

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання курсового проекту з курсу "ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ"

Для студентів, що навчаються за напрямом
6.050201 "Системна інженерія"
(для денної та заочної форм навчання)

Затверджено
на засіданні кафедри
автоматики й телекомунікацій
Протокол № 6 від 21.05.2010

Затверджено на засіданні
навчально-видавничої ради
ДонНТУ
Протокол № 4 від 07.10.2010

Донецьк, ДонНТУ 2010 р.

Методичні вказівки до виконання курсового проекту з курсу "Теорія автоматичного управління" (для студентів, що навчаються за напрямом підготовки 6.050201 "Системна інженерія" (СУА) денної та заочної форм навчання)/ Укладачі: Р.В. Федюн, В.О. Попов, Т.В. Найдьонова - Донецьк: ДонНТУ, 2010.- 50 с.

У даних методичних вказівках викладаються основні вимоги, що пред'являються до курсового проекту, а також порядок виконання курсового проекту, правила оформлення, наводяться рекомендації з розрахунку окремих частин проекту.

Методичні вказівки призначені для студентів які навчаються за напрямом 6.050201 "Системна інженерія", що виконують курсовий проект по дисципліні "Теорія автоматичного управління".

Укладачі:

Р.В. Федюн, доц.

В.О. Попов, доц.

Т.В. Найдьонова, ас.

Рецензент

О.І. Секірін, доц

Зміст

1.	Задачі курсового проектування.....	4
2.	Зміст та об'єм курсового проекту.....	4
3.	Оформлення курсового проекту.....	5
4.	Методика виконання курсового проекту.....	8
4.1.	Складання математичної моделі об'єкта управління й елементів САУ.....	9
4.2.	Розрахунок динаміки проектованої системи.....	11
4.2.1.	Задачі динамічного розрахунку САУ.....	11
4.2.2.	Синтез коригувальних пристроїв проектованої системи.....	12
4.2.3.	Вибір промислового регулятора і його налаштувань.....	14
4.2.4.	Розрахунок перехідних процесів у САУ.....	15
5.	Методичні вказівки до виконання курсового проекту.....	16
5.1.	Загальний об'єм курсового проекту.....	16
5.2.	Вказівки до розрахунку лінійної системи.....	18
5.2.1.	Аналіз вихідної системи.....	18
5.2.2.	Синтез коригувального пристрою методом ЛЧХ..	20
5.2.3.	Вибір типового закону регулювання й визначення його налаштувань.....	25
5.3.	Вказівки до розрахунку нелінійної системи.....	39
	Перелік рекомендованих джерел.....	46
	Додаток 1 Зразок титульного листа пояснювальної записки.....	49
	Додаток 2 Завдання на курсовий проект.....	50

1. ЗАДАЧІ КУРСОВОГО ПРОЕКТУВАННЯ.

Курсове проектування являється одним з найважливіших етапів вивчення студентами дисципліни “Теорія автоматичного управління” і має наступні цілі:

- систематизувати, закріпити, поглибити й розширити знання студента в питаннях проектування систем автоматичного управління;
- навчити студентів самостійно користуватися технічною літературою, різного роду довідниками, ДСТУ, нормативними матеріалами й іншими посібниками;
- навчити студентів самостійно вирішувати задачі, пов'язані з розробкою й інженерними розрахунками систем автоматичного управління.

Робота над курсовим проектом являється гарною підготовкою студента до виконання в майбутньому дипломного проекту.

2. ЗМІСТ, ОБ'ЄМ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ.

Курсовий проект складається з пояснювальної записки й графічної частини.

Пояснювальна записка - це документ, що містить опис розроблювальних систем і пристроїв, принципу їхньої дії, обґрунтування (із приведенням необхідних інженерних розрахунків) прийнятих технічних рішень.

Зміст і об'єм пояснювальної записки й графічної частини уточнюються з керівником проекту, однак у кожному проекті повинні бути представлені наступні питання:

- аналіз процесу або пристрою (установки), як об'єкта автоматичного управління;
- одержання математичної моделі об'єкта управління;

- вибір і обґрунтування схеми системи автоматичного управління (регулювання) і її елементів на підставі аналізу існуючих рішень і вимог до системи;
- статичні й динамічні розрахунки проектованої системи;
- необхідний графічний матеріал: схеми, рисунки, графіки.

Об'єм пояснювальної записки курсового проекту 25-40 сторінок друкованого тексту. Об'єм креслярсько-графічного матеріалу в курсовому проекті повинен становити, як правило, 1-2 листа креслень формату А1.

3. ОФОРМЛЕННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ.

При виконанні курсового проекту варто звернути особливу увагу на необхідність дотримання вимог єдиної системи конструкторської документації (ЕСКД), ДСТУ як при оформленні пояснювальної записки, так і графічної частини курсового проекту.

Креслення й схеми повинні бути виконані відповідно до вимог ЕСКД. Креслення виконуються, як правило, на листах формату А1 з кращим розміщенням основного напису (кутового штампа) паралельно великій стороні листа. Масштаб і ступінь деталізації повинні вибиратися за умовами доцільності. Креслення повинні бути наочними й займати весь лист.

Записка оформлюється з урахуванням вимог ДСТУ 3008-95 та ГОСТ 2.105-95.

Всі структурні елементи: реферат, зміст, вступ, висновки, а також розділи, що складають суть роботи – починають з нової сторінки. Нумерують тільки розділи, які складають суть роботи.

Матеріал викладають у вигляді тексту, ілюстрацій та таблиць на аркушах формату А4 (210*297 мм). Для ілюстрацій і таблиць можна використовувати аркуші формату А3 (297*420 мм).

Документи виконують рукописним (чорного, фіолетового або синього кольору), машинописним або машинним способом на одній сторінці аркуша

білого паперу із розрахунку від 30 до 35 рядків на сторінці в рукопису (трафарет № 2) і не більш 40 рядків при машинному способі (при машинописному – друк через 1,5 інтервали).

Висота літер не менш 4,8 мм (кегель 14).

При рукописному способі на аркуші викреслюють рамку, яка відступає від краю аркуша зліва на 20 мм, справа, згори та знизу – на 5 мм. Від рамки згори та знизу відступають на 15...20 мм, справа та зліва – на 5...10 мм.

При машинному виконанні рамки не є обов'язковими. Береги: лівий – 30 мм, верхній і нижній – 20 мм, правий – 10...15 мм.

Помилки виправляють підчисткою або замальовуванням білою фарбою.

Розділи і підрозділи повинні мати заголовки. Розділ починають з нової сторінки. Підрозділи пишуть поспіль, коли після назви підрозділу у нижній частині сторінки розміщується не менш двох рядків тексту.

Заголовки розділів слід розташовувати в середині рядка, писати чи друкувати прописними літерами без крапки в кінці, не підкреслювати. Нумерують розділи арабськими цифрами без крапки. Переноси слів у заголовках не допускаються.

Заголовки підрозділів слід починати з абзацного відступу, писати (друкувати) малими літерами, крім номеру та першої великої, не підкреслюючи, без крапки наприкінці. Нумерують підрозділи по порядку, в межах кожного розділу (1.1, 1.2, 1.3 і т.д.).

Абзацний відступ дорівнює 5 знакам (або 15 мм).

Відстань між заголовками та попереднім текстом дорівнює двом рядкам, між заголовком і наступним текстом – одному рядку.

Нумерують сторінки арабськими цифрами без крапки наприкінці. Нумери проставляють в правому верхньому кутку сторінки. При використанні форми 2а по ГОСТ 2.104 номери сторінок проставляють в спеціально відведеному місці в правому нижньому кутку. Нумерація наскрізна через весь текст, урахуваючи ілюстрації, таблиці та додатки. Всі

аркуші, починаючи з титульного включають в загальну нумерацію, але на аркушах, розташованих до змісту, номер сторінки не проставляють.

Креслення, малюнки, графіки, схеми, діаграми, фотографії слід розташовувати безпосередньо після тексту, де вони згадуються вперше (коли для цього достатньо місця) або на наступній сторінці.

Оформлюються ілюстрації згідно з діючими стандартами, нумерують в межах розділу. При необхідності під ілюстрацією розташовують пояснюючі данні.

Ілюстрації можуть мати назви, які розташовують під ілюстрацією і пояснюючими даними. Наприклад: Рисунок 3.1 – Схема розташування (крапка наприкінці не ставиться).

Таблиці, як і ілюстрації, розташовують безпосередньо після тексту, де вони згадуються вперше або на наступній сторінці. Нумерують в межах розділу. Назву розташовують над таблицею, пишуть малими літерами (крім першої великої). Наприклад: Таблиця 2.3 – Результати обробки експериментальних даних (крапка наприкінці не ставиться).

При поділенні таблиці на частини її головку або боковик можна замінити номерами граф чи рядків, що проставляють в першій частині таблиці.

Заголовки та підзаголовки граф вказують в однині. Крапку наприкінці не ставлять.

Перед переліком ставлять двокрапку. Перед кожною позицією переліку, що пишеться з абзацним відступом, ставлять дефіс.

Для подальшої деталізації використовуються арабські цифри з дужкою та робиться відступ ще на п'ять знаків.

Формули та рівняння розташовують посередині сторінки, безпосередньо за текстом, де вони згадуються. Нумеруються в межах розділу. Номер формули проставляють в круглих дужках на рівні формули праворуч у крайній позиції в рядку.

Вище і нижче кожної формули повинно бути не менш одного вільного рядка.

Пояснення значень символів, які використано в формулі, наводять безпосередньо під формулою в тій послідовності, що і в формулі. Пояснення кожного символу починають з нового рядка.

Переносити формулу на наступний рядок можна тільки на знаках операцій, які повторюють на початку наступного рядка. При переносі для знака множення застосовують знак "×".

Формули, що ідуть одна за одною і не відокремлені текстом, відокремлюють крапкою з комою. При поясненні значень символів після формули перед словом „де” ставиться кома. У випадку коли формулою закінчується речення після формули ставиться крапка.

4. МЕТОДИКА ВИКОНАННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ.

Дана методика намічає основні шляхи виконання курсового проекту й призначена для полегшення роботи студента над окремими розділами проекту. Виконання курсового проекту рекомендується здійснювати в наступній послідовності:

- вивчити завдання й вихідні дані на курсове проектування. На цьому етапі необхідно чітко і ясно представити призначення проектованої системи, галузь її застосування, принцип роботи, усвідомити можливість реалізації технічних і експлуатаційних вимог;
- вивчити об'єкт управління, фізичні процеси, що протікають у ньому, усвідомити способи управління, характер зовнішніх впливів, на підставі цього скласти математичну модель об'єкта управління й у такий спосіб отримати чітке уявлення про його статичні й динамічні властивості;
- визначити структуру проектованої системи, провести динамічні розрахунки, оцінити якість системи й перевірити, чи задовольняє розроблювальна система поставленим вимогам. При

невідповідності заданим вимогам скорегувати систему. Розрахунки закінчуються побудовою перехідного процесу в системі при впливі на неї вхідного сигналу у вигляді одиничного стрибка й зовнішнього збурювання;

- зробити висновок по виконаному проекту. Висновки повинні мати змістовний характер, підкреслювати важливість отриманих результатів. Оформити пояснювальну записку й креслярсько-графічний матеріал у строгій відповідності з вимогами ЕСКД і існуючих ДСТУ.

Виконання курсового проекту здійснюється під керівництвом викладача, що надає допомогу в оцінці прийнятих рішень і виборі методики розрахунку. Студент зобов'язаний систематично інформувати керівника про хід роботи над курсовим проектом.

4.1 Складання математичної моделі об'єкта управління й елементів САУ.

Математичною моделлю об'єкта управління, елементів системи й системи в цілому називається сукупність формул, таблиць, графіків, що кількісно описують динамічні процеси, які протікають в окремих елементах системи й системі в цілому.

При складанні математичної моделі, як правило, об'єкт управління, і інші елементи системи розбивають на найпростіші ланки, складають рівняння для кожної ланки. Рівняння всіх ланок утворюють єдину систему. Спільне розв'язання системи рівнянь приводить до одного рівняння.

Рівняння ланки складається таким чином, щоб воно виражало в динаміці (у часі) взаємозв'язок між вхідними й вихідними величинами й збурюванням.

Математична модель об'єктів і елементів САУ необхідна для дослідження процесів управління, синтезу алгоритмів управління, оцінки

якості спроектованої системи. Методи одержання математичної моделі об'єктів і елементів САУ діляться на аналітичні й експериментальні.

Аналітичні методи засновані на вивченні фізичних процесів, що протікають в окремих елементах спроектованої системи, у результаті чого складається математична модель як окремих елементів САУ, так і системи в цілому.

Методику складання математичної моделі окремих елементів САУ доцільно вивчити на конкретних прикладах. У роботах [2], [3], [21], а також [5] наведені приклади складання рівнянь електричних елементів (сольснів, газового дискримінатора, електромашинного підсилювача, двигуна постійного струму, тахогенератора й інших елементів).

Приклади складання рівнянь для резервуара з рідиною, газової мережі низького тиску, парової турбіни, парового казана наведені в навчальному посібнику [4].

У загальному випадку рівняння елементів САУ є нелінійними. Однак у ряді випадків вони можуть бути замінені наближеними, лінійними, тобто може бути зроблена лінеаризація вихідних рівнянь. Лінеаризація рівнянь також дозволяє отримати нульові початкові умови.

Про способи здійснення лінеаризації можна ознайомитися в навчально-технічній літературі по теорії автоматичного управління [5], [7], [10], [11].

У багатьох випадках об'єкти управління, елементи САУ описуються звичайними диференціальними рівняннями із правими частинами. У теорії автоматичного управління прийнята стандартна форма запису диференціальних рівнянь: вихідна координата і її похідні записуються в лівій частині, причому на першому місці записується найвища похідна вихідної координати. У правій частині записуються вхідна координата, її похідна й інші змінні. У деяких випадках найбільш зручна безрозмірна форма запису рівнянь [8], [10].

Значно зручніше вести розрахунки, використовуючи передатні функції ланок. Тому наступним етапом складання математичної моделі є визначення передатних функцій лінійних ланок і системи в цілому [8, 9, 10, 11].

Одержання математичної моделі об'єкта управління й інших елементів САУ й тим більше числових значень її коефіцієнтів аналітичним шляхом на основі аналізу тільки фізичних процесів не завжди можливо. У цих випадках удаються до експериментальних досліджень і на основі їх результатів складають математичну модель досліджуваного об'єкта або елемента САУ.

В інженерній практиці широко використовується експериментальний спосіб визначення кривої перехідного процесу (кривої розгону) при впливі на вхід об'єкта (елемента системи) одиничного стрибка або одиничного імпульсу (зняття імпульсної перехідної функції або функції ваги). Надалі указані криві перехідного процесу апроксимуються диференціальними рівняннями.

У деяких випадках, якщо в результаті апроксимації кривої розгону отримане диференціальне рівняння має високий порядок, те його можна понизити. Деякі способи зниження порядку диференціальних рівнянь розглянуті в роботах [7], [20].

4.2 Розрахунок динаміки проекрованої системи.

4.3.1. Задачі динамічного розрахунку САУ.

Динамічні розрахунки звичайно починаються після одержання математичної моделі об'єкта управління й елементів САУ.

Коефіцієнт передачі всієї системи визначається на основі вимог, що пред'являються до точності проекрованої системи [21], [22]. При оцінці властивостей проекрованої САУ насамперед виконують аналіз її стійкості. Оцінка стійкості системи є оцінкою її принципової здатності здійснювати управління, тому з оцінки стійкості починають дослідження будь-якої

системи. Стійкість системи визначають за допомогою алгебраїчних або частотних критеріїв стійкості. В інженерній практиці для дослідження стійкості розроблюваної системи широко використовується частотний критерій стійкості Найквіста. Це пояснюється тим, що стійкість замкнутої системи можна дослідити по логарифмічних частотних характеристиках розімкнутої системи, побудова яких не вимагає трудомістких розрахунків. Крім того, за допомогою логарифмічних частотних характеристик зручно визначати запаси стійкості проекрованої системи по фазі й амплітуді.

Якщо досліджувана система стійка й має прийнятні запаси стійкості, то побудовою перехідного процесу необхідно перевірити такі важливі показники якості, як тривалість перехідного процесу, величину перерегулювання й інші якісні показники, які визначені завданням на розробку системи. У випадку невиконання вимог, які пред'являються до системи, необхідно ввести в проектовану систему спеціальні коригувальні пристрої, за допомогою яких забезпечується сукупність заданих динамічних характеристик системи.

4.3.2. Синтез коригувальних пристроїв проекрованої системи.

Під синтезом системи автоматичного управління розуміється процес знаходження її структури й параметрів проекрованої системи (або її частини) по заданих технічних вимогах до неї. Задача синтезу, як правило, вирішується неоднозначно, тому її необхідно розглядати, насамперед, як інженерну задачу, оскільки вона тісно пов'язана з технічною реалізацією отриманих інженерних розрахунків, тобто тісно пов'язана з вибором конкретних елементів систем, що випускаються промисловістю, способами їхнього включення й т.д.

Відомо, що проектування системи починається з визначення принципово необхідних елементів системи, без яких її функціонування неможливо, тобто з визначення незмінної частини системи. У процесі синтезу виділяються ті елементи, які необхідно ввести в проектовану систему

для того, щоб вона відповідала заданим вимогам. Таким чином, у процесі синтезу вирішуються питання корекції системи автоматичного управління за допомогою так званих коригувальних пристроїв.

Основне призначення корекції САУ - зміна динамічних властивостей системи з метою забезпечення необхідних показників якості процесу управління (запасів стійкості, точності, часу регулювання й т.п.). Залежно від способу включення коригувального пристрою в ланцюг замкнутої системи розрізняють послідовну, зустрічно-паралельну й паралельну корекції.

Послідовна корекція дозволяє ввести в закон управління складові, які пропорційні похідним і інтегралу від сигналу помилки. Складові, які пропорційні похідним, зменшують час регулювання, але збільшують чутливість системи до перешкод, а складові, що пропорційні інтегралу, підвищують точність, але зменшують запаси стійкості.

Зустрічно-паралельна корекція, яка здійснюється шляхом включення в систему місцевого зворотного зв'язку, дозволяє при жорсткому зворотному зв'язку зменшити час регулювання, а при гнучкому зворотному зв'язку - коливальність перехідного процесу, тобто наблизити його до монотонного.

У деяких випадках застосовують паралельну корекцію за допомогою підключення коригувального пристрою паралельно одному з елементів системи.

Найпоширенішим методом синтезу послідовних, зустрічно-паралельних і паралельних коригувальних елементів є метод, заснований на застосуванні логарифмічних частотних характеристик розімкнутого контуру. Синтез по зазначеному методу виконується в кілька етапів:

- будуються логарифмічні частотні характеристики (ЛЧХ) не скоректованої системи;
- будуються бажані ЛЧХ за заданими показниками якості системи (перерегулювання, час регулювання, помилка в сталому режимі);

- визначаються ЛЧХ коригувального пристрою, по виду отриманої ЛЧХ, за допомогою таблиць підбирають електричну схему й обчислюють параметри коригувального пристрою;
- оцінюються показники якості скоректованої системи шляхом побудови її перехідного процесу.

Якщо по таблицях не вдається підібрати необхідний коригувальний пристрій, то варто перейти до іншого виду корекції. Наприклад, якщо в початковому варіанті була прийнята послідовна корекція, то можна перейти до паралельної або до змішаної корекції, тобто послідовно-паралельної корекції. У ряді випадків задовільна якість системи може бути отримана при введенні нелінійних коригувальних пристроїв.

Відомості про способи побудови бажаних ЛЧХ можна одержати з підручників і навчальних посібників [5], [8], [10], [22], [23]. У зазначеній літературі приводиться безліч прикладів вибору коригувального пристрою.

4.3.3. Вибір промислового регулятора і його налаштувань.

Промислові регулятори, як правило, застосовуються для управління інерційними об'єктами. Під вибором регулятора, насамперед, розуміють вибір закону (алгоритму) управління. Однак немаловажну роль грають і інші характеристики регулятора: узгодження його з об'єктом управління й іншими елементами САУ, конструктивне оформлення й т.п.

Синтез САУ із промисловим регулятором зводиться до визначення оптимальних значень параметрів алгоритму управління (налаштувань регулятора) і виконується приблизно в наступній послідовності:

- виходячи з математичної моделі об'єкта у відповідності з вимогами до САУ, визначається алгоритм управління;
- розраховують оптимальні параметри налаштування регуляторів.

Потрібно обов'язково переконатися, що значення параметрів налаштувань можуть бути встановлені на конкретному регуляторі. Розрахунок закінчується побудовою перехідних процесів у САУ й оцінкою

якісних показників. При виборі конкретного промислового регулятора й розрахунку його параметрів можна скористатися рекомендаціями, які наведені в технічній літературі по теорії автоматичного управління [10, 15, 16, 17, 24].

Довідкові дані про промислові регулятори, виконавчі механізми, датчики для різних технологічних процесів наведені в роботах [25], [26].

Слід зазначити, що крім релейних (позиційних) регуляторів, регуляторів безперервної дії й імпульсних регуляторів зараз у різних галузях промисловості широко використовуються цифрові автоматичні регулятори. Ці регулятори складаються з обчислювальних елементів і пристроїв зв'язку з об'єктом. Вони дозволяють значно підвищити якість систем управління.

4.3.4. Розрахунок перехідних процесів у САУ.

Побудова перехідних процесів у САУ являється завершальним етапом проектування системи. Існують три групи методів побудови перехідних процесів: аналітичні, графо-аналітичні й чисельні.

Аналітичні методи побудови перехідних процесів засновані на розв'язанні диференціального рівняння, що описує рух системи. Вони використовуються для систем невисокого порядку.

Широке розповсюдження отримали наближені графічні й графо-аналітичні методи з використанням дійсних частотних характеристик. Велику роль у розробці, пропаганді й розвитку цих методів зіграли оригінальні праці В. В. Солодовникова (метод трапецій) і А. А. Воронова (метод трикутників). Застосування зазначених методів дозволяє визначити такі важливі показники якості як швидкодія, перерегулювання, коливальність процесу. Ці питання досить добре висвітлені в навчально-технічній літературі і є велика кількість допоміжних таблиць і графіків, що в значній мірі спростило інженерні розрахунки [8, 9, 10, 11, 12].

У цей час особливе значення набули чисельні методи побудови перехідних процесів з використанням ПЕВМ, які засновані на застосуванні пакетів прикладних програм.

У реальних системах збурюючий і у ряді випадків керуючий вплив є випадковими функціями часу. При проведенні інженерних розрахунків з метою їхнього спрощення приймають деякі типові впливи у вигляді одиничної східчастої функції й одиничної імпульсної функції. Для побудови перехідного процесу в системах, що стежать, приймається також типовий вплив у вигляді функції, яка лінійно змінюється в часі.

Побудова графіка перехідного процесу повинно бути виконано на листах білого паперу формату А4 з нанесенням на графіки сітки. Вихідна координата відкладається по осі ординат у натуральних одиницях виміру.

5. МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ

5.1. Загальний об'єм курсового проекту.

1. Визначення й аналіз принципу побудови розглянутої системи автоматичного управління.
2. Визначення передатних функцій типової одноконтурної системи й необхідного коефіцієнта передачі розімкненої системи.
3. Побудова логарифмічних амплітудної й фазової характеристик вихідної (нескоректованої) САУ.
4. Аналіз стійкості вихідної САУ по частотних і алгебраїчних критеріях.
5. Аналіз якості вихідної системи.
6. Визначення параметрів і побудова бажаної ЛАЧХ.
7. Побудова перехідного процесу на ПЕОМ і оцінка якості регулювання в скоректованій САУ (по бажаній ЛАЧХ).

8. Визначення ЛАЧХ послідовного коригувального пристрою по ЛАЧХ вихідної системи й бажаній ЛАЧХ.
9. Визначення параметрів передатної функції коригувального пристрою по параметрах її ЛАЧХ.
10. Визначення передатних функцій різних типів коригувальних пристроїв (паралельного КУ, прямого паралельного КУ) і вибір найбільш придатного до реалізації.
11. Побудова перехідного процесу з використанням ПЕОМ і оцінка якості регулювання в скоректованій САУ з урахуванням реальних характеристик коригувального пристрою й вихідної системи.
12. Реалізація коригувального пристрою за допомогою типових пасивних чотириполіусників.
13. Розрахунок параметрів принципової електричної схеми коригувального пристрою.
14. Вибір типового закону регулювання й визначення його настроювань.
15. Побудова перехідного процесу з використанням ПЕВМ і оцінка якості регулювання в САУ з обраним типовим законом регулювання.
16. Дослідження динаміки САУ з урахуванням нелінійності:
 - а) визначення коефіцієнта гармонійної лінеаризації нелінійного елемента;
 - б) побудова логарифмічних характеристик лінійної й нелінійної частин;
 - в) визначення параметрів автоколивальних нелінійної системи (амплітуди й частоти, якщо такі є в системі);
 - г) оцінка стійкості автоколевальних режимів у нелінійній системі.

17. Побудова перехідного процесу в САУ з урахуванням нелінійності й оцінка якості регулювання нелінійної скоректованої САУ.

18. Оцінка впливу нелінійності на якість системи з типовим регулятором.

5.2 Вказівки до розрахунку лінійної системи.

5.2.1. Аналіз вихідної системи

Відповідно до завдання на проектування після вибору принципово необхідних елементів системи й визначення їхніх передатних функцій складається структурна схема системи, яка у загальному виді, може бути представлена, як показано на Рис. 5.1, тобто як послідовне з'єднання ланок охоплених одиничним зворотним зв'язком.

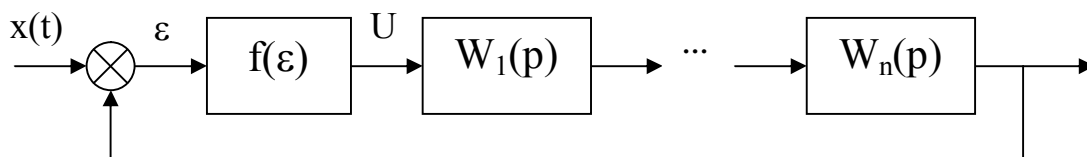


Рисунок 5.1 – Структурна схема системи, яка проектується.

Наступна за пристроєм порівняння ланка представляє собою безінерційний підсилювач зі статичною характеристикою $U = f(\varepsilon)$, де U – вихідний сигнал; ε – вхідний сигнал. На першому етапі розрахунку, статична характеристика підсилювача приймається лінійною, з коефіцієнтом підсилення K_y , і система розглядається як лінійна.

На наступних етапах розрахунку враховується нелінійність статичної характеристики підсилювача. В якості статичної характеристики приймається нелінійність типу “підсилювач із насиченням” (Рис.5.2). При цьому підсилювач представляється моделлю із двох послідовних ланок: лінійного

підсилювача із коефіцієнтом K_y і нелінійною ланкою з коефіцієнтом підсилення в лінійній області, який дорівнює одиниці (Рис.5.3).

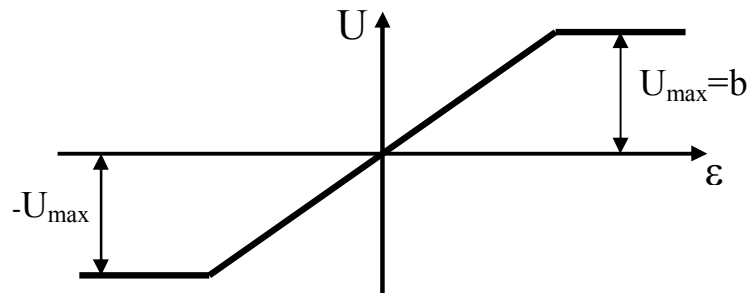


Рисунок 5.2.

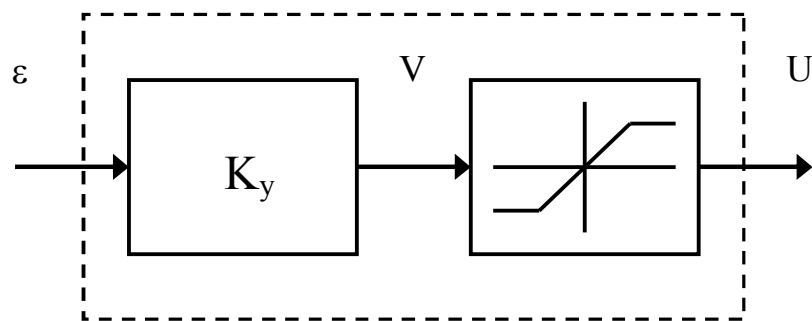


Рисунок 5.3.

Ланка $U = f(\varepsilon)$ розглядається як лінійна ланка з коефіцієнтом підсилення (передачі) K_y , що визначається за знайденим значенням загального коефіцієнта підсилення системи K_p . Для системи з астатизмом першого порядку K_p визначається з умови одержання заданої швидкісної помилки $\delta_{ск}$ при відомій величині вхідного впливу g_0 . Загальний коефіцієнт підсилення системи з астатизмом першого порядку дорівнює:

$$K_p = \frac{g_0}{\delta_{ск}} \quad (5.1)$$

Для статичної системи загальний коефіцієнт підсилення системи визначається по формулі:

$$K_p = \frac{S_0}{S_C} - 1 \quad (5.2)$$

де S_0 – статизм об'єкта;

S_C – статизм системи;

По величині K_p й значенням K_1, K_2, \dots, K_i , визначається необхідний коефіцієнт підсилення K_y , що включається в систему для одержання необхідного K_p :

$$K_p = K_y K_1 \dots K_i, \quad i = 2, 3, \dots$$

$$K_y = \frac{K_p}{K_1 \cdot K_2 \dots \cdot K_i}$$

Визначення передатних функцій вихідної системи викладено в літературі [2, 4, 8 - 10].

Початку синтезу передують побудова ЛАЧХ і ЛФЧХ вихідної некоректованої системи, при цьому враховується коефіцієнт підсилення розімкнутої системи K_p , визначений виходячи із заданої точності по формулі (5.1) для системи з астатизмом першого порядку, або по формулі (5.2) для статичної системи.

Після визначення передатних функцій вихідної системи й побудови її ЛЧХ необхідно виконати її аналіз: оцінити стійкість із використанням алгебраїчних і частотних критеріїв, а також визначити показники якості (якщо вихідна система стійка) і порівняти їх із заданими.

5.2.2. Синтез коригувального пристрою методом ЛЧХ.

Відповідно до завдання на курсове проектування здійснюється синтез системи, а точніше, корегуючого пристрою виходячи з вимог до динаміки системи [2].

Умовно весь частотний діапазон, у якому буде побудована бажана ЛАЧХ, розбивається на три ділянки (області) (рисунок 5.4): область низьких частот, область середніх частот, область високих частот.

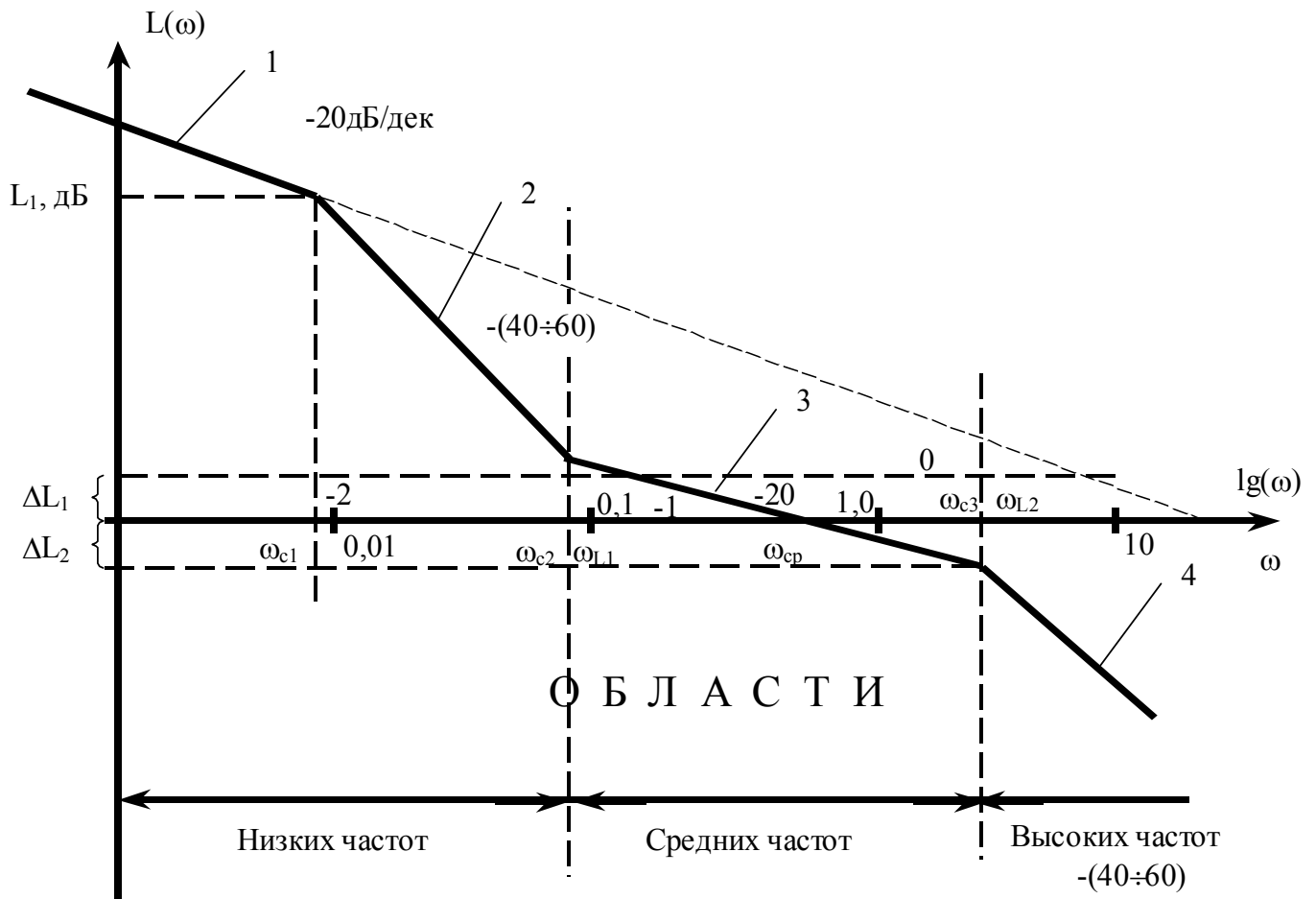


Рисунок 5.4 – Области низких, средних і високих частот ЛАЧХ системи.

В області низьких частот враховуються вимоги до точності системи, тобто визначається коефіцієнт підсилення розімкненої системи K_p . Низькочастотна асимптот бажаної ЛАЧХ для системи з астатизмом першого порядку проходить з нахилом -20 дБ/дек через ординату на частоті $\omega = 1 [1/\text{с}]$ у точці $20 \lg K_p$. Таким чином, в області низьких частот асимптоти некоректованої й бажаної ЛАЧХ збігаються. Для статичної системи низькочастотна асимптота має нульовий нахил.

Середньочастотна частина бажаної ЛАЧХ будується виходячи з заданих перерегулювання $\sigma [\%]$ і тривалості перехідного процесу t_p . Параметри середньочастотної ділянки бажаної ЛАЧХ визначаються по параметрах бажаної ВЧХ, що зв'язані через графіки проф. Солодовникова з параметрами бажаної ЛАЧХ.

Частота зрізу бажаної ЛАЧХ визначається залежно від частоти позитивності ВЧХ - ω_0 :

$$\omega_c = (0.6 \dots 0.9) \omega_0,$$

де ω_0 визначається по графіках рис. 5.5.

По величині σ_m визначається максимальне значення дійсної частотної характеристики P_{\max} за графіком $\sigma = f(P_{\max})$:

$$\sigma_m = \sigma(P_{\max}) + 0.3 \cdot |P_{\min}| \cdot 100\% < \sigma_{\text{треб}},$$

$$P_{\min} = 1 - P_{\max},$$

де P_{\max} , P_{\min} - максимальне й мінімальне значення ВЧХ;

$\sigma_{\text{треб}}$ - необхідне значення перерегулювання (за завданням).

По σ_m й графіках рис.5.5 визначають P_{\max} , потім P_{\min} . Далі за отриманим значенням P_{\max} і кривій $t_p = f(P_{\max})$ (рис.5.5) визначається час перехідного процесу $t_p = k\pi / \omega_0$. З останнього вираження визначається ω_0 при відомій величині k (із графіка рис.5.5):

$$\omega_0 = k\pi / t_p.$$

Розраховане значення частоти зрізу ω_3 відкладають на осі абсцис ЛАЧХ. Середньочастотна асимптота бажаної ЛАЧХ проводиться через цю точку з нахилом -20 дБ/дек.

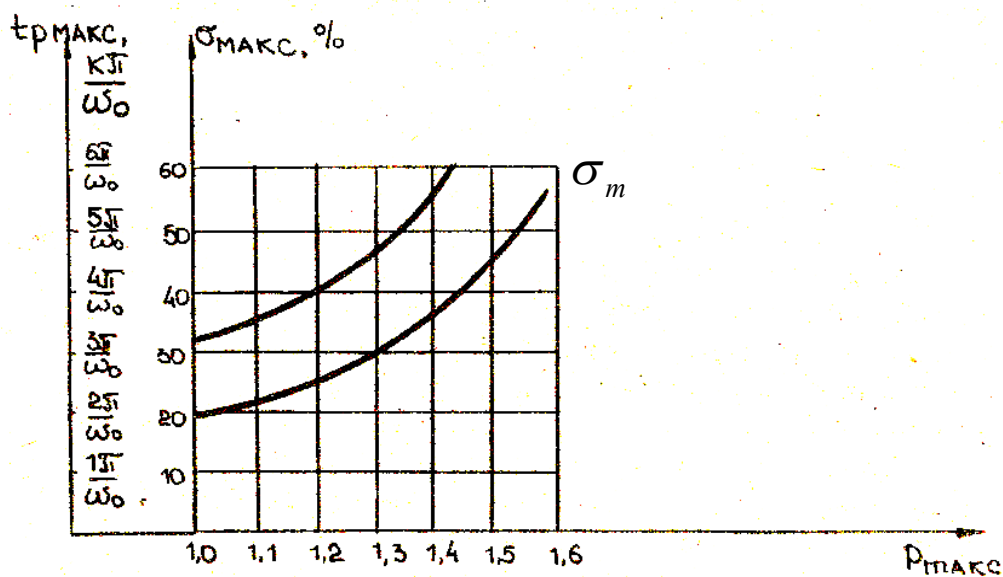


Рисунок 5.5 - Графіки для визначення P_{\max} и P_{\min}

Границі середньочастотної асимптоти ліву і праву визначаємо по графіках (рисунок 5.6) або використовуючи номограму проф. Солодовникова (рисунок 5.7). По величині σ визначається $-\Delta L$ й ΔL . По цьому графіку можна також визначити очікуваний запас стійкості по фазі $\Delta\varphi$.

На графіку ЛАЧХ відкладаються дві ординати $-\Delta L$ й ΔL і проводяться горизонтальні прямі до перетинання із середньочастотною асимптотою. Точки перетинання прямих зі середньочастотною асимптотою визначають її межі.

Сполучення середньочастотної асимптоти з низькочастотною робимо асимптотою з нахилом $-20 \div -60$ дБ/дек.

Виходячи з умов найбільш простої реалізації коригувального пристрою, високочастотну область бажаної ЛАЧХ залишаємо такою як у некоректованої системи, або паралельною їй.

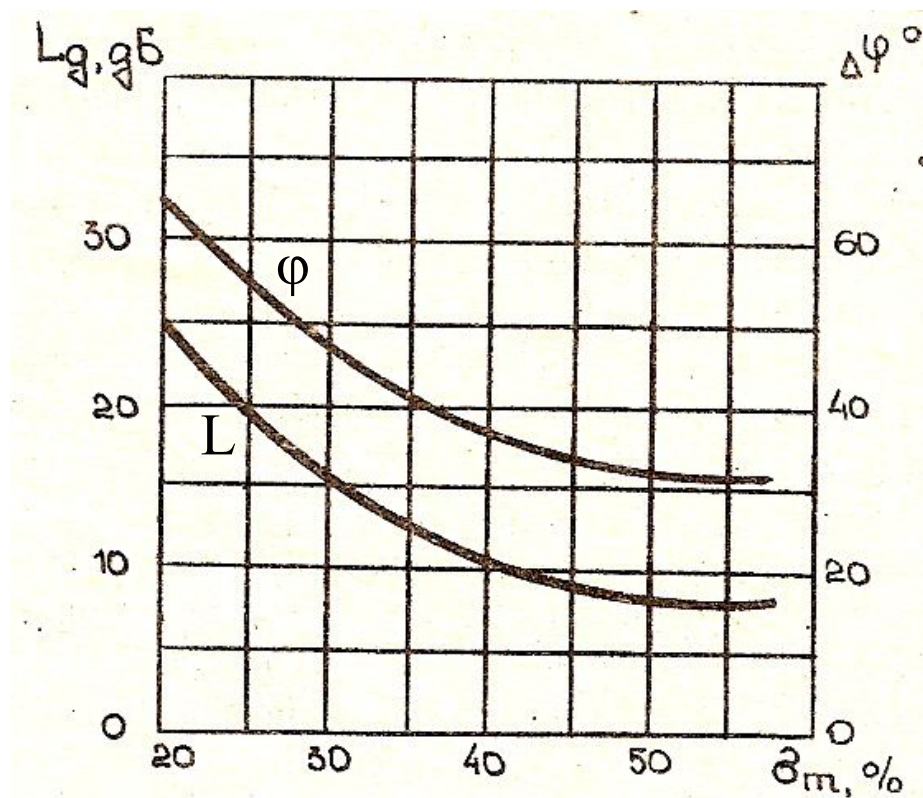


Рисунок 5.6. Графіки для визначення L , $\Delta\varphi$.

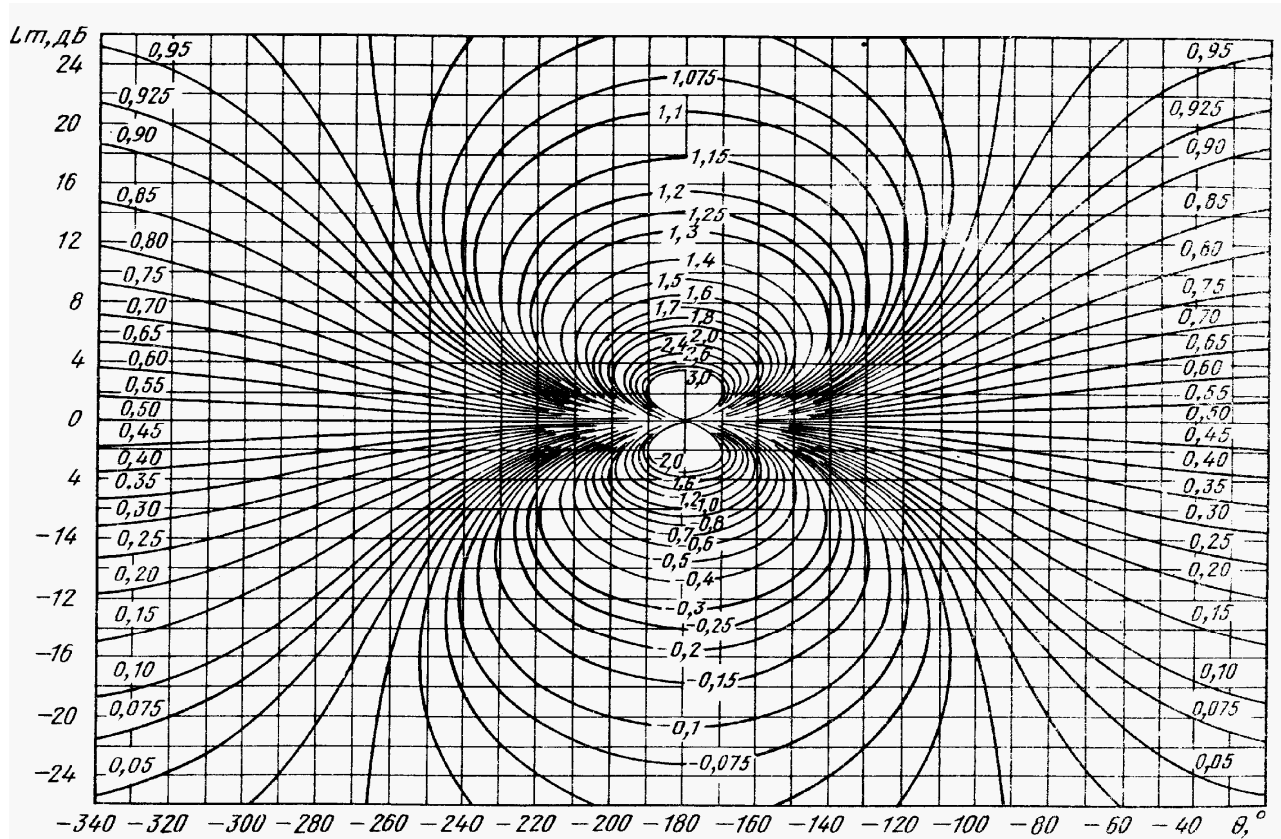


Рисунок 5.7. Номограма проф. Солодовникова

При побудові бажаної ЛАЧХ необхідно прагнути, щоб ЛАЧХ коригувального пристрою мала менше зламів, що забезпечувало б його більш просту технічну реалізацію. Це досягається тоді, коли злами некоректованої й бажаної ЛАЧХ будуть у частотах сполучення. Крім того, припустимо в деяких межах зміна бажаної ЛАЧХ, наприклад, розширення середньочастотної асимптоти, незначне збільшення частоти зрізу.

Далі визначається ЛАЧХ коригувального пристрою відніманням ординат ЛАЧХ вихідної системи з бажаної ЛАЧХ.

Параметри передатної функції визначаються безпосередньо по ЛАЧХ коригувальної ланки (по точках зламу, див. роботи [2,9]).

Після визначення необхідного значення передатної функції $W_{к1}(p)$ послідовного коригувального пристрою, з'ясовують, при якому значенні передатної функції $W_{к2}(p)$ паралельного коригувального пристрою, і при якому значенні передатної функції $W_{к3}(p)$ прямого паралельного

коригувального пристрою буде отриманий той же ефект. Потім приймають рішення, який коригувальний пристрій доцільніше створювати.

Формули переходу від одного виду коригувального пристрою до іншого:

$$W_{k1}(p) = 1/(1 + W_2(p)W_{k2}(p)) = 1 + W_{k3}(p)/W_3(p);$$
$$W_{k2}(p) = (1 - W_{k1}(p))/(W_2(p)W_{k1}(p)) = -W_{k3}(p)/W_2(p)(W_3(p) + W_{k3}(p)),$$
$$W_{k3}(p) = W_3(p)(W_{k1}(p) - 1) = -W_2(p)W_3(p)W_{k2}(p)/(1 + W_2(p)W_{k2}(p)).$$

Якщо значення передатної функції $W_{k2}(p)$ виявляється негативним, то паралельний коригувальний пристрій повинен включатися у вигляді позитивного зворотного зв'язка. При негативному значенні передатної функції $W_{k3}(p)$ вихідний сигнал прямого паралельного коригувального пристрою повинен відніматися з вихідного сигналу ділянки $W_{k3}(p)$.

Після включення коригувальної ланки в систему будується перехідний процес і аналізується якість регулювання.

Методика побудови перехідних процесів з використанням ВЧХ замкнутої системи докладно викладена в джерелах [2, 9, 13].

Перехідний процес у системі можна одержати шляхом моделювання на ПЕОМ, використовуючи один з пакетів прикладних програм, наприклад simulink системи Matlab. Після одержання перехідного процесу в системі повинна бути зроблена оцінка якості системи з погляду задоволення заданих вимог.

5.2.3. Вибір типового закону регулювання й визначення його налаштувань

- пропорційний закон регулювання (П-закон).

Рівняння пропорційного закону: $u(t) = k_{\Pi} \varepsilon(t)$.

Передатна функція пропорційного закону регулювання:

$$W_p(p) = k_{\Pi} = k_p.$$

Збільшення параметра настроювання - коефіцієнта передачі k_p підвищує точність сталих режимів і швидкодію системи, але збільшує коливальність і погіршує стійкість.

- інтегральний закон регулювання (I-закон).

$$\text{Рівняння інтегрального закону: } u(t) = \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \text{ або } T_I \frac{du(t)}{dt} = \varepsilon(t)$$

Передатна функція інтегрального закону регулювання:

$$W_p(p) = \frac{k_I}{p} = \frac{k_p}{T_I p}$$

При інтегральному законі регулювання керуючий вплив у кожен момент часу є пропорційним інтегралу від сигналу помилки. Тому I-регулятор реагує головним чином на тривалі відхилення керованої величини від заданого значення - повільний спосіб управління. Короткочасні відхилення згладжуються цим регулятором. Характерною рисою I-закону є те, що керуючий вплив змінюється доти, поки помилка не буде дорівнювати нулю. Типовий I-закон управління забезпечує астатизм у системі зі статичним об'єктом, тобто нульову сталу помилку при постійних впливах. Негативною стороною I-закону є погіршення властивостей системи в перехідних режимах: зменшується швидкодія й збільшується коливальність.

- пропорційно-інтегральний закон регулювання (PI-закон).

Рівняння пропорційно-інтегрального закону:

$$u(t) = k_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right)$$

Передатна функція пропорційно - інтегрального закону регулювання:

$$W_p(p) = k_I + \frac{k_I}{p} = k_p + \frac{k_p}{T_I p} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I p} \right) = \frac{k_p (T_I p + 1)}{T_I p}$$

Цей закон найбільше часто реалізується в промисловій автоматичі. Він забезпечує астатизм у системі. Завдяки наявності інтегральної складової PI-регулятор забезпечує високу точність у сталому режимі, а при певному

співвідношенні коефіцієнтів k_p і T_I забезпечує гарні показники якості в перехідних режимах.

- пропорційно-диференціальний закон регулювання (ПД-закон).

Рівняння пропорційно - диференціального закону:

$$u(t) = k_p \left(\varepsilon(t) + T_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right)$$

Передатна функція пропорційно - диференціального закону регулювання: $W_p(p) = k_p (1 + T_D p)$.

ПД-регулятор реагує не тільки на величину сигналу помилки, але й на швидкість її зміни. Завдяки цьому при використанні ПД-закону досягається ефект випереджаючого управління. Дія даного закону така ж, як і при введенні в систему ланки, що форсує.

Диференціююча дія визначається швидкістю зміни помилки управління. Отже, це - швидкий спосіб управління, який в остаточному підсумку, зникає при наявності постійних помилок. Такий спосіб іноді називається *прогнозуючим способом*, через його залежність від тенденції зміни помилки. Головним обмеженням диференціюючого способу розглянутого в ізоляції від інших способів, є його тенденція формувати великі керуючі сигнали у відповідь на високочастотні сигнали помилки - помилки, які викликані змінами уставки або шумом вимірювання. Його створення вимагає реалізованої передатної функції, тому звичайно до диференціювання додається полюс.

- пропорційно-інтегрально-диференціальний закон регулювання (ПІД-закон).

Рівняння пропорційно - інтегрально - диференціального закону:

$$u(t) = k_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau + T_D \frac{d\varepsilon(\tau)}{dt} \right)$$

Передатна функція пропорційно - інтегрально - диференціального закону регулювання:

$$W_p(p) = k_{II} + \frac{k_{II}}{p} + k_{D}p = k_p \left(1 + \frac{1}{T_{II}p} + T_{D}p \right) = k_p \frac{T_{II}p + 1 + T_{II}T_{D}p^2}{T_{II}p}.$$

$$W_p(p) = k'_p \frac{(T'_{II}p + 1)(T'_{D}p + 1)}{T'_{II}p} = k'_p \frac{T'_{II} + T'_{D}}{T'_{II}} + \frac{k'_p}{T'_{II}p} + k'_p T'_{D}p$$

Самий гнучкий закон управління, ефективний при управлінні складними об'єктами.

Необхідна якість управління при використанні розглянутих типових законів досягається вибором настроюваних параметрів - коефіцієнтів передачі й постійних часу відповідного складового закону управління: k_{II} , k_{II} , k_{D} - коефіцієнти пропорційної, інтегральної й диференціальної частини; k_p , k'_p - передатні коефіцієнти регулятора; T_{II} , T'_{II} - постійні часу інтегрування; T_{D} , T'_{D} - постійні часу диференціювання.

Диференціююча складова у розглянутих законах регулювання (ПД, ПІД) представлена у вигляді ідеальної диференціюючої ланки. Його створення вимагає реалізованої передатної функції, тому звичайно до диференціювання додається полюс:

$$W_{ПД}(p) = k_p \left(1 + \frac{T_{D}p}{\tau_{D}p + 1} \right)$$

$$W_{ПІД}(p) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_{II}p} + \frac{T_{D}p}{\tau_{D}p + 1} \right)$$

У відсутності інших обмежень, додаткова постійна часу τ_{D} звичайно вибирається такою, що $0,1T_{D} \leq \tau_{D} \leq 0,2T_{D}$. Чим менше додаткова постійна часу диференціювання τ_{D} , тим більше діапазон частот, де реальне диференціювання відповідає точному диференціюванню.

Після вибору типового закону управління приступають до визначення його настроювань. Існує безліч способів настроювання типових регуляторів, як аналітичних, так і емпіричних.

Настроювання типових регуляторів методом розширених частотних характеристик.

Як відомо, для того, щоб замкнута система мала заданий запас стійкості – заданий ступень коливальності m , необхідно й достатньо, щоб РАФХ розімкненої системи $W(-m\omega + j\omega)$ проходила через точку $(-1, j0)$. На підставі цього можна записати:

$$W_{OB}(-m\omega_p + j\omega_p) \cdot W_P(-m\omega_p + j\omega_p) = -1 \quad (5.3)$$

Рівняння (5.3) можна звести до системи двох рівнянь, що відображають зв'язок між частотними характеристиками об'єкта й регулятора:

$$\begin{cases} A_{OB}(m, \omega_p) \cdot A_P(m, \omega_p, k_{II}, k_{II}, k_D) = 1 \\ \varphi_{OB}(m, \omega_p) + \varphi_P(m, \omega_p, k_{II}, k_{II}, k_D) = -\pi \end{cases} \quad (5.4)$$

де k_{II}, k_{II}, k_D – параметри настроювань регуляторів.

Система рівнянь (5.4) дозволяє визначити робочу частоту й параметри настроювань регуляторів, ця система може бути записана також у вигляді:

$$\begin{cases} P_{PC}(m, \omega_p, k_{II}, k_{II}, k_D) = -1 \\ Q_{PC}(m, \omega_p, k_{II}, k_{II}, k_D) = 0 \end{cases}$$

- система з П-регулятором

Розширена амплітудно-фазова характеристика П-регулятора записується у вигляді: $W_P(-m\omega + j\omega) = k_{II}e^{-j\pi}$, тоді система рівнянь (5.4) для системи автоматичного регулювання з П-регулятором перетвориться до виду:

$$\begin{cases} A_{OB}(m, \omega_p) \cdot k_{II} = 1 \\ \varphi_{OB}(m, \omega_p) = -\pi \end{cases} \quad (5.5)$$

Із другого рівняння системи визначається робоча частота ω_p . Останню можна визначити й графічно, для чого варто побудувати розширену фазочастотну характеристику об'єкта й пряму, рівну $-\pi$ (рис.5.8), перетинання яких і дає ω_p .

Настроювання П-регулятора визначиться по співвідношенню

$$k_{II} = \frac{1}{A_{OB}(m, \omega_p)} \quad (5.6)$$

де значення розширеної АЧХ об'єкта можна визначити як аналітично, так і графічно (рис.5.8).

- система з І-регулятором

Розширена амплітудно-фазова характеристика І-регулятора має вигляд

$$W_p(-m\omega + j\omega) = \frac{-k_{II}}{(-m\omega + j\omega)} = \frac{k_{II}}{\omega\sqrt{m^2 + 1}} e^{-j\left(2\pi - \arctg\frac{1}{m}\right)}$$

З урахуванням цієї характеристики система рівнянь (5.4) для визначення настроювання k_{II} й робочої частоти записується у вигляді

$$\begin{cases} A_{OB}(m, \omega_p) \cdot \frac{k_{II}}{\omega\sqrt{m^2 + 1}} = 1 \\ \varphi_{OB}(m, \omega_p) = -2\pi + \arctg\frac{1}{m} \end{cases} \quad (5.7)$$

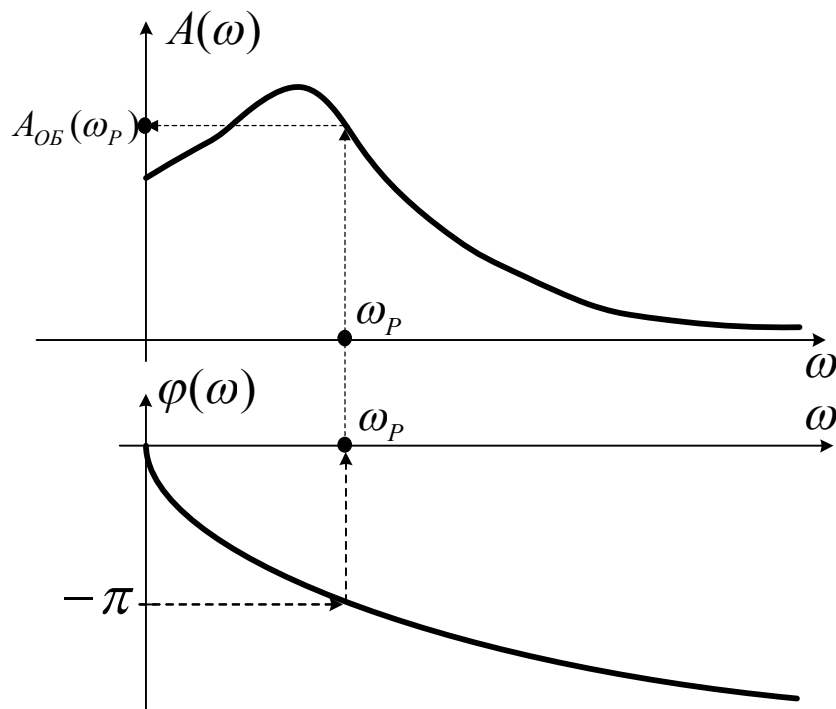


Рисунок 5.8. Визначення настроювання П-регулятора, що забезпечує заданий ступінь коливальності

Розв'язання системи рівнянь (5.7) може бути проведене як аналітично, так і графічно.

Графічне розв'язання другого рівняння з метою визначення робочої частоти представлено на рис.5.9.

На рис.5.9 представлено визначення значення РАЧХ об'єкта при робочій частоті. Настроювання k_{II} І-регулятора, що забезпечує заданий ступінь коливальності, визначається співвідношенням

$$k_{II} = \frac{\omega \sqrt{m^2 + 1}}{A_{OB}(m, \omega_P)} \quad (5.8)$$

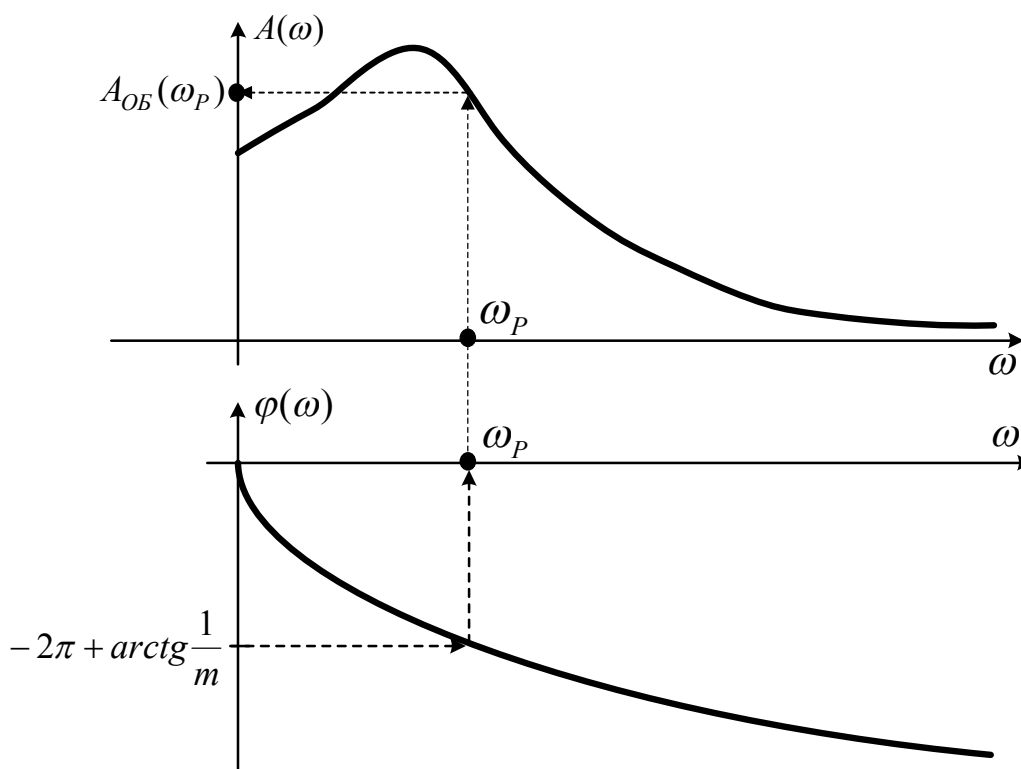


Рисунок 5.9. Визначення настроювання І-регулятора

- Система з ПІ-регулятором

Розширена амплітудно-фазова характеристика ПІ-регулятора:

$$W_P(-m\omega + j\omega) = -\left(k_{II} + \frac{k_{II}}{-m\omega + j\omega}\right),$$

звідки для регулятора

$$\text{РАЧХ} - A_P(m, \omega_P) = \frac{\sqrt{(k_{II} - k_{II}m\omega)^2 + k_{II}^2\omega^2}}{\omega\sqrt{m^2 + 1}};$$

$$\text{РФЧХ} - \varphi_P(m, \omega_P) = \frac{\pi}{2} + \text{arctg} \frac{k_{II}\omega}{k_{II} - k_{II}m\omega} - \text{arctg} m$$

ПІ-регулятор має два параметри настроювань k_{II} і k_{II} , які разом з ω_P підлягають розрахунку. Система рівнянь (2) записується у вигляді:

$$\begin{cases} A_{OB}(m, \omega_P) \cdot \frac{\sqrt{(k_{II} - k_{II}m\omega)^2 + k_{II}^2\omega^2}}{\omega\sqrt{m^2 + 1}} = 1 \\ \varphi_{OB}(m, \omega_P) + \frac{\pi}{2} + \text{arctg} \frac{k_{II}\omega}{k_{II} - k_{II}m\omega} - \text{arctg} m = -\pi \end{cases} \quad (5.9)$$

Отримана система дозволяє визначити тільки два невідомих, а треба три, тому вона має нескінченну множину рішень.

Для одержання цих рішень система розв'язується щодо значень настроювань:

$$\begin{aligned} k_{II} &= \omega_P(m^2 + 1)A_{OB}^*(m, \omega_P) \cdot \sin \varphi_{OB}^*(m, \omega_P) \\ k_{II} &= A_{OB}^*(m, \omega_P)[m \cdot \sin \varphi_{OB}^*(m, \omega_P) - \cos \varphi_{OB}^*(m, \omega_P)] \end{aligned} \quad (5.10)$$

де $A_{OB}^*(m, \omega_P) = \frac{1}{A_{OB}(m, \omega_P)}$; $\varphi_{OB}^*(m, \omega_P) = -\varphi_{OB}(m, \omega_P)$

По заданій робочій частоті визначаються настроювання k_{II} й k_{II} відповідно до системи рівнянь (5.10). Задаючи різні частоти й визначаючи по них настроювання, будується границя заданого ступеня коливальності в площині параметрів k_{II} і k_{II} (рис.5.10), що називається *кривою рівного ступеня коливальності*. Будь-яка точка цієї кривої відповідає вимогам забезпечення запасу стійкості заданого ступеня коливальності $m = m_{зад}$.

Крім того, крива рівного ступеня коливальності поділяє всю площину настроювань k_{II} і k_{II} на дві області: настроювання, що лежать над кривою,

відповідають ступеню коливальності менше заданого $m < m_{зад}$, а настроювання, що лежать під кривою, відповідають ступеню коливальності більше заданого $m > m_{зад}$.

Оптимальні настроювання регулятора k_{II}^{opt} й k_{II}^{opt} розраховуються по мінімуму $J_{кв}$. Для їхнього вибору необхідно розраховувати критерій $J_{кв}$ для всіх пар настроювань регулятора уздовж кривої рівного ступеня коливальності. Ця процедура трудомістка й на практиці удаються до інженерної методики визначення місцезнаходження точки. Робоча частота визначається, виходячи зі співвідношень

$$\omega_p = 1,2 \omega_0 \quad \text{або} \quad \omega_p = 0,8 \omega_{п},$$

де ω_0 - частота, що відповідає вершині кривої $m = m_{зад}$; $\omega_{п}$ - частота, що відповідає пропорційному закону регулювання. Після цього по формулах (5.10) розраховуються k_{II}^{opt} й k_{II}^{opt} .

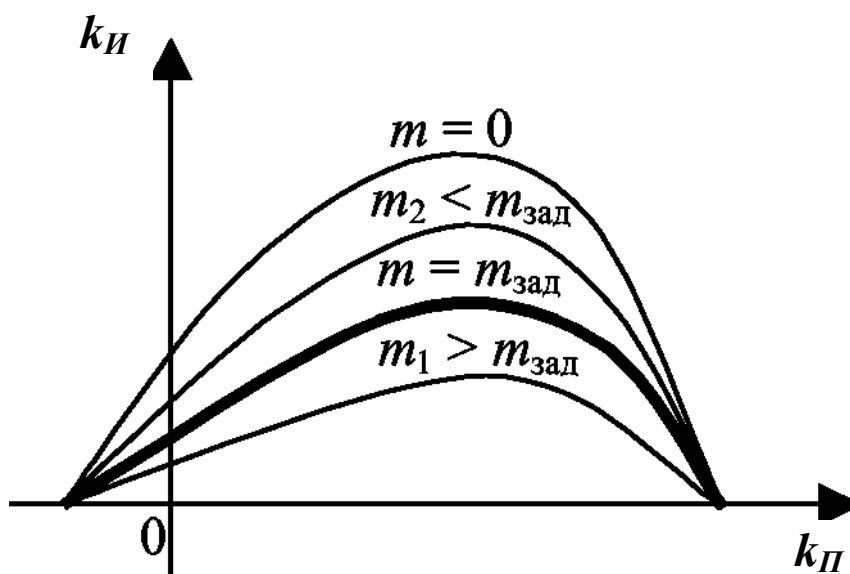


Рисунок 5.10. Границя заданого ступеня коливальності для ПІ-регулятора Коливальності

- система із ПД-регулятором

Розширена амплітудно-фазова характеристика ПД-регулятора записується у вигляді

$$W_P(-m\omega + j\omega) = -(k_{II} + k_D(-m\omega + j\omega))$$

звідки

$$\text{РАЧХ} - A_P(m, \omega_P) = \sqrt{(k_{II} - k_D m \omega)^2 + k_D^2 \omega^2};$$

$$\text{РФЧХ} - \varphi_P(m, \omega_P) = \pi + \operatorname{arctg} \frac{k_D \omega}{k_{II} - k_D m \omega}$$

Тут також три невідомих k_D , k_{II} , ω_P і два рівняння системи (5.4), вирішення якої щодо настроювань k_D і k_{II} дозволяє записати їх у вигляді:

$$\begin{aligned} k_{II} &= A_{OB}^*(m, \omega_P) [m \cdot \sin(\varphi_{OB}^*(m, \omega_P) - \pi) + \cos(\varphi_{OB}^*(m, \omega_P) - \pi)] \\ k_D &= \frac{1}{\omega_P} A_{OB}^*(m, \omega_P) \cdot m \cdot \sin(\varphi_{OB}^*(m, \omega_P) - \pi) \end{aligned} \quad (5.11)$$

де
$$A_{OB}^*(m, \omega_P) = \frac{1}{A_{OB}(m, \omega_P)}; \quad \varphi_{OB}^*(m, \omega_P) = -\varphi_{OB}(m, \omega_P)$$

Задаючи різні робочі частоти й визначаючи відповідні їм настроювання, у площині параметрів настроювань k_D і k_{II} будується крива $m=m_{зад}$ рівного ступеня коливальності (рис.5.11).

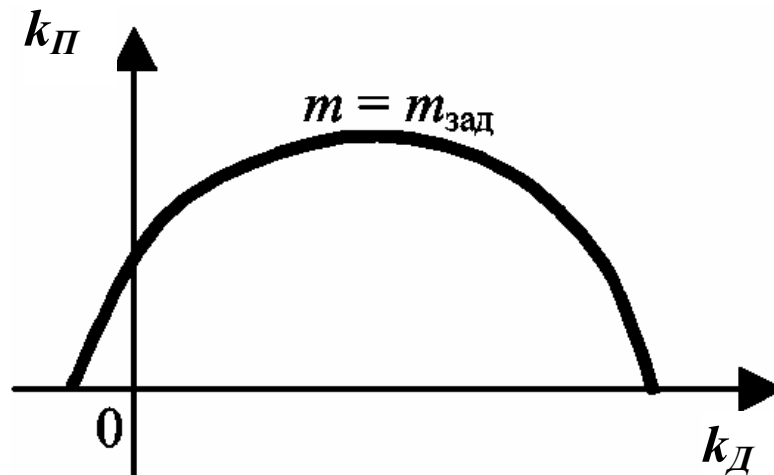


Рисунок 5.11. Границя заданого ступеня коливальності для ПД-регулятора

Будь-яка точка цієї кривої відповідає вимозі, що $m = m_{зад}$. Вище кривої $m < m_{зад}$, а нижче - $m > m_{зад}$.

Процедура розрахунку оптимальних параметрів настроювань ПД-регулятора аналогічна розрахунку ПІ-регулятора. У площині параметрів k_D і k_P будується крива заданого ступеня коливальності (рис.5.11). При прямованні уздовж кривої вправо збільшується диференціююча складова k_D і частота. Отже, чим більше k_D , тим менше динамічна помилка регулювання. Величина настроювання, пропорційна складовій k_P , спочатку збільшується, а потім зменшується, причому, чим більше k_D , тим менше статична помилка. Оптимальні настроювання k_D й k_P визначаються з умови мінімуму $J_{кв}$, якому на кривій рівного ступеня коливальності відповідає точка, яка розташована на її вершині.

- система з ПД-регулятором

Для ПД-регулятора з настроюваннями k_P , k_I , k_D крива рівного ступеня коливальності являє собою поверхню в тривимірному просторі. Для обмеження області пошуку настроювання k_D розглядають як залежне від k_P і k_I :

$$k_D = \alpha \cdot \frac{k_P^2}{k_I},$$

де α - коефіцієнт, оптимальні значення якого відповідають діапазону

$$0,15 \leq \alpha \leq 0,6.$$

Тоді поверхня вироджується в криву на площині k_P й k_I .

Доведено, що оптимальні настроювання ПІ- і ПД-регуляторів у смислі мінімуму інтегрального квадратичного критерію відповідають максимуму k_I на кривій рівного ступеня коливальності.

Розглянуті вище методики вибору настроюваних параметрів типових регуляторів аналогічно застосовуються при заданому ступені стійкості.

Настроювання типових регуляторів з використанням оптимізації амплітудної характеристики

При проектуванні систем управління об'єктами, що не містять чистого запізнювання, найбільше застосування отримали два критерії - модульний оптимум (МО) і симетричний оптимум (СО).

Настроювання системи за критерієм МО забезпечують мале перегулювання й досить швидке протікання перехідного процесу з наступними показниками якості:

$$\sigma < 9\%, \quad t_H < \frac{2\pi}{\omega_0}, \quad t_{II} < \frac{3\pi}{\omega_0}.$$

Амплітудну характеристику, близьку за формою до прямокутної характеристики ідеального фільтра, має так званий *фільтр Баттерворта*, у якого АЧХ

$$A_B(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 + T\omega)^{2n}}}. \quad (5.12)$$

На практиці, як правило, використовують фільтри з порядком $n = 2 \dots 8$

При настроюванні систем за критерієм МО передатну функцію замкнутої системи

$$W_3(p) = \frac{b_m}{a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_n} \quad (5.13)$$

приводять до нормованого виду

$$W_3(\bar{p}) = \frac{B_m}{\bar{p}^n + A_1 \bar{p}^{n-1} + A_2 \bar{p}^{n-2} + \dots + A_{n-1} \bar{p} + 1}, \quad (5.14)$$

де $\bar{p} = pT_M = p/\omega_0$ - оператор Лапласа, що відповідає безрозмірному (відносному) часу $\bar{t} = t/T_M$, T_M - масштабний множник, який дорівнює

$$T_M = 1/\omega_0 = \sqrt[n]{a_0/a_n}; \quad (5.15)$$

безрозмірні коефіцієнти

$$A_1 = \frac{a_1}{a_0} T_M; \quad A_2 = \frac{a_2}{a_0} T_M^2; \dots; \quad A_n = \frac{a_{n-1}}{a_0} T_M^{n-1}; \quad B_m = \frac{b_m}{a_n} \dots \quad (5.16)$$

Щоб забезпечити бажану форму амплітудної характеристики, близьку до прямокутної, коефіцієнти нормованої функції (5.14) вибирають у відповідності зі стандартними поліномами Баттерворта (табл. 5.1). Саме при таких сполученнях коефіцієнтів A_i амплітудна характеристика фільтра приймає вид (5.12), причому $T = T_M$, а відносна частота $\Omega_0 = \omega_0 T = 1$ відповідає значенню АЧХ, рівному 0,7 (при $B_m = 1$).

Масштабний множник T_M не впливає на форму перехідного процесу й служить узагальненою мірою швидкодії системи. Його значення можна вибрати виходячи з необхідних показників швидкодії t_H і t_{II} по наступних наближених формулах:

$$t_H \approx nT_M, \quad t_{II} \approx 2nT_M. \quad (5.17)$$

Знайдене по цих формулах значення T_M забезпечують за рахунок вибору по формулі (5.15) відповідного загального передатного коефіцієнта розімкнутого контуру k , що входить у вільний член a_n : $a_n = 1 + k$ - для статичних систем, $a_n = k$ - для астатичних систем.

Таблиця 5.1. Коефіцієнти фільтрів Баттерворта

n	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7
2	1,4	--	--	--	--	--	--
3	2,0	2,0	--	--	--	--	--
4	2,61	3,41	2,61	--	--	--	--
5	3,24	5,24	5,24	3,24	--	--	--
6	3,86	7,46	9,13	7,46	3,86	--	--
7	4,5	10,1	14,6	14,6	10,1	4,5	--
8	5,12	13,1	21,8	25,7	21,8	13,1	5,12

Указані вище значення тривалості перехідного процесу t_n і перерегулювання σ строго втримуються тільки в тих випадках, коли чисельник передатної функції (5.13) не містить доданків з оператором p . Проте й для систем з більш складним поліномом чисельника можна користуватися рекомендованими значеннями коефіцієнтів Баттерворта. При цьому також забезпечується досить гарна якість перехідного процесу. Крім

того, настроювання, що відповідають поліномам Баттерворта, можуть використовуватися як вихідні (відправні) для відшукування оптимальних настроювань систем, передатні функції яких мають чисельник у вигляді полінома від p .

- емпіричне налаштування типових регуляторів

Один із традиційних шляхів проектування ПІД-регулятора - використання емпіричних правил настроювання, заснованих на вимірюваннях, які зроблені на реальному об'єкті - метод коливань Зіглера-Нікольса.

Ця процедура застосовна тільки для стійких об'єктів і виконується за допомогою наступних кроків:

- взяти реальний об'єкт із пропорційним управлінням і дуже маленьким посиленням;
- збільшувати посилення, поки в контурі не почнуться коливання (необхідно отримати лінійні коливання на виході регулятора);
- визначити граничне посилення регулятора $k_p = k_{cp}$ й період коливань T_{cp} на виході регулятора;
- обчислити параметри регулятора згідно табл. 1.

Таблиця 5.2. Налаштування типових регуляторів методом коливань Зіглера-Нікольса

	k_p	T_{II}	T_D
П	$0,50k_{cp}$ ($0,55k_{cp}$)	--	--
ПІ	$0,45k_{cp}$ ($0,35k_{cp}$)	$T_{cp}/1,2$ ($1,25T_{cp}$)	--
ПІД	$0,60k_{cp}$	$0,5T_{cp}$	$T_{cp}/8$

Є деякі розбіжності відносно різних способів ПІД-параметризації, для яких був розроблений метод Зіглера-Нікольса, але описаний тут варіант застосовується до параметризації наступного виду:

$$W_{\text{пид}}(p) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_{\text{и}} p} + \frac{T_{\text{д}} p}{\tau_{\text{д}} p + 1} \right).$$

Розглянуті вище методики настроювання типових законів регулювання дозволяють визначити опорні значення настроюваних параметрів, які потім уточнюються в результаті досліджень на реальному об'єкті або його моделі.

5.3. Вказівки до розрахунку нелінійної системи.

У цьому розділі досліджується скоректована САУ з урахуванням нелінійності.

Ціль дослідження – встановлення можливості виникнення в системі автоколивань, визначення параметрів автоколивань (амплітуди A_0 й частоти ω_0) і оцінка стійкості автоколивальних режимів. Нелінійна САУ вважається задовільною, якщо автоколивання відсутні. При наявності стійких автоколивальних режимів робиться висновок про необхідність подальшої корекції САУ. Передатна функція й параметри коригувальної ланки беруться за результатами розрахунку лінійної системи.

Порядок дослідження нелінійної САУ наступний.

Структурну схему, представлену на рисунку 5.1, необхідно привести до розрахункової схеми, що містить нелінійний елемент і зібрану в єдиний блок лінійну частину (рисунок 5.12).

При виконанні цього перетворення покласти рівним нулю задаючий вплив, тому що автоколивання є вільними коливаннями.

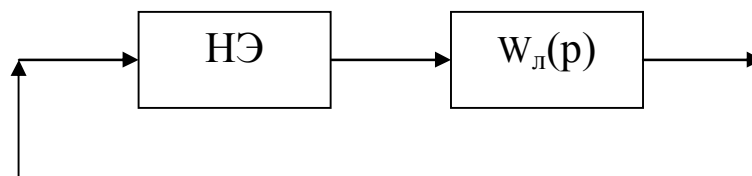


Рисунок 5.12 – Структурна схема нелінійної САУ.

Еквівалентний комплексний коефіцієнт передачі нелінійного елемента.

$$W_{\Sigma}(x_m) = q(x_m) + jq_1(x_m)$$

Параметри автоколивань і їхню стійкість можна визначати різними методами.

Якщо відомі передатна функція лінійної частини

$$W_L(p) = \frac{K_L(p)}{D_L(p)} \quad (5.18)$$

і еквівалентна передатна функція нелінійної частини

$$W_H(p, x_m, \omega) = q(x_m) + q_1(x_m)p/\omega, \quad (5.19)$$

те можна записати еквівалентну передатну функцію розімкнутого контуру нелінійної системи

$$W(p, x_m, \omega) = W_L(p)W_H(p, x_m, \omega) = \frac{K_L(p)}{D_L(p)} [q(x_m) + q_1(x_m)p/\omega] \quad (5.20)$$

і характеристичне рівняння гармонічно лінеаризованої системи

$$F(p, x_m, \omega) = D_L(p) + K_L(p)[q(x_m) + q_1(x_m)p/\omega] = 0 \quad (5.21)$$

У режимі автоколивань амплітуда x_m і частота ω , як відомо, залишаються постійними. Отже, і функція $W(p, x_m, \omega)$ в цьому режимі постійна, а вираження (5.20) і (5.21) є лінійними, і їх можна аналізувати звичайними методами теорії лінійних систем.

Існуванню в нелінійній системі автоколивань відповідає перебування лінеаризованої системи (5.21) на коливальній границі стійкості. Для визначення коливальної границі можна використовувати будь-який із звичайних критеріїв стійкості, які застосовуються для лінійних систем.

Дослідження автоколивань за допомогою критерію Михайлова.

Найбільше зручно досліджувати автоколивання за допомогою критерію Михайлова. Для того щоб установити, чи можливі в системі автоколивання виду $x(t) = x_{ma} \cdot \sin \omega_a t$ з постійною амплітудою x_{ma} й

частотою ω_a , необхідно в характеристичне рівняння (5.21) підставити мнимий корінь $p = j\omega_a$:

$$D_L(j\omega_a) + K_L(j\omega_a)[q(x_m) + q_1(x_m)j\omega_a/\omega] = 0 \quad (5.22)$$

і розв'язати його щодо невідомих x_{ma} й ω_a .

Розв'язання рівняння (5.22) спрощується завдяки тому, що в лівій частині завжди можуть бути виділені дійсна й мнима складові, які порізно теж дорівнюють нулю:

$$\begin{cases} P(x_{ma}, \omega_a) = 0; \\ Q(x_{ma}, \omega_a) = 0. \end{cases} \quad (5.23)$$

Одночасне виконання рівностей (5.23) відповідає проходженню характеристичної кривої $F(x_m, j\omega)$ через початок координат.

Якщо рівняння (5.23) не мають позитивних дійсних корінь x_{ma} й ω_a то автоколивання в системі неможливі.

Після відшукування параметрів x_{ma} й ω_a необхідно перевірити, чи відповідають вони стійким автоколиванням. Для цього використовують наступну умову стійкості автоколивань:

$$\left(\frac{\partial P}{\partial x_{ma}}\right)^* \left(\frac{\partial Q}{\partial \omega_{ma}}\right)^* - \left(\frac{\partial P}{\partial \omega_{ma}}\right)^* \left(\frac{\partial Q}{\partial x_{ma}}\right)^* > 0 \quad (5.24)$$

де зірочка означає, що в похідні, отримані з виразень (6), необхідно підставити знайдені чисельні значення параметрів x_{ma} й ω_a .

Дослідження автоколивань за допомогою критерію Найквіста.

Якщо лінійна частина описується рівнянням високого порядку або містить запізнювання, то аналітичне розв'язання системи (5.23) важко або неможливо. У цих випадках автоколивання можна відшукати за допомогою критерію Найквіста.

Відповідно до критерію Найквіста система знаходиться на коливальній границі стійкості, якщо АФЧХ розімкнутого контуру проходить через точку $(-1; j0)$. Отже, умовою існування автоколивань є рівність

$$W_{\mathcal{L}}(j\omega_a)W_H(x_{ma}) = -1 \quad (5.25)$$

або

$$W_{\mathcal{L}}(j\omega_a) = \frac{-1}{W_H(x_{ma})} \quad (5.26)$$

Ліва частина рівняння (5.26) являє собою АФЧХ всіх лінійних ланок системи, а права - зворотню характеристику нелінійного елемента, взяту із протилежним знаком.

Рівняння (5.26) зручно вирішувати графічно. Для цього необхідно побудувати указані характеристики в одній системі координат (рис. 5.13). У точках перетинання кривих виконується рівність (5.26). Ці точки визначають параметри автоколивань. Оцінка поточної частоти на кривій $W_{\mathcal{L}}(j\omega)$ визначає частоту автоколивань ω_a , а оцінка поточної амплітуди на кривій $1/W_H(x_{ma})$ - амплітуду автоколивань x_{ma} . Якщо характеристики не перетинаються, то автоколивання відсутні.

Факт стійкості або нестійкості знайденого режиму автоколивань встановлюють за допомогою наступного правила: якщо точка на кривій $1/W_H(x_{ma})$, близька до точки перетинання, але зрушена в напрямку зростання параметра x_m , не охоплюється характеристикою $W_{\mathcal{L}}(j\omega)$, то автоколивання стійкі, якщо ж охоплюється, то - нестійкі (див. рис. 5.13, точка M_2 відповідає стійким автоколиванням, точка M_2 - нестійким).

Визначення параметрів автоколивань по логарифмічних частотних характеристиках.

Умови виникнення автоколивань у нелінійних системах (рівняння гармонійного балансу)

$$W(j\omega)W_{\mathcal{N}}(x_m) = -1 \quad (5.27)$$

можна записати у вигляді рівнянь:

$$\arg W(j\omega) + \arg W_{\mathcal{N}}(x_m) = (2k + 1)\pi, \quad k = 0, 1, 2$$

$$|W(j\omega)| |W_{\mathcal{N}}(x_m)| = 1$$

Виконав логарифмування рівності (5.12), одержимо:

$$L(\omega) = -L(x_m)$$

де

$$L(\omega) = 20\lg|W(j\omega)|, \quad L(x_m) = 20\lg|W_{\mathcal{D}}(x_m)|.$$

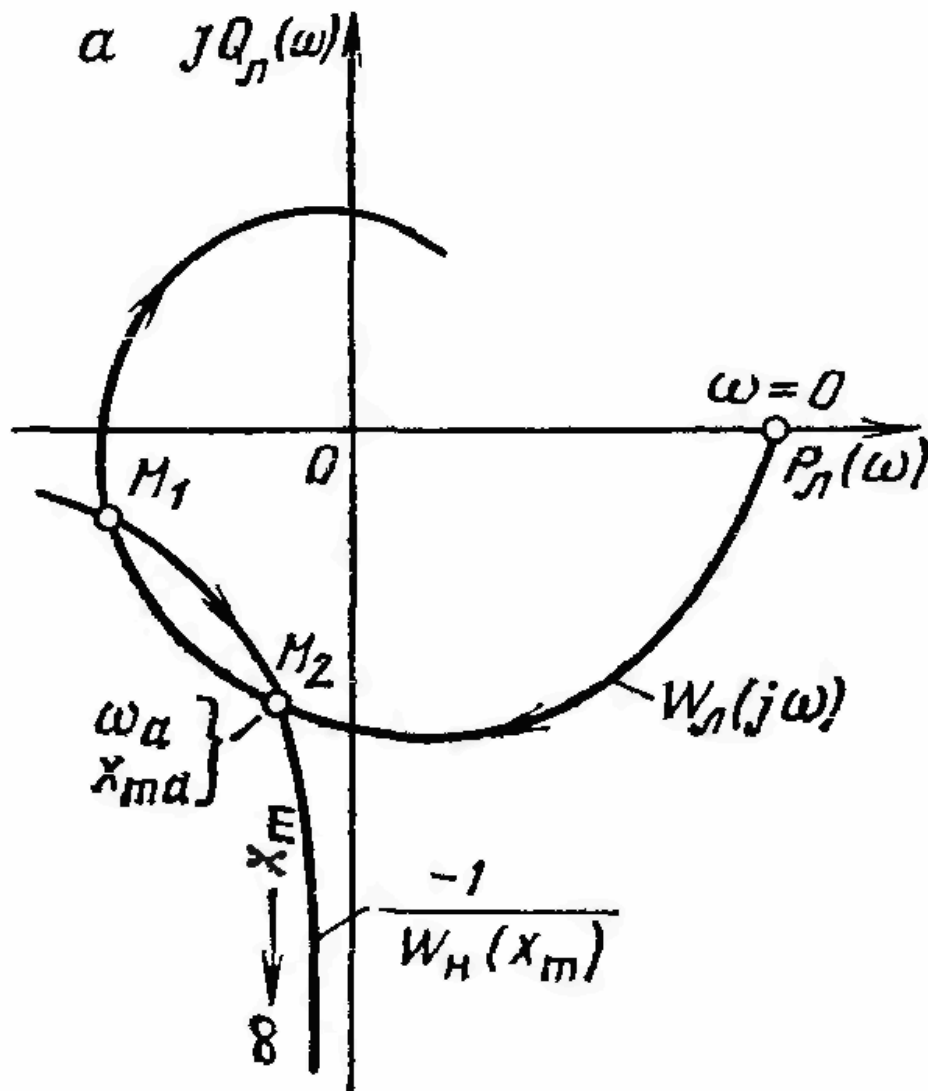


Рисунок 5.13. Визначення амплітуди та частоти автоколивань графічним способом

У курсовому проекті розглядається система з нелінійним елементом, який має однозначну характеристику. У такому випадку $W_{\mathcal{D}}(x_m) = q(x_m)$ й умови виникнення автоколивань приймають вид:

$$L(\omega) = -L(x_m) \tag{5.28}$$

$$\varphi(\omega) = -(2K + 1)\pi, \quad k = 0, 1, \dots, k \quad (5.29)$$

$$L(x_m) = 20 \lg q(x_m); \quad \varphi(\omega) = \arg W(j\omega) \quad (5.30)$$

Виходячи з умов (5.28), (5.29) і (5.30), порядок визначення можливості автоколивань і знаходження їхніх параметрів наступний:

1. Побудувати логарифмічні амплітудні $L(\omega)$ й фазову $\varphi(\omega)$ частотні характеристики лінійної частини системи й логарифмічну амплітудну характеристику $[-L(x_m)]$ гармонічно лінеаризованого нелінійного елемента. При побудові характеристики $[-L(x_m)]$ по осі абсцис доцільно прийняти той самий масштаб для ω й x_m .
2. У лінійній системі можливе виникнення автоколивань, як слідує з (5.28), (5.29) і (5.30), якщо для якої-небудь із ординат ЛАЧХ $L(\omega)$ лінійної частини системи, взятих при значеннях ω , при яких ЛФЧХ $\varphi(\omega)$ перетинається із прямими $\varphi = -(2k + 1)\pi, k = 0, 1, 2, \dots$, можна знайти рівну їй ординату ЛАХ $[-L(x_m)]$ нелінійного елемента.
3. По точках перетинання ЛФЧХ $\varphi(\omega)$ із прямими $\varphi = -(2k + 1)\pi, k = 0, 1, 2, \dots$ знайти частоти ω_0 можливих автоколивальних режимів.
4. Визначити значення ординат ЛАЧХ $L(\omega)$ лінійної частини системи, що відповідають знайденим частотам, а потім з умови (5.28) графічно знайти амплітуди можливих автоколивань x_{ma} (див. рисунок 5.14).
5. Автоколивання з амплітудою x_{ma} будуть стійкими, якщо в малій околиці з координатами $[x_{ma}, -L(x_{ma})]$, дотичні до характеристики $[-L(x_m)]$,

$$|W(j\omega)| = \left| \frac{1}{W_{\exists}(x_{ma} + \Delta x_{ma})} \right|$$

мають позитивні нахили до осі абсцис (до осі ω й x_{ma}). Це слідує з того факту, що автоколивання з амплітудою x_{ma} стійкі, якщо

$$L(\omega_0) < L(x_{ma} + \Delta x_{ma})$$

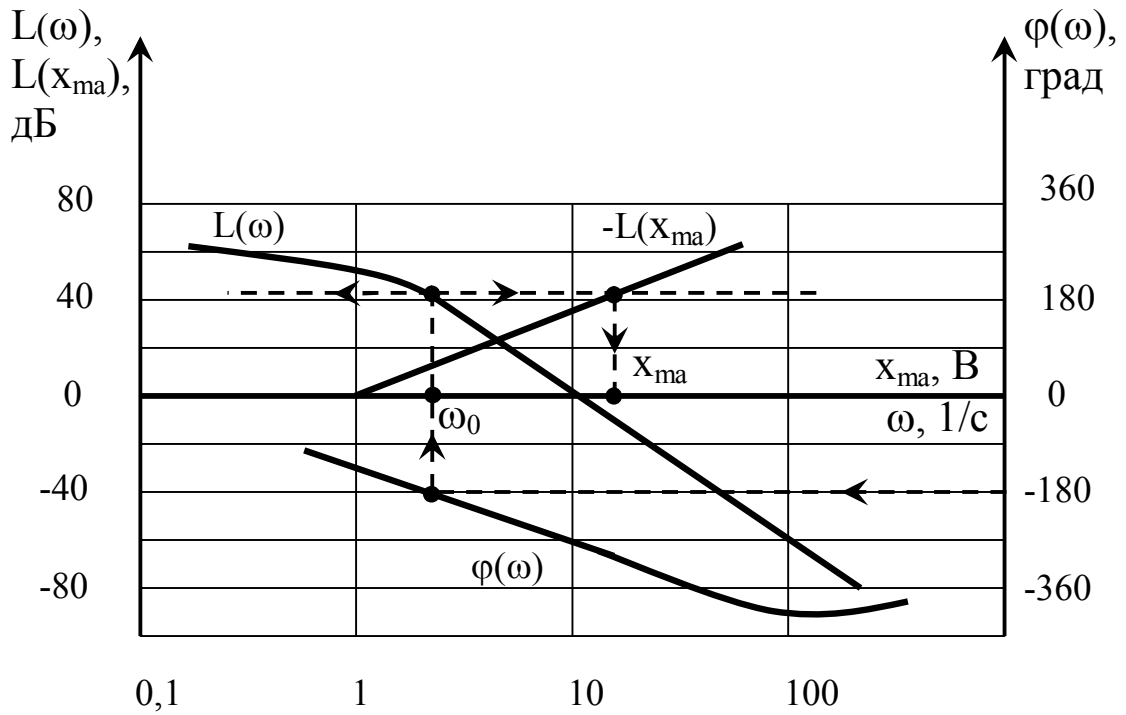


Рисунок 5.14 – До визначення параметрів автоколивань x_{ma} и ω_0

Якщо автоколивання відсутні (рис.5.15), то доцільно визначити якісні показники системи з урахуванням нелінійності й порівняти із заданими.

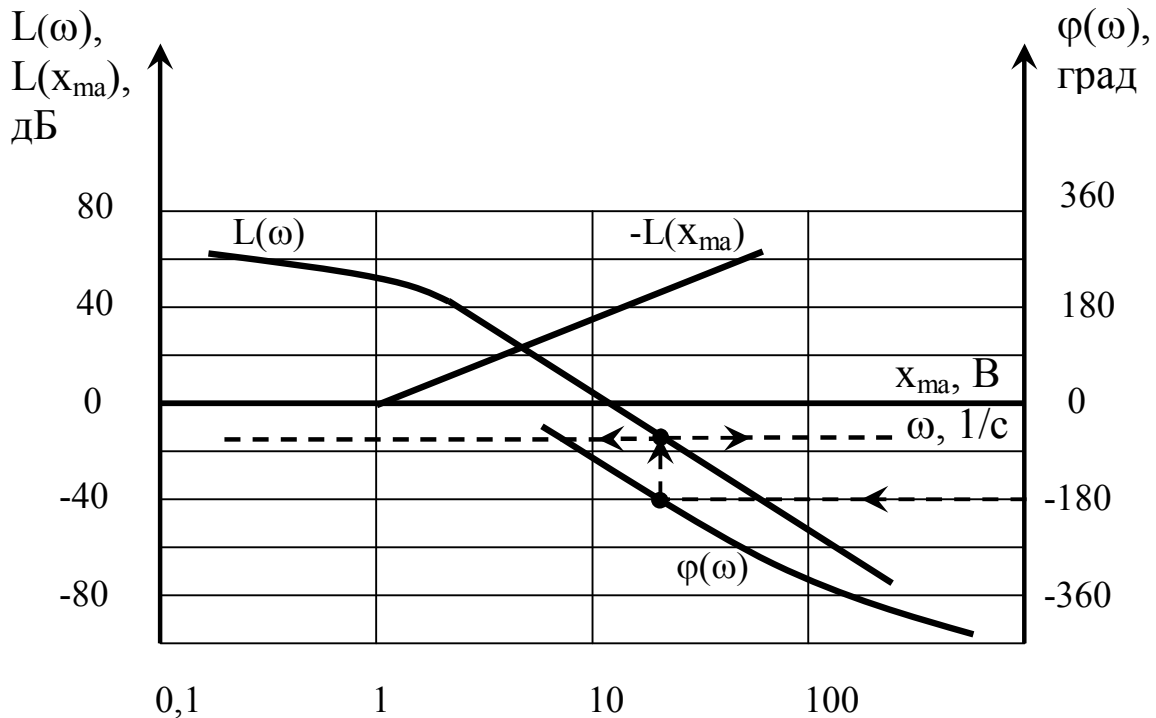


Рисунок 5.15 - Автоколивання в системі відсутні

Оцінку якості й у випадку виникнення автоколивань у системі й у випадку їхньої відсутності провести на підставі результатів моделювання.

При виконанні цього розділу проробити літературу [8].

Перелік рекомендованих джерел

1. Ордынцев В. М. Математическое описание объектов автоматизации. – М.: Машиностроение, 1965, 265 с.
2. Зайцев Г. Ф., Костюк З. И., Чинаев П. И. Основы автоматического управления и регулирования. – Изд. 2-е. – Киев: Техника, 1977, 472 с.
3. Башарин А. В., Голубев Ф. Н., Кепперман В. Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. – М. – Л. Энергия, 1964, 352 с.
4. Корнилов Ю. Г. Теоретические основы автоматического регулирования. – Киев: Техника, 1965, 462 с.
5. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления. /Под ред. В. А. Бесекерского. – Изд. 4-е. – М.: Наука, 1972, - 588 с.; Изд. 5-е. 1978, - 510 с.
6. Олейников В. А., Тихонов О. Н. Автоматическое управление технологическими процессами в обогатительной промышленности. – Л.: Недра 1966, - 265 с.
7. Тихонов О. Н. Решение задач по автоматизации процессов обогащения и металлургии. – Л.: Недра 1969, - 315 с.
8. Куропаткин П. В. Теория автоматического управления. – М.: Высшая школа 1973, - 527 с.
9. Теория автоматического управления (в двух частях) /Под ред. А. А. Воронова. – М.: Высшая школа 1986, - 504 с.
10. Теория автоматического управления. /Под ред. Нетушила А. В. – М.: Высшая школа 1976, - 424 с.
11. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука 1972, - 768 с.
12. Макаров И. М., Менский Б. М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал). – 2-е изд. – М.: Машиностроение 1982, - 504 с.

13. Изашенко Н. Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. – Изд. 4-е. – М.: Машиностроение 1978, - 376 с.
14. Лукас В. А. Основы теории автоматического управления. – М.: Недра 1977, - 376 с.
15. Широкий Д. К., Куриленко О. Д. Расчет параметров промышленных систем регулирования: Справочное пособие. – Киев: Техшка 1972, - 234 с.
16. Стефани Е. П., Панько М. А., Пикина Г. А. Сборник задач по основам автоматического регулирования теплоэнергетических процессов. – М.: Энергия 1973, - 250 с.
17. Стефани Е. П. Основы расчета настройки регуляторов теплоэнергетических процессов. – М.: Энергия 1972, - 450 с.
18. Минина О. М. Определение динамических характеристик и параметров типовых регулируемых объектов. – М.: Изд. ан СССР 1963, - 37 с.
19. Крут Е. К., Минина О. М. Электрические регуляторы промышленной автоматики. – М. – Л.: Госэнергоиздат 1962, - 280с.
20. Коляев А. В. Расчет переходного процесса в линейных системах методов понижения порядка дифференциальных уравнений. – Автоматика и телемеханика 1959, №4, с. 25-37.
21. Расчет автоматических систем. /Под ред. Фатеева А. В. – М.: Высшая школа 1973, - 336 с.
22. Перепелкин С. Р. Расчет следящих систем (частотный метод). – Харьков: Вища школа 1978, - 122 с.
23. Топчеев Ю. И., Цыпляков А. П. Задачник по теории автоматического регулирования. – М.: Машиностроение 1977, - 367 с.
24. Ротач В. Я. Расчет динамики промышленных автоматических систем регулирования. – М.: Энергия 1973, - 530 с.
25. Штейнберг Ш. Е. Хвилевичкий Л. О., Ястребнецкий М.А. Промышленные автоматические регуляторы. – М.: Энергия 1973, - 620 с.

26. Справочник по наладке автоматических устройств контроля и регулирования. – Изд. 2-е. – Киев: Наукова думка 1981, - ч.1, - 464 с., - ч.2, - 478 с.
27. Проектирование следящих систем. /Под общей ред. Е. П. Попова. Проектирование следящих систем с помощью ЭВМ. /Под ред. В. С. Медведева. – М.: Машиностроение 1979, - 368 с.
28. Электрический справочник. Электрические устройства. – М.: Энергоиздат 1981, Т. П., - 640 с.
- Электрический справочник. Использование электрической энергии. – М.: Энергоиздат 1982, Т. Ш., кн. 2, - 580 с.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ Й НАУКИ УКРАЇНИ
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кафедра автоматики й телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

До курсового проекту по дисципліні
“Теорія автоматичного управління”

Проектував:
Студент гр. СУА-00а
А. М. Петров

Керівник:
Доц. К. П. Іванов

Донецьк 2010

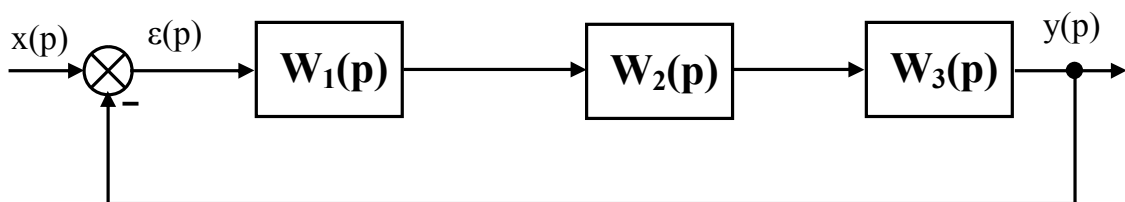
Курсовий проект присвячений синтезу коригувального пристрою лінійної системи з метою одержання заданих показників якості управління, вибору типових законів регулювання і їхніх налаштувань, дослідженню впливу нелінійності, що не враховувалася при синтезі коригувального пристрою методом логарифмічних частотних характеристик.

Вихідні дані для проектування.

1. Структурна схема системи.
2. Передатні функції ланок:

$$W_1(p) = \frac{k_1}{p}; \quad W_2(p) = \frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}; \quad W_2'(p) = \frac{k_2}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}$$
$$W_3(p) = \frac{k_3}{(T_3 p + 1)};$$

3. Параметри передатних функцій k , T .
4. Величина насичення нелінійного елемента b .
5. Вимоги до якості управління:
 - максимальне перерегулювання - σ , %;
 - час регулювання - t_p , з;
 - статизм об'єкта - s_o , отн. ед;
 - статизм системи - s_c , отн. ед;
 - швидкість зміни вхідного впливу - g_0 , ед/с;
 - швидкісна помилка регулювання - $\delta_{ск}$, отн. ед;



Структурна схема вихідної системи.

№	T ₁	T ₂	T ₃	k ₁	k ₂	k ₃	b	s ₀	s _c	g ₀	δ _{ск}	σ	t _p	
1	0,05	0,01	0,2	0,03	120	2	2	-	-	2	0,02	32	0,9	W ₂ '(p)
2	0,2	0,6	0,75	0,05	200	3	3	-	-	3	0,03	25	2,8	W ₂ (p)
3	0,1	0,5	0,9	0,08	95	0,5	4	0,7	0,01	-	-	28	1,5	W ₂ (p)
4	0,05	0,2	0,8	0,025	500	5	2,5	-	-	10	0,05	36	2,0	W ₂ (p)
5	0,08	0,15	0,7	0,01	150	20	3	-	-	9	0,02	26	2,5	W ₂ (p)
6	0,07	0,03	0,6	0,03	100	5	2	-	-	8	0,04	30	0,9	W ₂ '(p)
7	0,05	0,2	0,04	0,07	170	1,5	2,5	0,4	0,02	-	-	35	0,8	W ₂ (p)
8	0,025	0,015	0,15	0,1	125	8	2	-	-	11	0,045	24	0,5	W ₂ (p)
9	0,09	0,5	0,8	0,15	150	12	4	-	-	7	0,015	34	0,6	W ₂ (p)
10	0,014	0,03	0,85	0,04	200	5	2,5	-	-	4,5	0,045	30	1,5	W ₂ (p)
11	0,01	0,4	0,7	0,9	50	0,5	4	0,7	0,02	-	-	25	1,2	W ₂ (p)
12	0,02	0,09	0,5	0,8	90	2	2	-	-	2,9	0,01	30	1,1	W ₂ (p)
13	0,1	0,04	0,65	0,7	110	0,8	2,5	-	-	3	0,03	35	1,4	W ₂ '(p)
14	0,08	0,4	0,75	0,5	110	2,5	3	-	-	6	0,07	30	1,3	W ₂ (p)
15	0,02	0,08	0,9	0,4	95	0,8	2,5	-	-	5	0,06	32	1,5	W ₂ (p)
16	0,04	0,09	0,65	0,3	80	1,5	4	-	-	6	0,05	33	1,4	W ₂ (p)
17	0,01	0,045	0,7	0,4	70	3,3	5	-	-	7	0,04	34	1,5	W ₂ (p)
18	0,02	0,05	0,6	0,5	60	0,3	2,5	0,8	0,03	-	-	27	1,5	W ₂ (p)
19	0,09	0,01	0,75	0,1	50	60	3	-	-	9	0,02	29	1,2	W ₂ '(p)
20	0,06	0,02	0,4	0,3	50	25	4	-	-	8	0,01	25	0,9	W ₂ '(p)
21	0,1	0,7	1,3	0,5	65	0,4	5	0,7	0,015		-	21	2,1	W ₂ (p)
22	0,3	0,1	0,75	0,08	220	0,5	2,5	-	-	5	0,04	23	0,9	W ₂ '(p)
23	0,4	0,15	0,8	0,01	150	4	5	-	-	3	0,01	26	1,6	W ₂ '(p)
24	0,05	0,02	0,5	0,03	100	35	6	-	-	6	0,025	32	1,5	W ₂ '(p)
25	0,01	0,055	0,85	0,2	55	0,5	4	0,7	0,025	-	-	25	1,9	W ₂ (p)

№	T_1	T_2	T_3	k_1	k_2	k_3	b	s_0	s_c	g_0	δ_{ck}	σ	t_p	
26	0,025	0,065	0,55	0,55	67	2	2,5	-	-	3,5	0,02	33	1,3	$W_2(p)$
27	0,2	0,05	0,75	0,2	90	3,5	2	-	-	4	0,02	31	1,2	$W_2'(p)$
28	0,03	0,045	0,55	0,4	200	0,8	2,5	-	-	5	0,03	28	1,3	$W_2(p)$
29	0,01	0,06	0,9	0,55	150	1,2	5	-	-	7,5	0,04	24	1,8	$W_2(p)$
30	0,04	0,1	0,45	0,5	75	0,2	2,5	0,9	0,015	-	-	32	0,9	$W_2(p)$
31	0,06	0,25	0,7	0,2	175	7,5	3	-	-	5,5	0,015	22	1,6	$W_2(p)$
32	0,4	0,07	0,95	0,3	120	2,5	2,5	-	-	6	0,025	35	1,5	$W_2'(p)$
33	0,05	0,15	0,9	0,09	145	22	5	-	-	3,5	0,01	25	1,9	$W_2(p)$
34	0,03	0,09	0,5	0,1	100	18	2	-	-	7	0,03	28	1,1	$W_2(p)$
35	0,04	0,2	1,1	0,5	110	2	3	-	-	4	0,02	22	2,2	$W_2(p)$
36	0,5	0,06	0,1	0,3	180	1,5	2,5	-	-	8	0,04	30	0,9	$W_2'(p)$
37	0,1	0,4	0,75	0,1	85	8	3	-	-	6	0,04	24	1,6	$W_2(p)$
38	0,2	0,3	0,6	0,5	130	5	4	-	-	9	0,03	27	0,8	$W_2(p)$
39	0,3	0,4	0,8	0,2	200	2,5	2	-	-	3,5	0,01	30	1,3	$W_2(p)$
40	0,07	0,15	0,55	0,7	140	1,2	2,5	-	-	5,5	0,02	37	1,0	$W_2(p)$

Навчальне видання
до виконання курсового проекту з курсу
"Теорія автоматичного управління"
Для студентів, що навчаються за напрямом
6.050201 "Системна інженерія"
(для денної й заочної форм навчання)

Укладачі:

Федюн Роман Валерійович

Попов Владислав Олександрович

Найдьонова Тетяна Володимирівна