швидкість протікання процесів підвищується та тривалість перехідних процесів може виявитися рівною величині раніше відкинутих сталих часу. Таким чином, неврахування малих значень сталих часу зовсім неправомірно.

2.6. Дослідження систем II-го порядку

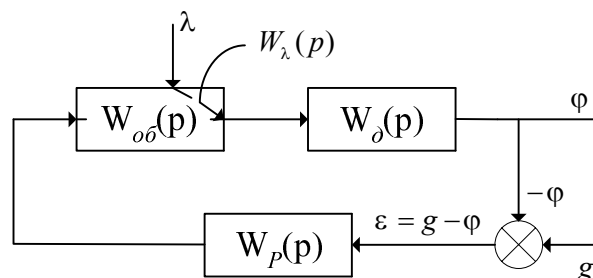


Рис. 2.2. Структурна схема АСК для дослідження системи II-го порядку
 Наведена замкнена система утворена об'єктом $W_{oo}(p)$, датчиком $W_d(p)$ та регулятором $W_p(p)$. Як і об'єкт, датчик описується аперіодичною ланкою першого порядку зі сталою часу T_d та коефіцієнтом передачі k_d :

$$W_d(p) = \frac{k_d}{T_d \cdot p + 1} \quad (2.26)$$

Передатна функція замкненої системи по каналу $\lambda \rightarrow \varphi$:

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{W_{\lambda}(p) \cdot W_{\delta}(p)}{1 + W_{o\delta}(p) \cdot W_{\delta}(p) \cdot W_p(p)} = \frac{\frac{k_{\lambda} \cdot k_{\delta}}{(T_p + 1)(T_{\delta}p + 1)}}{1 + \frac{k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p}{(T_p + 1)(T_{\delta}p + 1)}} \quad (2.27)$$

Після перетворення отримаємо:

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{\frac{k_{\lambda} \cdot k_{\delta}}{1 + k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p}}{\frac{T \cdot T_{\delta}}{1 + k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p} p^2 + \frac{T + T_{\delta}}{1 + k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p} p + 1}. \quad (2.28)$$

Тепер розглянемо чи можуть корені знаменника бути комплексними:

$$p_{1,2} = \frac{-(T + T_{\delta}) \pm \sqrt{(T + T_{\delta})^2 - 4T \cdot T_{\delta} \cdot (1 + k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p)}}{2T \cdot T_{\delta}}. \quad (2.29)$$

Звідси видно, що збільшення k_p неминуче призведе до коливності перехідних процесів у системі. Якщо дискримінант

$$(T_{\delta} + T_{\delta})^2 - 4T \cdot T_{\delta} \cdot (1 + k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p) < 0, \quad (2.30)$$

то корені будуть комплексними.

Провівши перетворення

$$4T \cdot T_{\delta} \cdot (1 + k_{o\delta} \cdot k_{\delta} \cdot k_p) > (T + T_{\delta})^2, \quad (2.31)$$

визначимо

$$k_p > \frac{1}{k_{o\delta} \cdot k_{\delta}} \left[\frac{(T + T_{\delta})^2}{4T \cdot T_{\delta}} - 1 \right]. \quad (2.32)$$

При такому k_p корені будуть комплексними та перехідний процес буде КОЛИВНИМ.

2.7. Дослідження систем III-го порядку (за І.О. Вишнеградським)

Нехай маємо систему третього порядку, яка описується диференціальним рівнянням:

$$a_3 \frac{d^3\varphi}{dt^3} + a_2 \frac{d^2\varphi}{dt^2} + a_1 \frac{d\varphi}{dt} + a_0\varphi = f(\lambda, t). \quad (2.33)$$

Розділимо ліву і праву частини на a_0

$$\frac{a_3}{a_0} \frac{d^3\varphi}{dt^3} + \frac{a_2}{a_0} \frac{d^2\varphi}{dt^2} + \frac{a_1}{a_0} \frac{d\varphi}{dt} + \varphi = \frac{f(\lambda, t)}{a_0}. \quad (2.34)$$

Змінимо масштаб часу $t = qt_1$,

$$\frac{a_3}{a_0} \frac{d^3\varphi}{d(q^3t_1^3)} + \frac{a_2}{a_0} \frac{d^2\varphi}{d(q^2t_1^2)} + \frac{a_1}{a_0} \frac{d\varphi}{d(qt_1)} + \varphi = \frac{f(\lambda, t_1, q)}{a_0}. \quad (2.35)$$

Враховуючи, що q - постійна величина,

$$\frac{a_3}{a_0q^3} \frac{d^3\varphi}{dt_1^3} + \frac{a_2}{a_0q^2} \frac{d^2\varphi}{dt_1^2} + \frac{a_1}{a_0q} \frac{d\varphi}{dt_1} + \varphi = \frac{f(\lambda, t_1, q)}{a_0}, \quad (2.36)$$

підберемо q так, щоб $\frac{a_3}{a_0q^3} = 1$, звідки $q = \sqrt[3]{\frac{a_3}{a_0}}$.

Тоді

$$\frac{d^3\varphi}{dt_1^3} + A \frac{d^2\varphi}{dt_1^2} + B \frac{d\varphi}{dt_1} + \varphi = \frac{f(\lambda, t_1, q)}{a_0}, \quad (2.37)$$

де

$$A = \frac{a_2}{a_0} \sqrt[3]{\frac{a_0^2}{a_3}} = \frac{a_2}{\sqrt[3]{a_3^2 \cdot a_0}} \quad B = \frac{a_1}{a_0} \sqrt[3]{\frac{a_0}{a_3}} = \frac{a_1}{\sqrt[3]{a_0^2 \cdot a_3}}.$$

Будемо в подальшому аналізувати властивості системи тільки за коренями характеристичного рівняння. Відомо, що кожен багаточлен може бути записаний через його корені:

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 = a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n). \quad (2.38)$$

Звідси випливає, що передатна функція системи з точністю до постійного множника може бути визначена через корені її знаменника, якщо чисельник передатної функції не є $f(p)$. Якщо ж чисельник, в свою чергу, є $f(p)$, то аналіз системи лише за коренями її знаменника є недостатнім. Необхідно прийняти до уваги корені чисельника. Тому в загальному випадку для однозначного міркування про динамічні властивості системи необхідно дослідити також праву частину рівняння динаміки.

Характеристичне рівняння системи, замінюючи $\frac{d}{dt_1} = p_1$, приведемо у вигляді:

$$p_1^3 + Ap_1^2 + Bp_1 + 1 = 0. \quad (2.39)$$

Характер переходних процесів вочевидь не залежить від зміни масштабу часу.

До такого вигляду рівняння привів Вишнеградський, і тому воно називається рівнянням Вишнеградського (див. більш детально Крутов В.И. "Анализ систем автоматического регулирования").

Якщо відомі А та В, то за діаграмою Вишнеградського можуть бути визначені показники переходного процесу, що нас цікавлять. З іншого боку, маючи необхідні показники переходного процесу, можливо підібрати такі А та В, при яких ці вимоги були б задоволені.

Розглянемо як приклад об'єкт другого порядку, датчик першого порядку та П-регулятор.

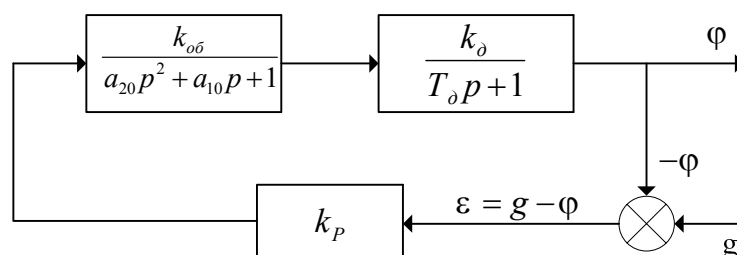


Рис. 2.3. Структурна схема для дослідження системи III-го порядку
Характеристичне рівняння замкненої системи має вигляд:

$$1 + \frac{k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p}{(a_{20}p^2 + a_{10}p + 1)(T_{\delta}p + 1)} = 0. \quad (2.40)$$

Перетворимо це рівняння до виду:

$$T_{\delta}a_{20}p^3 + (a_{20} + a_{10}T_{\delta})p^2 + (a_{10} + T_{\delta})p + 1 + k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p = 0. \quad (2.41)$$

Приведемо це рівняння до вигляду Вишнеградського (проміжні перетворення не наведені)

$$p^3 + Ap^2 + Bp + 1 = 0 \quad (2.42)$$

$$\text{де } A = \frac{a_{20} + a_{10} \cdot T_{\delta}}{\sqrt[3]{(a_{20}T_{\delta})(1 + k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p)^2}}; \quad B = \frac{a_{10} + T_{\delta}}{\sqrt[3]{(a_{20}T_{\delta})(1 + k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p)^2}}.$$

В даному випадку, маючи один параметр настроювання k_p , що варіюється, можна забезпечити виконання однієї з рівностей, другу залишається тільки перевірити та оцінити ступінь віддалення необхідної точки від фактичної. Так буває завжди, коли число рівнянь більше, ніж число параметрів настроювання. Фізично це означає, що перед системою поставлена нездійсненна задача і для її вирішення необхідно ввести обмеження, тобто вказати вимоги попадання в область діаграми Вишнеградського.

Візьмемо ПД-регулятор та складемо характеристичне рівняння:

$$1 + \frac{k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p (1 + T_{ен} \cdot p)}{(a_{20}p^2 + a_{10}p + 1)(T_{\delta}p + 1)} = 0. \quad (2.43)$$

Після перетворення маємо:

$$p^3 + Ap^2 + Bp + 1 = 0 \quad (2.44)$$

$$\text{де } A = \frac{a_{20} + a_{10} \cdot T_{\delta}}{\sqrt[3]{(a_{20}T_{\delta})^2 (1 + k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p)}}; \quad B = \frac{a_{10} + T_{\delta} + k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p \cdot T_{ен}}{\sqrt[3]{(a_{10}T_{\delta})(1 + k_{об} \cdot k_{\delta} \cdot k_p)^2}},$$

тобто

$$A = f_1(k_p); \quad B = f_2(k_p, T_{ен}).$$

Тепер ми можемо потрапити в необхідну точку, оскільки маємо 2 параметра настроювання та 2 невідомі. Запишемо передатні функції за каналами $z \rightarrow \varphi$, $\lambda \rightarrow \varphi$.

$$W_{z \rightarrow \varphi}(p) = \frac{k_p \cdot k_d \cdot k_{об}(T_{ен}p + 1)}{(a_{20}p^2 + a_{10}p + 1)(T_d p + 1) + k_{об} \cdot k_p \cdot k_d (T_{ен}p + 1)}, \quad (2.45)$$

$$W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p) = \frac{k_d \cdot k_{об}}{(a_{20}p^2 + a_{10}p + 1)(T_d p + 1) + k_{об} \cdot k_p \cdot k_d (T_{ен}p + 1)}. \quad (2.46)$$

Порівнюючи ці передатні функції бачимо, що одна з них має оператор p в чисельнику, а інша – ні. Тому для $W_{\lambda \rightarrow \varphi}(p)$ достатньо дослідити тільки знаменник, а для $W_{g \rightarrow \varphi}(p)$ треба також і чисельник.

Розглянемо систему з ПІ-регулятором

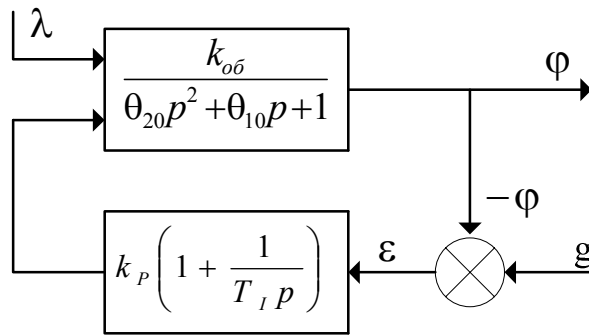


Рис. 2.4. Структурна схема ПІ-регулятора

$$W_{g \rightarrow \varphi}(p) = \frac{k_p \cdot k_{об} (T_i p + 1)}{1 + \frac{k_{об} \cdot k_p (T_i p + 1)}{T_i p (a_{20} p^2 + a_{10} p + 1)}} \quad (2.47)$$

Після перетворення маємо:

$$W_{g \rightarrow \varphi}(p) = \frac{k_{об} \cdot k_p (T_i p + 1)}{a_{20} T_i p^3 + (a_{10} + T_i) p^2 + (T_i + k_{об} \cdot k_p \cdot T_i) p + k_{об} \cdot k_p} \quad (2.48)$$

Нескладно побачити, що $A = f_1(T_i)$; $B = f_2(k_p, T_i)$.

Крім того, чисельник також залежить від k_p та T_I , а також від оператора p .

Метод Вишнеградського придатний для розрахунку АСК третього порядку або АСК, що приводяться до нього. В ряді випадків (наявність транспортного запізнення або розподілених параметрів) таке приведення являється неможливим.

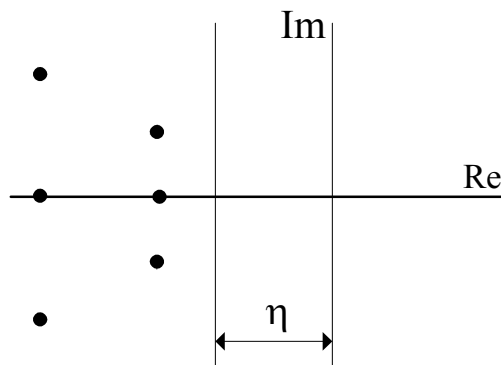
2.8. Розрахунок параметрів настроювання АСК на заданий ступінь стійкості

Даний метод орієнтований на вивчення розміщення коренів характеристичного рівняння (полісів передатної функції) та не враховує вплив коренів чисельника (нулів) передатної функції.

Припустимо, що характеристичне рівняння має вигляд:

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (2.49)$$

Коефіцієнти цього рівняння містять параметри настроювання регулятора. На комплексній площині корені цього рівняння при фіксованих параметрах настроювання будуть зображатися точками. Відомо, що з точки зору стійкості системи корені повинні розміщуватися зліва від уявної осі, а з точки зору швидкодії вони повинні розміщуватися лівіше деякої лінії, віддаленої на відстань η від уявної осі.



Величина η називається ступенем стійкості системи і це поняття вперше було введено Я.З.Ципкіним та П.В.Бромбергом. Змістимо вісь ординат на величину η вліво, тобто введемо заміну:

$$p = p_1 - \eta \quad \text{або} \quad p_1 = p + \eta .$$

Отримаємо нове рівняння відносно p_1 :

$$a_n (p_1 - \eta)^n + a_{n-1} (p_1 - \eta)^{n-1} + \dots + a_1 (p_1 - \eta) + a_0 = 0 . \quad (2.50)$$

Для цього рівняння повинна виконуватись умова стійкості, якщо ми хочемо, щоб уявна вісь, зміщуючись вліво, не перейшла через якісь корені.

Поступово зміщуючи вліво уявну вісь, ми можемо наштовхнутись на дійсний корінь, чи на пару комплексних.

У першому випадку на межі стійкості характеристичне рівняння АСК буде мати нульовий корінь. В характеристичному рівнянні це буде відповідати перетворенню в нуль вільного члена. В другому випадку пара комплексних

коренів перетворюється в уявні, чому відповідає перетворення у нуль передостаннього визначника Гурвиця. З'ясувати, який з цих випадків має місце, можна, проаналізувавши вільний член модифікованого характеристичного рівняння. В кінцевому випадку ми отримаємо одну умову, яка у випадку одного параметра настроювання, визначає цей параметр однозначно. У випадку двох та більше параметрів настроювання задається у просторі параметрів настроювання деяка область.

Практично це означає, що один і той самий ступінь стійкості може бути досягнутий не при одній фіксованій настройці, а при деякій комбінації параметрів настроювання. Всередині отриманої області параметрів настроювання всі точки, в сенсі забезпечення заданого ступеня стійкості, рівноцінні. Але вони можуть бути нерівноцінними з інших міркувань.

Іншими словами, є можливість проаналізувати цю сукупність точок з інших точок зору, щоб вибрати серед них оптимальну.

2.9. Розрахунок АСК на заданий ступінь коливності

Припустимо маємо затухаючий коливний перехідний процес.

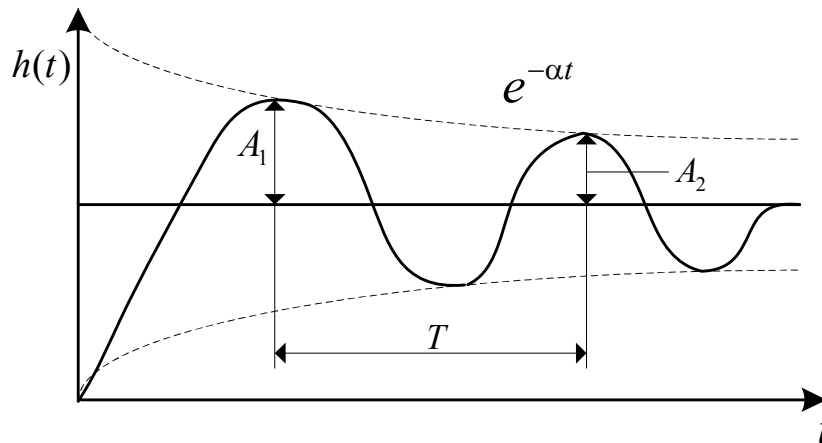


Рис. 2.5. Затухаючий коливний процес

Ступінь затухання цього процесу визначається за формулою

$$\psi = \frac{A_1 - A_2}{A_1} = 1 - \frac{A_2}{A_1}. \quad (2.51)$$

З рисунку видно, що

$$A_2 = A_1 e^{-\alpha T} = A_1 e^{-\alpha \frac{2\pi}{\omega}} = A_1 e^{-2\pi \frac{\alpha}{\omega}}. \quad (2.52)$$

Підставивши (2.52) в (2.51), отримаємо

$$\psi = 1 - \frac{A_1 e^{-2\pi \frac{\alpha}{\omega}}}{A_1} = 1 - e^{-2\pi \frac{\alpha}{\omega}}. \quad (2.53)$$

Задаючи відношення $\frac{A_2}{A_1}$, можемо розрахувати бажаний перехідний процес.

Аналізуючи (3), видно, що ступінь затухання залежить від відношення дійсної складової α коренів характеристичного рівняння, до уявної ω .

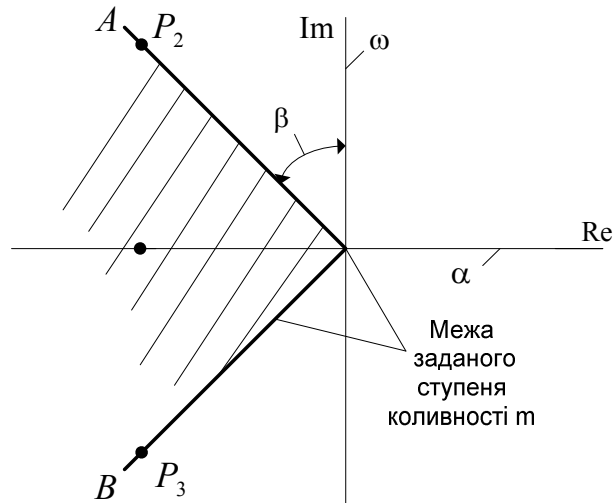


Рис. 2.6. Зона ступеня коливності

Величина відношення $tg\beta = \frac{\alpha}{\omega} = m$ називається ступенем коливності.

Чим більше m , тим менше система схильна до коливності. У практиці дослідження АСК вимагають, щоб корені характеристичного рівняння розміщувались всередині області на лівій напівплощині, обмеженій променями А та В.

Ступінь коливності визначається двома способами

$$m = \frac{|\alpha|}{\omega} \quad \text{або} \quad m = \left| \frac{\alpha}{\omega} \right|.$$

Коли мова йде тільки про додатні частоти, тоді обидва визначення рівноцінні. Якщо дослідження ведеться з залученням від'ємних частот, то вони нерівноцінні. Як видно з рисунку та формули 3, два ближніх кореня p_2 та p_3 до уявної осі дадуть складову перехідного процесу, що визначається формулою 3, а інші корені дадуть складову з суттєво більшим ступенем затухання.

В таких випадках користуються не звичайними, а т.з. розширеними АФХ розімкненої системи.

Розширена АФХ системи визначається підстановкою $p = \omega(i - m)$ або є інша формула:

$$p = -\alpha + i\omega, \quad (2.54)$$

яка перетворюється до першого виразу:

$$p = -\alpha + i\omega = \omega\left(i - \frac{\alpha}{\omega}\right) = \omega(i - m). \quad (2.55)$$

Записані вирази являють собою рівняння променів.

Вважаючи, що перехідний процес визначається ближчим до уявної осі дійсним коренем (чи парою комплексних коренів) можна очікувати, що за час t , за який відхилення перехідної складової процесу буде складати n -ну частину початкового відхилення x_0 , визначається наступним чином:

$$x_0 n = x_0 \cdot e^{-\eta t}, \quad n = e^{-\eta t},$$

$$\ln n = -\eta \cdot t, \quad \text{звідси} \quad \eta = -\frac{\ln n}{t_1} = \frac{1}{t_1} \ln \frac{1}{n}. \quad (2.56)$$

Припустимо, якщо хочемо, щоб початкове відхилення зменшилось в 10 разів за 1 хвилину, то ступінь стійкості повинен дорівнювати:

$$\eta = \frac{1}{t_1} \ln \frac{1}{n} = \frac{1}{1} \ln \frac{1}{10} = 2,3 \text{ хв}^{-1}.$$

Таким чином, розширена частотна характеристика визначається:

$$W(\omega, m) = W[\omega(i - m)]. \quad (2.57)$$

Можна довести наступне: якщо система керування в розімкненому стані стійка, то після замикання вона буде мати ступінь коливності рівний заданому, якщо розширена АФХ розімкненої системи проходить через точку $(-1, 0i)$ або якщо ступінь стійкості (коливності) розімкненої системи керування більший, ніж задане значення після замикання, або дорівнює їй, то ступінь стійкості (коливності) розімкненої системи буде також більше за його задане значення, якщо відповідна розширена АФХ розімкненої системи

не охоплює точки з координатами $(-1, 0i)$, умова знаходження замкненої системи на межі заданої ступені коливності записується у вигляді:

$$W_{роз}(i\omega, m) = -1. \quad (2.58)$$

Оскільки $W_{роз}(i\omega_1, m) = W_{об}(i\omega_1, m) \cdot W_P(i\omega_1, m)$, то знаходимо:

$$W_{об}(i\omega_1, m) = -\frac{1}{W_P(i\omega_1, m)}. \quad (2.59)$$

Ця рівність є комплексною, а отже, і її можна подати у вигляді двох незалежних дійсних рівностей. Тим самим отримуємо систему двох рівнянь відносно шуканих параметрів настроювання та частоти ω_1 .

Розглянемо конкретні випадки.

2.10. Розрахунок параметрів настроювання АСК з об'єктом І-го порядку з пропорційним регулятором

Передатна функція об'єкта :

$$W_{об}(p) = \frac{k \cdot e^{-p\tau}}{Tp + 1}. \quad (2.60)$$

Передатна функція регулятора:

$$W_P(p) = k_P. \quad (2.61)$$

Після підстановки $p = \omega(i - m)$ маємо систему:

$$\begin{cases} W_{об}(i\omega, m) = \frac{k \cdot e^{-\omega(i-m)\tau}}{T\omega(i-m) + 1} \\ W_P(i\omega, m) = k_P \end{cases} \quad (2.62)$$

З цієї системи необхідно знайти параметр k_P - коефіцієнт передачі регулятора та відповідну йому частоту.

Умова знаходження системи на межі заданого ступеня коливності буде визначатися виразом:

$$\frac{k_p \cdot k \cdot e^{-\omega_1(i-m)\tau}}{T\omega_1(i-m) + 1} = -1. \quad (2.63)$$

Після перетворень цього виразу через модуль і фазу маємо:

$$\frac{k_p \cdot k \cdot e^{-i\omega_1\tau} \cdot e^{\omega_1 m\tau}}{\sqrt{(1 - T\omega_1 m)^2 + (T\omega_1)^2} \cdot e^{i \arctg \frac{T\omega_1}{1 - T\omega_1 m}}} = e^{-i\pi}. \quad (2.64)$$

Прирівнюючи модуль і фазу, отримуємо:

$$\frac{k_p \cdot k \cdot e^{\omega_1 m\tau}}{\sqrt{(1 - T\omega_1)^2 + (T\omega_1)^2}} = 1 \quad \text{модуль,} \quad (2.65)$$

$$-\omega_1\tau - \arctg \frac{T\omega_1}{1 - T\omega_1 m} = -\pi \quad \text{фаза.} \quad (2.66)$$

Друге рівняння розв'яжемо відносно ω_1

$$\arctg \frac{T\omega_1}{1 - T\omega_1 m} = \pi - \omega_1\tau. \quad (2.67)$$

Візьмемо тангенс лівої та правої частини, використовуючи відому формулу елементарної математики:

$$\operatorname{tg}(x - y) = \frac{\operatorname{tg} x - \operatorname{tg} y}{1 + \operatorname{tg} x \cdot \operatorname{tg} y}. \quad (2.68)$$

Таким чином:

$$\frac{T\omega_1}{1 - T\omega_1 m} = \frac{0 - \operatorname{tg}\omega_1\tau}{1 + 0 \cdot \operatorname{tg}\omega_1\tau}, \quad (2.69)$$

$$\operatorname{tg}\omega_1\tau = \frac{T\omega_1}{T\omega_1 m - 1}. \quad (2.70)$$

В загальному вигляді це рівняння не розв'язується. Розв'язати його можливо числовим або графічним методом. Особливістю цього рівняння є нескінченна кількість розв'язків, завдяки періодичності.

Розширена АФХ розімкненої системи в даному випадку має вигляд спіралі (об'єкт з запізненням), яка навивається на початок координат. Отже,

від'ємна дійсна піввісь перетинається нескінченну кількість разів. Відображенням цього факту є велика кількість коренів в рівнянні фаз. Виходячи із сформульованого твердження про ступінь коливності замкненої системи, легко побачити, що шуканою частотою є найменша, не враховуючи 0, із додатних рівнянь фаз.

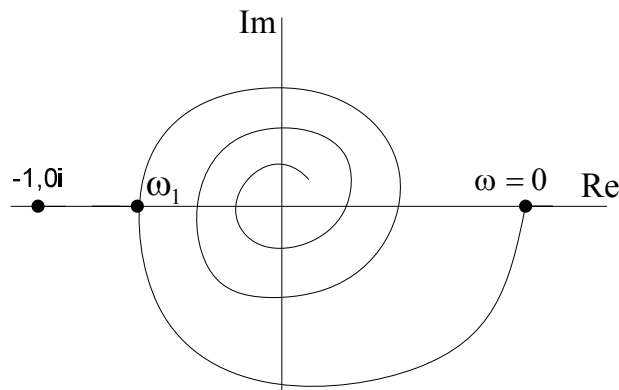


Рис. 2.7. АФХ системи

Знаючи ω_1 із рівняння модуля знайдемо k_p .

2.11. Розрахунок параметрів настроювання АСК на об'єкті І-го порядку з ПІ регулятором

Маємо передатні функції:

об'єкта
$$W_{об}(p) = \frac{k \cdot e^{-p\tau}}{Tp + 1}, \quad (2.71)$$

регулятора
$$W_p(p) = k_p \left(\frac{T_I p + 1}{T_I p} \right). \quad (2.72)$$

Запишемо умову забезпечення системою заданого ступеня коливності

$$\frac{k \cdot e^{-\omega_1(i-m)\tau} \cdot k_p [T_I \omega_1 (i-m) + 1]}{[T \omega_1 (i-m) + 1] \cdot T_I \omega_1 (i-m)} = -1. \quad (2.73)$$

Виділимо модуль і фазу:

$$\frac{k_p \cdot k \cdot e^{\omega_1 \cdot m \tau} \cdot \sqrt{(1 - T_I \omega_1 m)^2 + (T_I \omega_1)^2}}{T_I \omega_1 \sqrt{(1 - T \omega_1)^2 + (T \omega_1)^2} \sqrt{1 + m^2}} = 1 \quad (2.74)$$

– модуль,

$$-\omega_1 \tau + \operatorname{arctg} \frac{T_I \omega_1}{1 - T_I \omega_1 m} - \operatorname{arctg} \frac{T \omega_1}{1 - T \omega_1 m} + \operatorname{arctg} \frac{1}{m} = -\pi \quad (2.75)$$

– фаза.

Двох рівнянь недостатньо для того, щоб знайти ω_1 , T_I , k_p . Тому ω_1 будемо розглядати як параметр (тобто будемо ω_1 надавати різні значення). Отже, можна знайти нескінченну кількість розв'язків системи рівнянь.

Рівняння фази запишемо у вигляді:

$$\operatorname{arctg} \frac{T_I \omega_1}{1 - T_I \omega_1 m} = A(\omega_1) - \pi, \quad (2.76)$$

де

$$A(\omega_1) = \omega_1 \tau + \operatorname{arctg} \frac{T_I \omega_1}{1 - T_I \omega_1 m} - \operatorname{arctg} \frac{1}{m}, \quad (2.77)$$

та визначимо:

$$\frac{T_I \omega_1}{1 - T_I \omega_1 m} = \operatorname{tg} A(\omega_1). \quad (2.78)$$

Звідси знаходимо

$$T_I = T_I(\omega_1).$$

Підставивши цей розв'язок у рівняння модулів, знаходимо $k_p = k_p(\omega_1)$.

Таким чином, задаючись ω_1 , ми можемо отримати скільки завгодно варіантів k_p та T_I .

З точки зору забезпечення заданого ступеня коливності всі ці розв'язки рівноцінні. Однак, вони можуть виявитися нерівноцінними в інших відношеннях.

Для ПІ-регулятора якість перехідного процесу тим краща, чим більша величина k_P/T_I . Тому можна записати це відношення як функцію ω_1 , тобто

$$\frac{k_P}{T_I} = \frac{k_P}{T_I}(\omega_1),$$

та дослідити її на екстремум.

Однак, аналітично це досить громіздко, простіше побудувати графік

$\frac{k_P}{T_I}(\omega_1)$, з якого знайти ω_1 , що відповідає максимуму.

Знайшовши таким чином ω_1 , підставимо її значення в рівняння фаз, сюди ж підставимо величину m та знайдемо $T_I(\omega_1)$.

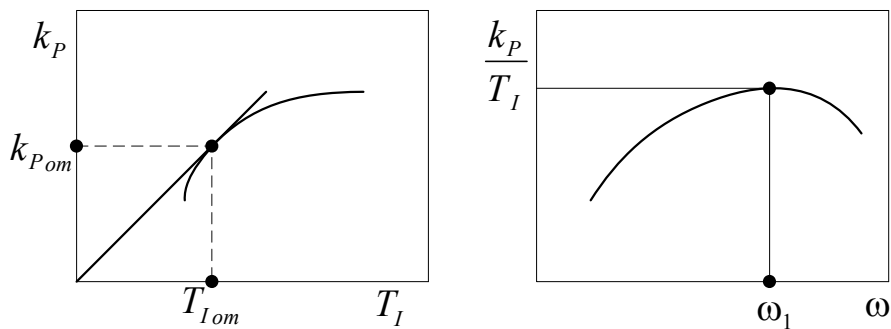


Рис. 2.8. Визначення оптимальних параметрів ПІ-регулятора

Розділ 3. Частотні методи розрахунку параметрів

3.1. Розгляд системи як частотного фільтра та умови оптимального настроювання систем з типовими лінійними регуляторами

Задача будь-якої АСК полягає в тому, щоб на виході об'єкта одержати таку зміну керованої величини, яка додаючись до зміни, викликаної збуренням, дала б у сумі мінімальну зміну, в межах 0, на виході. Будь-яке збурення можна подати у вигляді суми гармонічних складових (у вигляді спектру гармонік). Цей спектр буде перервним, якщо збурення періодичне, і неперервним, якщо збурення неперіодичне.

Математичною базою такого уявлення про дію збурень є ряди та інтеграл Фур'є. Якщо б вдалося кожну гармонічну складову з тих, на які розкладається збурення, перетворити в АСК таким чином, щоб на виході вона була максимально ослабленою, то тим самим була б вирішена основна задача АСК. Таким чином, АСК необхідно зробити фільтром за каналом „збурення-вихід”, причому фільтр повинен бути якомога „щільнішим”, „густішим”.

В математичній постановці ця задача формулюється наступним чином: АЧХ повинна бути якомога близькою до нуля у всьому діапазоні частот від 0 до ∞ . На практиці таку АСК реалізувати неможливо. Тому доводиться шукати компромісні рішення, тобто турбуватися про мінімізацію АЧХ в

околі частот, для яких: 1) складові збурень мають максимальну амплітуду; 2) складові збурень мають найбільшу частоту виникнення.

Для з'ясування вказаних частот необхідно провести статистичний аналіз збурень, однак навіть без такого можна встановити наступне:

- 1) частіше за все найбільшу амплітуду мають низькочастотні збурення, тобто з частотою, що прямує до нуля . До того ж низькочастотна складова найбільш невдала для АСК. Фізичною причиною нерівноцінності амплітуд складових є те, що джерелом збурень є динамічні реальні системи з кінцевою інерційністю;
- 2) високочастотні складові поглинаються АСК в силу її інерційності.

Приходимо до висновку, що низькочастотні складові збурень найбільш часто повторюються, найбільш „неприємні”, „важкі” для АСК і до того ж вони мають найбільшу амплітуду.

Отже, при настроюванні АСК необхідно намагатися усунути вплив низькочастотних збурень. Математично це можна сформулювати так: АЧХ АСК повинна бути мінімізована безпосередньо при нульовій частоті та в можливо більш широкому околі нуля.

Розкладемо АФХ в ряд Маклорена:

$$|W(i\omega)| = |W(i\omega)|_{\omega=0} + |W'(i\omega)|_{\omega=0} \Delta\omega + \frac{|W''(i\omega)|}{2!} |_{\omega=0} \Delta\omega^2 + \dots \quad (3.1)$$

Якщо ми хочемо мінімізувати значення АЧХ $W(i\omega)$, то починати необхідно з першого члену, так як вплив кожного наступного значно менше попереднього.

Розглянемо умови оптимального настроювання АСК з типовими регуляторами.

3.2. Умови оптимального функціонування АСК з П-регулятором

Розглянемо об'єкт зі самовирівнюванням та складемо структурну схему:

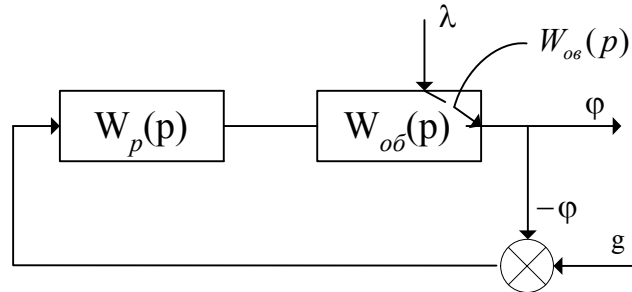


Рис. 3.1. Структурна схема для визначення оптимального настроювання П-регулятора

АЧХ замкненої АСК за каналом $\lambda \rightarrow \varphi$ буде мати вигляд :

$$|W(i\omega)|_{\lambda \rightarrow \varphi} = \frac{|W_{об}(i\omega)|}{|1 + W_{об}(i\omega)W_p(i\omega)|} \quad (3.2)$$

При $\omega = 0$ отримаємо:

$$|W(i\omega)| = \frac{k_{об}}{1 + k_{об} \cdot k_p} \quad (3.3)$$

Отже, $|W(i\omega)| \rightarrow 0$, якщо $k_p \rightarrow \max$.

Таким чином, з точки зору найкращої фільтрації збурень, слід прагнути якомога більшого k_p .

3.3. Умови оптимального функціонування АСК з І-регулятором

АЧХ має вигляд:

$$|W(i\omega)|_{\lambda \rightarrow \varphi} = \frac{|W_{os}(i\omega)|}{\left|1 + W_{os}(i\omega) \cdot \frac{\varepsilon_p}{i\omega}\right|}. \quad (3.4)$$

При $\omega = 0$ ця характеристика перетворюється у нуль незалежно від ε_p .

Тому для визначення умов оптимального настроювання необхідно знайти першу похідну від АЧХ за ω та підставити потім замість $\omega = 0$. Однак розв'язати цю задачу напряму досить громіздко.

Тому скористаємося еквівалентним перетворенням структурної схеми. Структурну схему, що розглянули в попередньому випадку, перетворимо так:

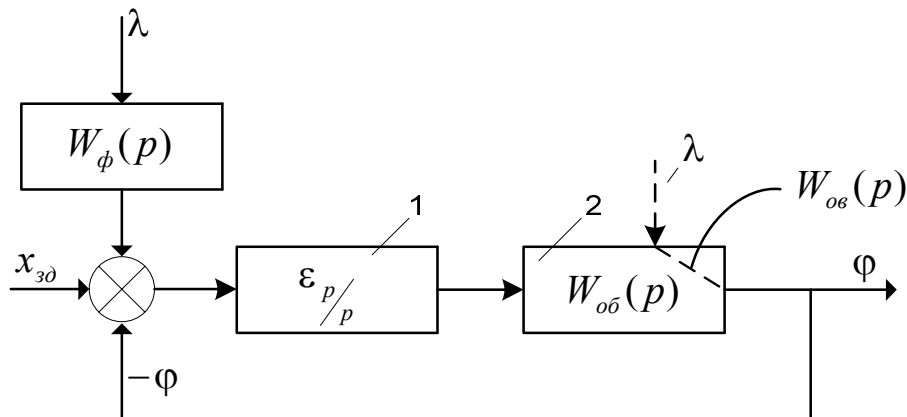


Рис. 3.2. АСК з фільтром

Збурення λ перенесемо на вхід ланки 1, додавши між збуренням λ та входом ланки 1, ланку з передатною функцією $W_\phi(p)$. З урахуванням еквівалентного перетворення запишемо:

$$\lambda(p) \cdot W_{os}(p) = \lambda(p) \cdot W_p(p) \cdot W_{ob}(p) \cdot W_\phi(p). \quad (3.5)$$

Звідки визначимо:

$$W_\phi(p) = \frac{W_{os}(p)}{W_{ob}(p)} \cdot \frac{1}{W_p(p)}. \quad (3.6)$$

Ланку з передатною функцією $W_\phi(p)$ називають фільтром.

Якщо збурення пройде фільтр максимально послабленим, то тим самим буде вирішена поставлена задача про невелику зміну ϕ під впливом λ

$$\left| W_\phi(i\omega) \right|_{\omega=0} = \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right|_{\omega=0} \cdot \left| \frac{i\omega}{\varepsilon_p} \right|_{\omega=0}. \quad (3.7)$$

Продиференціюємо цей вираз за ω

$$\frac{d}{d\omega} \left| W_\phi(i\omega) \right| = \frac{\omega}{\varepsilon_p} \cdot \frac{d}{d\omega} \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right|_{\omega=0} + \frac{1}{\varepsilon_p} \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right|_{\omega=0}. \quad (3.8)$$

Перший доданок буде дорівнювати нулю при $\omega = 0$, а другий мінімізується при $\varepsilon_p \rightarrow \max$.

3.4. Умова оптимального функціонування АСК з ПІ-регулятором

Запишемо вираз для передатної функції фільтра, тобто (3.6):

$$W_\phi(i\omega) = \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \cdot \frac{1}{W_p(i\omega)}.$$

Підставивши АФХ $W_p(i\omega)$ отримаємо:

$$W_\phi(i\omega) = \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \cdot \frac{T_I \cdot i\omega}{k_p(T_I \cdot i\omega + 1)}. \quad (3.9)$$

Знайдемо модуль цієї функції:

$$\left| W_\phi(i\omega) \right| = \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right| \cdot \frac{T_I \omega}{K_p \sqrt{1 + (T_I \omega)^2}}. \quad (3.10)$$

Звідси видно, що $|W_\phi(i\omega)|_{\omega=0} = 0$ незалежно від параметрів настройки k_p та T_I . Припущення про те, що множник $\left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right|_{\omega=0}$ може дорівнювати нулю або нескінченності мало ймовірно, так як у випадку відсутності самовирівнювання W_{os} та W_{ob} , як правило, структурно подібні та вільні множники в чисельнику будуть скорочуватись. Тому при $\omega = 0$, $W_\phi(i\omega) = 0$ незалежно від k_p та T_I . Це і є прояв властивостей інтегральної складової – в зоні керування не давати статичної похибки.

Знайдемо першу похідну:

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\omega} |W_\phi(i\omega)| &= \frac{d}{d\omega} \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right| \cdot \frac{T_I \omega}{k_p \sqrt{1 + (T_I \omega)^2}} + \\ &+ \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right| \cdot \frac{T_I}{k_p} \cdot \frac{\sqrt{1 + (T_I \omega)^2} - \frac{1 \cdot 2 \cdot T_I \omega}{2\sqrt{1 + (T_I \omega)^2}}}{1 + (T_I \omega)^2}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

При підстановці $\omega = 0$ похідна буде дорівнювати:

$$\frac{d}{d\omega} |W_\phi(i\omega)| = \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega)} \right|_{\omega=0} \cdot \frac{T_I}{k_p}, \quad (3.12)$$

а, отже, в нуль не перетворюється. Однак, вона буде приймати мінімальне значення, якщо відношення $k_p/T_I \rightarrow \max$. Звідси, умова оптимального настроювання: при використанні ПІ-регулятора система буде настроєна оптимально, якщо $k_p/T_I \rightarrow \max$.

3.5. Умова оптимального функціонування АСК з ПІД-регулятором

Визначимо АЧХ АСК з ПІД-регулятором. АЧХ фільтра матиме вигляд:

$$|W_\phi(i\omega)| = \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{o\delta}(i\omega)} \right| \cdot \frac{T_I \omega}{k_P \sqrt{(1 - T_I T_{en} \omega^2)^2 + (T_I \omega)^2}}. \quad (3.13)$$

При $\omega = 0$ АЧХ фільтра перетворюється в нуль незалежно від параметрів налаштування k_P , T_I , T_{en} (за рахунок впливу все тієї ж інтегральної складової)

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\omega} |W_\phi(i\omega)| &= \frac{T_I}{k_P} \left\{ \frac{\omega}{\sqrt{(1 - T_I T_{en} \omega^2)^2 + (T_I \omega)^2}} \cdot \frac{d}{d\omega} \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{o\delta}(i\omega)} \right| \right\} + \\ &+ \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{o\delta}(i\omega)} \right| \cdot \frac{2(1 - T_I T_{en} \omega^2) \cdot (-2T_I T_{en} \omega) + 2T_I \omega}{2\sqrt{(1 - T_I T_{en} \omega^2)^2 + (T_I \omega)^2}}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Позначимо:

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\sqrt{(1 - T_I T_{en} \omega^2)^2 + (T_I \omega)^2}} &= A(\omega), \\ \frac{1 + (T_I^2 - T_I) \omega^2 - T_I^2 T_{en}^2 \omega^4}{\left[(1 - T_I T_{en} \omega^2)^2 + (T_I \omega)^2 \right]^{3/2}} &= B(\omega). \end{aligned}$$

Видно, що

$$B(\omega) = \frac{d[A(\omega)]}{d\omega}; \quad A(\omega)|_{\omega=0} = 0; \quad B(\omega)|_{\omega=0} = 1.$$

Візьмемо другу похідну:

$$\frac{d^2}{d\omega^2} |W_\phi(i\omega)|_{\omega=0} = \frac{T_I}{k_P} \left\{ 2 \frac{d}{d\omega} \left| \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{o\delta}(i\omega)} \right| \right\}. \quad (3.15)$$

Друга похідна мінімізується при $k_P / T_I \rightarrow \max$. Перша похідна вказує на

тенденцію наближення до нуля АФХ, а друга – на тенденцію наближення до нуля першої похідної. Таким чином, якщо перша похідна не перетворюється в нуль, то беручи другу похідну, ми можемо хоча б знати про тенденцію її наближення до нуля.

При подальшому дослідженні на предмет мінімізації чергових похідних від АЧХ фільтра при нульовій частоті можна показати, що слід прагнути щоб $T_{en} = 0,5T_I$. Ця умова виконується, якщо $k_p/T_I \rightarrow \infty$. Але так як в реальних умовах k_p/T_I не прямує до ∞ , то вимога $T_{en} = 0,5T_I$ може виявитися надто жорсткою. В низці літературних джерел рекомендується $T_{en} = (0,1 - 0,2)T_I$. Іншими словами чіткої рекомендації про співвідношення між T_{en} та T_I не існує. Тому на практиці необхідно перебирати ряд варіантів при різних співвідношеннях між T_{en} та T_I .

3.6. Розрахунок систем на заданий показник коливності Зв'язок між показником коливності та формою АФХ розімкненої системи

Показник коливності M – це відношення максимального значення АЧХ АСК A_{max} до її значення при нульовій частоті A_0 , тобто

$$M = \frac{A_{max}}{A_0}. \quad (3.16)$$

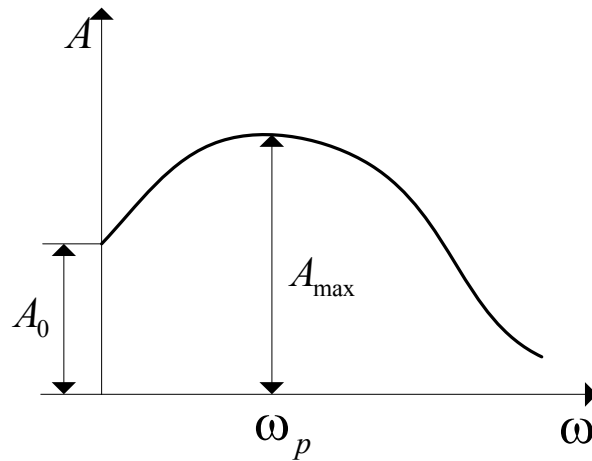


Рис. 3.3. АЧХ системи

В електротехніці АЧХ називають резонансною кривою, підкреслюючи тим самим факт, що наявність піків на ній характеризує чутливість системи до збурень тієї чи іншої частоти. Оскільки серед збурень можуть бути коливання будь-яких частот, то необхідно турбуватися про те, щоб не утворити для них досить сприятливих умов для проходження на вихід системи. Іншими словами max АЧХ не повинен бути досить високим.

A_0 зазвичай дорівнює 1, або є близьким до неї.

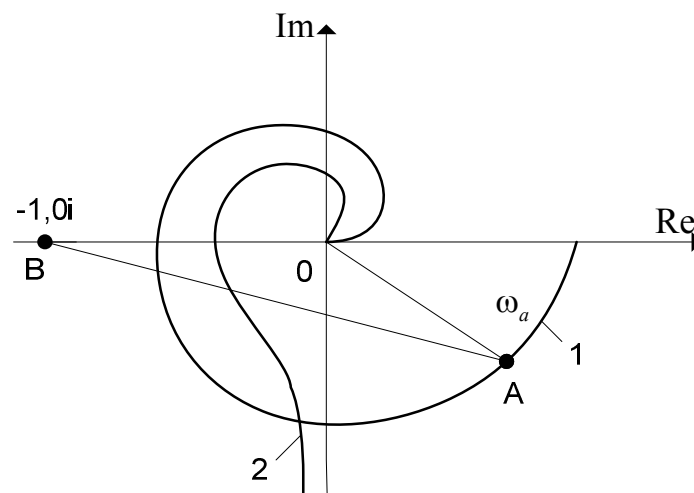


Рис. 3.4 АФХ систем

- 1 – АФХ статичної системи;
- 2 – АФХ астатичної системи.

Запишемо вираз для передатної функції та АЧХ замкненої системи за каналом

завдання-вихід:

$$W_{g \rightarrow \varphi}(p) = \frac{W_{poz}(p)}{1 + W_{poz}(p)}; \quad \left| W_{g \rightarrow \varphi}(i\omega) \right| = \frac{|W_{poz}(i\omega)|}{|1 + W_{poz}(i\omega)|}. \quad (3.17)$$

З АЧХ замкненої АСК видно, що для деякої частоти ω_a , значення АЧХ замкненої АСК дорівнює відношенню:

$$W(i\omega_a) = \frac{OA}{BA}. \quad (3.18)$$

При нульовій частоті для астатичної АСК т. А іде у ∞ і відношення довжин відповідних відрізків стає рівним одиниці. У випадку, якщо маємо статичну систему, то OA повинно складати величину порядку десятків і тоді:

$$W_{3 \rightarrow \varphi}(i\omega) = \left| \frac{W_{poz}(i\omega)}{1 + W_{poz}(i\omega)} \right| = \frac{OA}{BA} = \frac{OA}{1 + OA} \quad (3.19)$$

або

$$W_{3 \rightarrow \varphi}(i\omega) = \frac{k_{poz}}{1 + k_{poz}} \approx 1 \quad (3.20)$$

Отже вимога, щоб \max (АЧХ) не був занадто великим, стане замінюватися вимогою, щоб показник коливності M не був більшим деякої величини. Звичайно рекомендують обирати $M = 1 \div 2$. M , близьке до 2, рекомендують для настройки електричних схем. Для настройки промислових АСК значення $M = 1.5 \div 1.6$.

При $M = \infty$ отримаємо незатухаючий перехідний процес, при значенні M , близького до 1, процес буде неколивним, але затягнутим. Між значенням M та формою АЧХ розімкненої АСК існує зв'язок, який легко побачити в геометричній інтерпретації, скориставшись АЧХ $|W_{3 \rightarrow \varphi}(i\omega)| = A(\omega)$.

$A(\omega)$ буде мати максимум, якщо АФХ достатньо близько підходить до точки $(-1, 0i)$ і якщо АФХ проходить через точку $(-1, 0i)$ то $M \rightarrow \infty$. Якщо M задано, то задача розрахунку настройки АСК зводиться до того, щоб не допустити АФХ розімкненої АСК в деякий заданий окіл точки B (див. рис.). Для встановлення цього околу розглянемо рівняння геометричного місця точок на комплексній площині, для яких справедливе співвідношення:

$$\frac{OA}{BA} = const \quad (3.21)$$

Розглянемо це на рисунку (для зручності т.А покажемо в першому квадранті)

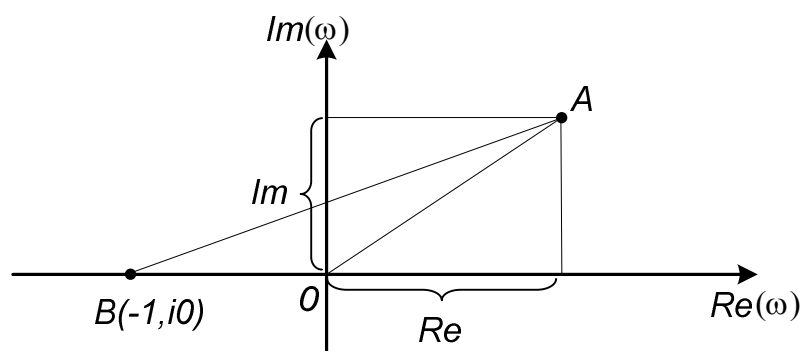


Рис. 3.5 Розрахункова схема для АСК

Нехай $\frac{OA}{BA} = const$ або $\frac{\sqrt{Re^2 + Im^2}}{\sqrt{(1 + Re)^2 + Im^2}} = M$. (3.22)

Цей вираз запишемо так:

$$\frac{\operatorname{Re}^2 + \operatorname{Im}^2}{(1 + \operatorname{Re})^2 + \operatorname{Im}^2} = M^2 \quad (3.23)$$

Зробивши перетворення

$$\operatorname{Re}^2 M^2 + M^2 + 2 \operatorname{Re} M^2 + \operatorname{Im}^2 M^2 - \operatorname{Re}^2 - \operatorname{Im}^2 = 0$$

$$\operatorname{Re}^2 (M - 1)^2 + 2 \operatorname{Re} M^2 + \operatorname{Im}^2 (M - 1)^2 = -M^2$$

Розділимо ліву та праву частину на $(M^2 - 1)$ і одержимо:

$$\operatorname{Re}^2 + 2 \operatorname{Re} \frac{M^2}{M^2 - 1} + \operatorname{Im}^2 = -\frac{M^2}{M^2 - 1} \quad (3.24)$$

Доповнимо ліву частину до повного квадрата:

$$\operatorname{Re}^2 + 2 \operatorname{Re} \frac{M^2}{M^2 - 1} + \left(\frac{M^2}{M^2 - 1} \right)^2 + \operatorname{Im}^2 = -\frac{M^2}{M^2 - 1} + \frac{M^4}{(M^2 - 1)^2} \quad (3.25)$$

$$\left(\operatorname{Re} + \frac{M^2}{M^2 - 1} \right)^2 + \operatorname{Im}^2 = \left(\frac{M}{M^2 - 1} \right)^2 \quad (3.26)$$

Останній вираз представляє собою рівняння кола, радіус якого

$R = \frac{M}{M^2 - 1}$, а $\frac{M^2}{M^2 - 1} = l$ – відстань на яку центр відстає від початку координат.

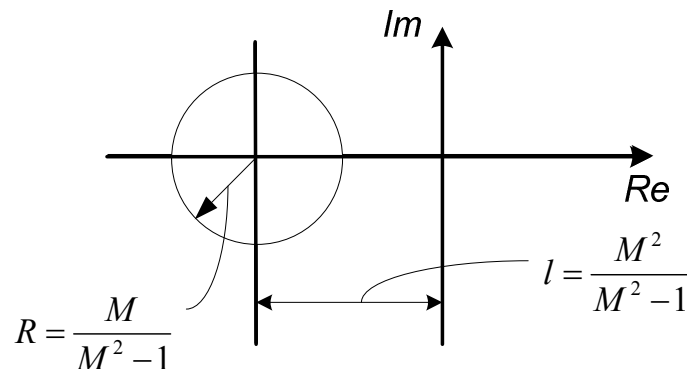


Рис. 3.6 Ілюстрація для М-кіл

Припустимо $M=1$, отже $R \rightarrow \infty$, тобто маємо рівняння прямої лінії. Для цього випадку знайдемо відстань

$$l - R = \frac{M^2}{M^2 - 1} - \frac{M}{M^2 - 1} = \frac{M(M - 1)}{(M + 1)(M - 1)} \quad (3.27)$$

$$l - R = \frac{1}{2}, \text{ при } M=1.$$

Кола з точкою В всередині $(-1, 0i)$, в які не повинна заходити АФХ розімкненої АСК, називаються колами з індексом, рівним заданому показнику коливності. Ці кола можуть бути намальовані як завгодно густо, тобто ними можна вкрити всю комплексну площину.

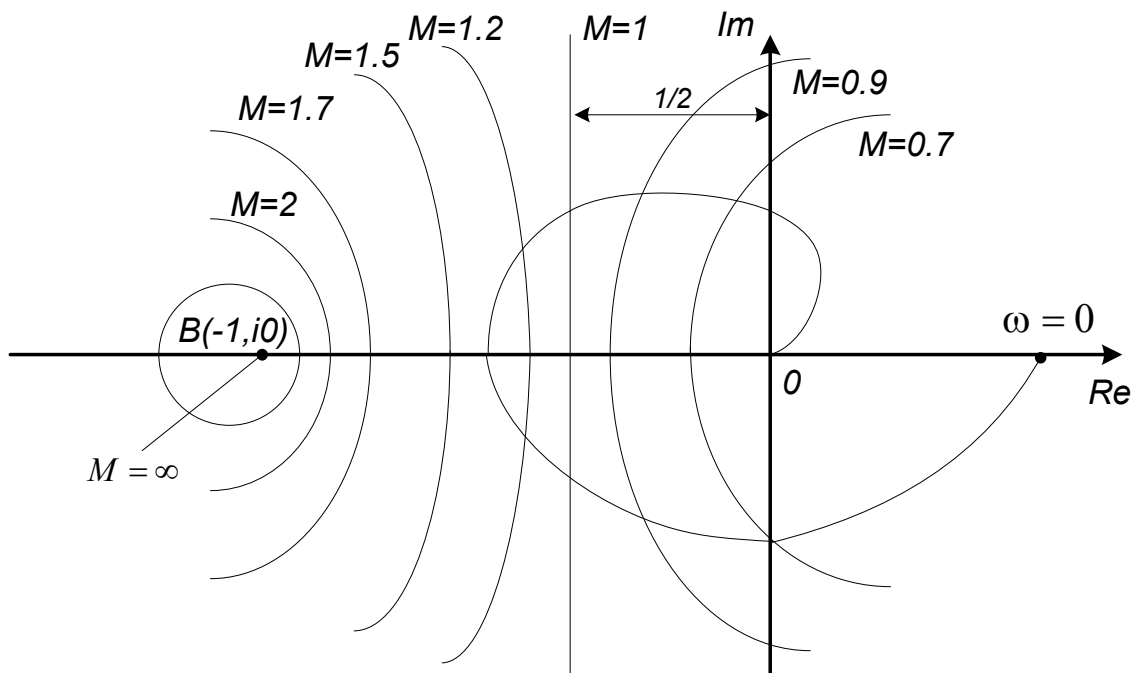


Рис. 3.7 Сітка М-кіл

Таку сітку М-кіл можна заготувати заздалегідь і один раз назавжди. Якщо на цю сітку М-кіл накласти АФХ розімкненої АСК і співставляти точки перетину АФХ з М-колами, то можна побудувати без додаткових розрахунків АЧХ для каналу завдання-вихід.

Взагалі то кажучи, вся АЧХ замкненої АСК для розрахунку настройки не потрібна. З неї треба визначити $M = \frac{A_{\max}}{A_0}$, а якщо зазначити, що $A_0 \cong 1$, то зі всіх АЧХ треба мати лише величину її максимуму.

З останнього рисунка видно, що $\max(AЧХ)$ дорівнює індексу М-кола, до якого АФХ розімкненої АСК дотикається. Якщо точок дотику декілька, то показником коливності АСК буде максимальний індекс.

Згідно умови оптимальності настройки „сила” регулятора повинна бути найбільшою. Це відповідає максимальному „роздуванню” АФХ розімкненої АСК.

З іншого боку, АФХ розімкненої АСК не повинна заходити всередину кола з індексом, рівним заданому показнику коливності (в протилежному випадку вона буде дотикатися кіл з більшими індексами, тобто М буде більше заданого). Звідси випливає, що оптимальна настройка буде на межі цих двох вимог, а саме: АФХ розімкненої АСК при оптимальній настройці повинна дотикатися М-кола з індексом, рівним показнику коливності.

3.7 Налаштування АСК з П-регулятором

Зобразимо АФХ АСК на комплексній площині

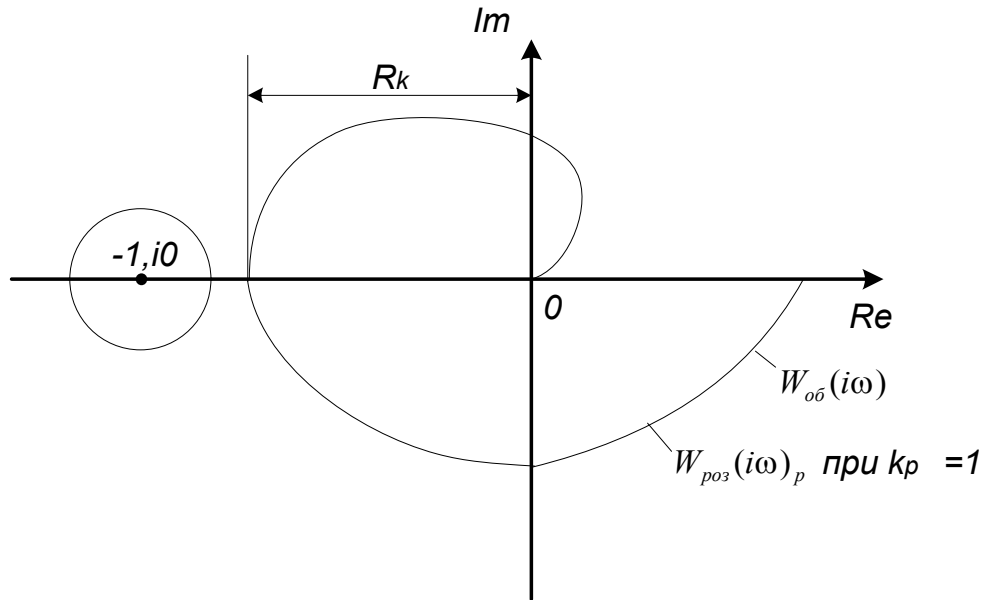


Рис. 3.8 Прямий розрахунок АСК

Передатна функція розімкненої системи:

$$W_{роз}(i\omega) = W_{об}(i\omega)k_p \quad (3.28)$$

При $k_p \neq 1$ кожен вектор АФХ АСК, не змінюючи свого кута нахилу, змінить свою довжину в k_p разів. Тому легко перестроїти АФХ об'єкта в АФХ розімкненої АСК при $k_p \neq 1$. Збільшення k_p погіршує стійкість системи, оскільки при цьому АФХ розімкненої АСК „розбухаючи”, може охопити точку $(-1, 0)$. При цьому умова межі стійкості буде:

$$k_p \cdot R_k = 1 \text{ або } k_p = \frac{1}{R_k}$$

де R_k - довжина відрізка, що відсікається на від'ємній дійсній напівосі характеристикою $W_{об}(i\omega)$.

Прямий шлях визначення k_p , при якому АФХ розімкненої АСК буде дотикатися до кола з заданим M , полягає в наступному:

- 1) Будується АФХ розімкненої АСК з П-регулятором з $k_p = 1$ (ця АФХ співпадає з АФХ об'єкта, але не має розмірності);
- 2) Креслиться коло з заданим M ;
- 3) Задаючись k_p будуються АФХ розімкненої АСК. Якщо з'ясується, що АФХ не дотикається до кола, уточнюють значення k_p та проводять нову побудову, доки M -коло не дотикнеться до АФХ.

Задачу визначення критичного коефіцієнта легше вирішувати при незмінній формі АФХ, належним чином деформуючи M -коло (змінюючи масштаб).

Легко показати, що M -коло завжди, незалежно від масштабу, буде дотикатися до променя, проведеного з початку координат під певним кутом.

Запишемо співвідношення:

$$\frac{R}{l} = \frac{\frac{M}{M^2 - 1}}{\frac{M^2}{M^2 - 1}} = \frac{1}{M} \quad (3.29)$$

або
$$\frac{R}{l} = \frac{1}{M} = \sin \beta \quad \text{звідки} \quad \beta = \arcsin \frac{1}{M},$$

тобто кут є функцією тільки M . Це означає, що маючи M , можна намалювати промінь без АФХ і M -кола. АФХ розімкненої АСК і M -коло

повинні дотикатися, тому розрахунок можна проводити в наступному порядку:

- 1) Будується АФХ об'єкта і проводиться промінь під кутом β ;
- 2) Креслиться коло з центром на від'ємній дійсній вісі, що дотикається одночасно проміня та АФХ.

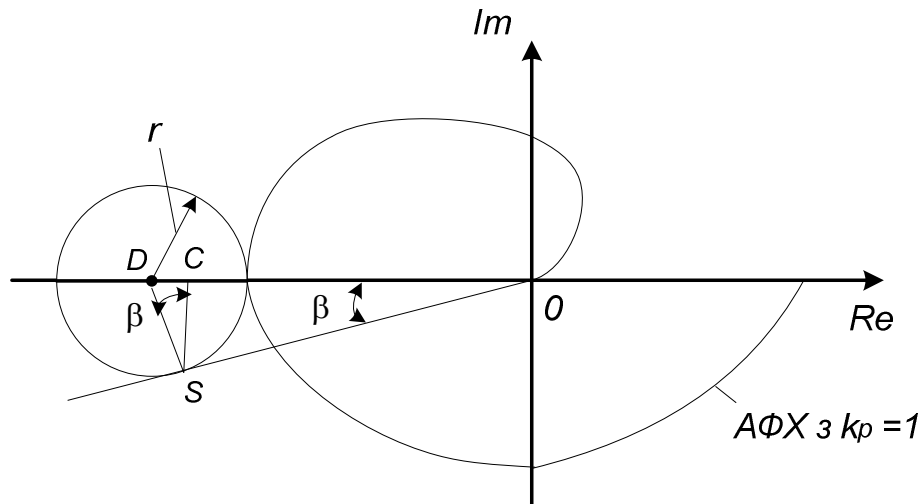


Рис. 3.9 Графо-аналітичний розрахунок АСК

В загальному випадку радіус цього кола може відрізнятись від дійсного.

Але ми знаємо, що дійсний радіус повинен бути:

$$R = \frac{M}{M^2 - 1} \quad (3.30)$$

Тому побудоване коло ми можемо розглядати як М-коло у відповідному масштабі.

Для того, щоб записати умову дійсного дотику системи з регулятором k_p , необхідно помножити АФХ на k_p або змінити масштаб кола з радіусом r в k_p разів.

Зупинимося на останньому:

$$\frac{M}{M^2 - 1} = r \cdot k_p \quad (3.31)$$

Звідси визначаємо коефіцієнт передачі регулятора

$$k_p = \frac{M}{M^2 - 1} \cdot \frac{1}{r} \text{ або } k_p = \frac{R}{r} \quad (3.32)$$

Розглянемо випадок, коли $M=1.62$, що гарантує запас стійкості по модулю $S=38\%$ і по фазі $\gamma = 36^\circ$.

При цьому $k_p = \frac{1}{r}$, тобто треба виміряти радіус кола, що дотикається променя і АФХ та визначити величину, що їй протилежна.

Розглянемо прямокутні подібні трикутники ΔDSO і ΔDCS . З ΔDSO визначаємо:

$$OC = OD - DC$$

Виразимо довжини цих відрізків через M , k_p , R :

$$OD = \frac{l}{k_p} = \frac{1}{k_p} \cdot \frac{M^2}{M^2 - 1} \quad (3.33)$$

$$DC = r \cdot \sin \beta = \frac{R}{k_p} \sin \beta = \frac{R}{k_p} \cdot \frac{1}{M}$$

Замінюючи $\frac{R}{k_p} = \frac{M}{M^2 - 1} \cdot \frac{1}{k_p}$ отримаємо:

$$DC = \frac{M}{M^2 - 1} \cdot \frac{1}{M} \cdot \frac{1}{k_p}$$

Підставляючи значення OD і DC в одержану формулу отримаємо:

$$OC = \frac{1}{k_p} \left[\frac{M^2}{M^2 - 1} - \frac{M}{M^2 - 1} \cdot \frac{1}{M} \right] = \frac{1}{k_p} \quad (3.34)$$

Звідки $k_p = \frac{1}{OC}$ для будь-якого значення М.

3.8 Розрахунок настройки АСК з І-регулятором

Нехай задана АФХ об'єкта $W_{об}(i\omega)$. Складемо вираз для АФХ розімкненої АСК з І-регулятором.

$$W_{роз}(i\omega) = W_{об}(i\omega) \cdot \frac{\varepsilon_p}{i\omega} \quad (3.35)$$

Зведемо цей вираз до такого вигляду:

$$W_{роз}(i\omega) = W_{об}(i\omega) \cdot e^{-i\frac{\pi}{2}} \cdot \varepsilon_p \cdot \frac{1}{\omega} \quad (3.36)$$

де $-i = \cos \frac{\pi}{2} - i \cdot \sin \frac{\pi}{2} = e^{-i\frac{\pi}{2}}$

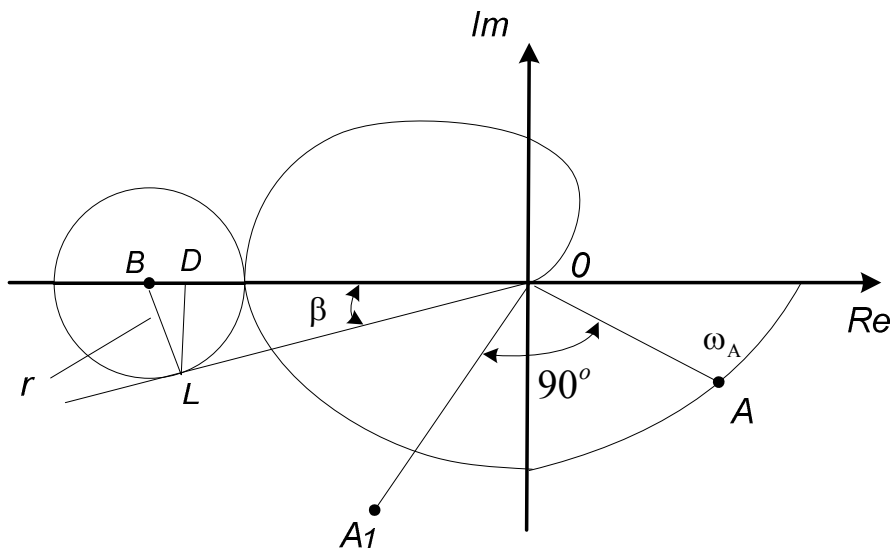


Рис. 3.10 Ілюстрація розрахунку АСК на заданий М

Записаний вище вираз означає, що кожний вектор АФХ об'єкта (наприклад OA) треба поділити на частоту ω_A і повернути на 90° в т. A_1 .

Для визначення ε_p проводиться промінь під кутом $\beta = \arcsin \frac{1}{M}$

(в данному випадку $\beta = 38^\circ$) до від'ємної дійсної напівосі і будується коло, що дотикається до нової АФХ і до цієї лінії.

Для окремого випадку ($\beta = 38^\circ$) $\varepsilon_p = \frac{1}{2}$, для загального випадку

$$\varepsilon_p = \frac{1}{OD} \text{ (для всіх } M).$$

3.9 Розрахунок настройки АСК з ПІ-регулятором

АФХ розімкненої АСК з ПІ-регулятором:

$$W_{роз}(i\omega) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I i\omega} \right) W_{об}(i\omega) \quad (3.37)$$

При $k_p = 1$ після очевидних перетворень отримаємо:

$$W_{роз}(i\omega) = W_{об}(i\omega) - i \frac{W_{об}(i\omega)}{\omega T_I} \quad (3.38)$$

Звідси видно, що до кожного вектора, отриманного з $W_{об}(i\omega)$ (наприклад

OA_1, OA_2 і т.д.), слід додати ще $\frac{W_{об}(i\omega)}{\omega T_I}$ і повернути на $\frac{\pi}{2}$ за часовою

стрілкою.

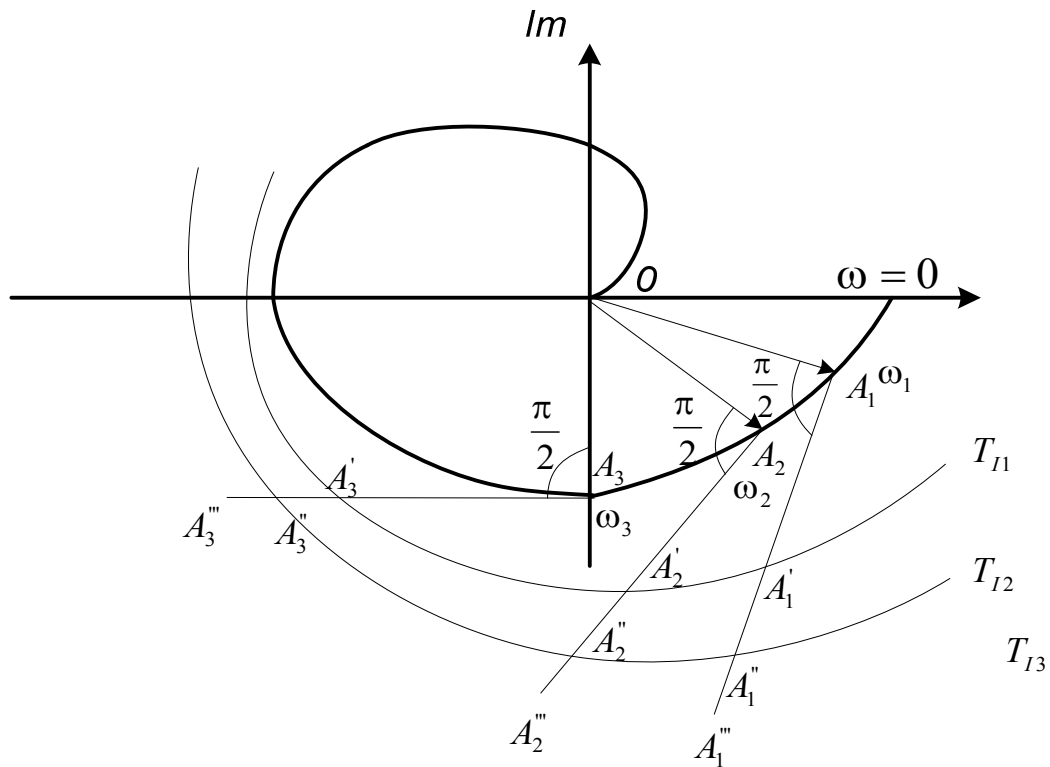


Рис. 3.11 Графо-аналітичне визначення параметрів АСК

Нехай $|W_{об}(i\omega)| = OA_1, (OA_2), (OA_3)$ і т.д., то

$$W_{роз}(i\omega) = OA_1 + \frac{OA_1}{\omega_1 T_I} \cdot e^{-i\frac{\pi}{2}} \quad (3.39)$$

Порядок розрахунку наступний:

- 1) будується АФХ об'єкта;
- 2) на цій АФХ вибираються чотири-п'ять точок A_1, A_2, A_3 відповідно з частотами $\omega_1, \omega_2, \omega_3$, які з'єднують з початком координат відрізками OA_1, OA_2, OA_3 ;
- 3) до цих відрізків встановлюються перпендикуляри $A_1 A_1'''$, $A_2 A_2'''$, $A_3 A_3'''$;

4) відрізок $OA_1(OA_2)(OA_3)$ ділимо на $\omega_1(\omega_2)(\omega_3)$, а потім це число

$$\frac{OA_1}{\omega_1} \left(\frac{OA_2}{\omega_2} \right) \left(\frac{OA_3}{\omega_3} \right) \text{ ділимо ще на заданне значення } T_{I1}(T_{I2})(T_{I3}),$$

$$\text{тобто маємо } \frac{OA_1}{\omega_1 T_{I1}} \left(\frac{OA_2}{\omega_2 T_{I2}} \right) \left(\frac{OA_3}{\omega_3 T_{I3}} \right).$$

Маємо відрізки:

$$A_1 A_1' = \frac{OA_1}{\omega_1 T_{I1}}; \quad A_1 A_1'' = \frac{OA_1}{\omega_1 T_{I2}}; \quad A_1 A_1''' = \frac{OA_1}{\omega_1 T_{I3}}$$

$$A_2 A_2' = \frac{OA_2}{\omega_2 T_{I1}}; \quad A_2 A_2'' = \frac{OA_2}{\omega_2 T_{I2}}; \quad A_2 A_2''' = \frac{OA_2}{\omega_2 T_{I3}}$$

і так далі;

5) з'єднавши точки з однаковими T_I плавними кривими, отримаємо родину шуканих АФХ;

6) проводиться промінь під кутом $\beta = \arcsin \frac{1}{M}$ (в данному випадку

$\beta = 38^\circ$) до дійсної від'ємної напівосі і будуються кола з центром на цій осі, що дотикаються до отриманих АФХ і проміня. Граничне

значення k_p для кожного з вибраних значень T_I визначається як:

$$k_p = \frac{1}{r}$$

де r – радіус кола, що дотикається до відповідних АФХ та проміня;

7) за результатами такого розрахунку будують графік в площині

$$k_p - T_I;$$

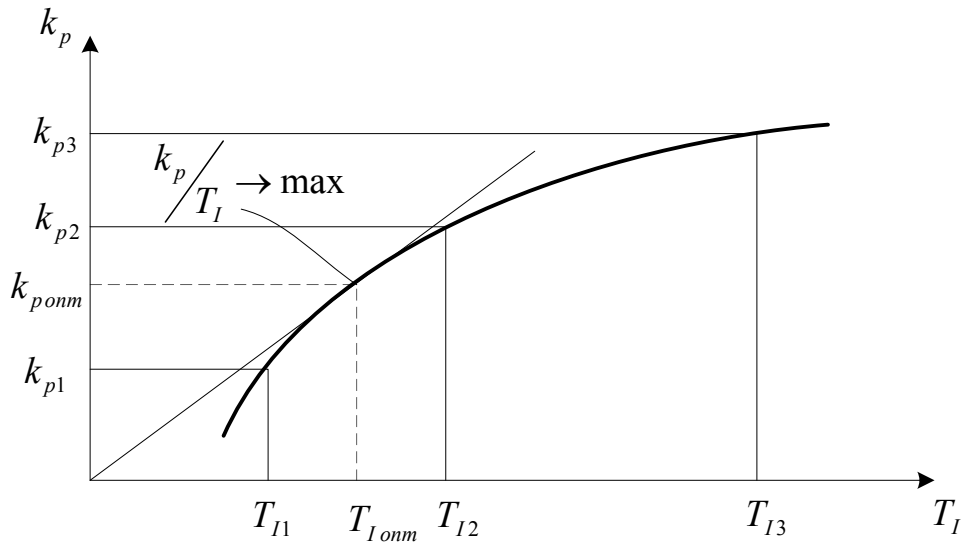


Рис. 3.12 Визначення оптимальних значень k_p і T_I

8) оптимальній настройці регулятора буде відповідати точка, для якої $k_p/T_I \rightarrow \max$. Така точка знаходиться побудовою з початку координат проміня, що дотикається до області заданого запасу стійкості.

3.10 Розрахунок оптимальної настройки АСК з ПД-регулятором

Запишемо вираз для АФХ розімкненої системи з ПД-регулятором:

$$W_{роз}(i\omega) = W_{об}(i\omega) \left(1 + \frac{1}{T_I i\omega} + T_{ен} i\omega \right) k_p \quad (3.40)$$

Після простих перетворень:

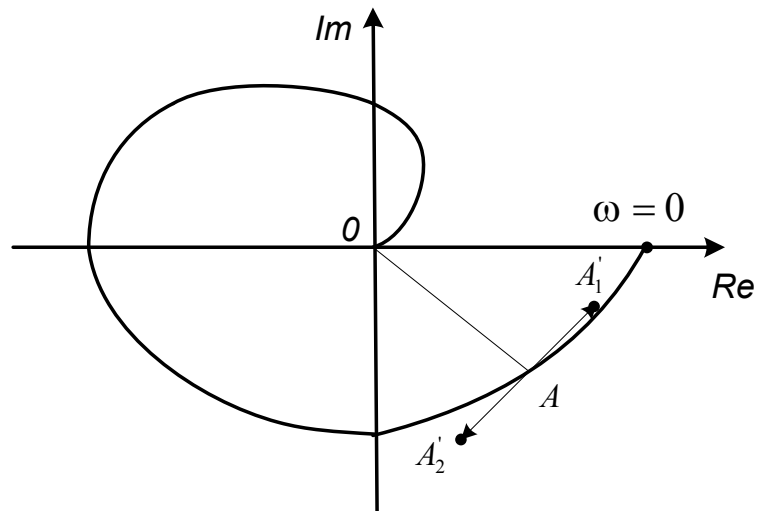
$$W_{роз}(i\omega) = \left\{ W_{об}(i\omega) + \frac{W_{об}(i\omega)}{T_I \omega} [1 - T_I T_{ен} \omega^2] e^{-i\frac{\pi}{2}} \right\} k_p \quad (3.41)$$

Для побудови АФХ рекомендується задаватися $\frac{T_I}{T_{en}} = \alpha$ (α

рекомендовано брати ≈ 0.5).

Далі вчинимо так:

$$1 - \frac{T_{en}}{T_I} T_I T_I \omega^2 = 1 - \alpha (T_I \omega)^2 \quad (3.42)$$



Якщо $[1 - \alpha (T_I \omega)^2] > 0$, то маємо вектор AA_2' ,

Якщо $[1 - \alpha (T_I \omega)^2] < 0$, то вектор має протилежний напрямок, тобто маємо

т. A_1' .

Після такої побудови доходимо до такого ж випадку, як і при розрахунку ПІ-регулятора.

Для перевірки необхідно подібний розрахунок повторити для

декількох значень $\frac{T_{en}}{T_I}$, близьких до 0.5

3.11 Розрахунок багатоконтурних АСК

Одноконтурні АСК не завжди можуть забезпечити вимоги по якості перехідних процесів. Один зі шляхів виходу з данної ситуації є намагання ускладнити алгоритм (закон) регулювання, що не завжди приводить до бажаного результату.

В ряді випадків доцільніше керувати якимись якісь проміжними величинами, ніж усувати їх збурюючу дію. Схеми подібного типу називаються схемами з проміжними керованими величинами.

Можна також піти шляхом отримання більш представницької інформації для АСК і використання її для покращення якості АСК. Наприклад, широко розповсюджені схеми, коли регулятор основної величини „видає” команди регуляторам допоміжної величини, тобто вводиться корекція. Такі АСК називають каскадними.

Розглянемо як приклад такі схеми.

1. Схема керування концентрацією розчину на виході випарної установки.

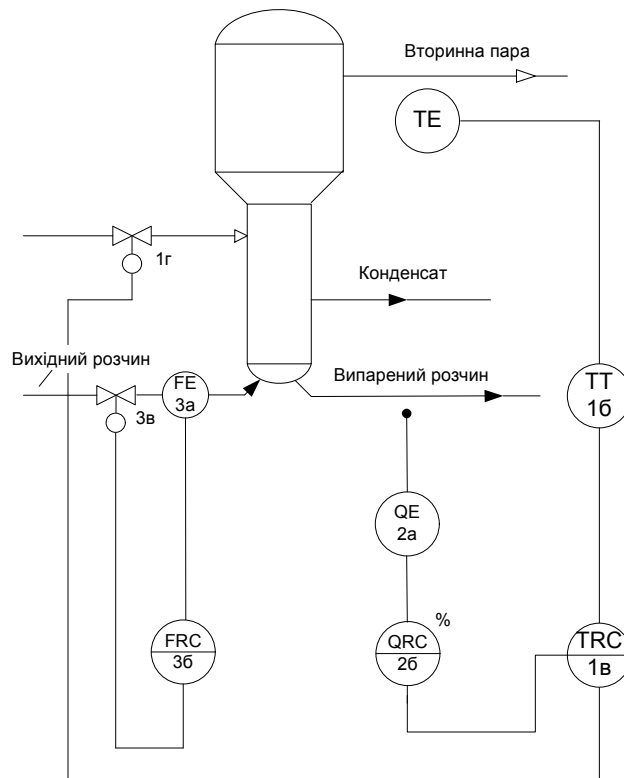


Рис. 3.13 Функціональна схема автоматизації

В такій схемі швидкість зміни температури значно вище швидкості зміни концентрації. Регулятор концентрації видає сигнал корекції регулятору температури (тиску) пари.

Враховуючи специфіку роботи випарного обладнання, схема керування концентрацією може бути побудована так, що регулятор температури видає корекційний сигнал регулятору концентрації, а той буде впливати на виконавчий механізм керувального органа.

2. Схема керування парою в барабані котла.

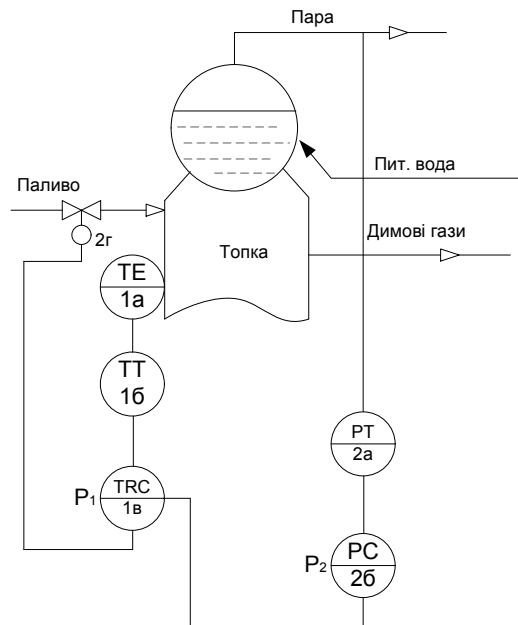


Рис. 3.14 Функціональна схема автоматизації барабану котла

Тут керування об'єктом здійснюється двома регуляторами P_1 та P_2 , причому P_2 , що контролює основну величину, діє не на виконавчий механізм, а на задатчик регулятора P_1 . Цей регулятор підтримує декотру допоміжну величину, взятую з проміжної точки керованого об'єкта. Такі схеми є досить ефективними, коли на керований об'єкт діють сильні збурення, що йдуть через керувальний орган, а проміжна величина відкликається на ці збурення (а також на керувальні дії) зі значно меншою інерційністю, ніж основна керована величина (тиск пари на виході). Джерелами таких збурень є те, що змінюється якість палива, має місце неідеальність паливопідвідних приладів, внаслідок чого можливі довільні зміни підведення палива.

Регулятор P_1 стабілізує тепловиділення Q ; задане значення тепловиділення в кожний момент часу визначається основним регулятором

тиску пари. Якщо з'являються збурення з боку подачі палива, то негайно виникає зміна тепловиділення в топці, яке одразу повертається до заданого значення регулятором тепловиділення. Оскільки інерційність цієї ділянки незначна, то швидкодія цього контура керування може бути відносно дуже великою. В результаті досягається стабілізація топкового процесу і збурення, що йде з боку подачі палива, мало впливає на вхідну величину (тиск пари).

В даному випадку регулятор тиску є коригуючим для регулятора тепловиділення, який є стабілізуючим. Розраховувати каскадні АСК набагато важче, ніж звичайні одноконтурні. Розрахунки виконуються наближено. Методика таких наближених розрахунків базується на припущенні про можливі розрахунки якогось контура незалежно від інших. Після визначення параметрів настройки цього контура переходять до визначення настройки наступного контура, в який входить регулятор з вже визначеною настройкою і т. д.

Складемо структурну схему керування тиском пари в барабані котла:

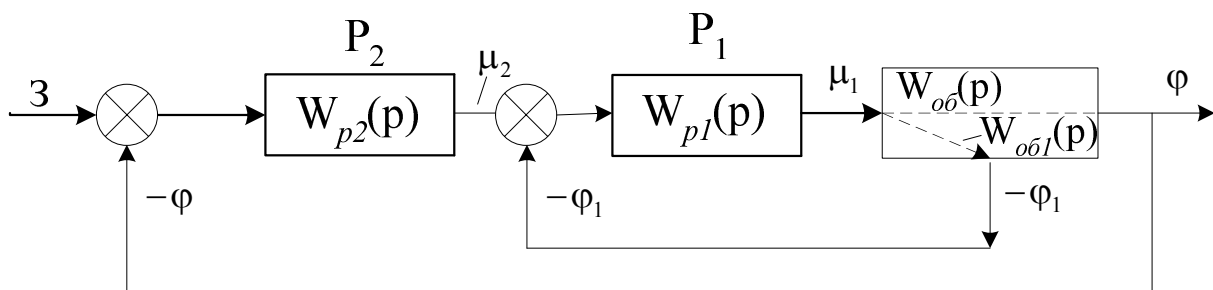


Рис 3.15 Структурна схема керування тиском пари

Вважаємо, що контур стабілізації має значно більшу швидкодію порівняно з основним контуром. Припущення про різну інерційність контурів дозволяє стверджувати, що перехідні процеси в контурі стабілізації можна

вважати миттєвими. Якщо прийняти, що P_1 має інтегральну складову або, хоча б, коефіцієнт передачі контура стабілізації в розімкненому стані достатньо великий, тобто зміна μ_2 буде повільною і регулятор підтримує Φ_1 точно на заданому значенні, то можна стверджувати: $\mu_2 \cong \Phi_1$.

Визначимо еквівалентну передатну функцію для об'єкта, регулятором у якого буде P_2 :

$$W_{екв/P_2}(p) = \frac{\Phi(p)}{\mu_2(p)} \quad (3.43)$$

Але відомо, що

$$\Phi(p) = W_{об}(p) \cdot \mu_1 \quad (3.44)$$

$$\Phi_1(p) = W_{об1}(p) \cdot \mu_1 \quad (3.45)$$

або цю рівність запишемо наступним чином:

$$\mu_2 = W_{об1}(p) \cdot \mu_1 \quad (3.46)$$

Враховуючи $W_{екв/P_2}(p)$ отримаємо:

$$W_{екв/P_2}(p) = \frac{W_{об}(p) \cdot \mu_1}{W_{об1}(p) \cdot \mu_1} = \frac{W_{об}(p)}{W_{об1}(p)} \quad (3.47)$$

Зображену вище структурну схему зведемо до такої схеми:

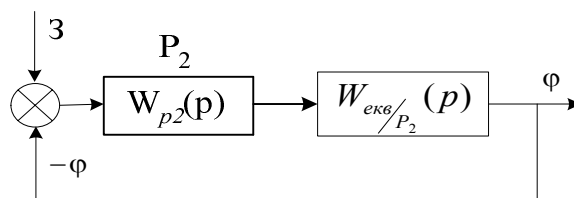


Рис. 3.16 Еквівалентна структурна схема для регулятора P_2

Таким чином, ми маємо одноконтурну схему з одним регулятором корекції P_2 та об'єктом $W_{екв/P_2}(p)$. Визначення параметрів настройки P_2 виконуємо звичайним шляхом, як для одноконтурної АСК.

Переходимо до визначення оптимальної настройки регулятора P_1 . Передатна функція еквівалентного об'єкта для цього регулятора визначається:

$$W_{об/P_1}(p) = W_{об1}(p) + W_{об}(p) \cdot W_{P_2}(p) \quad (3.48)$$

Побудувавши АФХ такого об'єкта, ми можемо знайти і параметри настройки регулятора стабілізації P_1 .

Отже, послідовність розрахунку АСК такого виду наступний:

- 1) за заданими АФХ для об'єкта $W_{об1}(i\omega)$ та $W_{об}(i\omega)$ будемо еквівалентну АФХ для P_2 . Для цього кожний вектор $W_{об}(i\omega)$ треба розділити на $W_{об1}(i\omega)$ при однаковій частоті;
- 2) за $W(i\omega)_{/P_2}$ знаходимо оптимальну настройку регулятора P_2 ;
- 3) будується АФХ $W_{екв/P_1}(i\omega)$. Для цього будемо АФХ $W_{об}(i\omega) \cdot W_{P_2}(i\omega)$, після чого, застосовуючи правило паралелограма для підсумовування векторів, знаходимо $W_{екв/P_2}(i\omega)$;
- 4) за знайденою $W_{екв/P_1}(i\omega)$ знаходиться звичайним шляхом оптимальна настройка P_1 .

3.12 Розрахунок АСК з двома керувальними органами

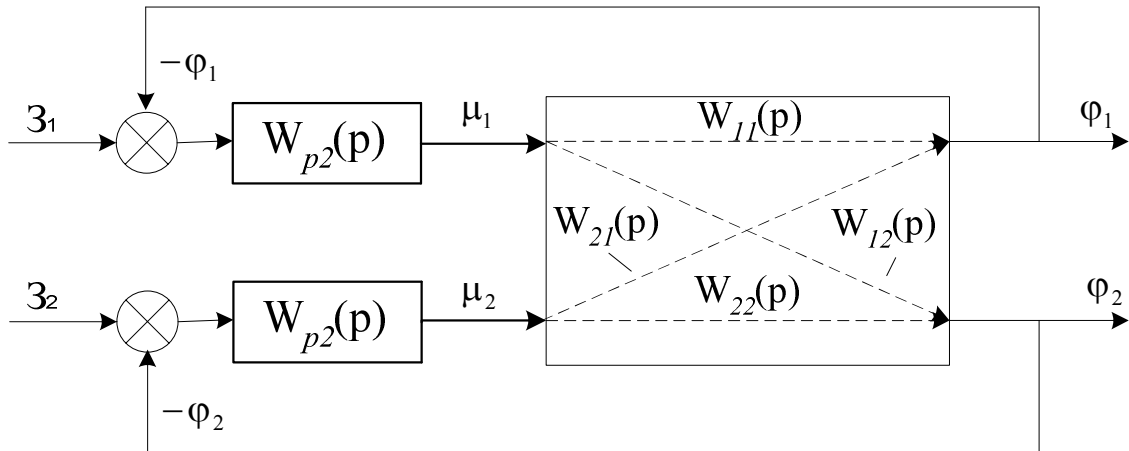


Рис. 3.16 Структурна схема АСК з двома керувальними органами

Розрахунок такої АСК починаємо з того, що визначим передатну функцію для еквівалентного об'єкта, що регулюється регулятором P_1 , тобто

$$W_{e/R_1}(p) = \frac{\Phi_1(p)}{\mu_1(p)} \quad (3.49)$$

Зараз визначимо $\Phi_1(p)$ та $\Phi_2(p)$:

$$\Phi_1(p) = \mu_1 \cdot W_{11}(p) - W_{21}(p) \cdot W_{p2}(p) \Phi_2(p) \quad (3.50)$$

$$\Phi_2(p) = \mu_1 \cdot W_{12}(p) - W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p) \Phi_2(p) \quad (3.51)$$

З останнього виразу визначаємо $\Phi_2(p)$:

$$\Phi_2(p) = \frac{\mu_1 \cdot W_{12}(p)}{1 + W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)} \quad (3.52)$$

Розглядаючи $\Phi_2(p)$ спільно з $\Phi_1(p)$ отримаємо:

$$W_{e/P_1}(p) = W_{11}(p) - \frac{W_{21}(p) \cdot W_{p_2}(p) W_{12}(p)}{1 + W_{22}(p) \cdot W_{p_2}(p)} \quad (3.53)$$

Для визначення $W_{e/P_2}(p)$ скористаємося правилом кругової перестановки.

$$W_{e/P_2}(p) = W_{22}(p) - \frac{W_{12}(p) \cdot W_{p_1}(p) W_{21}(p)}{1 + W_{11}(p) \cdot W_{p_1}(p)} \quad (3.54)$$

В якості першого наближення настрійку одного з регуляторів можна взяти довільно, або ж орієнтуючись на „свій” канал об’єкта, розрахувати її, абстагувавшись від існування перехрестних зв’язків. Далі розрахунок слід вести методом послідовних наближень.

Звичайно, краще такі АСК розраховувати, використовуючи обчислювальну техніку.

3.13 Розрахунок настрійки АСК з введенням похідної від проміжної керованої величини

На практиці часто використовують двоконтурні АСК з додатковим впливом від проміжної точки керованого об’єкта. В цій схемі використовується тільки один регулятор, але на вхід якого подається не тільки основна керована величина, а також і деяка допоміжна величина, взята з проміжної точки об’єкта. Однак ця проміжна величина підлягає попередньому диференціюванню. Прикладом такої схеми може слугувати АСК тиском перегрітої пари котла з додатковою дією від похідної за тиском в барабані котла.

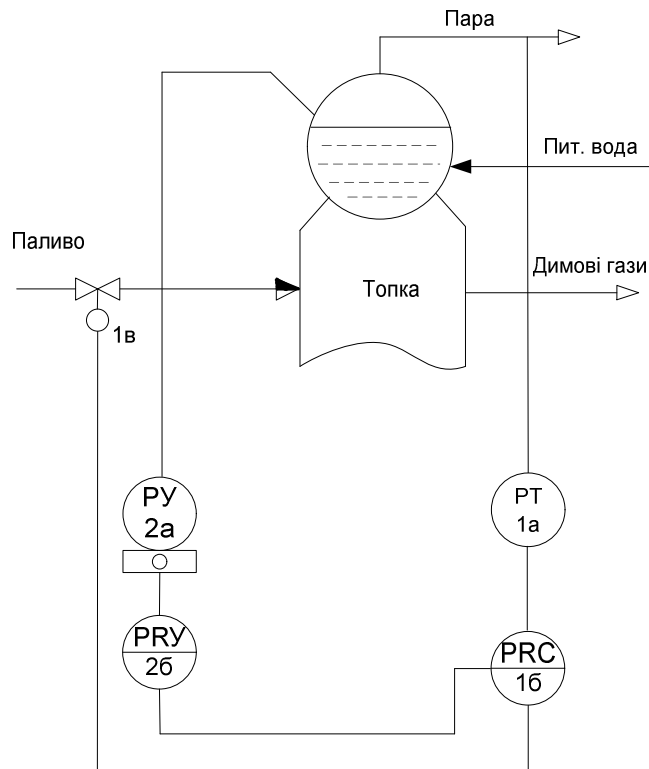


Рис. 3.17 Функціональна схема АСК тиском пари з додатковим сигналом від дії похідної

В усталеному стані дія диференціальної складової повинна зникнути, в протилежному випадку регулятор буде підтримувати на заданому рівні не основну керовану величину, а суму основної і допоміжної величин. Передаточною функцією пристрою диференціювання вибирається найчастіше наступною:

$$W_{\partial}(p) = \frac{K_{\partial} T_{\partial} p}{T_{\partial} p + 1} \quad (3.55)$$

Структурна схема АСК з введенням D – допоміжної величини має вигляд:

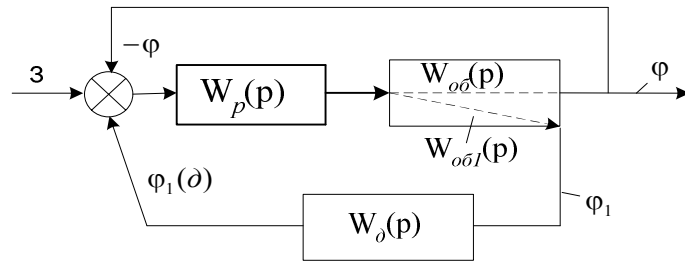


Рис. 3.18 Структурна схема для рис. 3.17

Ця схема може бути зведена до такої:

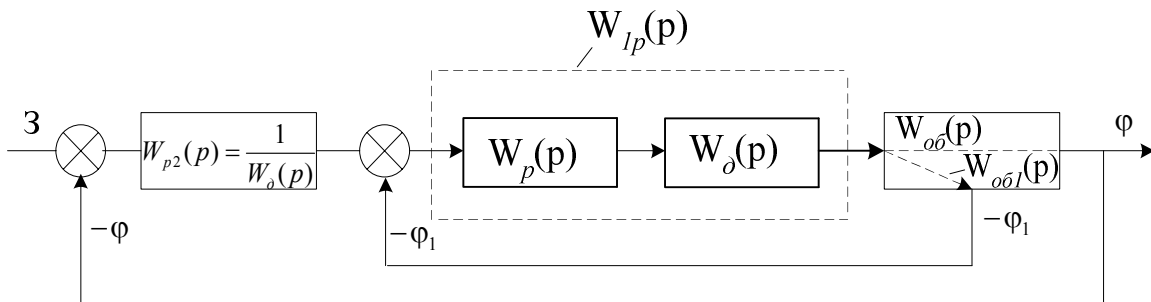


Рис. 3.19 Еквівалентна розрахункова структурна схема для схеми 3.18

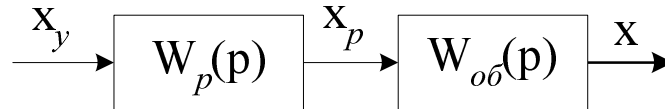
Дві ланки $W_p(p)$ та $W_δ(p)$ будемо вважати однією, називаючи її регулятором $W_{Ip}(p)$. Видно, що ця схема нічим не відрізняється від раніше розглядуваної, тому і порядок її розрахунку нічим не відрізняється від розглянутої раніше.

3.14 Розрахунок АСК з компенсацією збурень

У всіх розглянутих раніше випадках неможливо повністю ліквідувати відхилення керованої величини від заданого значення. Це пов'язано з тим, що регулятори входять в замкнені контури і намагання збільшувати k_p з метою збільшення точності призводять до погіршення і навіть втрати стійкості. З цієї точки зору значними перевагами перед

замкненими системами володіють розімкнені системи, оскільки в них немає умов для появи нестійкого режиму.

Розглянемо декілька випадків.

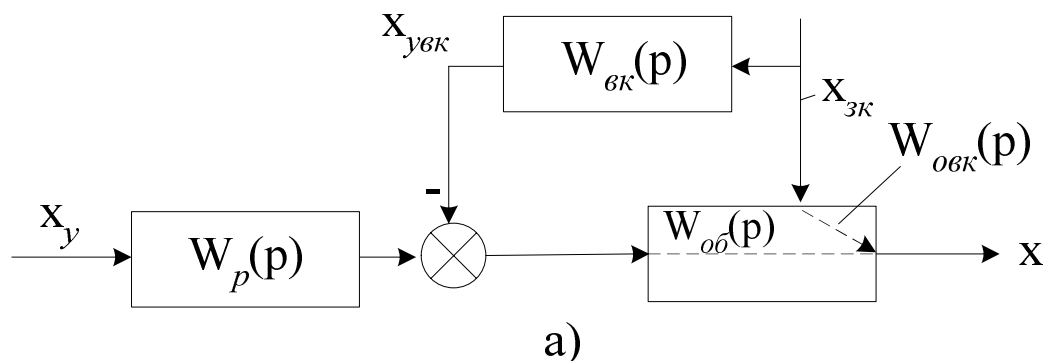


$$x(p) = W_p(p) \cdot W_{об}(p) \cdot x_y(p) \quad (3.56)$$

Якщо вибрати $W_p(p) = \frac{1}{W_{об}(p)}$, то виконується тотожність

$x = x_y$, тобто керована величина буде прямувати абсолютно точно за зміною керуючого впливу x_y .

Основним недоліком розімкненої системи керування є можливість самовільного відхилення керованої величини від заданого значення в результаті дії на об'єкт зовнішніх збурень. Радикальним шляхом усунення цього недоліка є перехід до замкненої АСК зі зворотнім зв'язком. Є ще і інший шлях вирішення цієї задачі, який полягає в застосуванні принципу керування за збуренням:



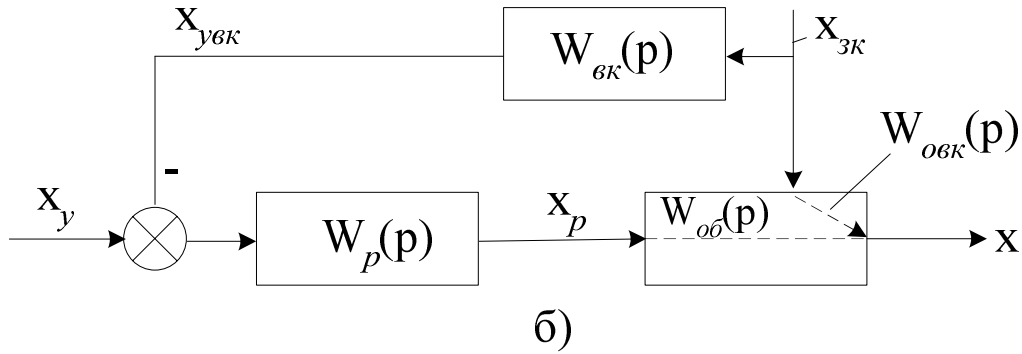


Рис. 3.20 Структурні схеми розімкнених АСК з компенсацією збурень

Позначення на рисунках:

$x_{вк}$ – зовнішнє збурення (тут показано тільки одне збурення, але їх може бути декілька)

$W_{вк}(p)$ – передатна функція регулятора (приладу вводу), працюючого за збуренням по каналу $x_{вк}(p) \rightarrow x_{увк}(p)$,

де $x_{увк}(p)$ – вихідна величина $W_{вк}(p)$

$W_{об}(p)$ – передатна функція об'єкта по каналу $x_{вк}(p) \rightarrow x(p)$

Визначимо значення $x(p)$ для випадка а):

$$x(p) = [W_{об}(p) - W_{вк}(p) \cdot W_{об}(p)] \cdot x_{вк}(p) \quad (3.57)$$

Якщо передатну функцію $W_{вк}(p)$ вибрати з умови:

$$W_{об}(p) - W_{вк}(p) \cdot W_{об}(p) = 0, \quad (3.58)$$

тобто

$$W_{вк}(p) = \frac{W_{об}(p)}{W_{об}(p)} \text{ то } x = 0 \text{ і}$$

керована величина не буде реагувати на збурення або, інакше кажучи, буде інваріантна відносно цього збурення. Розглянемо інший варіант

структурної схеми (випадок б). Тут вихідна величина регулятора за збуренням подається на вхід регулятора, що реагує на керувальну дію спільно з останнім. Зображення відхилення керованої величини в цій системі, що викликало збурення $x_{вк}$, визначається за формулою:

$$x(p) = [W_{овк}(p) - W_{вк}(p) \cdot W_p(p) \cdot W_{об}(p)] \cdot x_{вк}(p) \quad (3.59)$$

Якщо передаточну функцію пристрою вводу вибрати у відповідності з виразом:

$$W_{овк}(p) - W_{вк}(p) \cdot W_p(p) \cdot W_{об}(p) = 0, \quad (3.60)$$

звідки

$$W_{вк}(p) = \frac{W_{овк}(p)}{W_p(p) \cdot W_{об}(p)}, \quad (3.61)$$

то

система буде інваріантна до збурення $x_{вк}$. Враховуючи формулу для оптимальної передатної функції регулятора, що реагує на керувальну дію:

$$W_p(p) = \frac{1}{W_{об}(p)}$$

отримаємо

$$W_{вк}(p) = W_{овк}(p)$$

тобто пристрій вводу повинний модулювати передатну функцію керованого об'єкта.

Виміряти всі збурення, що діють на об'єкт, практично неможливо. Тому АСК з компенсацією збурень можуть бути технічно реалізовані в доволі рідких випадках. Як правило, при автоматизації промислових процесів принцип компенсацій збурень застосовують спільно з принципом

керування за відхиленням керованої величини. Структурні схеми таких АСК можуть мати наступний вигляд.

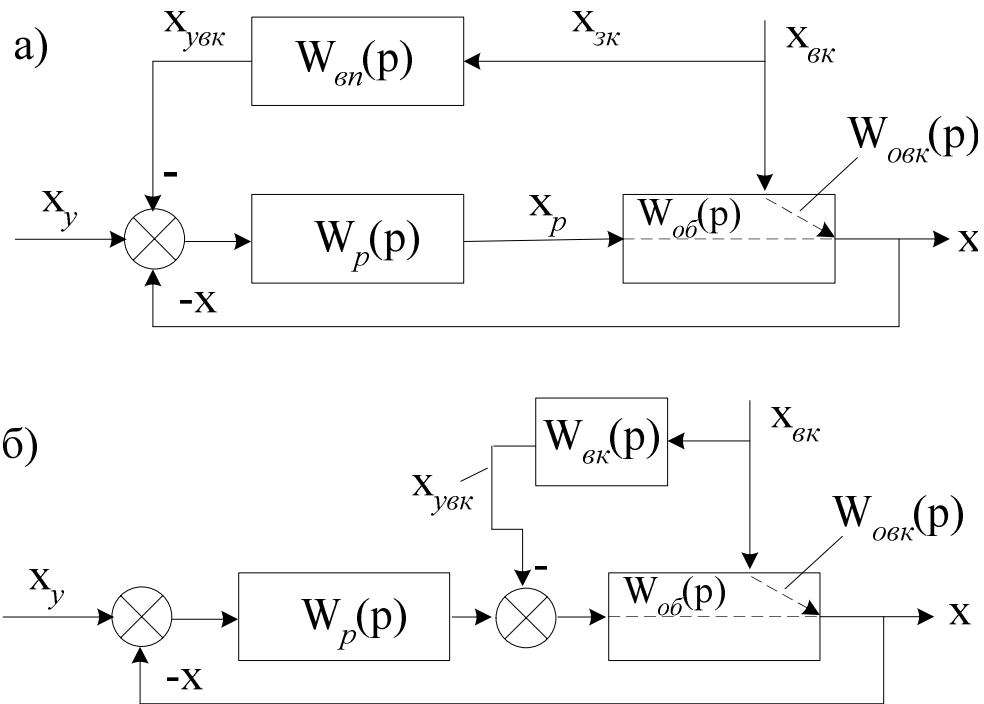


Рис. 3.21 Структурні схеми комбінованих АСК з компенсацією збурень

Прикладом комбінованої схеми може слугувати двоімпульсна схема керування живленням барабанних котлів.

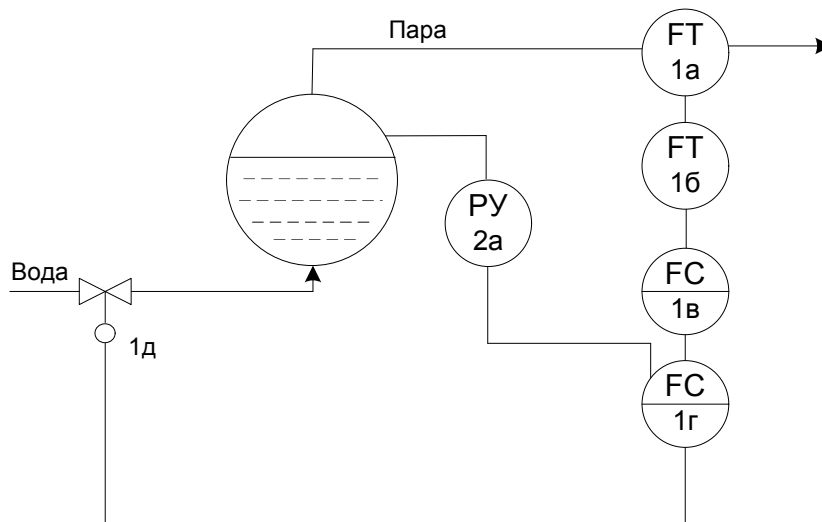


Рис. 3.22 Функціональна схема живлення котла

Тут зміна парового навантаження негайно здійснює відповідний вплив на регулятор тиску в потрібному напрямку. Комбіновані схеми, як і схеми, що працюють тільки за принципом компенсації збурень, дозволяють отримати інваріантність тільки відносно тих збурень, допоміжні дії для яких вводяться в систему.

Запишемо вираз для зображення $x(p)$ для випадку а):

$$x(p) = W_{об}(p) \cdot x_p(p) + W_{овк}(p) \cdot x_{вк}(p) \quad (3.62)$$

$$x(p) = W_p(p)[x_y(p) - x(p) - W_{вк}(p) \cdot x_{вк}(p)] \quad (3.63)$$

Виключивши з цієї системи рівнянь $x_p(p)$, отримаємо формулу для

$x(p)$:

$$x(p) = \frac{W_{об}(p) \cdot W_p(p)}{1 + W_{об}(p) \cdot W_p(p)} \cdot x_y(p) + \frac{W_{овк}(p) - W_{об}(p) \cdot W_p(p) W_{вк}(p)}{1 + W_{об}(p) \cdot W_p(p)} \cdot x_{вк}(p) \quad (3.64)$$

Перепишемо цю формулу наступним чином:

$$x(p) = \Phi_y(p)[x_y(p) + W_{фк}(p) \cdot x_{вк}(p)], \quad (3.65)$$

$$\text{де } \Phi_y(p) = \frac{W_{об}(p) \cdot W_p(p)}{1 + W_{об}(p) \cdot W_p(p)};$$

$$\Phi_{фк}(p) = \frac{W_{овк}(p)}{W_{об}(p) \cdot W_p(p)} - W_{вк}(p)$$

$\Phi_{фк}(p)$ – визначає стійкість, а $W_{фк}(p)$ є фільтром, через який проходять збурення до того, як увійти в систему керування у вигляді керувального діяння $x_{вк}$. З урахуванням цих перетворень структурна схема може бути зображена так:

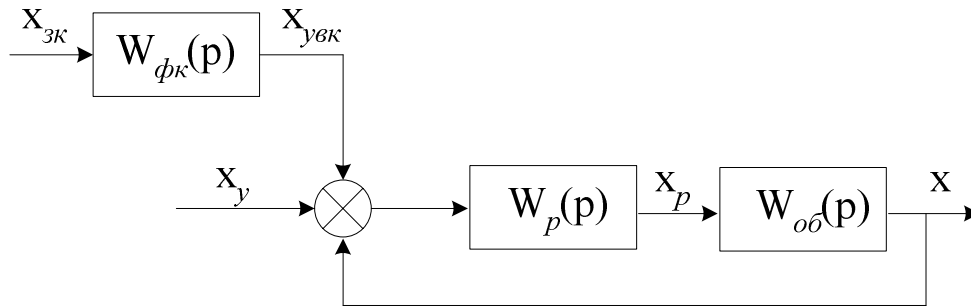


Рис. 3.23 Структурна схема живлення котла

З виразу для $W_{фк}(p)$ видно, що збільшення фільтруючої здатності фільтрів може бути здійснено не тільки змінами настройки регулятора, а також і зміною настройки пристрою введення. Так як $W_{обк}(p)$ не входить до виразу передатної функції замкненої системи, то збільшення точності роботи АСК можна здійснювати не наносячи впливу на її стійкість.

Зокрема, якщо передатну функцію пристрою введення довільного k -го збурення вибрати з умови:

$$W_{ек}(p) = \frac{W_{обк}(p)}{W_{об}(p) \cdot W_p(p)}, \quad (3.66)$$

то відхилення керованої величини при дії збурення буде відсутнє $W_{фк}(p) = 0$, оскільки фільтр не буде пропускати впливів. Записана умова є умовою абсолютної інваріантності регулюючої величини відносно k -го збурення.

Для схеми, що зображена на рис. б), передатна функція фільтра буде мати вигляд:

$$W_{фк}(p) = \frac{W_{об}(p)}{W_{об}(p) \cdot W_p(p)} - \frac{W_{ек}(p)}{W_p(p)}, \quad (3.67)$$

а умова інваріантності:

$$W_{вк}(p) = \frac{W_{овк}(p)}{W_{об}(p)} \quad (3.68)$$

Розрахунок АСК з компенсацією збурень зводиться до розрахунку настройки регулятора і пристрою введення, щоб схема, маючи необхідний запас стійкості, працювала з найбільшою точністю.

Досягти абсолютної інваріантності, як вже згадувалося, практично неможливо. Пристрій введення обирають з найбільш простих елементів, що реалізуються на практиці. Намагаються досягти найбільшого наближення до абсолютної інваріантності.

Розрахунок АСК з компенсацією збурень зводиться до наступного:

- 1) визначення параметрів настройки АСК, при яких запас стійкості має величину не нижче заданої;
- 2) визначення оптимальної настройки АСК, при якій точність буде найбільшою.

Якщо розглядати змінену схему, то оптимальній настройці буде відповідати така її настройка, при якій частотні характеристики фільтрів, через які проходять збурення, будуть найменше відхилятися від нуля в значному діапазоні частот.

З формули:

$$x(p) = \Phi_y(p)[x_y(p) + W_{фвк}(p) \cdot x_{вк}(p)] \quad (3.69)$$

$$\Phi_y(p) = \frac{W_{об}(p) \cdot W_p(p)}{1 + W_{об}(p) \cdot W_p(p)} \quad (3.70)$$

$$W_{фвк}(p) = \frac{W_{овк}(p)}{W_{об}(p) \cdot W_p(p)} - W_{вк}(p) \quad (3.71)$$

видно, що стійкість АСК, що визначається $\Phi_y(p)$, не залежить від настройки $W_{\text{ек}}(p)$, а визначається настройкою $W_p(p)$. Тому визначення області допустимого запасу стійкості визначається як для звичайної системи, що працює за відхиленням керованої величини. Таким чином визначається і оптимальна настройка регулятора. Після визначення оптимальної настройки регулятора знаходять оптимальну настройку пристроя введення.

При виконанні умов абсолютної інваріантності $W_{\text{фвк}}(i\omega)$ повинна бути тотожно рівною нулю в діапазоні частот від 0 до ∞ . Це значить, що

АФХ $W_{\text{ек}}(i\omega)$ і $\frac{W_{\text{овк}}(i\omega)}{W_{\text{об}}(i\omega) \cdot W_p(i\omega)}$ повинні співпадати. Якщо ж АФХ

не співпадають, то слід „потурбуватися” про те, щоб ці АФХ відхилялися мінімально одна від одної в значному для системи діапазоні частот. Ширина цього діапазона, очевидно, визначається полосою частот, пропускає система при дії на неї з боку задатчика регулятора, тобто діапазоном частот $\Phi_y(i\omega)$.

Відомо, що АСК погано фільтрує гармоніки з частотами, близькими до нульової і резонансної частотам.

Скористаємося методом інтерполювання, у відповідності з яким наближення двох функцій є найкращим тоді, якщо вони співпадають або найменше відхиляються в двох заданих точках.

Відповідно з цим можна стверджувати, що настройка пристрою введення є оптимальною, якщо АФХ фільтра дорівнює нулю в двох точках: при $\omega = 0$ і $\omega = \omega_p$.

Інакше кажучи, щоб

$$W_{\phi\kappa}(i\omega) = \frac{W_{овк}(i\omega)}{W_{об}(i\omega) \cdot W_p(i\omega)} \quad (3.72)$$

співпадали при $\omega = 0$ і $\omega = \omega_p$,

тобто

$$W_{вк}(i0) = \frac{W_{овк}(i0)}{W_{об}(i0) \cdot W_p(i0)} \quad (3.73)$$

$$W_{вк}(i\omega_p) = \frac{W_{овк}(i\omega_p)}{W_{об}(i\omega_p) \cdot W_p(i\omega_p)} \quad (3.74)$$

З цих рівнянь визначаються варійовані параметри пристрою введення.

Можна зробити наступні рекомендації з вибору передатної функції пристрою введення залежно від характеру закона керування замкненого контура:

1. Якщо АСК без компенсації збурень працює з залишковою нерівномірністю (тобто використовується П-регулятор) то при $\omega = 0$

$$W_{\phi\kappa}(i0) = \frac{k_{овк}}{k_{об} \cdot k_{P.онт}}; \quad (3.75)$$

де $k_{овк}$, $k_{об}$, $k_{P.онт}$ - коефіцієнти передачі об'єкта та регулятора. Вектор $W_{\phi\kappa}(i0)$ буде розташовуватись вздовж додатної дійсної півосі. Тому передатну функцію пристрою введення слід вибирати такого вигляду:

$$W_{вк}(p) = k_e \frac{T_{ен}^n \cdot p^n + \dots + T_{e1} p + 1}{T_n^n \cdot p^n + \dots + T_1 p + 1}. \quad (3.76)$$

При $\omega = 0$ АФХ $W_{вк}(i\omega) = k_e$, тобто вектор співпадає з додатною піввіссю. Це дозволяє, вибравши величину коефіцієнта передачі з формули

$$k_g = \frac{k_{ок}}{k_{об} \cdot k_{р.онм}}, \quad (3.77)$$

досягти збігу $W_{фк}(i\omega)$ та $W_{ок}(i\omega)$ при $\omega = 0$. Варіюючи потім T_g і T , та вибравши величину n , можна досягти збігу $W_{фк}(i\omega_p)$ та $W_{ок}(i\omega_p)$.

На практиці як пристрій введення використовують інтегро-диференціальну ланку:

$$W_{ок}(p) = k_g \frac{T_g p + 1}{T p + 1}. \quad (3.78)$$

Оскільки АФХ такої ланки може розміщуватись в I та IV квадрантах комплексної площини,

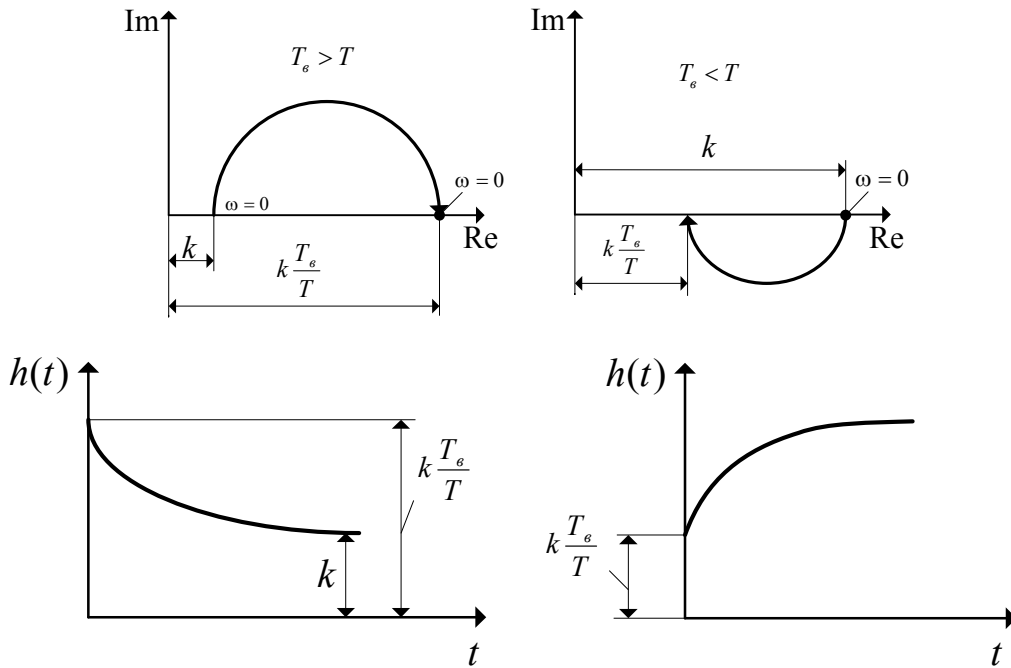
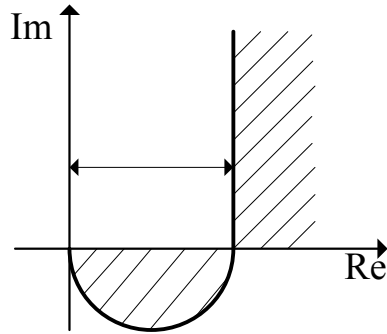


Рис. 3.24 Характеристики ланки (3.78)

то при фіксованому k_g , величина якого визначається з умови компенсації при нульовій частині, збіг векторів $W_{фк}(i\omega_p)$ та $W_{ок}(i\omega_p)$ при $\omega = \omega_p$ можливий лише в тому випадку, коли кінець вектора АФХ $W_{фк}(i\omega)$ при $\omega = \omega_p$ розміщений в межах заштрихованої області.

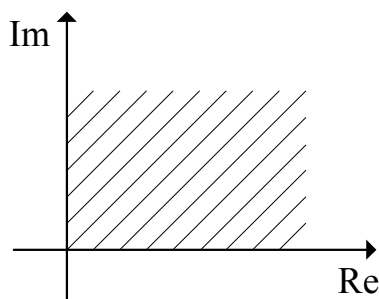


В протилежному випадку пристрій введення у вигляді інтегродиференціальної ланки може реалізовувати тільки наближений збіг векторів $W_{\phi_k}(i\omega_p)$ та $W_{\phi_k}(i\omega_p)$.

2. Якщо система керування без компенсації збурення працює з регулятором, що має інтегральну складову (І-, ІІ-, ІІД-), тобто статична помилка відсутня, то АФХ $W_{\phi_k}(i\omega)$ при $\omega = 0$ буде $W_{\phi_k}(i\omega) = 0$. Тому слід вибрати так, щоб вона перетворювалась у нуль при $\omega = 0$, тобто $W_{\phi_k}(i\omega) = 0$. Найчастіше всього пристрій введення в цьому випадку виконують у вигляді реальної диференціальної ланки

$$W_{\phi_k}(p) = k_{\phi_k} \frac{T_{\phi_k} p}{T_{\phi_k} p + 1}. \quad (3.79)$$

Варіюючи k_{ϕ_k} та T_{ϕ_k} можна досягти точного збігу $W_{\phi_k}(i\omega)$ та $W_{\phi_k}(i\omega)$ при ω_p , якщо вектор $W_{\phi_k}(i\omega)$ при ω_p знаходиться в I квадранті.



Пояснюється це тим, що АФХ реальної диференціальної ланки розміщена в I квадранті.

Розглянемо прийоми графоаналітичного визначення оптимальної настройки пристроїв введення. Вважаємо, що розрахунок настройки регулятора за відхиленням виконаний, відома внаслідок цього ω_p та побудовані вектори $W_{\phi_k}(i\omega)$ для $\omega = 0$ та $\omega = \omega_p$.

1. Розглянемо АСК з П-регулятором.

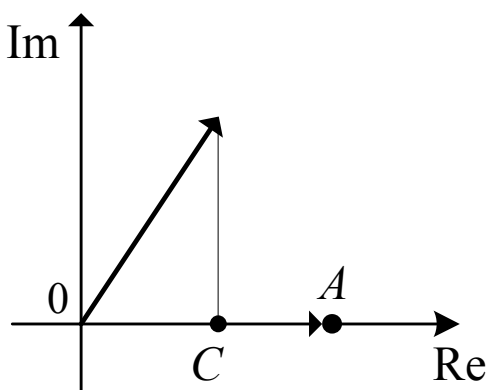
а) Пристій введення – безінерційна ланка.

Рівність нулю АЧХ фільтра $W_\phi(i\omega)$ при ω_p можлива тільки тоді, коли $W_\phi(i\omega_p)$ розміщений вздовж дійсної додатної півосі. При розрахунку настройки пристрою введення висуваються дві можливі умови:

необхідно ліквідувати нерівномірність (статичну похибку) керування. В цьому випадку необхідно виконати вимоги рівності нулю АЧХ фільтра при нульовій частоті, тобто

$$k_{e.onm} = \frac{W_{os}(i\omega)}{W_{ob}(i\omega) \cdot k_{P.onm}} = \frac{k_{os}}{k_{ob} \cdot k_{P.onm}}. \quad (3.80)$$

можна мати деяку нерівномірність керування. В цьому випадку доцільно робити вибір коефіцієнта передачі пристрою введення, вимагаючи щоб АЧХ при ω_p була мінімальною.



OC – довжина $W_e(i\omega)$ при $\omega = 0$;

OA – довжина $W_\phi(i\omega)$ при $\omega = 0$.

Для цього слід з кінця вектора

$W_\phi(i\omega_p) = B0$ для $\omega = \omega_p$ опустити

перпендикуляр на дійсну вісь. Оптимальне

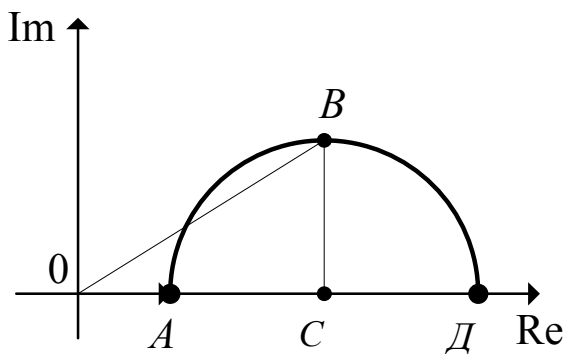
значення k_e буде дорівнювати відрізку OC .

Пояснюється це тим, що в цьому випадку відстань між кінцем вектора $0C$ та кінцем вектора АФХ пристрою введення $W_\epsilon(i\omega) = k_\epsilon = 0C$ буде мати найменше значення. Остаточна нерівномірність буде визначатись:

$$\lim_{p \rightarrow 0} x(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \Phi_y(p) \cdot W_\phi(p) \cdot x_\epsilon(p). \quad (3.81)$$

б) при тому ж П-регуляторі пристрій введення - інтегро-диференціальна ланка.

Суворе виконання умов компенсації одночасно при нульовій та резонансній частоті можливе тоді, коли $W_\phi(i\omega_p)$ розташовується в заштрихованій області. Визначення настройки пристрою введення здійснюється наступним чином.



$0A$ – кінець вектора;

$0B$ - кінець вектора.

Проводимо коло з центром на вісі Re через т. A та B . Частина кола, розміщеного в тому ж квадранті, що і вектор $0B = W_\phi(i\omega_p)$, буде являти собою графік АФХ пристрою введення

при оптимальних значеннях $k_{\epsilon, opt}$ та оптимальному значенні $\left(\frac{T_\epsilon}{T}\right)_{opt}$.

Числові значення цих параметрів настройки визначаються за формулами:

$$k_{\epsilon, opt} = 0A,$$

$$\left(\frac{T_\epsilon}{T}\right)_{opt} = \frac{0D}{0A}, \text{ так як } 0D = k_\epsilon \frac{T_\epsilon}{T}.$$

Розташування частот всередині характеристик введення залежить від T . Якщо необхідно, щоб при $\omega = \omega_p$ вектор АФХ $W_\epsilon(i\omega_p)$ збігався з вектором OB , то T може бути визначена з умови, що дійсна складова

$$\operatorname{Re}(\omega) = k_\epsilon \frac{1 + T_\epsilon T \omega^2}{1 + T^2 \omega^2} \quad (3.82)$$

при $\omega = \omega_p$ повинна дорівнювати проекції OC вектора OB на дійсну піввісь

$$R_1 = k_\epsilon \frac{1 + \omega_p^2 T_{opt}^2 \left(\frac{T_\epsilon}{T} \right)}{1 + \omega_p^2 T_{opt}^2}. \quad (3.83)$$

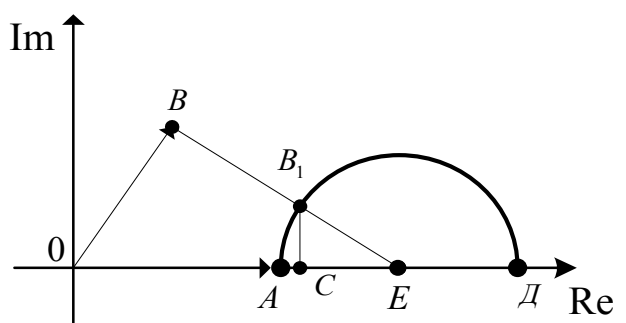
Звідси можна визначити величину T_{opt}

$$T_{opt} = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\frac{R_1 - k_\epsilon}{\frac{T_\epsilon}{T} k_\epsilon - R_1}} = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\frac{AC}{CD}}. \quad (3.84)$$

Інколи збіг АФХ $W_\phi(i\omega)$ та $W(i\omega)$ при $\omega = 0$ та $\omega = \omega_p$ просто неможливий за такими причинами:

- 1) кінець вектора $W_\phi(i\omega)$ при ω_p розташований поза заштрихованою областю (див. раніше);
- 2) оптимальна настройка відповідає великій величині $\frac{T_\epsilon}{T}$, що не може бути реалізовано апаратурою.

В цьому випадку обмежуються збігом АФХ при якійсь одній частоті або $\omega = 0$, чи $\omega = \omega_p$. В цьому випадку ставиться умова, щоб при іншій частоті (там, де вектори не збігаються) різниця векторів була мінімальною. Розглянемо цей випадок:



OA – вектор $W_\phi(i\omega)$ при $\omega = 0$;

OB – вектор $W_\phi(i\omega)$ при $\omega = \omega_p$.

Якщо при наявності пристрою введення необхідно, щоб система працювала без статичної похибки, то потрібно, щоб $W_\phi(i\omega)$ та $W_\epsilon(i\omega)$ при $\omega = 0$ збігалися. В цьому випадку коефіцієнт передачі пристрою введення, виконаного у вигляді інтегро-диференціальної ланки, повинен дорівнювати

$$K_{\epsilon.onm} = 0A.$$

Мінімальне відхилення $W_\epsilon(i\omega)$ від вектора 0В характеристики $W_\phi(i\omega)$ буде тоді, коли $\frac{T_\epsilon}{T} \rightarrow \max$, так як в цьому випадку максимально можливий діаметр півкола характеристики. Оптимальна величина T повинна визначатися з умови, що точка АФХ інтегро-диференціальної ланки, що відповідає ω_p , повинна розміщуватися якомога ближче до кінця вектора $W_\phi(i\omega_p)$, тобто у точці В. Як відомо з елементарної математики, найкоротшою відстанню від кола до точки, розміщеної поза ним, є відрізок прямої, що проходить через цю точку (В) та центр кола, тобто B_1 . Порядок розрахунку в цьому випадку наступний:

- 1) будуємо 0А (це вектор $W_\phi(i\omega)$ при $\omega = 0$) та 0В (це вектор $W_\phi(i\omega)$ при $\omega = \omega_p$);
- 2) через т.А проводиться коло радіусом

$$r = \frac{k_\epsilon \left(\frac{T_\epsilon}{T} \right)_{np} - k_\epsilon}{2} \quad (3.85)$$

з центром на додатній півосі. $\left(\frac{T_\epsilon}{T} \right)_{np}$ - гранично можлива величина відношення T_ϵ до T ;

3) через т.В та центр кола проводиться пряма, визначається точка перетину кола та прямої B_1 та з неї опускається перпендикуляр на дійсну піввісь. Параметри настройки визначаються за формулами

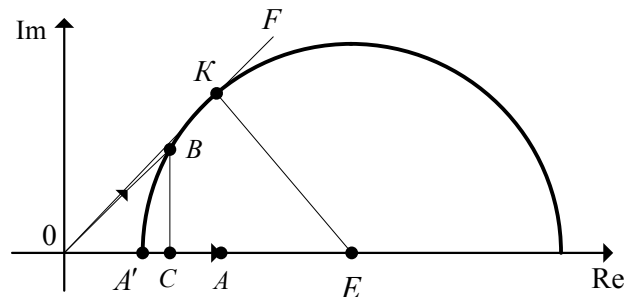
$$k_{e.onm} = 0A;$$

$$\left(\frac{T_\epsilon}{T}\right)_{onm} = \left(\frac{T_\epsilon}{T}\right)_{np}; \quad (3.86)$$

$$T = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\frac{AC}{CD}}.$$

В тих випадках, коли дозволена статична похибка, вибір настройки пристрою введення слід проводити з умови точного збігу АФХ $W_\phi(i\omega)$ та $W_\epsilon(i\omega)$ при $\omega = \omega_p$. Мінімальна статична похибка (мінімальне відхилення вказаних АФХ при $\omega = 0$) буде тоді, коли $\frac{T_\epsilon}{T} \rightarrow max$.

Розрахунок слід виконувати в такому порядку:



- 1) будують вектори $0A$ та $0B$ АФХ $W_\phi(i\omega)$ відповідно при $\omega = 0$ та $\omega = \omega_p$;
- 2) будуємо коло з центром на Re , яке проходить через т.В і яке крім того має таку властивість, що відношення відрізків, що відтинаються на дійсній півосі

$$\frac{0D}{0A'} = \frac{k_\epsilon \frac{T_\epsilon}{T}}{K} = \frac{T_\epsilon}{T} \quad (3.87)$$

дорівнює максимально можливому відношенню постійних часу інтегро-

диференціальної ланки $\left(\frac{T_{\epsilon_1}}{T_{\epsilon_2}}\right)_{np}$.

Можна показати, що для побудови такого кола достатньо з початку координат провести промінь OF під кутом

$$\gamma = \arcsin \frac{\left(\frac{T_{\epsilon}}{T}\right)_{np} - 1}{\left(\frac{T_{\epsilon}}{T}\right)_{np} + 1} \quad (3.88)$$

та накреслити коло з центром на дійсній півосі, яке проходило б через $t.B$ та дотикалось до променя OF . Це коло і буде визначати шукану АФХ інтегро-диференціальної ланки при оптимальній її настройці. З рисунку випливає:

$$\sin \gamma = \frac{KE}{OE} = \frac{\left(k_{\epsilon} \frac{T_{\epsilon}}{T} - k_{\epsilon}\right) \frac{1}{2}}{\left(k_{\epsilon} \frac{T_{\epsilon}}{T} + k_{\epsilon}\right) \frac{1}{2}} = \frac{T_{\epsilon}/T - 1}{T_{\epsilon}/T + 1}; \quad (3.89)$$

3) з $t.B$ опускається перпендикуляр на дійсну вісь. Знаходимо $t.C$. Оптимальні параметри настройки пристрою введення визначають за формулами

$$K_{\epsilon.onm} = 0A';$$

$$\left(\frac{T_{\epsilon}}{T}\right)_{onm} = \left(\frac{T_{\epsilon}}{T}\right)_{np}; \quad (3.90)$$

$$T_{onm} = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\frac{A'C}{CD}}.$$

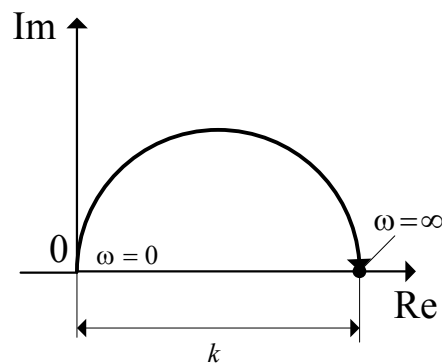
Точну рівність АФХ $W_{\epsilon}(i\omega)$ та $W_{\phi}(i\omega)$ можна отримати якщо інтегро-диференціальна ланка буде другого порядку

$$W_{\epsilon\kappa}(p) = k_{\epsilon} \frac{T_{\epsilon_2} p^2 + T_{\epsilon_1} p + 1}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}. \quad (3.91)$$

2. Система з регулятором, що має інтегральну складову (АСК без залишкової нерівномірності). В якості пристрою введення слід в таких випадках застосовувати реальну диференціальну ланку.

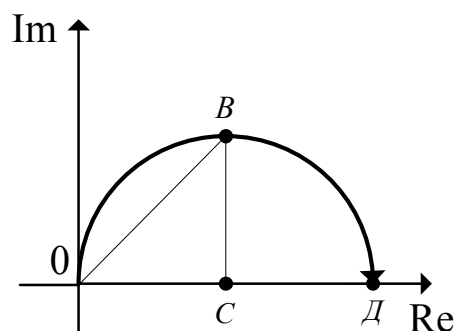
$$W_{\text{ек}}(p) = k_{\text{е}} \frac{T_{\text{е}} p}{T_{\text{е}} p + 1} \quad (3.92)$$

Її АФХ буде



Розподіл частот визначається $T_{\text{е}}$. У випадку, якщо вектор АФХ $W_{\phi}(i\omega)$ для $\omega = \omega_p$ розташований в I квадранті, є можливість так вибрати настройку пристрою введення, що буде забезпечено збіг АФХ $W_{\phi}(i\omega)$ та $W_{\text{е}}(i\omega)$ при цій частоті.

Порядок розрахунку наступний:



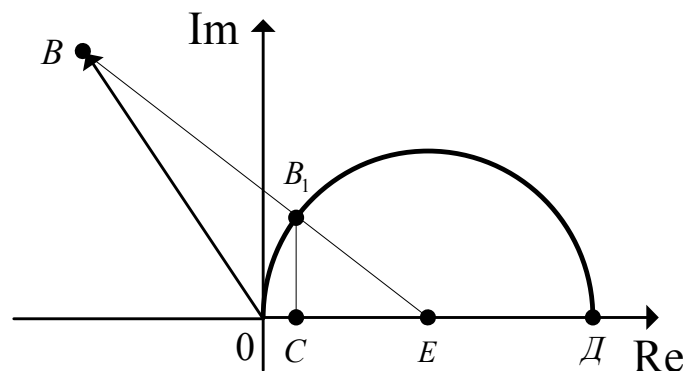
1. Будується вектор $OB = W_{\phi}(i\omega_p)$.
2. Будується коло з центром на Re , що проходить через т.В та початок координат.
3. З т.В опускається перпендикуляр BC .

Параметри настройки пристрою введення визначаються за формулами:

$$k_{\epsilon.onm} = 0Д; \quad T_{\epsilon.onm} = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\frac{0C}{CD}}. \quad (3.93)$$

Бувають випадки, що провести коло через т.В неможливо або коло необхідно проводити дуже великим діаметром, що відповідає великому нереалізованому K_{ϵ} .

Розрахунок проводиться наступним чином:



- 1) будується 0В ($W_{\phi}(i\omega)$ при $\omega = \omega_p$);
- 2) будується коло з центром на Re , діаметр якого дорівнює гранично можливому значенню коефіцієнта передачі реальної диференціальної ланки;
- 3) точка B з'єднується з центром E прямою та з т.В, опускається перпендикуляр B_1C .

Параметри настройки пристрою введення визначаються за формулами:

$$k_{\epsilon.onm} = 0Д = K_{\epsilon.np}; \quad T_{\epsilon.onm} = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\frac{0C}{CD}}. \quad (3.94)$$

Повного збігу можна досягти тоді, коли реальна диференціальна ланка буде мати другий порядок

$$W_{\epsilon}(p) = k_{\epsilon} \frac{T_{\epsilon_2}^2 p^2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}. \quad (3.95)$$

Всі розрахунки значно спрощуються якщо для розрахунку параметрів настройки використати засоби цифрової чи аналогової обчислювальної техніки.

Розділ 4. Розрахунок аск декількох взаємозв'язаних керованих величин

4.1 Загальні положення

Керовані об'єкти з кількома керованими величинами можна поділити на 2 групи:

- 1) керовані об'єкти з незалежними один від одного керованими величинами;
- 2) керовані об'єкти з взаємозв'язаними керованими величинами.

В першому випадку кожна керована величина керується одним керувальним органом, причому цей орган не чинить ніякого впливу на інші керовані величини. Такі АСК розраховують як звичайні одноконтурні.

Більш складно постає питання про настройку АСК з кількома керованими величинами у випадку, коли між ними є взаємний вплив через керований об'єкт. Задача розрахунку таких АСК може просто вирішена, якщо до АСК з декількома керованими величинами висунути вимоги автономності керованих величин. Ця вимога зводиться до того, щоб шляхом введення зовнішніх додаткових зв'язків між керувальними органами та відповідною настройкою цих зв'язків досягти того, щоб керувальна дія кожного регулятора чинила вплив тільки на „свою” керовану величину та практично не впливала на інші керовані величини об'єкта. Таким шляхом керований об'єкт з декількома з взаємозв'язаними величинами штучно перетворюється в об'єкт з незалежними (автономними) одна від одної величинами.

4.2 Об'єкт з одним перехресним зв'язком

Розглянемо, в якості прикладу, об'єкт з одним перехресним зв'язком

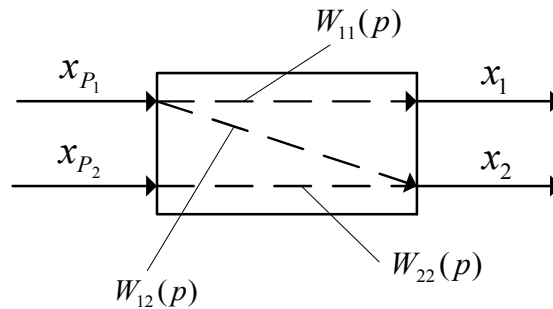


Рис. 4.1 Об'єкт з одним перехресним зв'язком

x_{P1} впливає на x_1 та на x_2 .

Запишемо вирази для зображення вихідних величин $x_1(p)$ та $x_2(p)$

$$x_1(p) = W_{11}(p) \cdot x_{P1}(p); \quad x_2(p) = W_{12}(p) \cdot x_{P1}(p) + W_{22}(p) \cdot x_{P2}. \quad (4.1)$$

Ділянка з керованою величиною x_2 має ту особливість, що на неї діє керувальний вплив першої ділянки, який може розглядатися просто як зайве збурення. Для ліквідації цього збурення можна, використавши принцип компенсації збурень, створити схему, в якій керувальний вплив x'_{P2} буде дорівнювати сумі вхідного впливу x_{P2} та впливу $x_{\partial_{12}}$ від x_{P1} .

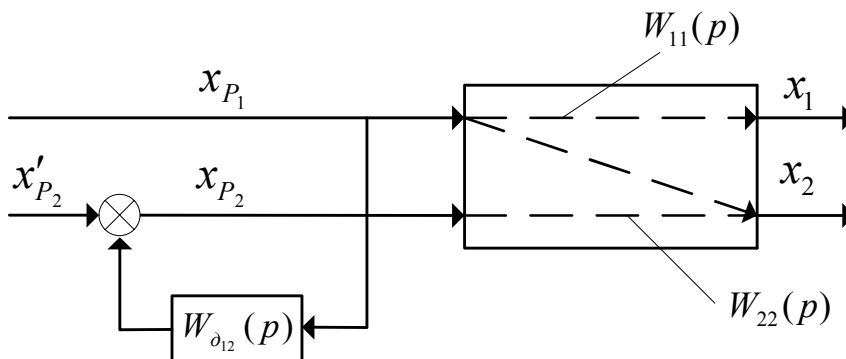


Рис. 4.2 Об'єкт з одним перехресним зв'язком з компенсатором

Ідея компенсації збурення тут полягає в тому, щоб підбором $W_{\partial 12}(p)$ досягти, щоб керована величина не реагувала на збурення (досягти інваріантності x_2 по відношенню до x_{p_1}). Складемо рівняння для зображеної схеми:

$$\begin{aligned} x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x_{p_1}(p) \\ x_2(p) &= W_{12}(p) \cdot x_{p_1}(p) + W_{22}(p) \cdot x_{p_2}(p) \\ x_{p_2}(p) &= x'_{p_2}(p) - W_{\partial 12}(p) \cdot x_{p_1}(p) \end{aligned} \quad \} (4.2)$$

З третього рівняння підставимо значення $x_{p_2}(p)$ в друге і отримаємо:

$$\begin{aligned} x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x_{p_1}(p) \\ x_2(p) &= [W_{12}(p) - W_{22}(p) \cdot W_{\partial 12}(p)] \cdot x_{p_1}(p) + W_{22}(p) \cdot x'_{p_2}(p) \end{aligned} \quad \} (4.3)$$

Для того, щоб x_2 не змінювалось при появі x_{p_1} , необхідно, щоб виконувалася умова:

$$W_{12}(p) - W_{22}(p) \cdot W_{\partial 12}(p) = 0 \quad (4.4)$$

Це умова абсолютної інваріантності x_2 від x_{p_1} . Визначимо:

$$W_{\partial 12}(p) = \frac{W_{12}(p)}{W_{22}(p)} \quad (4.5)$$

В цьому випадку зображення керованих величин визначається формулами:

$$\begin{aligned} x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x_{p_1}(p) \\ x_2(p) &= W_{22}(p) \cdot x'_{p_2}(p) \end{aligned} \quad \} (4.6)$$

Керований об'єкт можна формально розглядати як такий, що складається з двох незалежних керованих відрізків з керувальними впливами x_{p_1} і x'_{p_2} .

Якщо абсолютної інваріантності досягнути не вдається, то мусимо обмежуватися

$$W_{12}(p) - W_{22}(p) \cdot W_{\partial 12}(p) \rightarrow \min \quad (4.7)$$

Якщо динамічні властивості керованого об'єкта задані його частотними характеристиками, то

$$W_{12}(i\omega) - W_{22}(i\omega) \cdot W_{\partial 12}(i\omega) \rightarrow \min \quad (4.8)$$

тобто необхідно, щоб $W_{12}(i\omega)$ і $W_{22}(i\omega) \cdot W_{\partial 12}(i\omega)$ чим найменше відхилялися один від одного.

Структурна схема АСК з використанням компенсації впливу керовального діяння x_{p1} на керовану величину x_2 має вигляд:

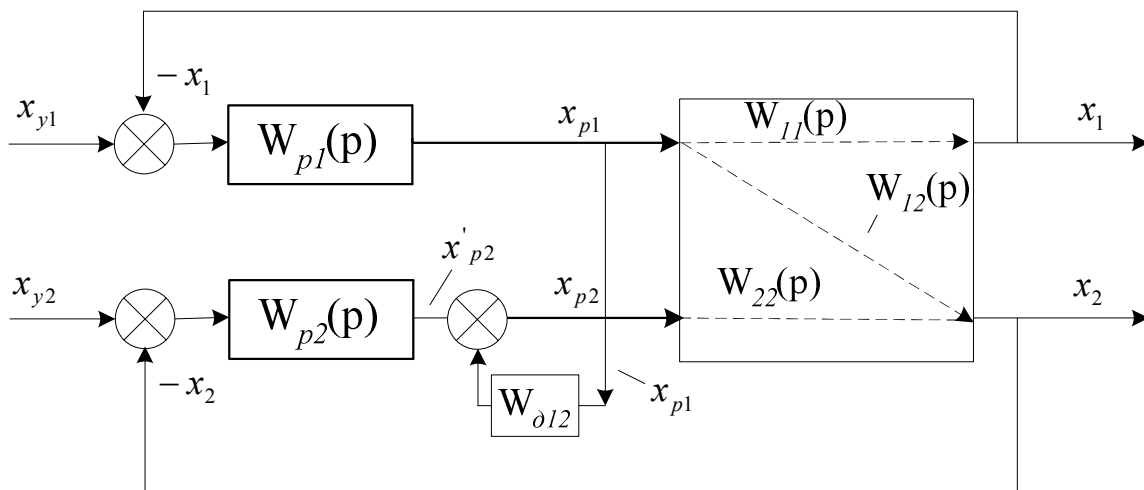


Рис. 4.3 Комбінована АСК з одним перехресним зв'язком (варіант 1)

Якщо умови інваріантності шляхом настройки $W_{\partial 12}(i\omega)$ виконані досить добре, то робота одного регулятора не буде впливати на роботу іншого і настройка (розрахунок) кожного регулятора може проводитися незалежно один від одного за динамічними характеристиками відповідного керованого відрізка. Схема, що показана на рисунку, не єдина. Можуть бути і такі схеми:

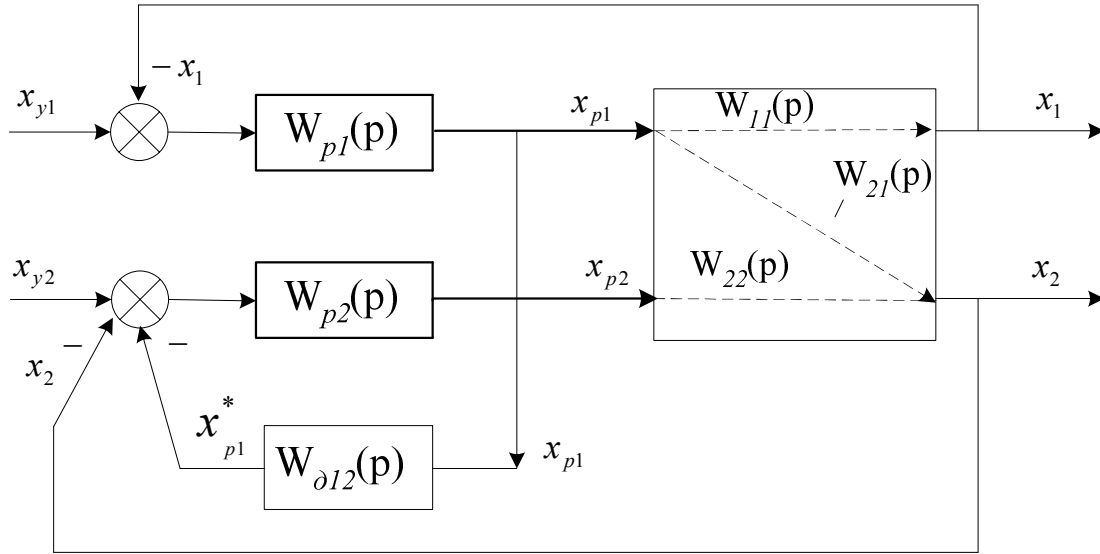


Рис. 4.3 Комбінована АСК з одним перехресним зв'язком (варіант 2)

$$x_1(p) = W_{11}(p) \cdot x_{p1}(p)$$

$$x_2(p) = W_{12}(p) \cdot x_{p1}(p) + W_{22}(p) \cdot x_{p2}(p) \quad \} (4.9)$$

$$x_{p2}(p) = -W_{p2}(p)x_2(p) - W_{p2}(p) \cdot W_{\partial 12}(p) \cdot x_{p1}(p)$$

Підставивши $x_{p2}(p)$ в друге рівняння отримаємо:

$$x_2(p) = \frac{W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)}{1 + W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)} \left[\frac{W_{12}(p)}{W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)} - W_{\partial 12}(p) \right] x_{p1}(p) \quad (4.10)$$

Прирівнюючи до нуля вираз в квадратних скобках можна визначити умови інваріантності $x_2(p)$ по відношенню до $x_{p1}(p)$.

Умовою найкращого наближення до вимог інваріантності є:

$$\frac{W_{12}(p)}{W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)} - W_{\partial 12}(p) \rightarrow \min \quad (4.11)$$

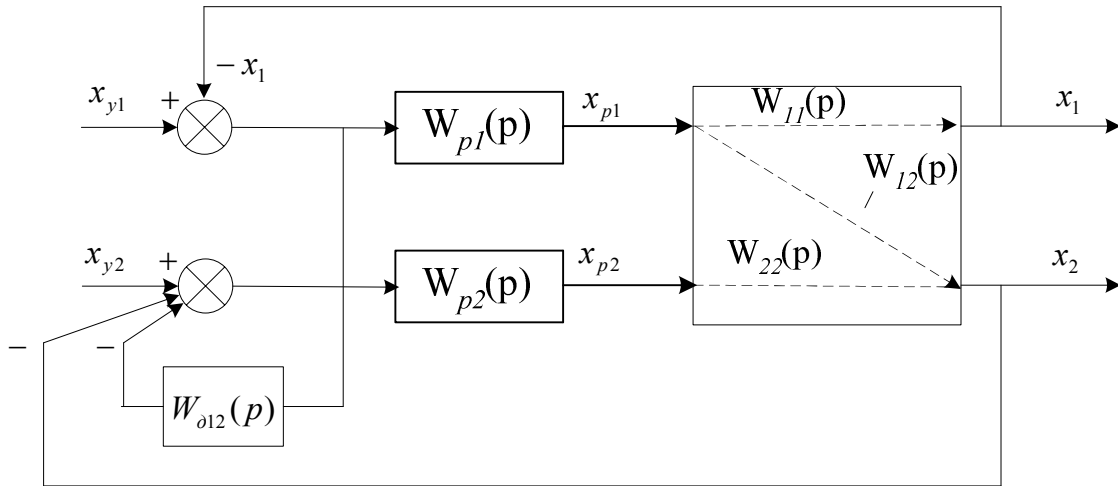


Рис. 4.3 Комбінована АСК з одним перехресним зв'язком (варіант 3)

На цій схемі, на відміну від попередньої, на вхід пристрою зв'язку $W_{\delta 12}(p)$ подається не керувальна дія, а величина керування x_1 . Рівняння для зображення керованих величин за відсутності регулятора $W_{p1}(p)$ мають вигляд:

$$\begin{aligned} x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x_{p1}(p) \\ x_2(p) &= W_{12}(p) \cdot x_{p1}(p) + W_{22}(p) \cdot x_{p2}(p) \\ x_{p2}(p) &= -W_{p2}(p)x_2(p) - W_{p2}(p) \cdot W_{\delta 12}(p) \cdot x_1(p) \end{aligned} \quad \} (4.12)$$

Після перетворень отримаємо:

$$\begin{aligned} x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x_{p1}(p) \\ x_2(p) &= \Phi_y(p) \cdot W_{\phi 12}(p) \cdot x_{p1}(p) \end{aligned} \quad \} (4.13)$$

де

$$\Phi_y(p) = \frac{W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)}{1 + W_{22}(p) \cdot W_{p2}(p)} \quad (4.14)$$

$$W_{\phi_{12}}(p) = \frac{W_{12}(p)}{W_{22}(p) \cdot W_{p_2}(p)} - W_{11}(p) \cdot W_{\delta_{12}}(p) \quad (4.15)$$

Умова інваріантності:

$$\frac{W_{12}(p)}{W_{22}(p) \cdot W_{p_2}(p)} - W_{11}(p) \cdot W_{\delta_{12}}(p) \rightarrow 0 \quad (4.16)$$

або до деякої мінімальної величини. Порядок розрахунку наступний (наприклад для варіанту 1).

1. За АФХ $W_{11}(i\omega)$ та $W_{22}(i\omega)$ визначається оптимальна настройка $W_{p_1}(p)$ і $W_{p_2}(p)$ і визначається резонансна частота з другим регулятором ω_{p_2} ;
2. Будується вектор АФХ:

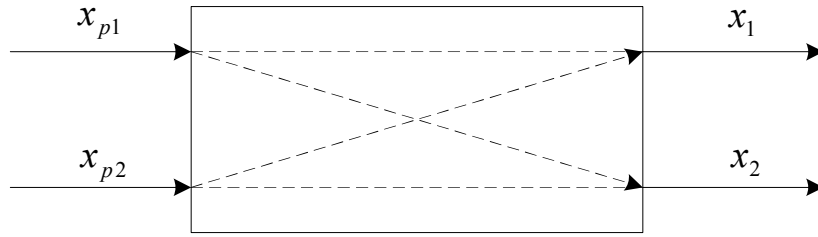
$$\frac{W_{12}(i\omega_p)}{W_{22}(i\omega_p) \cdot W_{p_2}(i\omega_p)}, \quad (4.17)$$

для частоти ω_{p_2} , а у випадку пропорційного регулятора, також і вектор цієї характеристики для нульової частоти ω_0 ;

3. В залежності від типу регулятора $W_{p_2}(p)$ обирається вид $W_{\delta_{12}}(p)$ і визначаються параметри його оптимальної настройки.

4.3 Об'єкт з двома перехресними зв'язками

На практиці часто зустрічаються об'єкти з перехресними зв'язками



Як видно з рисунка, тут вплив вхідних і вихідних величин перехресний. Введемо зовнішні зв'язки і отримаємо об'єкт:

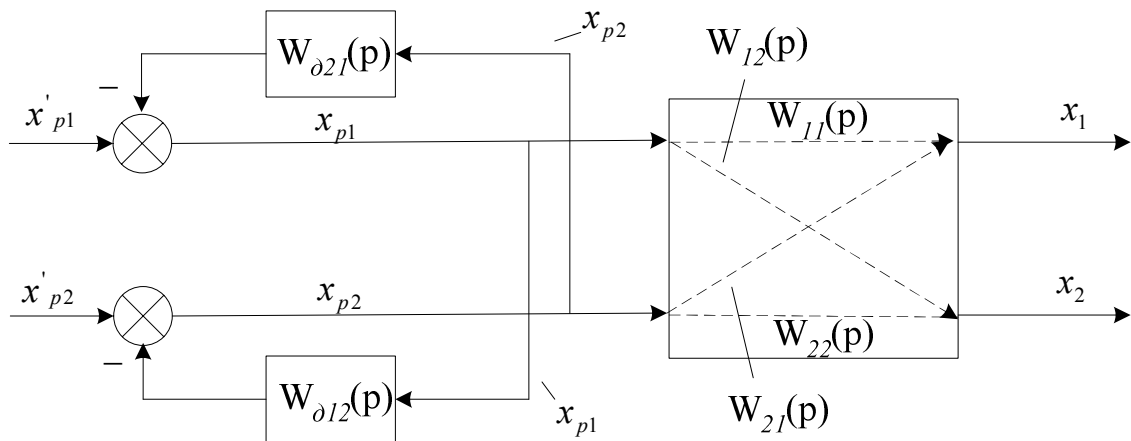


Рис. 4.6 Об'єкт з двома перехресними зв'язками з двома компенсаторами

Зображення вихідних (керованих) величин в цьому об'єкті з врахуванням додаткових зв'язків будуть мати вигляд:

$$\begin{aligned}
 x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x_{p1}(p) + W_{21}(p) \cdot x_{p2}(p) \\
 x_2(p) &= W_{12}(p) \cdot x_{p1}(p) + W_{22}(p) \cdot x_{p2}(p) \\
 x_{p1}(p) &= x'_{p1}(p) - W_{\partial 21}(p) \cdot x_2(p) \\
 x_{p2}(p) &= x'_{p2}(p) - W_{\partial 12}(p) \cdot x_1(p)
 \end{aligned}
 \quad \} (4.18)$$

Виключивши з цієї системи $x_{p1}(p)$ і $x_{p2}(p)$ отримаємо формули для зображення $x'_{p1}(p)$ та $x'_{p2}(p)$:

$$x_1(p) = \frac{1}{1 - W_{12}(p) \cdot W_{\partial 21}(p)} \{ [W_{11}(p) - W_{21}(p) \cdot W_{\partial 12}(p)] \cdot x'_{p_1}(p) + [W_{21}(p) - W_{11}(p) \cdot W_{\partial 12}(p)] \cdot x'_{p_2}(p) \} \quad (4.19)$$

$$x_2(p) = \frac{1}{1 - W_{\partial 12}(p) \cdot W_{\partial 21}(p)} \{ [W_{12}(p) - W_{22}(p) \cdot W_{\partial 12}(p)] \cdot x'_{p_1}(p) + [W_{22}(p) - W_{12}(p) \cdot W_{\partial 12}(p)] \cdot x'_{p_2}(p) \}$$

З отриманих формул видно, що $x_1(p)$ не буде реагувати на $x'_{p_2}(p)$, а

$x_2(p)$ - на $x'_{p_1}(p)$ якщо:

$$\begin{aligned} W_{21}(p) - W_{11}(p) \cdot W_{\partial 12}(p) &= 0 \\ W_{12}(p) - W_{22}(p) \cdot W_{\partial 12}(p) &= 0 \end{aligned} \quad \} \quad (4.20)$$

Звідки

$$W_{\partial 21}(p) = \frac{W_{21}(p)}{W_{11}(p)} \quad \text{та} \quad W_{\partial 12}(p) = \frac{W_{12}(p)}{W_{22}(p)}$$

У випадку, якщо отримані передатні функції опиняться фізично чи технічно нереалізованими, а динамічні властивості об'єкта задані частотними характеристиками, умови інваріантності можуть бути реалізовані наближено. АФХ зв'язків повинні бути вибрані з умов:

$$W_{21}(i\omega) - W_{11}(i\omega) \cdot W_{\partial 21}(i\omega) \rightarrow \min \quad (4.21)$$

$$W_{12}(i\omega) - W_{22}(i\omega) \cdot W_{\partial 12}(i\omega) \rightarrow \min$$

Варто відмітити, що в розглянутій схемі присутність зовнішніх зв'язків призводить до появи внутрішнього замкненого на себе контура передачі діянь:

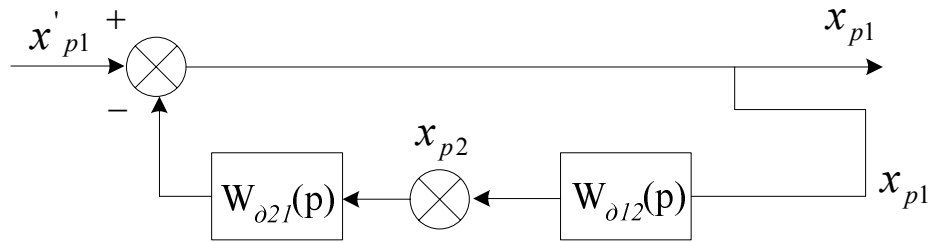


Рис. 4.7 Внутрішній замкнутий контур

Відомо, що наявність замкнених контурів може призводити до того, що схема може самозбуджуватися і втратити стійкість, тим більш, що зворотній зв'язок може виявитися. Тому після визначення оптимальних величин параметрів настройки зовнішніх зв'язків необхідно перевірити отриману систему на достатню величину за стійкістю.

Якщо вдається виконати умови абсолютної інваріантності, то зображення керованих величин $x_1(p)$ і $x_2(p)$ в залежності від вхідних впливів $x'_{p1}(p)$ та $x'_{p2}(p)$ будуть визначатися за формулами:

$$\left. \begin{aligned} x_1(p) &= W_{11}(p) \cdot x'_{p1}(p) \\ x_2(p) &= W_{22}(p) \cdot x'_{p2}(p) \end{aligned} \right\} (4.22)$$

Таким чином керований об'єкт з двома взаємопов'язаними керованими величинами перетворюється в об'єкт з двома абсолютно незалежними величинами.

АСК для розглядаємого випадку буде мати вигляд:

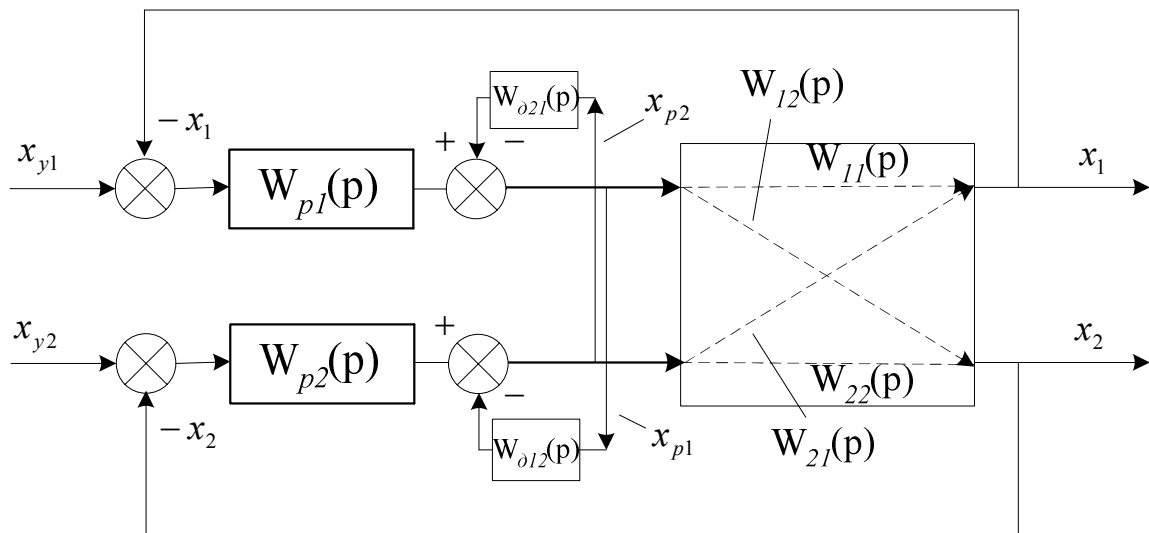


Рис. 4.8 Комбінована АСК з двома перехресними зв'язками

Можуть бути і інші варіанти АСК. Можна, наприклад, вихід $W_{\delta 21}(p)$ та $W_{\delta 12}(p)$ подавати відповідно на вхід регуляторів $W_{p1}(p)$ і $W_{p2}(p)$.

Слід відмітити, що складність схем зв'язаного керування об'єктів з декількома керованими величинами вимагає використання засобів аналогової або цифрової обчислювальної техніки.

Розділ 5. Спрощені методи розрахунку настройки одноконтурних АСК

5.1 Апроксимація динамічних характеристик об'єктів

Часто, особливо в процесі пуску або експлуатації АСК, немає можливості займатися громіздкими розрахунками частотних характеристик. Тому користуються спрощеними методами розрахунку настройки АСК.

Переважає більшість спрощених методів розрахунку орієнтована на представлення динаміки об'єкта за каналом керувального впливу у вигляді інтегральної ланки з запізнюванням або аперіодичної ланки з запізнюванням. Зупинимося коротко на апроксимації динаміки об'єктів вказаними ланками.

а) Апроксимація динамічних властивостей об'єктів без самовирівнювання.

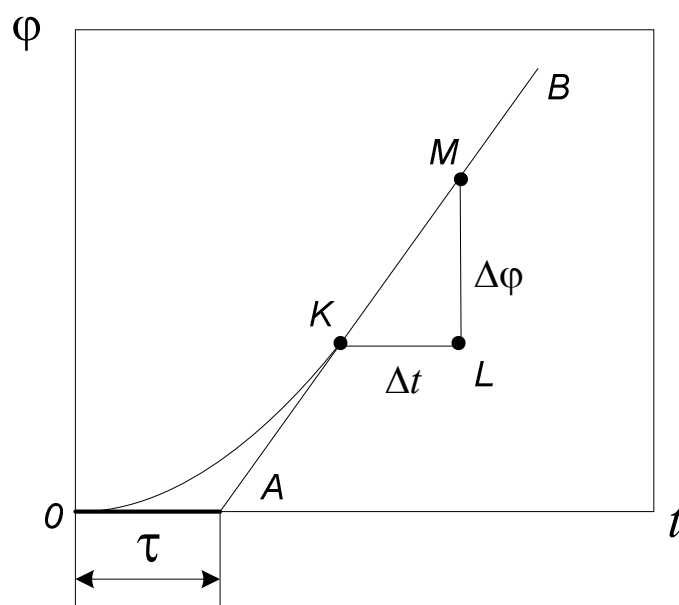


Рис. 5.1 Динамічна характеристика об'єкта без саморегулювання

Апроксимуючий вираз в цьому випадку шукаємо в вигляді:

$$W_a(p) = \frac{\varepsilon_{об}}{p} e^{-p\tau_{об}} \quad (5.1)$$

Замінімо криву OB ламаною OAB і одразу ж визначаємо величину τ .

Для визначення $\varepsilon_{об}$ вчинимо так:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \varepsilon_{об} \mu, \quad (5.2)$$

де μ - збурення

$$\varphi = \varepsilon_{об} \int_0^t \mu dt, \quad (5.3)$$

якщо $\mu = \mu_0 \cdot 1(t)$, то $\varphi = \varepsilon_{об} \mu_0 \cdot t$

З ΔKML випливає, що:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \varepsilon_{об} \cdot \mu_0 \quad (5.4)$$

Звідки, беручи в своєму масштабі $\Delta \varphi$ і Δt , визначаємо:

$$\varepsilon_{об} = \frac{\Delta \varphi}{\Delta t \cdot \mu_0} \quad (5.5)$$

б) Апроксимація динамічних властивостей об'єктів із самовирівнюванням.

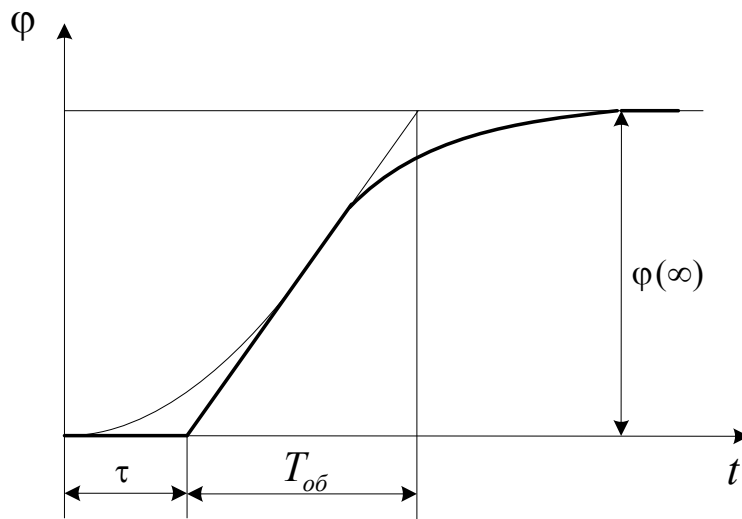


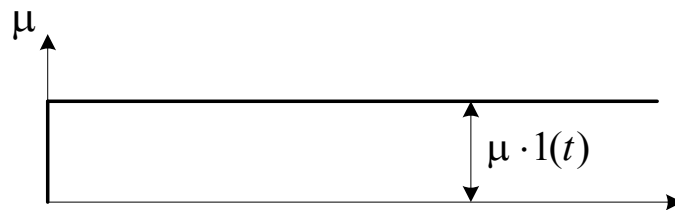
Рис. 5.2 Динамічна характеристика об'єкта з саморегулюванням

Апроксимуючий вираз знаходимо у вигляді:

$$W_a(p) = \frac{K_{об}}{T_{об}p + 1} e^{-p\tau_{об}} \quad (5.6)$$

$$k_{об} = \frac{\varphi(\infty)}{\mu \cdot 1(t)} \quad (5.7)$$

Визначення τ і $T_{об}$ видно з рисунка.



5.2 Спрощений розрахунок настройки І-регулятора на об'єкті з самовирівнюванням

І-регулятор може забезпечити стійку роботу тільки об'єктів, що мають самовирівнювання. АФХ розімкненої АСК має вигляд:

$$W_{роз}(i\omega) = \frac{k_{об}}{T_{об}i\omega + 1} \cdot \frac{\varepsilon_p}{i\omega} e^{-i\omega\tau_{об}} \quad (5.8)$$

Подамо цю АФХ як функцію безрозмірної частоти $\Omega = \omega \cdot \tau_{об}$, тобто

$$\omega = \frac{\tau_{об}}{\Omega}.$$

$$W_{роз}(i\omega) = \frac{k_{об} \cdot \tau_{об}}{\frac{T_{об}}{\tau_{об}} i\omega \tau_{об} + 1} \cdot \frac{\varepsilon_p}{i\omega \tau_{об}} e^{-i\omega \tau_{об}} \quad (5.9)$$

$$W_{роз}(i\Omega) = \frac{k_{об} \cdot \varepsilon_p \cdot \tau_{об}}{i\Omega} \cdot \frac{e^{-i\Omega}}{\frac{T_{об}}{\tau_{об}} i\Omega + 1} \quad (5.10)$$

Такий запис дозволяє представити цю систему з двох послідовних ланок:

$$W_{об}(i\Omega) = \frac{e^{-i\Omega}}{\frac{T_{об}}{\tau_{об}} i\Omega + 1}; \quad - \text{ об'єкта} \quad (5.11)$$

$$W_p(i\Omega) = \frac{k_{об} \cdot \varepsilon_p \cdot \tau_{об}}{i\Omega}; \quad - \text{ регулятора} \quad (5.12)$$

Об'єкт характеризується коефіцієнтом (сталюю часу) $\frac{T_{об}}{\tau_{об}}$, регулятор – коефіцієнтом передачі $(k_{об} \cdot \varepsilon_p \cdot \tau_{об})$.

Для кожного $\frac{T_{об}}{\tau_{об}}$ можна побудувати АФХ об'єкта і за нею знайти оптимальні настройки І-регулятора при заданому $M = 1.62$.

Це зручно подати у вигляді графіка:

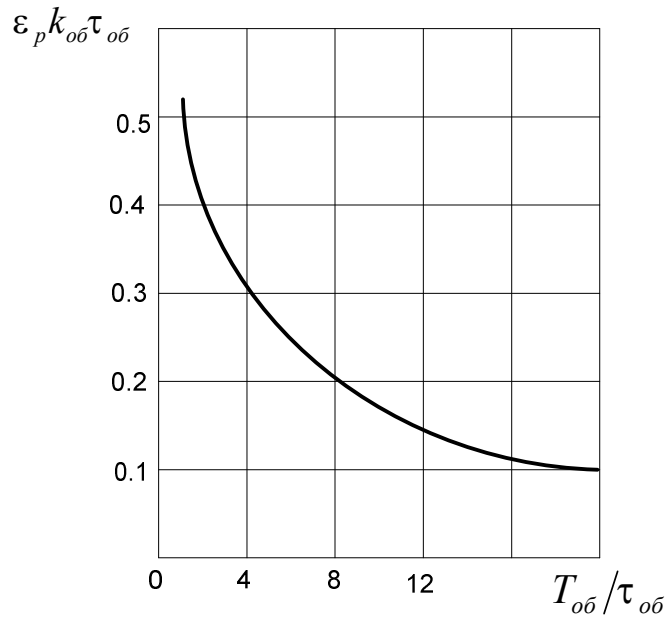


Рис. 5.3 Графік для визначення ε_p (ілюстрація)

5.3 Спрощений розрахунок настройки П-регулятора на об'єкті без самовирівнювання

АФХ розімкненої АСК визначається виразом:

$$W_{роз}(i\omega) = \frac{\varepsilon_{об} \cdot k_p}{i\omega} e^{-i\omega\tau_{об}} \quad (5.13)$$

Замінивши $\Omega = \omega \cdot \tau_{об}$ отримаємо:

Тут розглядається І-об'єкт з передатною функцією $W_{об}(i\Omega) = \frac{e^{-i\Omega}}{i\Omega}$ і П-регулятор з коефіцієнтом передічі $(\varepsilon_{об} k_p \tau_{об})$.

Оскільки об'єкт з такою передатною функцією існує в єдиному варіанті, то для нього може бути побудована одна АФХ і одне М-коло, радіус якого $r = 1.15$.

Отже:

$$k_{p_i} = (\varepsilon_{об} k_p \tau_{об})_{opt} = \frac{1}{r} = 0.87 \quad (5.14)$$

Звідси оптимальне значення коефіцієнта передачі дорівнює:

$$k_{p_{opt}} = \frac{0.87}{\varepsilon_{об} \tau_{об}} \quad (5.15)$$

5.4 Спрощений розрахунок настройки П-регулятора на об'єкті з самовирівнюванням

З урахуванням позначення $\Omega = \omega \cdot \tau_{об}$

$$W_{роз}(i\Omega) = \frac{e^{-i\Omega}}{\frac{T_{об}}{\tau_{об}} i\Omega + 1} k_{об} \cdot k_p \quad (5.16)$$

Задаючись відношенням $\frac{T_{об}}{\tau_{об}}$ будують ряд АФХ і по ним визначають оптимальні значення коефіцієнта $(k_p \cdot k_{об})_{opt}$. Це зручно уявити у вигляді графіка:

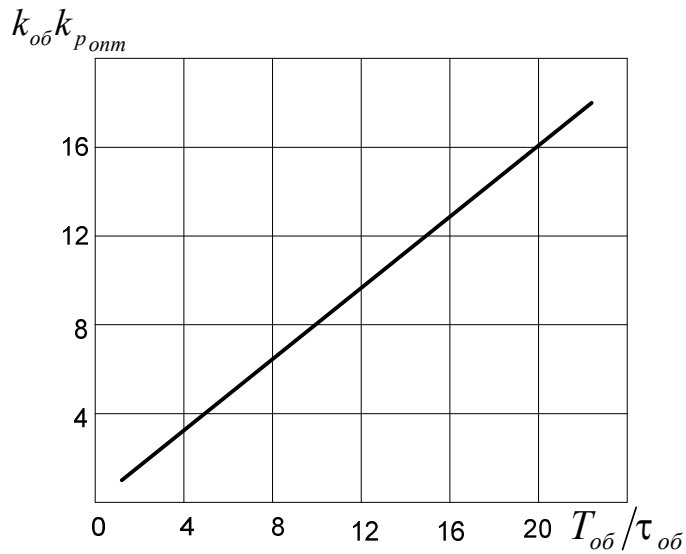


Рис. 5.4 Графік для визначення k_p (ілюстрація)

5.5 Спрощений розрахунок настройки ПІ-регулятора на об'єкті без самовирівнювання

Складається АФХ розімкненої АСК:

$$W_{роз}(i\omega) = k_p \frac{T_i i\omega + 1}{T_i i\omega} \cdot \frac{\varepsilon_{об}}{i\omega} e^{-i\omega\tau_{об}} \quad (5.17)$$

Приймаючи $\Omega = \omega \cdot \tau_{об}$ переходимо:

$$W_{роз}(i\omega) = \varepsilon_{об} k_p \tau_{об} \frac{1 + i\Omega \frac{T_i}{\tau_{об}}}{i\Omega \frac{T_i}{\tau_{об}}} \cdot \frac{e^{-i\Omega}}{i\Omega} \quad (5.18)$$

тут:

$$W_{об}(i\Omega) = \frac{e^{-i\Omega}}{i\Omega} \quad - \text{об'єкт} \quad (5.19)$$

$$W_p(i\Omega) = \varepsilon_{об} k_p \tau_{об} \frac{1 + i\Omega \frac{T_i}{\tau_{об}}}{i\Omega \frac{T_i}{\tau_{об}}} \quad \text{- регулятор} \quad (5.20)$$

В рівнянні регулятора $\frac{T_i}{\tau_{об}}$ - новий час ізодрому, а $\varepsilon_{об} k_p \tau_{об}$ - коефіцієнт

передачі. Задаючись різними $\frac{T_i}{\tau_{об}}$, визначаємо оптимальні значення

$$(\varepsilon_{об} k_p \tau_{об})_{opt}.$$

В результаті виконаних розрахунків:

$$\left(\frac{T_i}{\tau_{об}} \right)_{opt} = 5; \quad (\varepsilon_{об} k_p \tau_{об})_{opt} = 0.55$$

Таким чином, якщо відомі $\varepsilon_{об}$ і $\tau_{об}$, то оптимальні значення параметрів настройки регуляторів знаходять за формулами:

$$T_{i_{opt}} = 5\tau_{об}; \quad k_{p_{opt}} = \frac{0.55}{\varepsilon_{об} \tau_{об}};$$

5.6 Спрощений розрахунок настройки ПІ-регулятора на об'єкті з самовирівнюванням

АФХ розімкненої АСК представляє собою вираз:

$$W_{роз}(i\omega) = k_p \frac{T_i i\omega + 1}{T_i i\omega} \cdot \frac{k_{об} e^{-i\omega \tau_{об}}}{T_{об} i\omega + 1} \quad (5.21)$$

Якщо ввести заміну $\Omega = \omega \cdot \tau_{об}$, то функція претвориться до такого вигляду:

$$W_p(i\Omega) = k_p k_{об} \frac{\frac{T_i}{\tau_{об}} i\Omega + 1}{\frac{T_i}{\tau_{об}} i\Omega} \cdot \frac{e^{-i\Omega}}{\frac{T_{об}}{\tau_{об}} i\Omega + 1} \quad (5.22)$$

Задаючись відношенням $\frac{T_{об}}{\tau_{об}}$, знаходимо оптимальні значення

$$(k_p k_{об})_{opt} \text{ і } \left(\frac{T_i}{\tau_{об}} \right)_{opt}.$$

Результати розрахунків зведені в графіки:

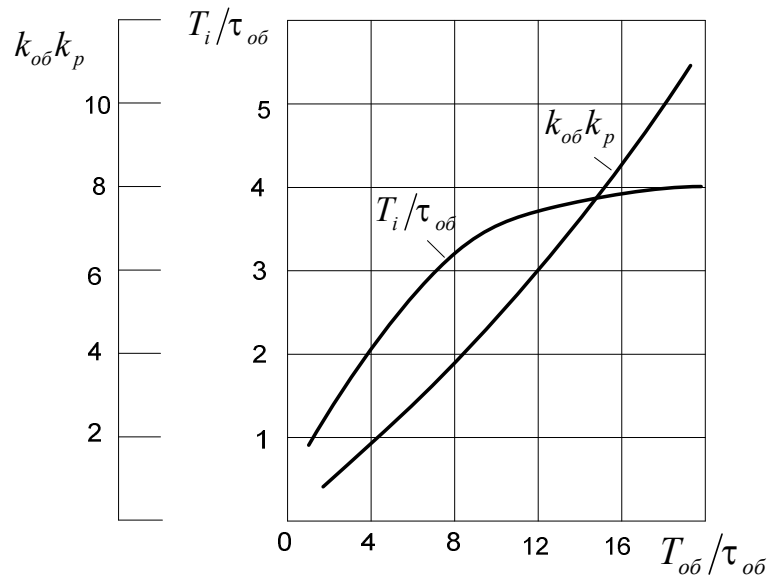


Рис. 5.4 Графік для визначення параметрів ПІ-регулятора (ілюстрація)

Маючи ці графіки, настройки регулятора розрахуємо наступним чином:

1. Визначаючи $\frac{T_{об}}{\tau_{об}}$ знаходять $(k_p k_{об})_{opt}$ і $\left(\frac{T_i}{\tau_{об}} \right)_{opt}$

2. Параметри настройки знаходяться за формулами:

$$k_{p_{onm}} = \frac{(k_p k_{об})_{onm}}{k_{об}}; \quad T_{i_{onm}} = \left(\frac{T_i}{\tau_{об}} \right)_{onm} \cdot \tau_{об}.$$

5.7 Розрахунок АСК при апроксимації динамічного об'єкта „нахиленою” функцією

Існує більш точна апроксимація динамічних властивостей об'єктів керування „нахиленою” функцією виду:

$$W_{об}(p) = \frac{K_{об} \cdot e^{-p\tau} (1 - e^{-T_{об} \cdot p})}{T_{об} \cdot p} \quad (5.23)$$

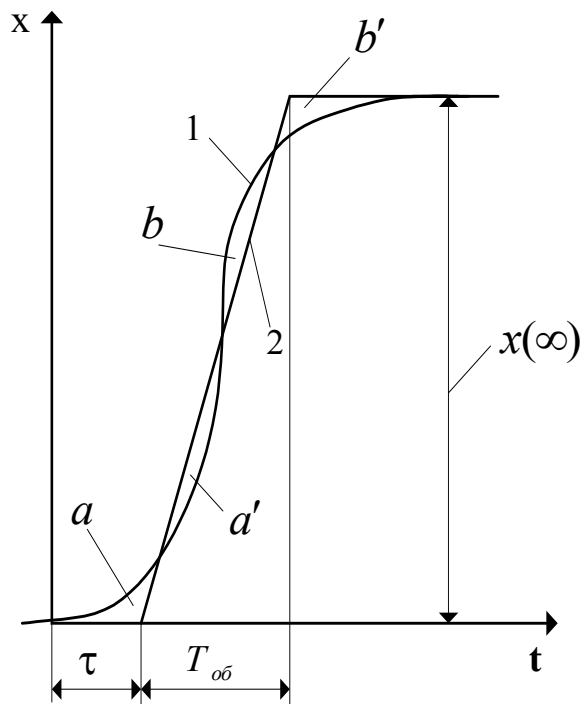


Рис. 5.5 Апроксимація динамічної характеристики „нахиленою” функцією:
1 - експериментальна або аналітична характеристика; 2 – „нахилена” функція

Рекомендується „нахилену” функцію будувати так, щоб суми площ під кривою і над кривою були приблизно рівними, тобто $пл.(a+b) \approx пл.(a'+b')$. Час запізнювання τ вибирається так, щоб при всіх значеннях $\tau_1 < \tau$ зміна вихідної величини складала $(0,01 \div 0,02) \cdot x(\infty)$. З рис. 5.5 видно, що нахилена функція має як мінімум п’ять спільних точок з експериментальною чи аналітичною функцією.

Функцію (1) перепишемо таким чином:

$$W_{об}(p) = \frac{K_{об} \cdot e^{-\frac{\tau}{T_{об}} T_{об} \cdot p} (1 - e^{-T_{об} \cdot p})}{T_{об} \cdot p} . \quad (5.24)$$

Виконавши заміни $p = i \cdot \omega$; $\Omega = T_{об} \cdot \omega$; $\tau_{\delta} = \frac{\tau}{T_{об}}$, отримаємо:

$$W_{об}(i\Omega) = \frac{K_{об} \cdot e^{-\tau_{\delta} \cdot \Omega \cdot i} (1 - e^{-i \cdot \Omega})}{i \cdot \Omega} . \quad (5.25)$$

Скористаємося формулою Ейлера

$$e^{-i \cdot \Omega} = \cos \Omega - i \sin \Omega \quad (5.26)$$

і отримаємо

$$W_{об}(i\Omega) = K_{об} \cdot e^{-i \tau_{\delta} \Omega} [\operatorname{Re}(\Omega) + i \operatorname{Im}(\Omega)], \quad (5.27)$$

де $\operatorname{Re}(\Omega) = \frac{\sin \Omega}{\Omega}$; $\operatorname{Im}(\Omega) = \frac{1 - \cos \Omega}{\Omega}$.

Задаючись різними значеннями безрозмірної частоти Ω будуємо АФХ в квадратних дужках, яку потім перебудуємо для різних значень τ_{δ} в межах $(0 \div 2)$ з врахуванням співмножника $e^{-i \tau_{\delta} \Omega}$.

Потім за методиками, які розглядалися раніше, виконуємо розрахунки параметрів відповідних АСК. Розраховані значення параметрів АСК приведені в номограмі.

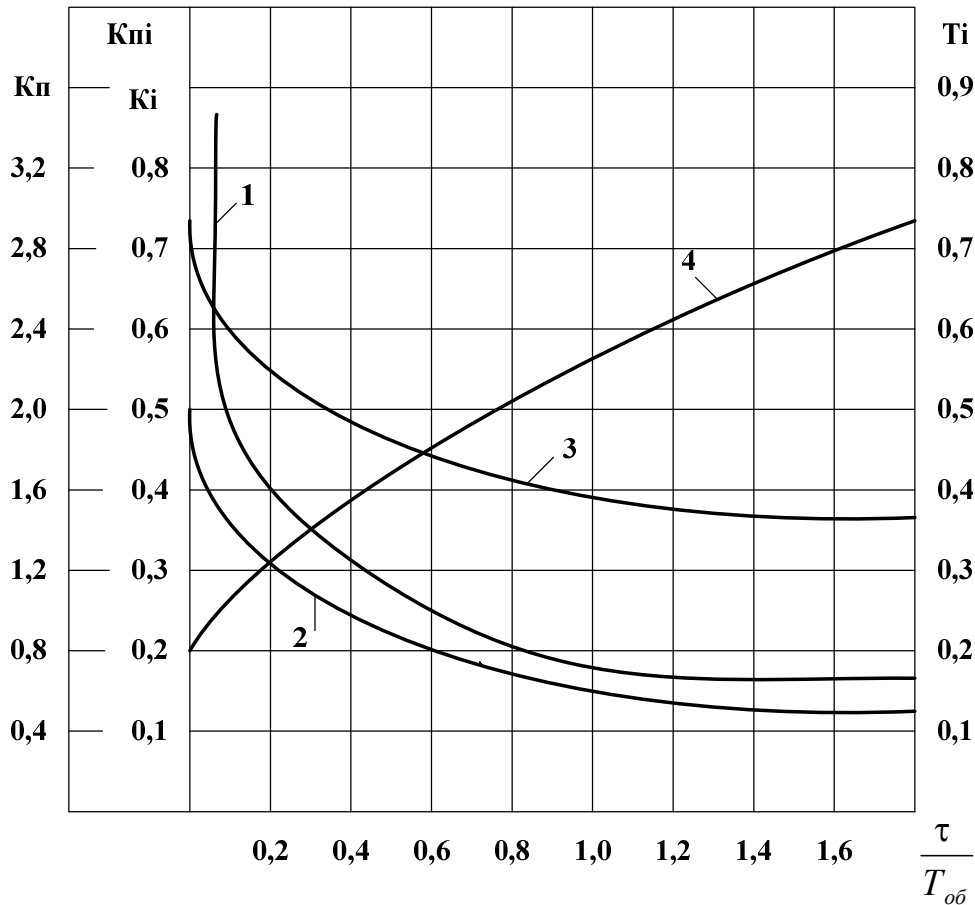


Рис. 5.6 Номограма для визначення параметрів настроювання
 П-, І-, ІІІ-регуляторів 1 – Кп; 2 – Кі; 3 – Кпі;

Для знаходження параметрів регулятора ε_p , K_p , K'_p та T_i скористаємося очевидними співвідношеннями

$$\left. \begin{aligned} K_I &= \varepsilon_p \cdot K_{об} \\ K_{III} &= K_p \cdot K_{об} \\ K_{II} &= K'_p \cdot K_{об} \\ T &= \frac{T_i}{T_{об}} \end{aligned} \right\}$$

Таким чином визначення параметрів АСК буде наступним:

1. Замінити експериментальну чи аналітичну криву „нахиленою” функцією.

2. Знайти за „нахиленою” функцією τ , $T_{об}$, $K_{об}$.

3. Обчислити значення $\tau_{\sigma} = \frac{\tau}{T_{об}}$, за ним, використовуючи номограму,

знайти:

$$\varepsilon_p = \frac{K_I}{K_{об}} - \text{I-закон};$$



$$K_p = \frac{K_{III}}{K_{об}} - \text{III-закон};$$

$$K'_p = \frac{K_{II}}{K_{об}} - \text{II-закон};$$


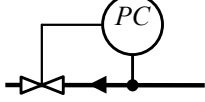

$$T_I = T \cdot T_{об}$$







Додаток 1







Умовні позначення засобів автоматизації

№ п/п	Зображення	Найменування
1		<p>Первинний вимірювальний перетворювач (чутливий елемент) для вимірювання температури, встановлений за місцем. Наприклад, перетворювач термоелектричний (термопара), термоперетворювач опору, термобалон манометричного термометра, датчики пірометра тощо</p>
2		<p>Прилад для вимірювання і показу температури, встановлений за місцем. Наприклад, термометр рідинний, термометр манометричний тощо</p>
3		<p>Прилад для вимірювання і показу температури, показувальний, встановлений на щиті. Наприклад, мілівольтметр, логометр, потенціометр, міст автоматичний тощо</p>
4		<p>Прилад для вимірювання температури, безшкальний з дистанційною передачею показань, встановлений за місцем. Наприклад, термометр манометричний безшкальний з пневмо- або електропередачею сигналу</p>
5		<p>Прилад для вимірювання температури одноточковий, реєструючий (самописний), встановлений на щиті Наприклад, логометр, потенціометр, міст автоматичний тощо</p>
6		<p>Прилад для вимірювання температури з автоматичним оббігаючим пристроєм, реєструючий, встановлений на щиті. Наприклад, багатоточковий самописний потенціометр, міст автоматичний самописний тощо</p>



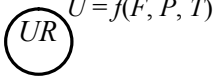



1	2	3
7		<p>Регулятор температури, безшкальний, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, ділатометричний регулятор температури</p>
8		<p>Комплект для вимірювання температури, самописний, регулювальний, оснащений станцією керування, встановлений на щиті.</p> <p>Наприклад, пневматичний вторинний прилад і регулюючий блок системи СТАРТ</p>
9		<p>Прилад для вимірювання температури, безшкальний із контактним пристроєм, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, реле температурне</p>
10		<p>Байпасна панель дистанційного ручного керування (електрична або пневматична) встановлена на щиті</p>
11		<p>Перемикач електричних ланцюгів вимірювання (керування), перемикач для газових (повітряних) ліній, встановлений на щиті</p>
12		<p>Прилад для вимірювання і показу тиску (розрідження), встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, будь-який показувальний манометр, дифманометр, тягомір, напоромір, вакуумметр тощо</p>
13		<p>Прилад для вимірювання і показу перепаду тиску, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, дифманометр показувальний</p>
14		<p>Прилад для вимірювання тиску (розрідження), безшкальний із дистанційною передачею показань, встановлений за місцем. Наприклад, манометр або дифманометр безшкальний з пневмо- або електропередачею сигналу</p>

1	2	3
15		Прилад для вимірювання тиску (розрідження), безшкальний, реєструючий, встановлений на щиті. Наприклад, самописний манометр або будь-який вторинний самописний прилад для реєстрації тиску
16		Прилад для вимірювання тиску з контактним пристроєм, встановлений за місцем. Наприклад, реле тиску
17		Прилад для вимірювання і показу тиску (розрідження), з контактним пристроєм, встановлений за місцем. Наприклад, електроконтактний манометр, вакуумметр тощо
18		Регулятор тиску, що працює без використання стороннього джерела енергії (регулятор тиску прямої дії), «поперед себе»
19		Первинний вимірювальний перетворювач (чутливий елемент) для вимірювання витрати, встановлений за місцем. Наприклад, діафрагма, сопло, труба Вентурі, датчик індукційного витратоміра тощо
20		Прилад для вимірювання витрати безшкальний із дистанційною передачею показань, встановлений за місцем. Наприклад, безшкальний дифманометр-витратомір або ротаметр з пневмо- чи електропередачею сигналів
21		Регулятор співвідношення витрат, встановлений на щиті. Наприклад, блок регулювання співвідношення витрат системи СТАРТ

1	2	3
22		<p>Прилад для вимірювання і показу витрати, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, дифманометр або ротаметр показувальний</p>
23		<p>Прилад для вимірювання і показу витрати, інтегруючий, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, будь-який лічильник-витратомір з інтегратором або показувальний дифманометр-витратомір із інтегратором</p>
24		<p>Первинний вимірювальний перетворювач (чутливий елемент) для вимірювання рівня, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, датчик електричного або ємнісного рівнеміра</p>
25		<p>Прилад для вимірювання і показу рівня, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, дифманометр, що використовується для вимірювання рівня</p>
26		<p>Прилад для вимірювання рівня з контактним пристроєм, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, реле рівня, що використовується для блокування і сигналізації верхнього рівня</p>
27		<p>Прилад для вимірювання рівня безшкальний з дистанційною передачею показань, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, дифманометр-рівнемір безшкальний з пневмо- або електропередачею сигналу; датчик буйкового рівноміра тощо</p>

1	2	3
28		<p>Прилад для вимірювання і показу рівня з контактним пристроєм, встановлений на щиті.</p> <p>Наприклад, вторинний показувальний прилад з сигнальним пристроєм. Літери H і L означають сигналізацію верхнього та нижнього граничних рівнів</p>
29		<p>Прилад для вимірювання густини розчину безшкальний з дистанційною передачею показань, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, датчик густиноміра з пневмо- чи електропередачею</p>
30		<p>Прилад для вимірювання і показу розмірів, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, показувальний прилад для вимірювання товщини сталеві стрічки</p>
31		<p>Пристрій для перетворення положення вихідного штоку регулювального органу з дистанційною передачею показань, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, дистанційний покажчик положення типу ДУП-М або датчик положення – реостатний чи індуктивний – змонтований на електричному приводі</p>
32		<p>Прилад для вимірювання і показу будь-якої електричної величини, встановлений за місцем (написи, що розшифровують конкретно вимірювану величину, розташовуються або поруч з приладом, або у вигляді таблиці – на полі креслення) (див., наприклад, пп. 33–35)</p>
33		<p>Вольтметр встановлений за місцем</p>

1	2	3
34		Амперметр встановлений за місцем
35		Ватметр, встановлений на щиті
36		<p>Прилад для керування процесом за часовою програмою, встановлений на щиті.</p> <p>Наприклад, командний електропневматичний прилад КЕП, багатоланцюгове реле часу тощо)</p>
37		<p>Прилад для вимірювання вологості, реєструючий, встановлений на щиті.</p> <p>Наприклад, вторинний прилад вологоміра самописного</p>
38		Первинний вимірювальний перетворювач (чутливий елемент) для вимірювання якості продукту, встановлений за місцем. Наприклад, датчик рН-метра
39		<p>Прилад для вимірювання і показу якості продукту, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, газоаналізатор показувальний для контролю вмісту кисню в димових газах</p>
40		<p>Прилад для вимірювання якості продукту реєструючий, регулюючий, встановлений на щиті.</p> <p>Наприклад, вторинний самописний прилад регулятора концентрації сірчаної кислоти в розчині</p>
41		Прилад для вимірювання і показу радіоактивності з контактним пристроєм, встановлений за місцем (наприклад, прилад для показу і сигналізації гранично-допустимих інтенсивностей α - і β -випромінювання)

1	2	3
42		<p>Прилад для вимірювання і показу частоти обертання приводу, встановлений на щиті.</p> <p>Наприклад, вторинний прилад тахогенератора</p>
43		<p>Прилад для вимірювання в'язкості, показувальний, місцевий</p> <p>Наприклад, віскозиметр показувальний</p>
44		<p>Прилад для вимірювання декількох різнорідних величин реєструючий, встановлений за місцем.</p> <p>Наприклад, самописний дифманометр-витратомір з додатковим записом тиску і температури пари. Напис, що розшифровує вимірювані величини, наноситься або справа від приладу, або на вільному полі схеми в примітці.</p>
45		<p>Прилад для контролю згасання факела в печі безшкальний з контактним пристроєм, встановлений на щиті. Наприклад, вторинний пристрій запально-запобіжного пристрою. Застосування резервної літери В повинно бути зазначене на полі схеми</p>
46		<p>Перетворювач сигналу, встановлений на щиті; вхідний сигнал – електричний, вихідний сигнал також електричний (наприклад, нормувальний перетворювач термоЕРС)</p>
47		<p>Перетворювач сигналу перехідний, місцевого розташування; вхідний сигнал пневматичний, вихідний – електричний, (наприклад, пневмоелектричний перетворювач</p>

1	2	3
48		<p>Пускова апаратура для керування електродвигуном (наприклад, магнітний пускач, контактор і под.; застосування резервної літери N повинно бути зазначене на полі схеми)</p>
49		<p>Апаратура, призначена для ручного дистанційного керування, встановлена на щиті (кнопка керування, ключ керування, ручний задавач тощо)</p>
50		<p>Апаратура, призначена для ручного дистанційного керування, оснащена пристроєм для сигналізації, встановлена на щиті (кнопка з вбудованою лампочкою, ключ керування з підсвіткою і т.д.)</p>
51		<p>Апаратура, призначена для ручного дистанційного керування, встановлена на щиті (пневматична чи електрична панель керування)</p>
52	 S101-2	<p>Ключ керування, призначений для вибору режиму керування, встановлений на щиті (приклад наведено для ілюстрації випадку, коли позиційне позначення завелике і тому наноситься поза колом)</p>

Література

1. Беспалов А. В. Системы управления химико-технологическими процессами : учебник для вузов / А. В. Беспалов, Н. И. Харитонов. — М. : Академкнига, 2007. — 690 с.
2. Емельянов А. И. Проектирование систем автоматизации технологических процессов. Справочное пособие по содержанию и оформлению проектов / А. И. Емельянов, О. В. Капник М.: Энергоатомиздат – 1983. – 400с
3. Жученко А. І. Теорія автоматичного керування. Терміни, поняття, визначення: Довідник для студ. напряму «Автоматизація та компютерно-інтегровані технології» / А. І. Жученко, Т. В. Аверіна. – К.: НТУУ «КПІ», 2006. – 52 с.
4. Кваско М. З. Проектування і дослідження дискретних систем автоматичного керування технологічними процесами [Текст]: навч. посіб. // М. З. Кваско, М. С. Піргач, Т. В. Аверіна. – К.: ІВЦ «Видавництво ”Політехніка”», 2003. –360с. – ISBN 966-622-116-0.
5. Клюев А. С. Проектирование систем автоматизации технологических процессов: Справочное пособие /А. С. Клюев, ред. А. С. Клюева, А. Х. Дубровский, А. А. Клюев; Под. ред. А. С. Клюева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 464 с. ISBN 5-283-01505-X
6. Клюев А. С. Техника чтения схем автоматического управления и технологического контроля / А. С. Клюев, Б. В. Глазов, М. Б. Миндин, С. А. Клюев; Под. ред. А. С. Клюева. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 432 с. ISBN 5-283-01560-2
7. Нестеров А. Л. Проектирование АСУТП. Методическое пособие. Книга 1/ А. Л. Нестеров. – СПб.: Издательство ДЕАН, 2006. – 552 с. ISBN 5-93630-530-9

8. Справочник проектировщика АСУ ТП / Г. Л. Смилянский, Л. З. Амлинский, В. Я. Баранов и др.; Под ред. Г. Л. Смилянского. М.: Машиностроение, 1983. – 527 с.
9. Федоров Ю. Н. Справочник инженера по АСУТП. Проектирование и разработка. Учебно-практическое пособие. М.: Инфра-Инженерия. – 2008. – 928 с. ISBN 978-5-9729-0019-0
10. Единая система конструкторской документации. Схемы. Виды и типы. Общие требования к выполнению : ГОСТ 2.701-2008. — [На заміну ГОСТ 2.701-84 ; чинний від 2009—07—01]. — М. : Стандартиформ, 2009. – 15 с.
11. Единая система конструкторской документации. Правила выполнения электрических схем : ГОСТ 2.702-75. — [Издание (октябрь 2000 г.) с Изменениями № 1, 2, 3, утвержденными в феврале 1980 г., августе 1985 г., июле 1991 г. (ИУС 4-80, 11-85, 10-91) ; чинний від 1977—07—01]. — М. : Стандартиформ, 2000. – 23 с.
12. Единая система конструкторской документации. Правила выполнения электрических схем цифровой вычислительной техники : ГОСТ 2.708-81. – [На заміну ГОСТ 2.708-72 ; Переиздание (01.11.2007 г.) ; чинний від 1982—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2008. – 15 с.
13. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные проводов и контактных соединений электрических элементов, оборудования и участков цепей в электрических схемах : ГОСТ 2.709-89. – [На заміну ГОСТ 2.709-72 ; Переиздание (март 2002 г.) ; чинний від 1990—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2002. – 7 с.
14. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах : ГОСТ 2.710-81. – [На заміну ГОСТ 2.710-75 ; Издание (апрель 2001) с Изменением № 1,

- утвержденным в марте 1989 г. (ИУС 7-89); чинний від 1981—07—01]. — М. : Стандартиформ, 2001. — 9 с.
15. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Обозначения общего применения : ГОСТ 2.721-74. — [Взамен ГОСТ 2.721-68, ГОСТ 2.783-69, ГОСТ 2.750-68, ГОСТ 2.751-73; Издание (ноябрь 2007 г.) с Изменениями 1, 2, 3, 4, утвержденными в марте 1981 г., апреле 1987 г., июле 1991 г., марте 1994 г (ИУС №6-81, 7-87, 10-91, 5-94); чинний від 1975—07—01]. — М. : Стандартиформ, 2008. — 33 с.
16. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Машины электрические : ГОСТ 2.722-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 4; Издание (февраль 2002 г.) с Изменениями 1, 2, 3, утвержденными в марте 1981 г., июле 1991 г., марте 1994 г (ИУС №6-81, 10-91, 5-94); чинний від 1971—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2002. — 16 с.
17. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Катушки индуктивности, дроссели, трансформаторы, автотрансформаторы и магнитные усилители : ГОСТ 2.723-68. — [Издание (2002 г.) с Изменениями 1, 2, 3, утвержденными в июле 1981 г., январе 1992 г., июле 1994 г (ИУС №6-81, 10-91, 5-94); чинний від 1971—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2002. — 11 с.
18. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Устройства коммутирующие : ГОСТ 2.725-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 8; Переиздание (апрель 2010 г.); чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2010. — 5 с.
19. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Разрядники, предохранители : ГОСТ 2.727-68. —

- [Взамен ГОСТ 7624—62 в части разд. 7; Издание (май 2002 г.) с Изменениями № 1, 2, утвержденными в декабре 1980 г., октябре 1993 г. (ИУС 3—81, 5—94); чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2002. — 5 с.
20. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Резисторы, конденсаторы : ГОСТ 2.728-74. — [Взамен ГОСТ 2.728-68, ГОСТ 2.729-68 в части п. 12 и ГОСТ 2.747-68 в части подпунктов 24, 25 таблицы; Издание (май 2002 г.) с Изменениями № 1, 2, утвержденными в августе 1980 г., июле 1991 г. (ИУС № 11-80, 10-91); чинний від 1975—07—01]. — М. : Стандартиформ, 2002. — 11 с.
21. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Приборы электроизмерительные : ГОСТ 2.729-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 6; Издание (май 2002 г.) с Изменениями № 1, 2, 3, утвержденными в октябре 1981 г., октябре 1990 г., октябре 1993 г. (ИУС 11-81, 1-91, 5-94); чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2002. — 6 с.
22. Обозначения условные графические в схемах. Приборы полупроводниковые : ГОСТ 2.730-73.
23. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Приборы электровакуумные : ГОСТ 2.731-81. — [Взамен ГОСТ 2.731-68 ; Издание (май 2010 г.) с Изменениями № 1, утвержденным в 1988 г. ; чинний від 1981—07—01]. — М. : Стандартиформ, 2010. — 22 с.
24. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Источники света : ГОСТ 2.732-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 12, подразд. Ж; Переиздание (2010 г.) с Изменениями № 1, 2, 3, утвержденными в декабре 1980 г., апреле 1987

- г., марте 1994 г. (ИУС 3-81, 7-87, 5-94) ; чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2010. — 7 с.
- 25.Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические детекторов ионизирующих излучений в схемах : ГОСТ 2.733-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 12, подразд. Ж; Издание (январь 2002 г.) с Изменениями № 1, 2, утвержденными в декабре 1980 г., апреле 1987 г. (ИУС 3-81, 7-87) ; чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2002. — 5 с.
- 26.Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Линии сверхвысокой частоты и их элементы : ГОСТ 2.734-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 14; Издание (январь 2010 г.) с Изменениями № 1, 2, утвержденными в марте 1981 г., марте 1994 г. (ИУС 6-81, 5-94) ; чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2010. — 12 с.
- 27.Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Элементы пьезоэлектрические и магнитострикционные. Линии задержки : ГОСТ 2.736-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 20, пп. 20.14 и 20.15; Издание (май 2010 г.) с Изменениями № 1, 2, утвержденными в июне 1984 г., апреле 1987 г. (ИУС 10-84, 7-97) ; чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2010. — 6 с.
- 28.Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Приборы акустические : ГОСТ 2.741-68. — [Взамен ГОСТ 7624-62 в части разд. 18 и 19; Издание (май 2010 г.) с Изменениями № 1, 2, 3, утвержденными в июле 1980 г., апреле 1987 г., марте 1994 г. (ИУС 11-80, 7-87, 5-94) ; чинний від 1971—01—01]. — М. : Стандартиформ, 2010. — 7 с.

29. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Источники тока электрохимические : ГОСТ 2.742-68. – [Заменен ГОСТ 2.768-90 с 1.01.1991 (ИУС 1-91)].
30. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Источники электрохимические, электротермические и тепловые : ГОСТ 2.768-90. – [Перездание (ноябрь 2004 г.); чинний від 1992—01—01]. — М. : Стандартиформ, 204. – 5 с.
31. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Элементы цифровой техники : ГОСТ 2.743-91. – [Взамен ГОСТ 2.743-82; Переиздание (февраль 2003 г.) ; чинний від 1993—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2003. – 44 с.
32. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Размеры условных графических обозначений : ГОСТ 2.747-68. – [Издание (январь 2001 г.) с Изменениям № 1, утвержденными в июле 1991 г. (ИУС 10-91); чинний від 1971—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2001. – 4 с.
33. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Элементы и устройства железнодорожной сигнализации, централизации и блокировки [для случаев, когда эта аппаратура используется в схемах автоматизации технологических процессов] : ГОСТ 2.749-84. – [Взамен ГОСТ 2.749-70; Издание (январь 2001 г.) с Изменением № 1, утвержденным в марте 1987 г. (ИУС 6-87); чинний від 1985—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2001. – 21 с.
34. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Устройства телемеханики : ГОСТ 2.752-71. – [Издание (октябрь 2000 г.) с Изменениями № 1, 2, 3, утвержденными в марте 1981 г.; Пост. № 1532 от 25.03.81, декабре 1985 г., апреле 1987 г.

- (ИУС 6-81, 2-86, 7-87); чинний від 1972—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2000. — 7 с.
35. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Устройства коммутационные и контактные соединения : ГОСТ 2.755-87. — [Взамен ГОСТ 2.755-74, ГОСТ 2.738-68, кроме п. 7 табл. 1; Переиздание (ноябрь 2004 г.); чинний від 1988—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2004. — 11 с.
36. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Воспринимающая часть электромеханических устройств : ГОСТ 2.756-76. — [Взамен ГОСТ 2.724-68, ГОСТ 2.725-68 в части п. 9 (обозначения обмоток реле, контакторов и магнитных пускателей); Издание (ноябрь 2004 г.) с Изменением № 1 утвержденным в июле 1980 г. (ИУС 11-80) ; чинний від 1978—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2004. — 5 с.
37. ГОСТ 2.759-82. Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Элементы аналоговой техники : ГОСТ 2.759-82. — [Издание (ноябрь 2004 г.) с Изменением № 1 утвержденным в апреле 1987 г. (ИУС 7-87) ; чинний від 1983—07—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2004. — 7 с.
38. Правила виконання робочої документації автоматизації технологічних процесів : ДСТУ Б А.2.4-3:2009 — [На заміну ДСТУ Б А.2.4-3-95 (ГОСТ 21.408-93) ; чинний від 2010—01—01]. — К. : Мінрегіонбуд України, 2009. — 54 с.
39. Трубопроводы промышленных предприятий. Опознавательная окраска, предупреждающие знаки и маркировочные щитки : ГОСТ 14202-69 — [Переиздание (сентябрь 2001 г.) ; чинний від 1971—01—01]. — М. : ИПК Издательство Стандартов, 2001. — 15 с.