МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ КРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
КОНОТОПСЬКИЙ ІНСТИТУТ
Факультет денної форми навчання

Кафедра електронних
приладів і автоматики

Кваліфікаційна робота бакалавра

РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ КОРИГУВАННЯ ДИНАМІКИ СИСТЕМИ ЗА ЧАСТОТНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Студента гр. ЕІ-71к Б. М. Москаленко

Науковий керівник,
к. т. н., ст. викладач В. І. Васильєв

Нормоконтроль,
ст. викладач, к. т. н. О. Д. Динник

Конотоп 2021

Р Е Ф Е Р А Т

Об’єктом дослідження дипломної роботи є складні електромеханічні системи. Предметом досліджень в роботі є синтез оптимального за динамічністю керування [1]. Критерієм оптимальності керування складних систем вважають швидкодію, точність, мінімальні перевантаження, енергоефективність, безпеку.

Мета роботи полягає у дослідженні системи шляхом аналізу її динамічних і частотних властивостей, а також синтез технічних рішень й засобів структурної оптимізації за бажаними властивостями якості системи і її керованості.

При виконанні роботи у другому розділі використані класичні методи математичного аналізу для моделювання динамічних і частотних властивостей системи, їх цифрове і комп’ютерне моделювання пакетом MathCAD, визначення показників стійкості, якості, і при необхідності, синтез структури й параметрів послідовного пристрою коригування [2] для забезпечення заданих характеристик. Також у третьому розділі використані сучасні методи простору і змінних станів для дослідження нелінійних систем і визначення резервів подальшого удосконалення системи шляхом синтезу багато координатного керування. Цей спосіб передбачає керуючі впливи через основну координату ще двома її похідними [3,4].

Дослідженнями встановлено, що найефективнішими методом оптимізації зазначених систем є метод структурної оптимізації з застосуванням ПІД-регуляторів, а в критичних за часом режимах і при будь якої керуючої функції є багато координатне керування, на основі врахування частотних й динамічних властивостей системи.

Робота викладена на 43 сторінках, у тому числі включає 17 рисунків, 1 таблиця, список цитованої літератури із 25 джерел.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: складна динамічна система, моделювання, перехідний процес, частотні властивості, критерій оптимізації керування, динамічні координати, обмеження, багато координатне керування.

ЗМІСТ

ВСТУП……4

РОЗДІЛ 1. КЕРУВАННЯ СКЛАДНИМИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ……... 5

1.1. 5

1.2. 9

1.3. 12

РОЗДІЛ 2. КОМП'ЮТЕРНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ І СИНТЕЗ КОРИГУЮЧОГО ПРИСТРОЮ……...24

2.1. Передавальна функція розімкнутої системи……... 25

2.2. Передавальна функція замкнутої системи…….. 26

РОЗДІЛ 3. МЕТОД БАГАТОКООРДИНАТНОГО КЕРУВАННЯ СКЛАДНИМИ СИСТЕМАМИ..... 30

ВИСНОВКИ……..40

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ……41

ВСТУП

Складні системи розглядаються як перспективна область наукових досліджень багатьма сучасними дослідниками. Дослідження таких систем є потребою в розвитку сучасного суспільства і високих технологій та критичним викликом для багатьох галузей науки і техніки.

Складна система – це система, що складається з безлічі взаємодіючих складових (підсистем), внаслідок чого складна система набуває нових властивостей. Таким чином, якщо в системі можна виділити ряд вхідних в нею складових (підсистем), її можна назвати складною. Відповідно до цього підходу практично будь-яка технічна система може вважатися складною. Складна система, що характеризується самоорганізацією, адаптацією, еволюцією тощо, взаємодіє в ієрархічній системі, щоб функціонувати в цілому. Виникнення, самоорганізація, адаптація та еволюція - це елементарні властивості систем. Зазначені системи є нелінійними, багатовимірними і багато зв'язними, в яких протікають складні перехідні процеси і виникають критичні і хаотичні режими. Проблеми керування такого роду динамічними системами є, на даний час, досить актуальними.[5]

Окрім дослідження керування складними системами, основна увага приділяється підходам та методам керування, які можуть змінювати структури та поведінку керованих систем з обмеженими цілями шляхом інтеграції елементарних характеристик складних систем та основних підходів системного керування.

РОЗДІЛ 1. КЕРУВАННЯ СКЛАДНИМИ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИМИ СИСТЕМАМИ

1.1. Основні властивості складних систем

Якщо систему представити як складний об'єкт, то з філософської позиції можна стверджувати, що вона володіє якістю, тобто тим, що об'єктивно властиво тільки їй і що відрізняє її від всього іншого. Якість же відображається через сукупність властивостей. Оскільки властивості виражають відношення даного об'єкту до інших об'єктів, то звідси витікає відносний характер всякої властивості, всієї сукупності властивостей, у тому числі і властивостей системи, а отже, і її якості. [5-10]

Атрибутами систем є елемент, відношення, зв'язок і мета.

Елемент є проста, неподільна частина системи. Тому елемент – це досягнута або допустима в тому або іншому конкретному випадку межа пізнання системи:

$$s = F(S),$$

де s – елемент системи; S – система; S_M – модель системи, задана (допустима) або досягнута в процесі пізнання $F(S)$

Зв'язок є обмеження міри свободи елементів через їх взаємозалежність, що існує і/або виникає в системі як цілому. Характеристика зв'язків визначається відношенням

$$s_i \rho s_k \equiv l_{ik}, \tag{1.1}$$

де – відношення, що характеризує зв'язок l_{ik} між елементами s_i і s_k $(i\,k)$.

Множина $\{s_i\}$ утворює елементарний склад системи, а спільно з множиною $\{l_{ik}\}$ – сукупність елементів. Сукупність визначається метою системи *Z*:

$$\{s_i\}\&\{l_{ik}\} \to Z \tag{1.2}$$

або

$$Z \to \{s_i\}\&\{l_{ik}\} \tag{1.3}$$

Вираз (1.2) означає, що наявність певного складу елементів і зв'язків між ними обов'язково переслідує ту або іншу мету. Вираз (1.3) свідчить про те, що досягнення будь-якої мети можливе лише за наявності певного складу елементів і зв'язків між ними. Якщо вказані умови не виконуються, то сукупність, що приймається, не можна визначити як систему.

Мету часто називають атрибутом (чинником) для створення системи: «система є засіб досягнення мети». Беручи до уваги, що «засіб» складається з певної множини елементів і зв'язків між ними, можна зробити висновок про подвійну роль мети (у вказаному сенсі):

1) мета є підстава виділення (відособлення) елементів системи з універсальної множини елементів середовища;

2) мета є підстава об'єднання (синтезу) елементів системи:

$$\forall x \in X(P(x \to Z) \to x \equiv s_i \in S),$$

де X – універсальна множина елементів x.

Структура є стійка сукупність (інваріант), що забезпечує збереження основних властивостей (якості) системи при різних зовнішніх і внутрішніх змінах (варіаціях). На елементарному рівні структуру можна виразити множиною відносин $\{s_i \underline{\rho} s_k\}$ $\{s_i \rho s_k\}$. З урахуванням (1.1) структуру іноді представляють як множину $\{\underline{l_{ik}}\}$ $\{l_{ik}\}$. Якщо розглядати середовище як атрибут системи, то логічно

в загальному вигляді розглядати структуру системи як об'єднання множин $\{s_i \underline{\rho} s_k\}$ і $\{s_i \underline{\xi} s_k\}$, тобто

$$\hat{G} \equiv \{s_i \underline{\rho} s_k\} \cup \{s_i \underline{\xi} c_r\} \equiv \{\underline{l_{ik}}\} \cup \{\underline{l_{ir}}\}.$$

Традиційно структуру системи сприймають як $\hat{G} \equiv \{s_i \underline{\rho} s_k\} \equiv \{\underline{l_{ik}}\}$ повністю відособляючи систему від середовища, приймаючи $card\{l_{ri}\} =$.

Співвіднесеним по рівню і значущості структури атрибутом системи постає функція. Функція – є відношення двох або більше об'єктів, в якому зміна одного з них супроводжує зміна іншого.

Для функції можна виділити наступні її фундаментальні властивості:

а) Функція відображає наслідки з'єднання частин в ціле, елементів – в систему, які виражаються через ефект. Оскільки з'єднання певних елементів $\{s_i\}$ за допомогою певних зв'язків $\{l_{ik}\}$ здійснюється на підставі мети Z, то виходячи з (1.2) і (1.3) стає очевидною зіставність ефекту E і цілі Z, посередником між якими виступає функція F:

$$Z \to F \to E, \tag{1.4}$$

$$Z \equiv S, \tag{1.5}$$

де у (1.5) S розглядається як засіб реалізації F.

Якщо між елементами s_i відбувається взаємодія (функціонування) в рамках системи S, то виходом системи як віддзеркаленням наслідку цієї взаємодії (функції) виступає результат P (ще один атрибут системи). Тоді (1.4) і (1.5) можуть бути конкретизовані як $Z\ F\ P\ E$ і $Z\ P$.

Даний аспект визначається як принцип ефективізму функції.

б) Функція відображає основні властивості системи по відносинах між елементами, по сукупності властивостей елементів.

Для розгляду цього складного аспекту функції скористаємося такою категорією, як якість.

Якість системи Q_S виражає об'єктивну тотожність стійкому взаємовідношенню її елементів, тобто $Q_S \equiv G \equiv \{s_i \rho s_k\}$, а з іншого боку, якість виражає функціональну єдність властивостей елементів, тобто $Q_S \equiv \cup\, q_v \equiv F$.

Зіставлення двох сторін, заснованих на визначенні якості системи, приводить до наступного формулювання $G \equiv \{s_i \rho s_k\} \equiv \cup\, q_v \equiv Q_S \equiv F$, яке встановлює відповідність функції і структури системи, а також пояснює причину багатофункціональності систем (навіть при незмінній множині $\{s_i\}$ шляхом варіювання можна добитися різного результату P і ефекту E).

в) Функція є віддзеркалення системи в середовищі. Будь-які зміни в середовищі, наприклад, зміна c_r при незмінності S можуть привести до зміни відносин, а отже, до зміни функції F системи S і оцінки її якості Q_s. У цьому виявляється принцип суб'єктивізму функції системи. Згідно цьому принципу функцію системи оцінює середовище. Оцінка функції F, так само як і якості Q_s , здійснюється за допомогою ефекту E.

г) Функція визначає властивість системи і середовища. При злагоді системи S і середовища S_c утворюється симетрія (рівновага) відкритої системи, що характеризується взаємним, симетричним віддзеркаленням функції системи F в середовищі і функції середовища F_cу системі. В цьому випадку можна говорити про функціональну єдність системи S і її середовища, яке позначається наступними правилами:

- неможливо визначити функцію системи (систему) абстрактно, без певної функції середовища (середовища), і навпаки;

- неможливе функціонування системи у відриві від функціонування середовища, і навпаки

д) Функція є способом дії системи при взаємодії з середовищем. Повною мірою даний аспект функції розкривається в доцільних функціонуючих системах, де система S займає активну позицію, направлену на досягнення максимального ефекту $\hat{E}_{max}$). Дійсно, в цілеспрямованій функціональній системі дії виконує

середовище, яке вибирає, приймає, включає тощо існуючу систему S по її функції F або якості Q для задоволення своїх потреб U_c. [5-10]

1.2. Поняття про керування та регулювання

У теорії автоматичного керування і регулювання [11] різні технологічні процеси, промислові установки та прилади, елементи енергетичних систем і так далі розглядають як об'єкти керування (ОК). Як ОК візьмемо, наприклад, синхронний генератор СГ (рис. 1.1). [12]

Стан ОК можна охарактеризувати його вихідними змінними (величинами, координатами).

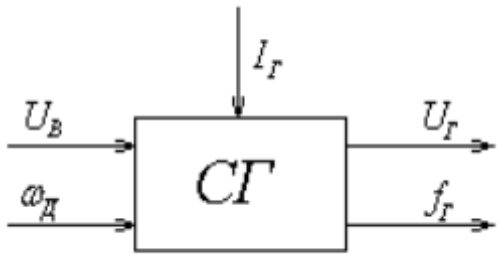


Рис. 1.1 Функціональна схема синхронного генератора [12]

Метою керування є забезпечення необхідного зміни деяких вихідних змінних об'єкта або підтримання їх на постійному рівні. Ці змінні називають керованими або регульованими. Вибір керованої змінної (або змінних) залежить від конкретних умов розв'язування технічного завдання. Для синхронного генератора регульованими величинами можуть бути частота $f_Г$ і (або) величина напруги, що генерується $U_Г$.

Необхідну зміна регульованих величин здійснюється за допомогою регулюючих (керуючих) впливів на ОК. Для синхронного генератора такими впливами можуть бути швидкість обертання приводного двигуна $\omega_Д$ і напруга збудження $U_В$.

На відміну від регулюючих впливів, які можна змінювати цілеспрямовано, на ОК діють також впливи, що викликають небажані зміни регульованих величин. Основним збурюючим впливом для синхронного генератора є зміна навантаження - струму генератора I_{Γ}.

В якості ще одного прикладу ОК розглянемо вузол навантаження систем електропостачання (СЕП) (рис. 1.2, а). Припустимо, що асинхронні двигуни М1, М2 споживають активну $P_{\text{а.д}}$ і реактивну $Q_{\text{а.д}}$ потужності, величини яких можуть змінюватися. Синхронні двигуни М3, М4, що працюють в режимі перезбудження, є джерелами реактивної потужності $Q_{с.д}$. Ставиться завдання стабілізації реактивної потужності $Q_с$ з, споживаної від енергосистеми. Тоді для розглянутого ОК (рис. 1.2, б) регульованої величиною буде потужність $Q_с = Q_{\text{а.д}} - Q_{с.д}$, хто підбурює впливом - $Q_{\text{а.д}}$, а регулюючим впливом - напруга збудження синхронного двигуна, від якого залежить величина реактивної потужності $Q_{с.д}$.

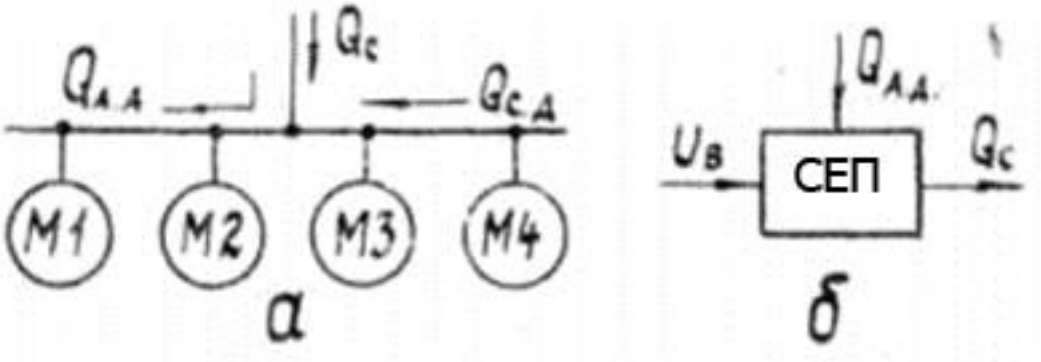


Рис. 1.2 Вузол навантаження систем електропостачання. Адаптовано з роботи [12]

У загальному випадку ОК на функціональній схемі зображується прямокутником (рис. 1.3) з вхідними керуючими $X_{ВХ1}, X_{ВХ2}, \ldots, X_{ВХ.n}$; збурюючими $X_{В1}, X_{В2}, \ldots, X_{В.n}$ впливами і виходять з нього регульованими змінними $X_{ВИХ1}, X_{ВИХ2}, \ldots, X_{ВИХ.n}$.

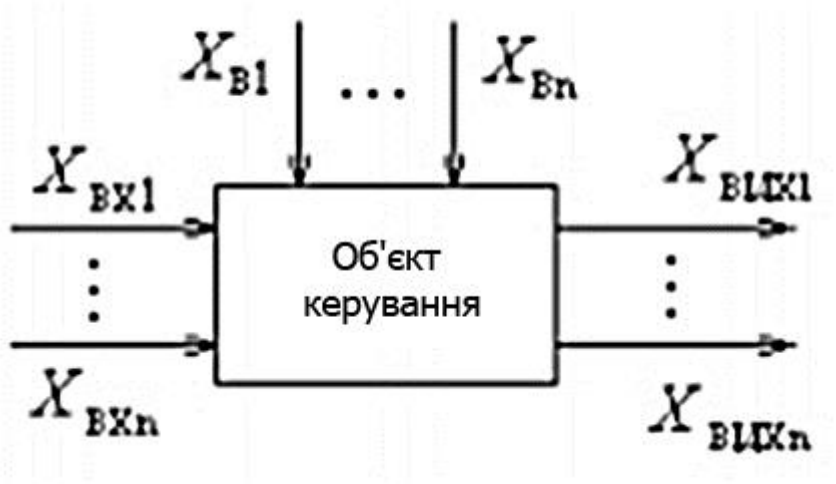


Рис. 1.3 Функціональна схема ОК. Адаптовано з роботи [12]

При ручному і напівавтоматичному керуванні необхідну зміну регулюючих впливів на ОК створюється за участю людини. У разі автоматичного керування формування регулюючих впливів на об'єкт здійснюється за допомогою автоматичного керуючого пристрою (регулятора), яке спільно з ОК утворює систему автоматичного керування (САК).

Залежно від необхідного характеру зміни в часі регульованої величини $X_{вих}$ САК ділять на системи стабілізації, програмного керування і стежать.

Системи стабілізації призначені для підтримки постійного значення регульованої величини. Задає вплив в таких системах $X_{зд} = const$. Часто потрібно, наприклад, забезпечити стабілізацію швидкості обертання двигуна, напруги і частоти синхронного генератора та ін. Системи стабілізації називають також системами автоматичного регулювання.

Системи програмного керування призначені для зміни керованої величини по заздалегідь відомому закону (програмі). За допомогою таких систем може, наприклад, здійснюватися програмна зміна реактивної потужності синхронного двигуна або конденсаторних батарей в залежності від часу доби, рух по певній траєкторії різального інструменту металообробного верстата і ін.

У контролюючих системах задає вплив, яке надходить на систему, змінюється по заздалегідь невідомому закону. Така система так само, як і система програмного керування, повинна забезпечити дотримання (контроль) вихідний, керованої змінної за заданою дією, так щоб підтримувалося рівність $X_{вих} = X_{зд}$. Прикладом системи, що стежить може служити САК, за допомогою якої вісь антени радіолокаційної станції супроводжує мета, рухається по заздалегідь невідомому закону, і ін.

Крім розглянутого розподілу САК додатково класифікуються за такими основними ознаками:

1) по виду рівнянь, що описують процеси керування, - на лінійні і нелінійні;

2) за характером переданих сигналів - на безперервні і дискретні (імпульсні і цифрові);

3) за характером процесів керування - на детерміновані, в яких елементи взаємодіють точно передбачуваним чином, і ймовірні, які мають випадкові параметри або містять випадкові процеси.

При проектуванні САК в залежності від пропонованих технічних вимог використовують різні принципи (методи) керування. Основні з них - керування по розімкненому циклу, керування по розімкненому циклу зі зв'язком по збурення (або просто керування по збуренню), керування по відхиленню, комбіноване керування.

1.3. Методи контролю складних систем

Нещодавно відбувся пожвавлення в області машинного інтелекту та автономії завдяки впровадженню нових топологій, навчальних алгоритмів та методів реалізації. Потенційні переваги інтелектуальних систем, таких як паралельна розподілена обробка, високі обчислювальна швидкість, стійкість до відмов та адаптивність спровокували дослідників з різних областей шукати рішення своїх складних проблем. Автономія - це здатність, яка дозволяє певній дії системи бути автоматичною або, в запрограмованих межах, “самокерованою”,

тоді як в автоматизація систем функціонує без участі / незначного залучення оператора для чітко визначених завдань, які мають заздалегідь визначену відповідь . Децентралізація, невизначеність та складність - це кілька питань, які неможливо вирішити класичними методами автоматичного керування. Потужність адаптації та машинного інтелекту є основою автономної технології, яка забезпечує ефективність робочої сили, швидке реагування у суворих умовах та можливості, що виходять за межі людини та в різних сферах діяльності.

Існує потреба інтегрувати когнітивні моделі людини для вдосконалення циклів зворотного зв’язку, оптимізації прозорості та вдосконалення моделей прийняття даних. Крім того, мережі автономних складних систем повинні мати захищені протоколи зв'язку, тоді як їх оператори розширюють спільне сприйняття та вирішення проблем між різними агентами та покращують керівництво та контроль. Складні системи складаються з співпрацюючих / не співпрацюючих людей та засобів і їх взаємодія та структура групових протоколів зв'язку можуть дати несподівану поведінку. Кіберфізичним системам приділяється велика увага завдяки їх потенційному застосуванню в різних системах, таких як біологічні моделі (наприклад, інфекційні хвороби) та соціальні мережі, системи взаємодії людина-робот, інтернет, транспортні системи, кібербезпека (наприклад, поширення шкідливого програмного забезпечення), безпілотні літальні / підводні апарати, сенсорні мережі, електромережі та мобільна робототехніка. Ці системи великі, складні, динамічні та вкрай нелінійні у своїй глобальній поведінці.

Допомога машинного інтелекту призведе до розвитку технологій, що забезпечують роботу системи та можливості самозахисту в непередбачуваних та динамічних середовищах.

Оптимальне керування. Оптимальне керування стало однією з фундаментальних філософій проектування сучасних систем керування. Оптимальні політики керування задовольняють задану продуктивність системи, мінімізуючи структурований індекс витрат, який описує баланс між бажаною продуктивністю та доступними ресурсами керування. З математичної точки зору розв'язок задачі оптимального керування базується на розв'язанні основного

рівняння Гамільтона-Якобі-Беллмана. До недавнього часу через нерозв'язність цього нелінійного диференціального рівняння для систем безперервного часу, які становлять об'єкт були доступні лише певні рішення (наприклад, для випадку Гамільтон-Якобі-Беллман стає рівняння Рікаті).

Алгоритми оптимального проектування керування з використанням рівняння Ріккаті добре відомі. Хороші алгоритми проектування лінійно-квадратичного регулятора (LQR) доступні в MATLAB Control System Toolbox та інших місцях. Структура та процедура проектування LQR наведена на рис. 1.4 для система з мінімізованою продуктивністю,

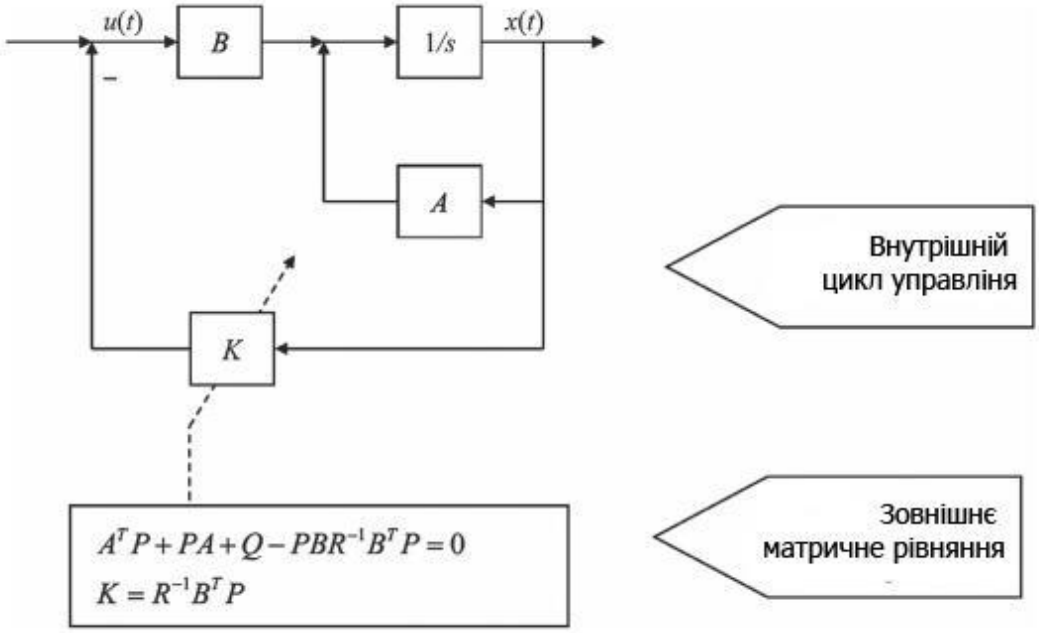


Рис. 1.4 Лінійний квадратичний регулятор. Адаптовано з роботи [14]

Заданою як

$$J_{LQR} = \frac{1}{2}\int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u)dt \quad (1.6)$$

де визначеними користувачем матрицями є $Q \geq 0$ і $R > 0$, відповідних розмірів.

Залежно від способу вибору цих конструктивних параметрів, система замкнутого циклу буде мати різну реакцію. Вибір Q як означає, що, щоб J_{LQR} залишався малим, стан $x(t)$ повинен бути меншим. З іншого боку, вибір R означає, що вхід керування $u(t)$ повинен бути меншим, щоб J_{LQR} залишався малим. Це означає, що більші значення Q, в результаті полюси матриці замкнутого циклу залишаються далі в площині частотної області, тому стан швидше прямує до нуля. З іншого боку, більший R означає, що застосовується менше контрольних зусиль, тому полюси зазвичай рухаються повільніше, що призводить до більших значень стану $x(t)$. Що стосується власних значень, то власні значення Q повинні бути невід'ємними, значення R повинні бути позитивними. Якщо обидві матриці обрані діагональними, це означає, що всі записи R повинні бути позитивними, тоді як Q-позиції повинні бути позитивними, можливо, з деякими нулями на його діагоналі. R є оборотним. Оскільки установка є лінійною, а показник продуктивності квадратичним, проблема визначення регулятора зворотного зв'язку із змінним станом для мінімізації J_{LQR} називається проблемою LQR. Слово регулятор позначає той факт, що функція цього зворотного зв'язку полягає в регулюванні станів до нуля. Це на відміну від проблем з відстежувачем, де мета полягає в тому, щоб вихідні дані виконували встановлену (як правило, ненульову) контрольну команду.

Щоб знайти оптимальний контроль зворотного зв'язку K, діють наступним чином. Припускають, існує така постійна матриця P і $u = -Kx$, що

$$\frac{d}{dt}(x^T P x) = -x^T(Q + K^T R K)x \tag{1.7}$$

Потім підставивши це в рівняння (2) дає

$$J_{LQR} = -\frac{1}{2}\int_0^\infty \frac{d}{dt}(x^T P x)dt = \frac{1}{2}x^T(0)Px(0), \tag{1.8}$$

де припустили, що замкнута система є стабільною, так що $x(t)$ переходить до нуля, оскільки час t переходить у нескінченність. Рівняння (1.8) означає, що J

зараз не залежить від K. Це константа, яка залежить лише від допоміжної матриці P та початкових умов.

Тепер можливо знайти K, щоб припущення (1.7) справді виконувалось. Для цього диференціюємо рівняння (1.7) і після використання рівняння (1.6) з $u = -Kx$, рівняння (1.7) стає :

$$x^T[(A - BK)^T P + P(A - BK) + Q + K^T RK]x = 0.$$

Це рівняння має виконуватися для кожного $x(t)$. Тому доданок у дужках повинен однаково дорівнювати нулю. Таким чином, продовжуючи, бачимо це :

$$(A - BK)^T P + P(A - BK) + Q + K^T RK = 0.$$

Це матричне квадратне рівняння. Як і в скалярному випадку, можна заповнити квадрати, хоча ця процедура дещо складна для матриць. Припустимо, що $K = R^{-1}B^T P$, тоді маємо,

$$(A - BR^{-1}B^T P)^T P + P(A - BR^{-1}B^T P) + Q + (R^{-1}B^T P)^T R(R^{-1}B^T P) = 0 \quad (5)$$

Цей результат надзвичайно важливий у сучасній теорії керування. Рівняння (5) відоме як алгебраїчне рівняння Ріккаті. Він названий на честь італійця Ріккаті, який жив у 19 столітті і використовував подібне рівняння при вивченні теплового потоку. Це квадратичне рівняння матриці, яке можна розв’язати для допоміжної матриці P, заданої (A, B, Q, R). Тоді оптимальний коефіцієнт підсилення K задається $K = R^{-1}B^T P$. Мінімальне значення індексу продуктивності, отриманого з цим коефіцієнтом посилення, дається $\frac{1}{2}x^T(0)Px(0)$, яке залежить лише від початкового стану. Це означає, що K може бути обчислена з початкових умов до того, як контроль буде застосовано до системи.

LQR має багато хороших властивостей, але й обмеження:

• Це вимагає повного зворотного зв'язку з усіма станів. Їх важко виміряти.

• Його функція - регулювання - тобто гарантування стабільності (тобто регулювання всіх станів до нуля).

• Він не має структури. Всі входи є лінійними комбінаціями всіх станів.

• Він спирається на методи офлайн-проектування, які вимагають повного знання динаміки систем. Однак пошук динамічної моделі вимагає великих зусиль у методах ідентифікації системи. Крім того, системні моделі, як правило, не зовсім точні

• Він мінімізує лише квадратичні показники продуктивності (наприклад, енергії). Що можна сказати про мінімальне паливо, мінімальний час тощо?

• Це процедура проектування, тому вона не дозволяє змінювати вимоги до індексу продуктивності системи в режимі реального часу.

Адаптивне керування. Історія адаптивного контролю розпочалася на початку 1950-х років. З плином років було опубліковано багато статей та книг. Ці дослідницькі заходи запропонували рішення для основних проблем та для ширших класів систем. Особливо інтерес до нелінійного адаптивного керування почався в 80-ті роки. Адаптивне керування - це потужний інструмент, який займається моделюванням невизначеностей у нелінійних (та лінійних) системах шляхом налаштування параметрів. Властивості глобальної стабільності еталонних адаптивних систем моделей гарантуються за “припущення про відповідність”, що порядок моделей не нижче, ніж у невідомої установки. Це обмежувальне припущення. Отже, важливо визначити властивості стійкості та стійкості адаптивних схем щодо помилок моделювання.

Щоб побачити, як працює адаптивне керування, визначили помилку керування $r(t)$ з динамікою, заданою

$$\dot{r} = f(x) - \tau,$$

де τ - вхід керування, а $f(x)$ - деяка невідома нелінійність.

Тепер припускаємо, що $f(x)$, як відомо, має структуру

$$f(x) = W^T \phi(x),$$

де W - невідомий параметр, а $\phi(x)$ - відомий набір базисів або вектор регресії. Ця структура є лінійною за параметром W. Також матриця регресії $\phi(x)$ залежить від системи та змін для різних систем.

Замкнута система:

$$\dot{r} = W^T \phi(x) - \tau = W^T \phi(x) - \widehat{W}^T \phi(x) - K_v r := \widetilde{W}^T \phi(x) - K_v r,$$

де $\widetilde{W} := W - \widehat{W}(t)$.

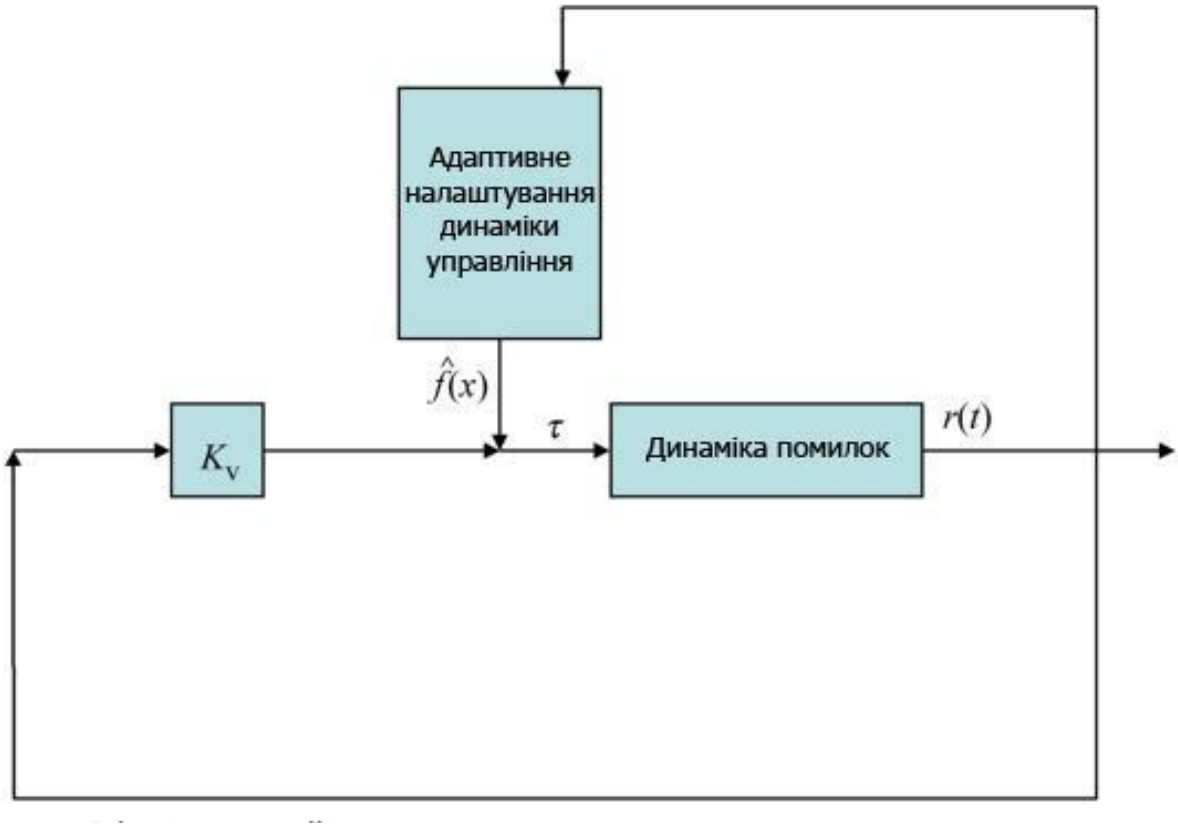


Рис. 1.5 Адаптивний контролер. Адаптовано з роботи [14]

Оцінка параметрів буде оновлена за допомогою :

$$\dot{\widehat{W}} = F \phi(x) r^T,$$

де коефіцієнт підсилення $F > 0$ - будь-яка позитивно визначена симетрична матриця. Це внутрішня динаміка адаптивного контролера. Стан адаптивного контролера задається оцінками параметрів. За допомогою адаптивного контролера система із замкнутим циклом є асимптотично стабільною (точка рівноваги системи лежить у початку координат), тобто похибка керування $r(t)$ дорівнює нулю. Якщо виконується додаткова стійкість умови збудження, оцінки параметрів збігаються до фактично невідомих параметрів. Типова поведінка адаптивних контролерів полягає в тому, щоб гарантувати, що помилки збігаються з нулем. Це передбачає, що параметризація $f(x) = W^T \phi(x)$ точно виконується, і що в системі немає порушень.

Надійний контроль. Надійний контроль явно має справу з невизначеністю у своєму підході до проектування контролера. Контролери, розроблені надійними методами керування, як правило, здатні впоратися з невеликими відмінностями між справжньою системою та номінальною моделлю, яка використовується для проектування. Ранні методи Боде та інших були досить надійними. Приклади сучасних надійних методів керування включають форму H-нескінченності контуру розроблений McFarlane та Glover [13]. Надійні методи спрямовані на досягнення надійної продуктивності та / або стабільності за наявності невеликого моделювання помилок.

Щоб побачити, як працює надійний контроль, ми визначимо так само, як і в адаптивній техніці керування, помилку керування $r(t)$. Звідси динаміка задається $\dot{r} = f(x) - \tau$. Оцінити $\hat{f}(x)$ для невідомого $f(x)$, і що похибка оцінки $\tilde{f} := f(x) - \hat{f}(x)$ обмежена як $\|\tilde{f}(x)\| \leq F(x)$, з $F(x)$ відома функція верхньої межі, можливо, нелінійна. Надійний контроль передбачає, що є менше інформації, ніж з адаптивним контролером, якому потрібна лінійність в структурі параметрів $f(x) = W^T \phi(x)$, з W невідомий вектор параметрів і $\Phi(x)$ відомий базисний набір або вектор регресії. Схема надійного керування показана на рис. 1.6.

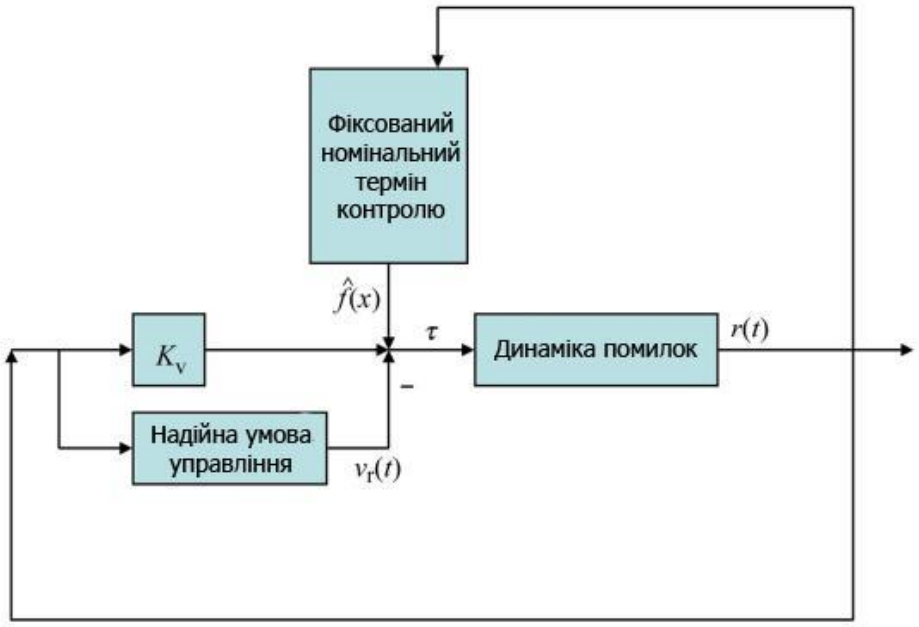


Рис. 1.6 Надійний контролер. Адаптовано з роботи [14]

Для надійного керування нам потрібно вибрати контролер

$$\tau = \hat{f}(x) + K_v r - v_r$$

де v_r - надійний термін керування, заданий,

$$v_r = \{-r\frac{F(x)}{\|r\|}, \quad \|r\| \geq \epsilon, -r\frac{F(x)}{\epsilon}, \quad \|r\| < \epsilon,$$

де $\epsilon \in R^+$- невеликий конструктивний параметр. Тоді динаміка замкненого циклу стає

$$\dot{r} = f(x) - \tau = f(x) - \left(\hat{f}(x) + K_v r - v_r\right) := \tilde{F}(x) - K_v r + v_r.$$

Цей надійний контролер легше реалізувати, ніж адаптивний контролер, оскільки він не має жодної динаміки. Поки продуктивність вищезазначеного надійного контролера, система замкненого циклу обмежена стабільною з r, обмеженою величиною близько. Помилка не дорівнює нулю, але насправді залишається невеликою.

Інтелектуальне керування. Інтелектуальне керування, в якій алгоритми керування розробляються шляхом емуляції певних характеристик біологічних систем, підсилюється недавніми досягненнями в обчислювальній технології і постає як технологія, яка може відкрити шлях для значного технологічного прогресу.

Характеристики включають адаптацію та навчання, планування в умовах великої невизначеності та боротьбу з великими обсягами даних. Сьогодні область інтелектуального керування, як правило, охоплює все, що не характеризується як звичайне керування; однак воно зміщує межі, і те, що сьогодні називають «інтелектуальним керуванням», завтра, мабуть, буде називатися «керуванням».

Інтелектуальне керування [15] використовує різні обчислювальні підходи штучного інтелекту, такі як нейронні мережі, баєсівська ймовірність, нечітка логіка, машинне навчання та системи самоорганізації: нейронні мережі та нечіткі логічні системи для керування зворотним зв’язком; дискретні системи подій, теорія Демпстера Шафера, мережі Петрі та системи нагляду за прийняттям рішень, еволюційні обчислення та генетичні алгоритми керування динамічною системою.

Інтелектуальне керування також може бути використано в інтелектуальному моніторингу машин та в ремонті в вдосконаленій обробці датчиків, включаючи фільтрацію Калмана та синтез датчиків. Інтелектуальна структура керування, яка використовує навчання з підкріплення, і особливо структура, показана на рис. 1.7

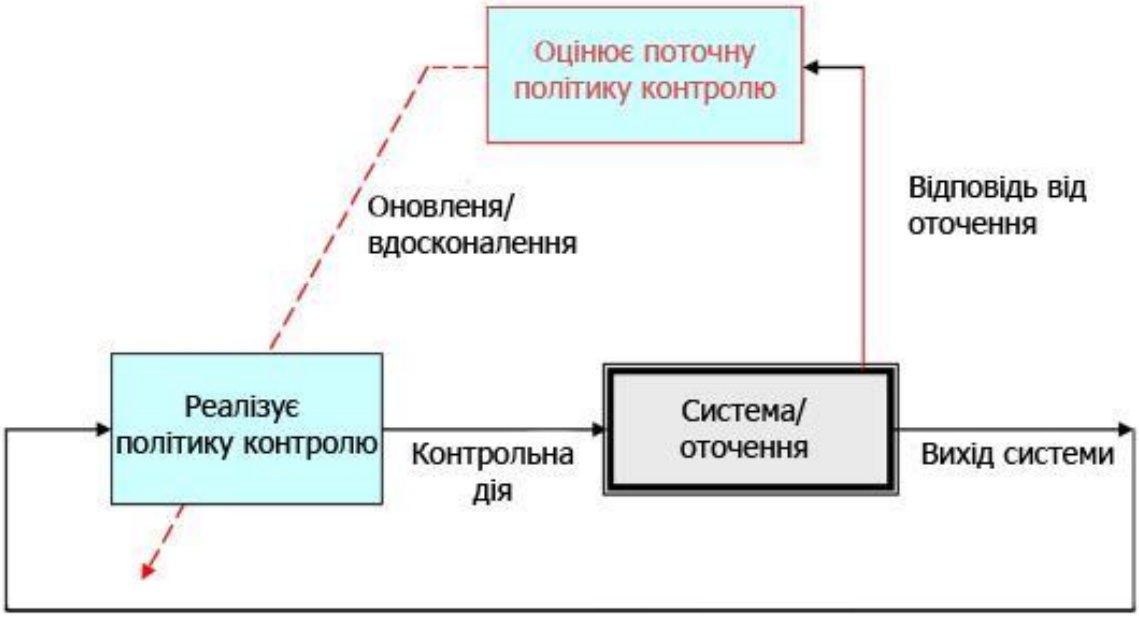


Рис. 1.7 Структура для адаптивного оптимального керування в режимі онлайн. Адаптовано з роботи [14]

*Кооперативний та розподілений контроль***.** В останні роки зростає потреба в передових методах керування та оптимізації складних великомасштабних динамічних систем. На щастя, поряд зі збільшенням складності спостерігаються значні технологічні досягнення в галузі комунікаційних мереж та вбудованих комп'ютерних технологій. Отже, природним підходом до керування такими складними системами є розподіл обчислювального навантаження між різними агентами, які за допомогою відповідної комунікації взаємодіють досягнення загальносистемних цілей. Синхронізація всіх агентів, що взаємодіють через мережу, з поведінкою лідера є основною темою консенсусу та розподілених алгоритмів керування [15] ще з часів роботи Ціцікліса [15].

Ефективний контроль пропускної здатності. Спільні цілі щодо перевантажень та енергозбереження вимагають суворого рішення щодо передачі всієї інформації через мережу. З цієї причини потрібно розробити ефективні контролери "пропускної здатності", які можуть функціонувати в середовищах, керованих подіями, та оновлювати їх значення лише за потреби. Розроблена

політика ефективного використання смуги пропускання - це нещодавно розроблена структура, яка потенційно може підвищити продуктивність програм, що мають обмежені ресурси та пропускну здатність, і пропонує нову точку зору щодо традиційних стратегій, керованих часом,

Рис. 1.8 Контролер, ініційований подією. Адаптовано з роботи [9]

щодо того, як можна відібрати інформацію для цілей контролю . Алгоритми керування пропускною здатністю [15-21] складаються з контролера зворотного зв'язку, оновленого на основі вибірки стану, та механізму спрацьовування подій, який визначає, коли контролер повинен передаватися з точки зору стабільності та продуктивності. Це може значно зменшити обчислювальні та комунікаційні ресурси (рис. 1.8).

РОЗДІЛ 2. КОМП'ЮТЕРНИЙ АНАЛІЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ І СИНТЕЗ КОРИГУЮЧОГО ПРИСТРОЮ

В даному розділі представлено комп’ютерне моделювання при розробці коригуючих засобів для системи автоматичного регулювання (САР) швидкості електроприводу.

Система регулювання швидкості електроприводу постійного струму.

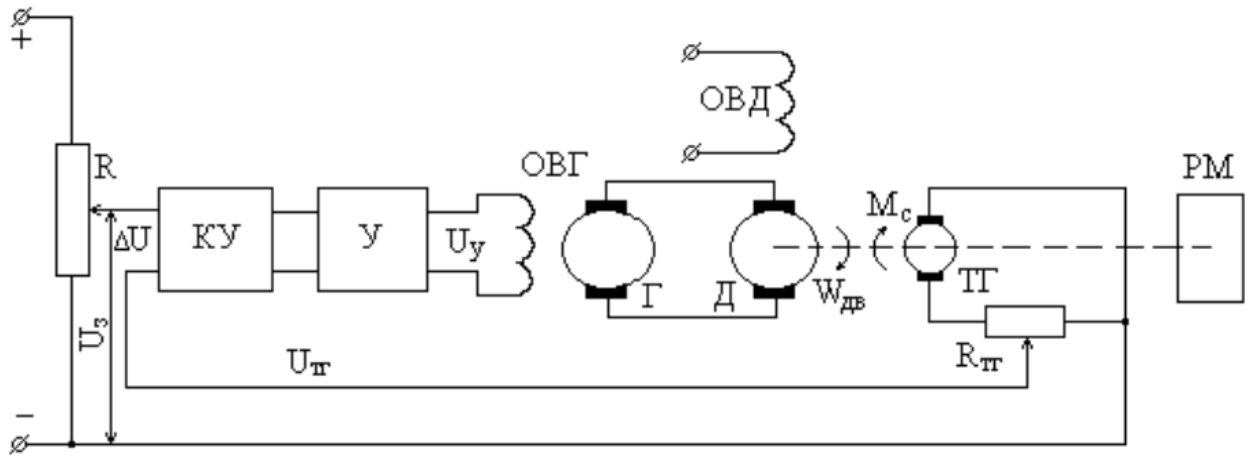


Рис. 2.1. Принципова схема системи автоматичного регулювання швидкістю електроприводу (ЕП). *На схемі:* R - потенціометр; У - електронний підсилювач; Д - двигун; Г - генератор; ТГ -тахогенератор; РМ - робочий механізм; $\omega_{дв}$ - кутова швидкість двигуна;

Математичні описи системи. Рівняння елементів системи:

- *Рівняння замикання системи* $-\Delta U = U_з - U_д$
- *Підсилювач* $-T_у \cdot dU_у/dt + U_у = К_у,$
- *Двигун* $-Т_{дв} \cdot d\omega_{дв}/dt + \omega_{дв} = К_{дв} \cdot U_г - М_с \cdot К_м$
- *Генератор* $- T_г \cdot dU_г/dt + U_г = К_г \cdot U_у$
- *Тахогенератор* $- U_{тг} = К_{тг} \cdot \omega_{дв}$

Таблиця 2.1

Початкові дані системи

$К_{тг}$ В·хв/об	$К_у$	$T_у$, с	$К_г$	$T_г$, с	$К_{дв}$, об/хв· Н· м	$Т_{дв}$, с	$К_м$, об/хв·Н·м	$М_с$, Н·м
0.08	10	0.01	1.5	0.2	10.0	0.5	0.5	0.4

Вводимо початкові дані системи для обчислень в пакет MathCAD:

$$ku := 8.0 \;\; kg := 1.5 \;\; kd := 10.0 \;\; ktg := 0.08 \;\; Tu := 0.01 \;\; Tg := 0.2 \;\; Td := 0.5$$

По диференційним рівнянням, що описують динаміку окремих ланок і користуючись правилами складання і перетворення структурних схем визначаємо передавальні функції ланок і всієї системи.

$$Wu(p) := \frac{ku}{(Tu \cdot p + 1)} \rightarrow \frac{8.0}{(0.01 \cdot p + 1)}$$
$$Wg(p) := \frac{kg}{(Tg \cdot p + 1)} \rightarrow \frac{1.5}{(0.2 \cdot p + 1)}$$
$$Wd(p) := \frac{kd}{(Td \cdot p + 1)} \rightarrow \frac{10.0}{(0.5 \cdot p + 1)}$$

Приймемо орієнтовну передавальну функція послідовного коригуючого пристарою:

$$Wcd(p) := \frac{Tg \cdot p + 1}{(Tu \cdot p + 1)} \rightarrow \frac{(0.2 \cdot p + 1)}{(0.01 \cdot p + 1)}$$

2.1. Передавальна функція розімкнутої системи

Система без пристрою коригування:

$$k := ku \cdot kg \cdot kd \rightarrow 120.000$$
$$Wr(p) := \frac{k}{(Tu \cdot p + 1) \cdot (Tg \cdot p + 1) \cdot (Td \cdot p + 1)}$$
$$\rightarrow \frac{120.000}{(0.01 \cdot p + 1) \cdot (0.2 \cdot p + 1) \cdot (0.5 \cdot p + 1)}$$

Система с пристроєм коригування $W_{cd}(p)$:

$$Wrc(p) := Wr(p) \cdot Wcd(p) \rightarrow \frac{120.000}{[(0.01 \cdot p + 1)^2 \cdot (0.5 \cdot p + 1)]}$$

2.2. Передавальна функція замкнутої системи

Визначаємо логарифмічні амплітудно-фазо-частотні характеристики і будуємо їх графіки.

Амплітудно-частотна характеристика :

$$Wr(p) := \frac{k}{(Tu \cdot p + 1) \cdot (Tg \cdot p + 1) \cdot (Td \cdot p + 1)} \qquad A(p) := |Wr(p)|$$

$$Wrc(p) := \frac{k}{(Tu \cdot p + 1) \cdot (Tg \cdot p + 1) \cdot (Td \cdot p + 1)}$$

Логарифмічні АЧ характеристики:

$$L(p) := 20 \cdot log\ log\ (A(p))$$

$$L(\omega) := 20 \cdot log\ log\ (ku \cdot kg \cdot kd \cdot ktg) - 20 \cdot log\ log \left[\sqrt{(Tu \cdot \omega)^2 + 1}\right] - 2 \cdot log\ log \left[\sqrt{(Tg \cdot \omega)^2 + 1}\right] - 20 \cdot log\ log \left[\sqrt{(Td \cdot \omega)^2 + 1}\right]$$

$$Lu(\omega) := \left[20 \cdot log\ log\ (ku) - 20 \cdot log\ log \left[\sqrt{(0.02 \cdot \omega)^2 + 1}\right]\right]$$

$$Lg(\omega) := \left[20 \cdot log\ log\ (kg) - 20 \cdot log\ log \left[\sqrt{(0.1 \cdot \omega)^2 + 1}\right]\right]$$

$$Ld(\omega) := \left[20 \cdot log\ log\ (kd) - 20 \cdot log\ log \left[\sqrt{(0.6 \cdot \omega)^2 + 1}\right]\right]$$

$$Ltg(\omega) := 20 \cdot log\ log\ (ktg)$$

$$L(\omega) := Lu(\omega) + Lg(\omega) + Ld(\omega) + Ltg(\omega)$$

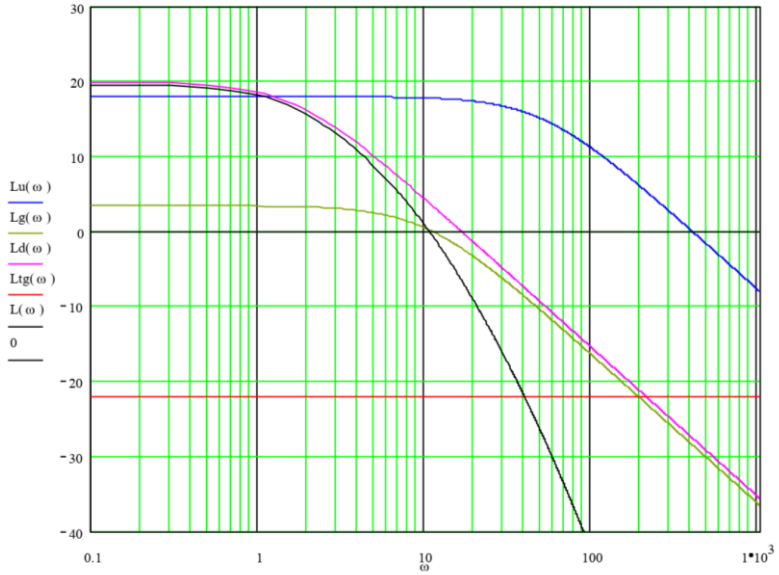


Рис. 2.2. Логарифмічні АЧ характеристики

Фазочастотні характеристики ланок і всієї системи:

$$\phi u(\omega) := -(Tu \cdot \omega)$$
$$\phi g(\omega) := -(Tg \cdot \omega)$$
$$\phi d(\omega) := -(Td \cdot \omega)$$
$$\phi(\omega) := (\phi u(\omega) + \phi g(\omega) + \phi d(\omega))$$

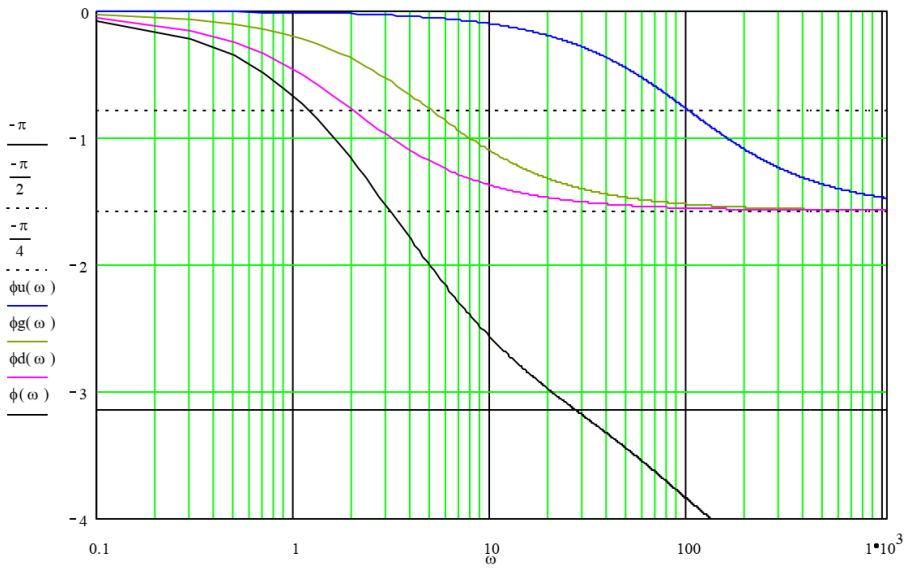


Рис. 2.3. Фазочастотні характеристики ланок і всієї системи

Перехідні характеристики САР ЕП нескоригованої (червона діаграма) і з коригуючим пристроєм (синя діаграма)

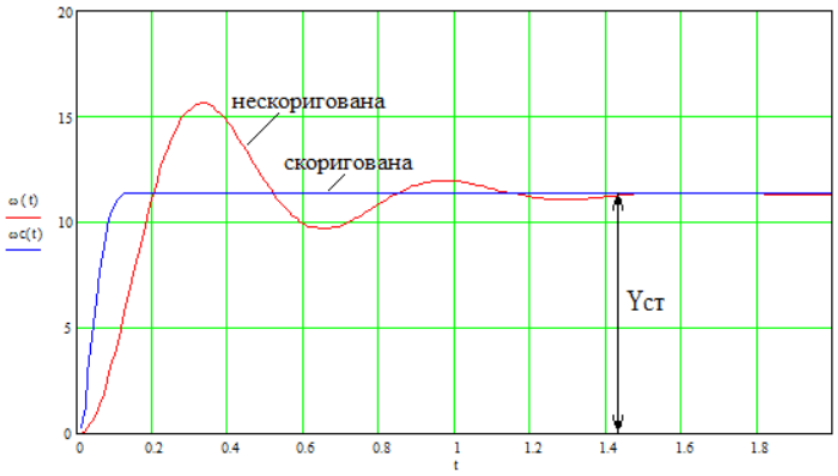
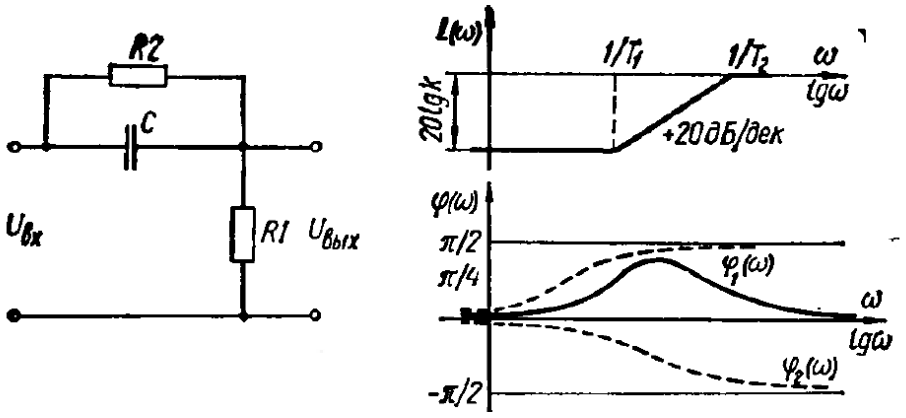


Рис. 2.4. Перехідні характеристики САР ЕП нескоригованої (червона діаграма) і з коригуючим пристроєм (синя діаграма)



а б

Рис. 2.5. Диференціальний коригуючий ланцюг [2]

Якщо на виході коригуючого елемента крім похідною від вхідного сигналу, необхідно мати складову, пропорційну самому вхідному сигналу, застосовують елемент, показаний на рис. 2.5, а. Передавальна функція такого ланцюга

$$W(p) = k\frac{\mathrm{T}_1 p + 1}{\mathrm{T}_2 p + 1}$$

де, $\mathrm{T}_1 = R_2 C$ - постійна часу ланцюга по похідній; $k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ - коефіцієнт підсилення ланцюга; $\mathrm{T}_2 = k\mathrm{T}_1$ - постійна часу запізнення. Так як, $k < 1$, то $\mathrm{T}_2 < \mathrm{T}_1$

Логарифмічні частотні характеристики диференціює коригуючої ланцюга наведені на рис. 2.5, б. З характеру ЛАЧХ слід, що диференціювання сигналу відбувається в діапазоні частот $\frac{1}{T_1} \leq \omega \leq \frac{1}{T_2} = \frac{1}{kT_1}$.

У смузі частот $\omega \geq \frac{1}{T_2}$ розглянутий контур втрачає свої диференційні властивості, так як на цих частотах конденсатор С собою нехтує малий опір і можна вважати, що вхідний сигнал повністю прикладається до опору резистора R_2.

Для збільшення діапазону частот, в якому відбувається диференціювання сигналу, близьке до ідеального, необхідно зменшити значення коефіцієнта k. Однак, чим менше значення коефіцієнта посилення ланцюга, тим більшою мірою послаблюється сигнал на низьких частотах (рис. 2.5, б).

З іншого боку, щоб отримати великі значення максимального фазового випередження ланцюга

$$\varphi_{max}(\omega) = arctgT_1\omega - arctgT_2\omega = \varphi_1(\omega) - \varphi_2(\omega),$$

необхідно вибирати постійні T_1 і T_2, як можна більше відрізняються один від одного. Відмінність між цими постійними збільшується зі зменшенням коефіцієнта k [2].

Таким чином, параметри коригуючої ланцюга повинні вибиратися компромісно, виходячи з суперечливих вимог. Тому, якщо загальний коефіцієнт передачі системи має задане значення, то ослаблення сигналу керування, внесене пасивним коригуючих елементом через малість його коефіцієнта посилення повинно бути скомпенсовано збільшенням коефіцієнта посилення будь-якого іншого елемента системи, або застосуванням активних коригувальних елементів.

РОЗДІЛ 3. МЕТОД БАГАТОКООРДИНАТНОГО КЕРУВАННЯ СКЛАДНИМИ СИСТЕМАМИ

Розглянутий вище класичний метод синтезу коригувального пристрою на підставі частотних характеристик системи, дозволяє визначити параметри і структуру коригуючого пристрою на підставі заданих проектом вимог швидкодії, допустиме перерегулювання, коефіцієнта демпфірування і інших показників. Цим методом користуються проектувальники керування складними системами. Однак при проектуванні деяких сучасних систем, зокрема, швидкодіючих і високоточних, він не завжди може бути ефективним для вирішення задачі оптимізації системи по динамічності [21-25]. У процесі руху будь-якої системи її параметри, в т.ч. і частотні, змінюються і при цьому ефективно контролюватися можуть не всі з них. Крім того, при роботі систем можуть мати місце і критичні (аварійні) режими, що істотно відрізняються від робочих.

У складних і масивних системах оптимізацію керування здійснюють по основній частоті власних коливань і при лінійних керуючих впливах в часі, кратному періоду коливань системи перехідні процеси матимуть монотонний характер [11]. Розглянуто пружну систему з масою, представлену на рисунку 3.1, на яку діє зовнішня сила, викликаючи переміщення маси. Згідно з другим законом Ньютона з урахуванням динамічних властивостей рівняння руху механічної системи:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} = F(t) - c_{df}\frac{dx}{dt} - c_k x, \qquad (3.1)$$

де m, c_k, c_{df}, s – відповідно, маса, коефіцієнти жорсткості пружної частини і опору (тертя), оператор диференціювання, $F, x, x1, T, t$ – зусилля впливу, переміщення, реакція системи на короткий імпульс зусилля, період, час.

Застосувавши перетворення Лапласа-Карсона, використовуючи відповідність операції диференціювання $s \to \frac{d}{dt}$ перейдемо до операторної форми:

$$[ms^2 + c_{df}s + c_k]X(s) = F(s) \tag{3.2}$$

Отримане рівняння представимо у вигляді передавальної функції системи, ставленням операторних зображень вихідної змінної до вхідних при нульових початкових умовах і представимо передатну функцію в зручному для моделювання вигляді

$$W(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{c_k^{-1}}{mc_k^{-1}s^2 + c_{df}c_k^{-1}s + 1} = \frac{c_k^{-1}}{T_1T_2s^2 + T_2s + 1}, \tag{3.3}$$

де $T_1T_2 = mc_k^{-1}$, $T_2 = c_{df}c_k^{-1}$, $T_1 = mc_{df}^{-1}$

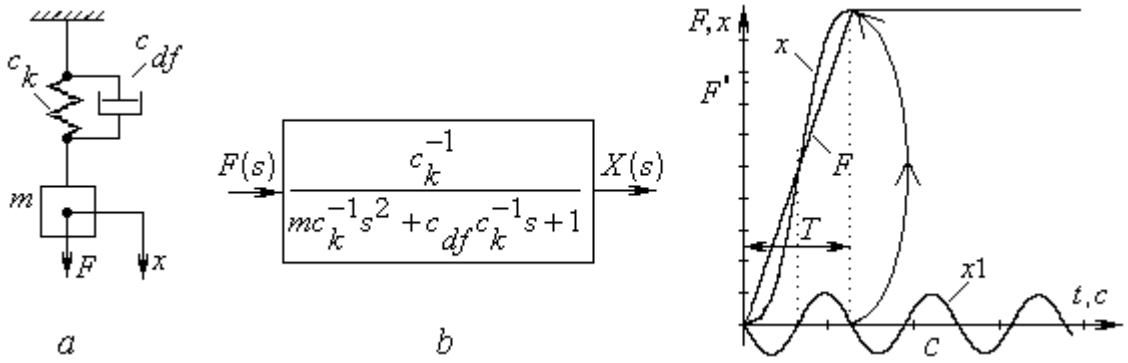


Рис. 3.1 – Система з пружними властивостями (a), її математична модель - передавальна функція (b) і перехідні функції при дельта (короткому) імпульсі впливу F^I і лінійно змінюється впливі *F* протягом періоду коливань (*c*).

При керуючого дії на систему за лінійним законом за час, кратне періоду власних коливань, перехідний процес буде мати монотонний характер, як це показано на рисунку 3.1. Позначено, m, c_k, c_{df}, s – маса, коефіцієнти жорсткості і

опору, оператор диференціювання; F, x – сила, переміщення, $x1$ – реакція системи на короткий дельта імпульс зусилля F', T, t – період, час.

Недолік такого способу очевидний, це область застосування, обмежена системами з швидкодією, порівнянним періоду власних коливань і необхідність постійного контролю часу періоду, наприклад, для критичних за часом режимів [15-17]. Ефективніше демпфірування забезпечується застосуванням ПІ і ПІД-регуляторів [26-28] для корекції амплітудно-частотних властивостей і смуги пропускання системи. При цьому забезпечується раціональний перерозподіл нулів і полюсів передавальної функції системи, що компенсує інерційність системи.

Ідея методу полягає у впливі на керовану координату руху системи (наприклад, швидкість), а також, на наведені до неї координати її похідних (наприклад, прискорення, ривок). Керуючі впливи при цьому визначаються на підставі частотних параметрів системи і динамічних властивостей приводу.

Оскільки, як зазначено вище, в складних і багато масових системах оптимізацію здійснюють за основною частотою власних коливань, то інший особливістю способу є апроксимація диференціального рівняння системи, складеного на підставі її динамічних параметрів, математичним описом перехідного процесу системи на основній частоті. Будь-затухаючий коливальний процес математично може бути представлений диференціальним рівнянням другого порядку. Така апроксимація, дає можливість замінити первинні динамічні параметри диференціального рівняння (маси, коефіцієнти жорсткості і тертя) вторинними, фізична природа яких може бути описана математично.

З урахуванням прийнятих обмежень динамічних координат і природних зв'язків між діями технічний результат способу полягає в підвищенні швидкодії, енергетичної ефективності, мінімізації динамічних перевантажень. Областю застосування методу є складні динамічні системи вищого порядку інерційності. Наприклад, керування системами з протяжної трансмісією, в тому числі і в критичних режимах, запобіжним гальмуванням ліфтів і підйомників глибоких

шахт, буровими установками, конвеєрами. Спосіб може бути корисний для систем, що описуються детермінованими моделями, наприклад, в медицині, економіці.

Технічні рішення способу можуть бути застосовані для керування і стабілізації швидкодіючими системами високоточного позиціонування, зокрема, автоматичними телевізійними камерами на спортивних змаганнях, направлена антенами, автопілотами [21,22] зі статичними і астатичними системами регулювання (структурно нестійкими з астатизмом 2-го порядку і вище). Для керування сучасними безпілотними високоманевреними транс-, над- і гіперзвуковими літальними апаратами.

Реалізація способу представлена блок-схемою алгоритму послідовності дій, яка приведена на рисунку 3.2. Для досягнення поставленої мети алгоритмом передбачені наступні дії: 1) завдання функції керування і розрахункових параметрів; 2) завдання констант, коефіцієнтів і обмежень $K_c, U_{cm}, U_{1m}, \delta$; 3) обчислення неузгодженості $D(t) = U_c(t) - y(t) - K_o U'_{out}(t)$ між заданою функцією керування і сукупністю змін керованої динамічної координати $y(t)$ і обчисленої в блоці 5 її першої похідної в часі, наведеної до керованої координаті коефіцієнтом, що враховує частотні параметри системи; 4) обчислення параметрів і формування функції-координати другої похідної від керованої координати руху системи з обмеженням її по амплітуді відповідно до динамічними властивостями приводу; 5) обчислення функції-координати першої похідної $U'_{out}(t) = 2\alpha \int U''_{out}(t)dt$ від керованої координати руху системи; 6) обчислення (моделювання) керованої координати руху системи $U_{out}(t) = \dfrac{\omega^2 + \alpha^2}{2\alpha} \int U'_{out}(t)dt$, де $\omega = 2\pi/T$ - частота, T - період власних коливань системи, $\alpha = |\lg(1 - A_1 / y_0)/T|$ - коефіцієнт демпфірування, A_1 / y_0 - відношення негативною амплітуди другого періоду коливань до сталого значення вихідної змінної; 7) обчислення закону впливу на

систему $U_s(t)=U_{out}(t)+U'_{out}(t)+U''_{out}(t)$; 8) контроль керованої координати руху системи $y(t)$.

Блок 8 застосовується при реалізації способу багато координатного керування в замкнутій системі керування, при контролі керованої координати (наприклад, позиціонування) за допомогою датчика, GPS-технологій, квантових акселерометрів і т. п. При розімкнутому керуванні використовується $U_{out}(t)\approx y(t)$, яке моделюється блоком 6.

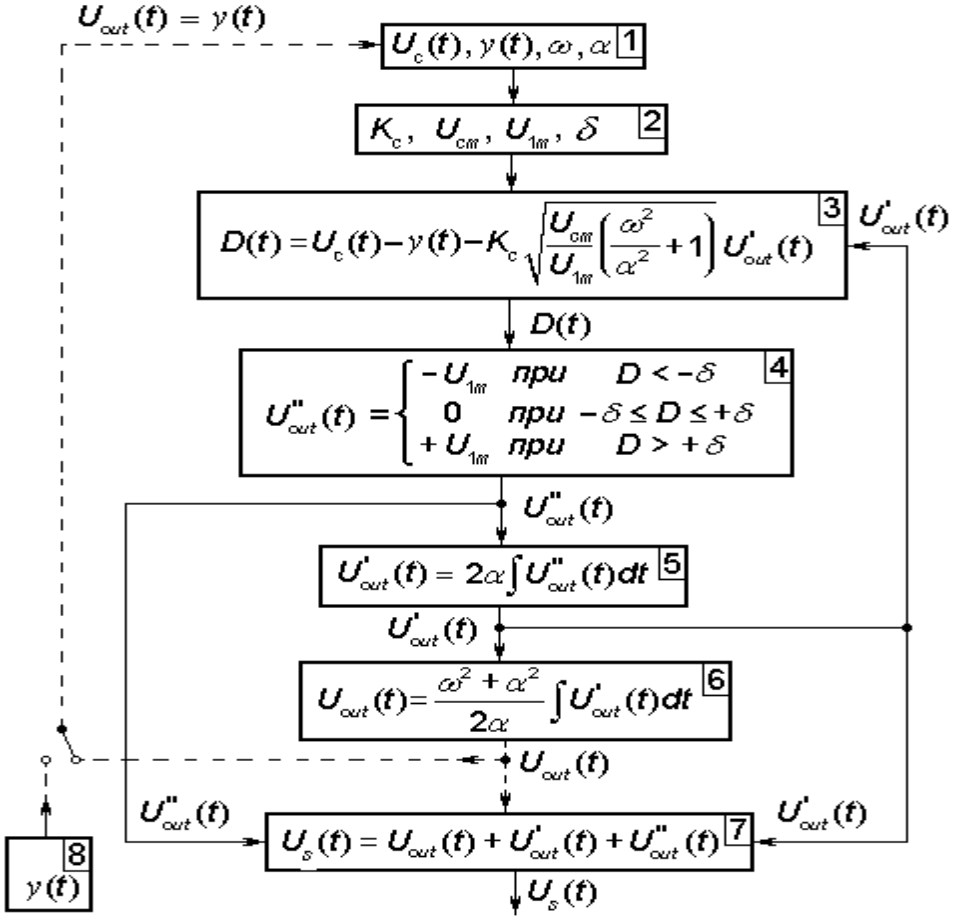


Рис. 3.2 – Блок-схема алгоритму способу багато координатного керування системою зі складною динамікою.

Алгоритмом способу передбачено виконання наступних дій. Відповідно до заданого законом керування $U_c(t)$ обчислюється сигнал інтегрування

$$U''_{out}(t)=\begin{cases}-U_{1m} & при\ D<-\delta\\ 0 \quad при & -\delta\le D\le+\delta\\ +U_{1m} & при\ D>+\delta\end{cases}$$, який визначається шляхом нелінійного посилення з обмеженням по амплітуді функції неузгодженості $D(t)=U_c(t)-y(t)-K_oU'_{out}(t)$ між заданим законом керування і отриманими при інтегруванні функціями: координати руху, яка управляється, і наведеної до неї через коефіцієнт $K_o=K_c\sqrt{\frac{U_{cm}}{U_{1m}}\left(\frac{\omega^2}{\alpha^2}+1\right)}$ першої похідної, де D - результат порівняння миттєвих значень функції неузгодженості $D(t)$, K_c - коефіцієнт пропорційності, U_{cm} - максимальне значення керуючого сигналу, $U_{1m}=\frac{dU_p(t)}{dt}\max$ - величина обмеження по амплітуді сигналу інтегрування максимальним значенням похідною зміни керуючого впливу $U_p(t)$, δ - припустима помилка порівняння.

Функція сигналу другої похідної $U''_{out}(t)$ керуючого впливу на координату руху системи інтегрується двічі. В результаті першого інтегрування обчислюється функція сигналу першої похідної $U'_{out}(t)$, а в результаті другого інтегрування обчислюється функція керуючого впливу на координату руху $U_{out}(t)$. Результуюче керуючий вплив на систему $U_s(t)$ представляє сукупність функцій у вигляді упродовж як мінімум відповідного сигналу, які виходять послідовним інтегруванням.

Отримані при інтегруванні функції враховують динамічні характеристики приводу і власні частотні параметри системи. Коефіцієнти інтегрування визначаються на основі частоти власних коливань системи ω і коефіцієнта демпфірування α, які при необхідності контролюються через сигнали датчиків прискорення, і при перевищенні амплітудою вихідної змінної системи критичного значення $A_{кр}$ уточнюються частота $\omega=2\pi/T$ і коефіцієнт демпфірування

$\alpha = |\lg(1 - A_1 / y_0)/T|$, де T - період коливань, A_1 / y_0 - відношення негативною амплітуди другого періоду коливань до сталому значенню.

Розглянуто реалізацію способу для керування системою другого порядку інерційності, представленої на рисунку 3.1. Застосуємо метод змінних станів [12] на основі фізичних параметрів системи, m, c_k, c_{df} - маси, коефіцієнтів жорсткості і опору представимо диференціальне рівняння системи в операторної запису. В результаті застосування його на комп'ютерній моделі отримаємо перехідну характеристику системи X_1 на ступеневу вхідний вплив F, представлену на малюнку 3.3. Для прийнятих чисельних фізичних параметрів пружної системи отримаємо діаграму згасаючої синусоїдальної функції, яка математично може бути апроксимована виразом

$$X_1(t) \approx X_{appr}(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi) \cdot \exp(-\alpha t) + X_0. \qquad (3.4)$$

З діаграми перехідного процесу визначимо частотні параметри: A_m - амплітуда, $\omega = 2\pi/T$ - частота, $\alpha = |\lg(1 - A_1 / y_0)/T|$ - коефіцієнт демпфірування, φ - фаза, X_0 - усталене переміщення, відповідне величині впливу F. Скористаємося частотними параметрами для реалізації способу багато координатного керування системою і отримаємо діаграму перехідного процесу $X(t)$ і діаграми сигналів, що управляють, [10]. На рисунку 3.3 позначені: $F(t)$ - керуючий вплив на систему, $a = X''(t)$ - сигнал керуючого впливу на координату другої похідної від координати руху системи, $b = X'(t)$ - то ж на координату першої похідної, $c = X(t)$ - сигнал керуючого вплив на координату руху, $d = c+b+a = X_s(t)$ - результуючий керуючий вплив на систему, $X_0(t)$ - сталий стан системи.

Діаграми отримані для двох варіантів моделювання динаміки системи: 1) за первинними фізичними параметрами: m - наведена до приводу маса рухомих

частин, $c = c_{df}$ - коефіцієнт опору, $k = c_k$ - жорсткість пружної частини системи; 2) по частотним параметрами системи: ТР - період власних коливань, ω - кругова частота, α - коефіцієнт демпфірування. У загальному випадку математичний опис системи може бути апроксимувати описом її властивостей на основній частоті. Тому, застосувавши перетворення Лапласа-Карсона, отримаємо:

$$\frac{Y(p)}{F(p)} = \frac{e_m p^m + e_{m-1} p^{m-1} + \ldots + e_1 p + e_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0} \approx \frac{\omega \cdot A \cdot \cos\varphi}{(p+\alpha)^2 + \omega^2} + \frac{(p+\alpha) \cdot A \cdot \sin\varphi}{(p+\alpha)^2 + \omega^2} \qquad (3.6)$$

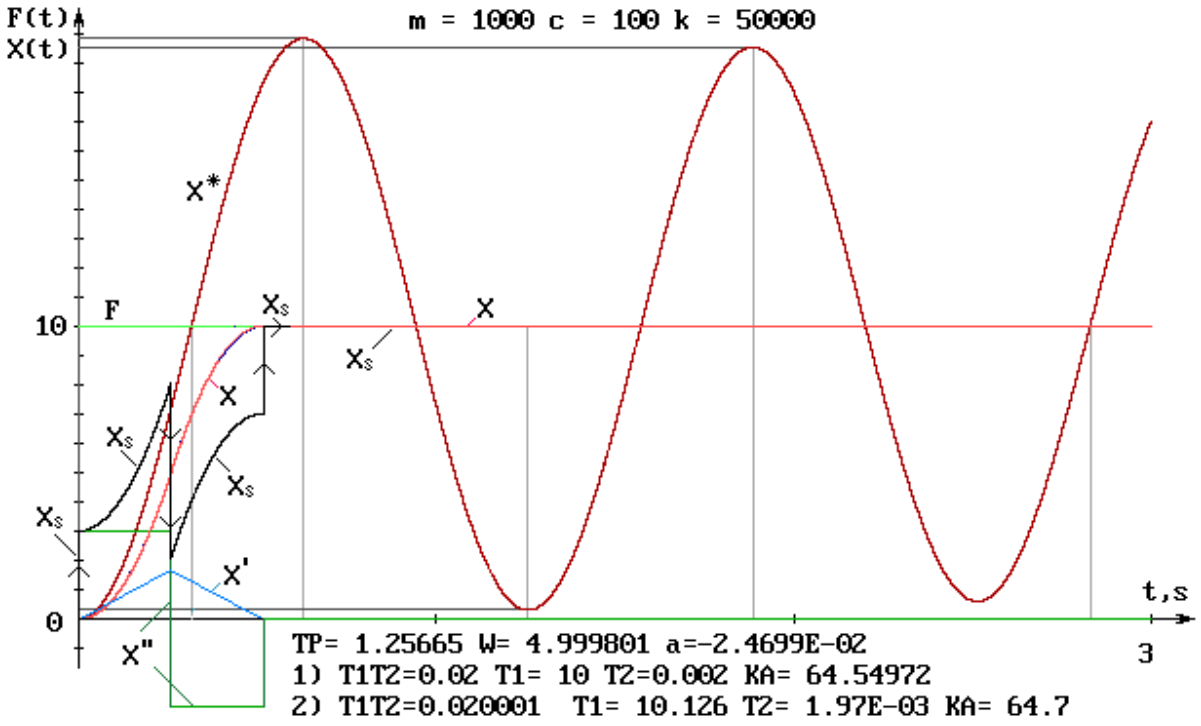


Рис. 3.3 – Діаграми динамічних властивостей системи з пружними властивостями.

Розрахункові коефіцієнти для обох варіантів використання методу представлені на рисунку 3.3. Їх співвідношення при переході від фізичних до частотним параметрами:

$$T_1 T_2 = \frac{m}{k} \approx \frac{0.5}{\omega^2 + \alpha^2}, \quad T_2 = \frac{c}{k} \approx \frac{2\alpha}{\omega^2 + \alpha^2}, \quad T_1 = \frac{m}{c} \approx \frac{0.25}{\alpha}.$$

З порівняння представлених на рисунку 3.3 розрахункових параметрів (постійних часу і коефіцієнтів) за обома варіантами очевидно, що відмінність несуттєво, а діаграми практично ідентичні. Це, звичайно, можна пояснити ідентичністю порядків диференціального рівняння системи і її апроксимуючої функції. Але проведені дослідження застосування способу з більш складними системами, наприклад, [18,19], а також ті, що представлені нижче, показали достатню адекватність і точність прийнятого методу апроксимації.

Діаграми рисунка 3.3 показують, що монотонного перехідному процесу системи відповідають почергові в часі зміни координат, основний і двох її похідних, при досягненні кожної свого обмеження. Відповідно до алгоритму на рисунка 3.2 поетапне вплив, вхідним зусиллям $F(t)$ на систему миттєво переводить координату другої похідної $X''_{out}(t)$ до обмеження, відповідного динамічним параметрам приводу. Її значення, починає інтегруватися, результат якого визначає лінійно змінюється координату першої похідної $X'_{out}(t)$.

Діаграми перехідних режимів систем при трьох варіантах впливу представлені на рисунку 3.4. Представлені варіанти: *a* - при лінійному зміні керуючого впливу за час, кратне періоду власних коливань системи; на діаграмі *b* - при впливі з затримкою другого ступеня на пів періода коливань системи; на діаграмі *c* - при багатокоординатному керуванні.

З діаграм видно, що, незважаючи на простоту реалізації першого способу, його область застосування обмежена в часі періодом власних коливань системи і вимагає його точного визначення в момент впливу. Відомо, що двоступеневий метод гальмування знаходив практичне застосування в системах запобіжного гальмування вантажних шахтних підйомників в тих випадках, коли його динамічні характеристики не суперечили Правил безпечної експлуатації.

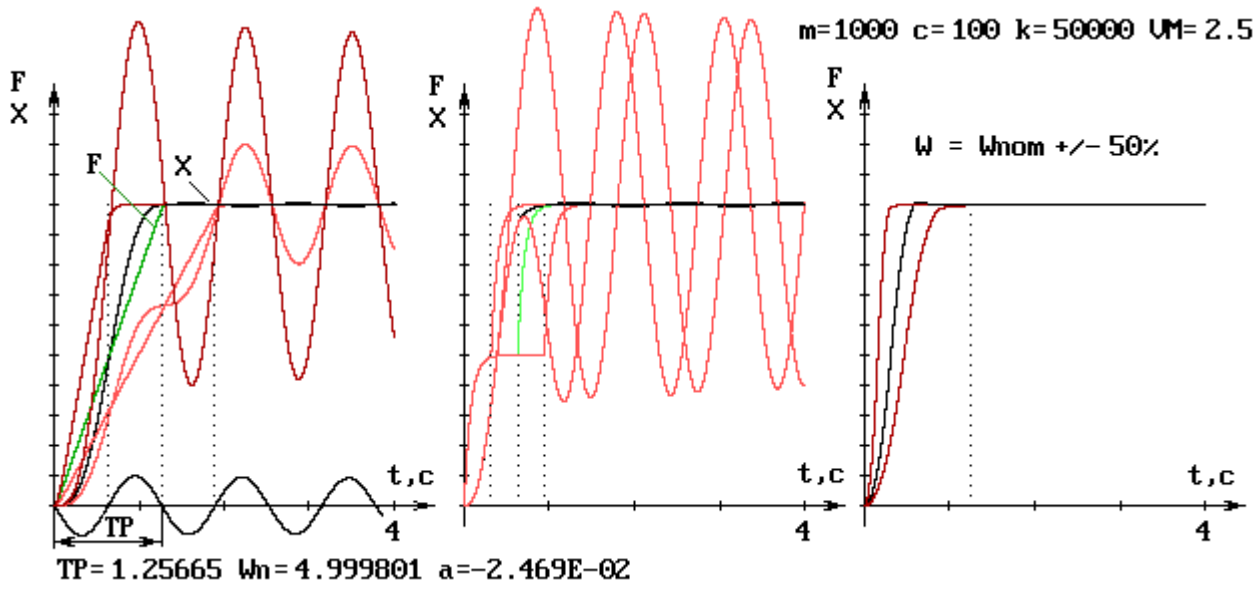


Рис. 3.4 - Порівняння якості керування пружною системою при лінійному, двухступеневому, багатокоординатному впливах і при відхиленні розрахункових частотних параметрів від номінальних на ± 50%.

Ефективність багатокоординатного керування забезпечується оптимально певними параметрами всіх впливів і прийнятими обмеженнями, узгоджуються з динамічними можливостями приводу, що дозволяє отримати необхідну якість динаміки процесу і достатній запас стійкості.

Результати моделювання показують, що запропоновані рішення відповідають оптимальному по динамічних властивостей перехідному процесу в широкому діапазоні відхилення параметрів частоти від номінальної і забезпечують бажане швидкодію системи при обліку відповідних динамічних властивостей приводу.

Багатокоординатне керування засноване на більш адекватному повному математичному описі і контролі динамічних властивостей системи, зокрема, трьома динамічними координатами, що подібно точному опису позиції точки в тривимірному просторі. Використання в керуючому сигналі похідних з фіксованими фазовими зрушеннями від основної координати дозволяють компенсувати інерційні властивості інтегруючих пристроїв систем з астатизмом. Це особливо важливо для динамічних систем високої точності, які крім швидкодії повинні забезпечити нульову помилку.

ВИСНОВКИ

В результаті частотного аналізу системи були визначені прямі (по графіку перехідного процесу) і непрямі (по ЛАЧХ і ФЧХ) показники якості системи. За аналізом з'ясована необхідність створення корекції ЛАЧХ в області перетину вісі частот на частоті зрізу, $\omega_{зр}$. Точка знаходиться між частотами сполучення підсилювача і генератору. Тому передавальна частотна функція коригуючого пристрою повинна додати +20 дБ/дек і тим самим перерозподілити корені передавальної функції системи таким чином, щоб компенсувати інерційність системи, позбавившись коливань.

На підставі аналітичних і експериментальних досліджень з урахуванням інерційності пружних систем розроблені рекомендації по компенсації інерційних властивостей, з метою забезпечення необхідних динамічних режимів роботи обладнання.

Технічні рішення що представлені в даної роботі можуть бути корисними при створенні керування електроприводами, складними системами з розподіленими параметрами і протяжною трансмісією, сучасними швидкісними ліфтами багатоповерхових будинків.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Чермалых В. М. Исследование сложных электромеханических систем. – Киев, КПИ, 1979. – 63 с.

2. Подлесный М.М., Рубанов В.Г. Элементы систем автоматического управления и контроля. К:, Вища школа, 1982. - 477 с.

3. Спосіб гальмування шахтної підіймальної установки. Патент України на винахід UA114179 / В.І.Васильєв, Є.В.Васильєв // – Київ.:ДП “УІІВ” (Укрпатент), опубл. 10.05.2017, бюл. № 9.

4. Спосіб оптимального керування астатичними системами. Патент України на винахід UA117229 / В.І.Васильєв, Є.В.Васильєв // – Київ.:ДП “УІІВ” (Укрпатент), опубл. 10.07.2018, бюл. № 13.

5. Теорія систем керування : підручник / В. І. Корнієнко та ін. Дніпро : МОН України, Нац. гірн. ун-т, 2017. 497 с.

6. Cotsaftis, M. What Makes a System Complex? - An Approach to Self Organization and Emergence. From System Complexity to Emergent Properties. 2009. No. July. P. 49–99.

7. Grishko, A., Adnreev, P., Goryachev, N., et al. Reliability control of complex systems at different stages of their life cycle. Proceedings - 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2018. 2018. P. 220–223.

8. Salzenstein, P. Frequency and temperature control for complex system engineering in optoelectronics and electronics: An overview. International Journal for Simulation and Multidisciplinary Design Optimization. 2020. Vol. 11. P. 1–5.

9. Wang, J. Restricted control of complex systems with prevention of instability propagation. ISA Transactions. 2020. Vol. 98, No. xxxx. P. 284–291.

10. Дорф Р. К., Бишоп Р. Х. Современные системы управления. М : Лаборатория базовых знан., 2004. 832 с.

11. Абакумов А. М., Котенев В. И. Системы управления электромеханическими преобразователями и электротехнологическими

установками : учебное пособие. Самара : Самара. государственный техничес. университет, 2013. 182 с.

12. Фрер Ф., Орттенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования : Перевод с нем. В.П. Шишевский. М. : Энергия, 1973. 192 с.

13. Vamvoudakis, K. G., Jagannathan, S. Control of Complex Systems: Theory and Applications: *Control of Complex Systems: Theory and Applications*. 2016. 1–738c.

14. Kabulov, A. V., Normatov, I. H., Karimov, A. Algorithmization control of complex systems based on functioning tables. Journal of Physics: Conference Series. 2020. Vol. 1441, No. 1. P. 10.

15. Васильев В.И. Формирование рациональных воздействий для управления предохранительным торможением шахтных подъемных установок / В.И. Васильев // Гірнича електромеханіка та автоматика: Наук.-техн. зб. – 2002. – Вип. 68. – С. 96-100.

16. Васильев В.И. Пути снижения динамических нагрузок в канатах шахтных подъемных установок системами автоматически регулируемого предохранительного торможения / В.И. Васильев // Стальные канаты: Сб. науч. тр. МАИСК. – Одесса: “Астропринт”, 2010, №8. – С. 18-29.

17. Васильєв, В.І. Дослідження способів оптимального керування динамічними системами. [Текст] / В.І. Васильєв, Є.В. Васильєв // Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи (теорія, практика, історія, освіта) РТПСАС’2014: Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції (Київ, 11–16 березня 2014 р.). - Київ: 2014. — С. 51-53.

18. Васильев В.И. Оптимизация управления сложной электромеханической системой с распределенными параметрами [Текст] // Адаптивні системи автоматичного керування. Міжвідомчий науково-технічний збірник – 2013. – 1(22). – С. 95-101.

19. Васильев В.И. Оптимальное управление сложными динамическими системами / В.И. Васильев, Е.В. Васильев // East European Scientific Journal

#5(45), 2019, p.32-44. Jerozolimskie 85/21, 02-001 Warsaw, Poland (Східноєвропейський науковий журнал #5(45), 2019, С.32-44)

20. Vasyliev, V.I. The method for optimal control of high precision quick scanning system. [Текст] / V.I. Vasyliev, E.V. Vasyliev // Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи (теорія, практика, історія, освіта) РТПСАС'2019: Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції (Київ, 18–24 листопада 2019 р.). - Київ: 2019. — С. 147-149.

21. Чермалых В.М. Параметрическая оптимизация управления электромеханическими системами с идентифицированной передаточной функцией /В.М. Чермалых, И.Я. Майданский, А.В. Босак // ВІСНИК Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». Серія «Гірництво»: Збірник наукових праць. – Київ: НТУУ «КПІ»: ЗАТ «Техновибух». – 2011. – Вип. 20. – С. 132-138.

22. А.с. № 1447743 (СССР). Устройство для управления приводом шахтной подъемной машины / Васильев В. И., Дубовик В. Г., Чермалых В. М. Опубл. 30.12.88. Бюл. № 48.

23. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления – М.: Машиностроение, 1986. – С. 448.

24. Ажогин В. В. Моделирование на цифровых, аналоговых и гибридных ЭВМ / В. В. Ажогин, М. З. Згуровский // – К. : Вища школа., 1982. – С. 208.

25. Васильєв В.І. Обґрунтування раціональних динамічних параметрів запобіжного гальмування шахтних підіймальних установок : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук : спец. 05.02.09 – "Динаміка та міцність машин" / Васильєв Володимир Іванович ; Сумський держ. ун-т. – Суми, 2012. – 20с.: іл. – Бібліогр.: – С. 17-18.