

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ХІМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

ДО ЛАБОРАТОРНИХ ЗАНЯТЬ

З КУРСУ “ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ”

ДЛЯ СТУДЕНТІВ СПЕЦІАЛЬНОСТІ

151 – АВТОМАТИЗАЦІЯ ТА КОМП’ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНІ ТЕХНОЛОГІЇ

ЧАСТИНА 2 – ДОСЛІДЖЕННЯ ЛІНІЙНИХ АСР

Затверджено на засіданні
кафедри КІТ і М
Протокол № 12 від 25.03.2018

Методичні вказівки до лабораторних занять з курсу “Теорія автоматичного керування” для студентів спеціальності 151 – Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології. Частина 2 – Дослідження лінійних АСР / Укл.: Швачка О.І. – Д.: ДВНЗ УДХТУ, 2018. – 27 с.

Укладач О.І. Швачка, канд. техн. наук

Відповідальний за випуск Ю.К. Тараненко, д-р. техн. наук

Навчальне видання

Методичні вказівки до лабораторних занять з курсу “Теорія автоматичного керування” для студентів спеціальності 151 – Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології. Частина 2 – Дослідження лінійних АСР.

Укладач ШВАЧКА Олександр Іванович

Технічний редактор В.П. Синицька
Комп’ютерна верстка В.П. Синицька

Підписано до друку 10.08.18. Формат 60×84/16. Папір ксерокс. Друк різнограф.
Умов. друк. арк. 1,22. Обл.-вид. арк. 1,28. Тираж 100 прим. Зам. № 32.
Свідоцтво ДК № 5026 від 16.12.2015

ДВНЗ УДХТУ, просп. Гагаріна, 8, м. Дніпро, 5, 49005

Редакційно-видавничий відділ

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4 ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ АСР

Мета роботи – вивчити частотні методи оцінки стійкості АСР, навчитися оцінювати стійкість системи по графіках її ЛЧХ і АФХ, корегувати настройки регулятора для одержання стійкої АСР.

4.1 Аналіз стійкості лінійних систем

4.1.1 Загальні умови стійкості

Стійкість автоматичних систем – це їх властивість повертатись в початковий стан після того, коли будь-яка дія вивела систему з цього стану. Ознакою стійкості є збіжні перехідні процеси, наприклад для систем стабілізації:

$$\Delta X(t) = X_{зд}(t) - X(t) \rightarrow 0, t \rightarrow \infty, \quad (4.1)$$

де $X_{зд}(t)$, $X(t)$ – відповідно задане та поточне значення регульованої координати.

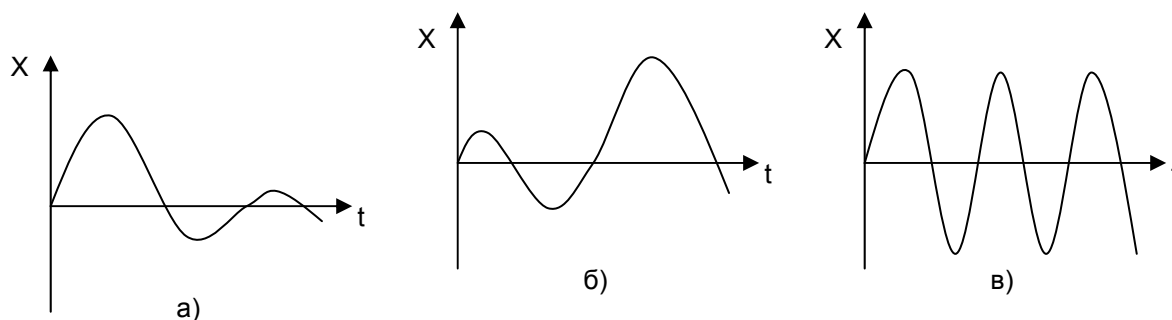


Рисунок 4.1 – Перехідні процеси системи:
а) – стійкої; б) – нестійкої; в) – на межі стійкості

Лінійна АСР може знаходитись в трьох станах: бути стійкою, нестійкою та на межі стійкості (рис. 4.1). Варто відзначити, що коли лінійна АСР знаходиться в одному з двох останніх станів, вона непрацездатна. Важливо також відзначити, що форма перехідного процесу, а також його показники (амплітуда, тривалість) при оцінці стійкості значення не мають, головне – перехідні процеси повинні бути збіжними. Виходячи з цього, можна зробити висновок, що стійкість АСР є умовою необхідною, але недостатньою, але в задачах аналізу і синтезу АСР в першу чергу оцінюється стійкість системи. Умова (4.1) відповідає стійкості системи в усталеному стані. В реальних умовах на систему постійно діють збурення, тому умова стійкості може відповідати вимозі: регульована координата повинна бути обмеженою при дії обмежених за величиною збурень. В задачах аналізу та синтезу проблема стійкості ставить не лише визначення цієї оцінки, а також факторів, від яких залежить стійкість.

Враховуючи, що стійкість лінійних АСР залежить від вільного руху системи, можна записати відповідне однорідне диференціальне рівняння:

$$a_n \frac{d^n X}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} X}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dX}{dt} + a_0 X = 0. \quad (4.2)$$

Змушена складова руху системи, яка відповідає певному виду зовнішньої дії, на стійкість не впливає. Перехідний процес в системі – сума коливальних та аперіодичних складових, при цьому кожна коливальна складова відповідає парі комплексних спряжених коренів, а кожна аперіодична складова – дійсному кореню. Загальною умовою загасання всіх складових і перехідного процесу в цілому є від’ємність дійсних частин всіх коренів характеристичного рівняння системи, тобто полюсів (нулів знаменника) передаточної функції системи. Якщо є хоча б один корінь з додатною дійсною частиною, то йому відповідає розбіжна складова перехідного процесу, тобто система нестійка. При наявності уявних коренів характеристичного рівняння в системі виникають назагасаючі коливання з частотою, яка дорівнює β_i – границя стійкості.

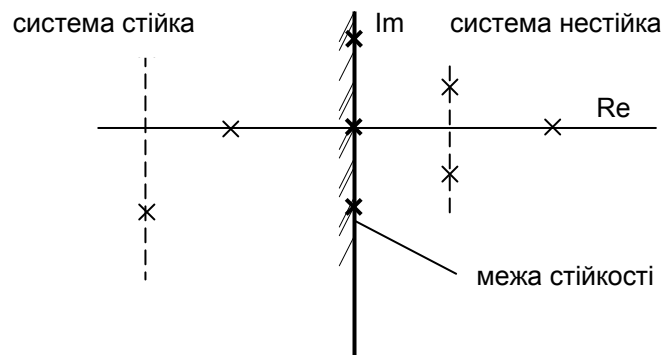


Рисунок 4.2 – Розташування коренів характеристичного рівняння на комплексній площині

Розташування коренів характеристичного полінома на комплексній площині показано на рис. 4.2. Для стійкості системи всі корені повинні лежати в лівій напівплощині (бути “лівими”), а уявна вісь є межею стійкості. На межі стійкості може розташовуватись нульовий корінь або пара чисто уявних коренів. Необхідною, але недостатньою, умовою стійкості є додатність всіх коефіцієнтів характеристичного полінома.

Для отримання характеристичного полінома можна використовувати передаточні функції системи, наприклад для замкненої системи відносно зміни завдання:

$$W_{зд}(p) = \frac{W_{роз}(p)}{1 + W_{роз}(p)}. \quad (4.3)$$

Подамо $W_{роз}(p)$ у вигляді:

$$W_{роз}(p) = \frac{R(p)}{Q(p)}, \quad (4.4)$$

тоді

$$W_{зд}(p) = \frac{\frac{R(p)}{Q(p)}}{1 + \frac{R(p)}{Q(p)}} = \frac{R(p)}{Q(p) + R(p)} = \frac{R(p)}{D(p)}, \quad (4.5)$$

де D – характеристичний поліном, який співпадає з лівою частиною рівняння системи (4.2).

Стійкість системи визначають на основі аналізу перехідного процесу або коефіцієнтів та коренів характеристичного поліному. В теорії автоматичного керування є ще один ефективний метод оцінки стійкості – використання критеріїв стійкості – узагальнених показників, які не потребують розв’язувати рівняння системи. Використовуються алгебраїчні та частотні критерії.

4.1.2 Частотні критерії стійкості

4.1.2.1 Критерій стійкості Найквіста

Один з частотних критеріїв був запропонований в 1932 р. американським фізиком Х. Найквістом. Цей критерій використовує амплітудно-фазову характеристику розімкненої системи $W_{роз}(j\omega) = W_{рег}(j\omega) \cdot W_{ок}(j\omega)$, тобто послідовне з’єднання (добуток) відповідних характеристик і передаточних функцій автоматичного регулятора і об’єкта по каналу керування. Саме це забезпечує наочність та зручність використання критерію. Цей критерій зручний для одноконтурних систем представлених у вигляді типових ланок.

Основне застосування критерій Найквіста відноситься до систем, які є стійкими в розімкненому стані. Для цього випадку критерій Найквіста формулюється так: автоматична система керування стійка, якщо амплітудно-фазова характеристика розімкненої системи $W_{роз}(j\omega)$ не охоплює точку з координатами $(-1; j0)$ (рис. 4.3).

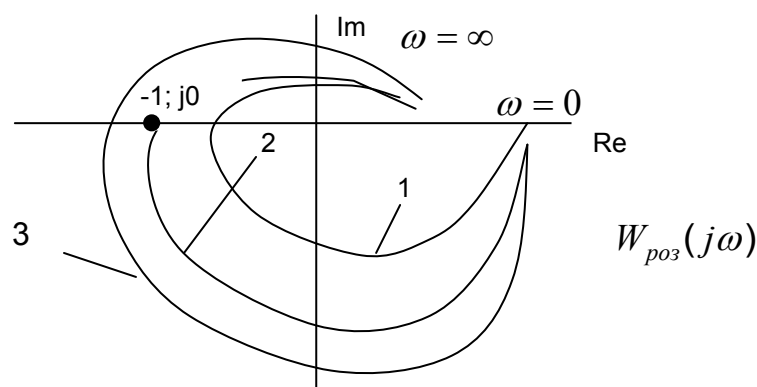


Рисунок 4.3 – Амплітудно-фазові характеристики розімкненої системи (статичної)

Годограф 1 відповідає стійкій системі, 3 – нестійкій, 2 – на межі стійкості. Цей випадок справедливий для статичних систем. Для астатичних систем відповідні характеристики наведені на рис.4.4.

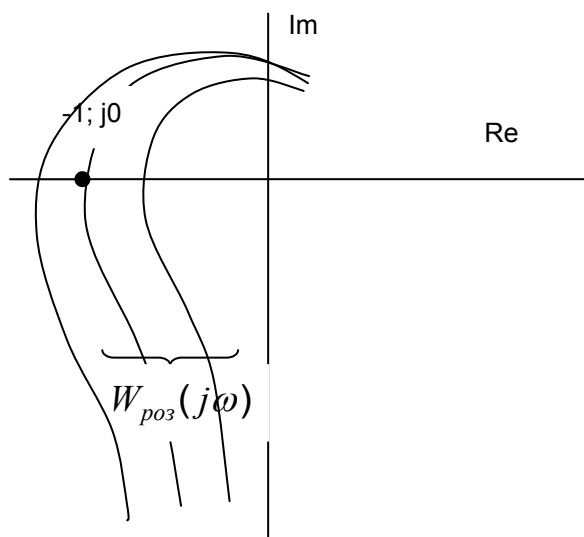


Рисунок 4.4 – Амплітудно-фазові характеристики розімкненої системи (астатичної)

При подальшому аналізі використовуються такі значення частоти: частота зрізу, коли $A(\omega)$ (модуль $W_{роз}(j\omega) = 1 - \omega_{зр}$; частота, при якій фазовий зсув $\varphi(\omega) = -\pi - \omega_{\pi}$.

4.1.2.2 Критерій стійкості Михайлова

Частотний критерій стійкості А.В.Михайлова (1936 р.) заснований на аналізі характеристичного полінома системи, в який підставляється $\lambda = j\omega$:

$$D(j\omega) = a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0 \quad (4.6)$$

Вираз (4.6) можна подати у вигляді суми дійсної та уявної частини:

$$D(j\omega) = U_D(\omega) + jV_D(\omega), \quad (4.7)$$

де: $U_D(\omega)$ - дійсна частина, складена з членів з парними степенями ω ;

$V_D(\omega)$ - уявна частина, яка утримує члени з непарними степенями ω .

Кожному фіксованому значенню ω відповідає комплексне число, яке можна зобразити вектором на комплексній площині. При змінюванні ω від 0 до ∞ цей вектор описує криву, яка називається годограф Михайлова. За видом годографа можна оцінювати стійкість системи. При $\omega = 0$ функція $D(j\omega) = a_0$, що впливає з виразу (4.6), а при $\omega \rightarrow \infty$ функція $D(j\omega)$ необмежено зростає, але проходить різну кількість квадрантів в залежності від порядку системи.

Критерій стійкості Михайлова формулюється так: автоматична система керування, якій відповідає рівняння (4.6), стійка, якщо при змінюванні ω від 0 до ∞ годограф $D(j\omega)$ огинає проти годинникової стрілки початок координат та проходить n квадрантів (n – порядок системи). Якщо система знаходиться на межі стійкості, то годограф проходить через початок координат (це відповідає наявності пари спряжених коренів).

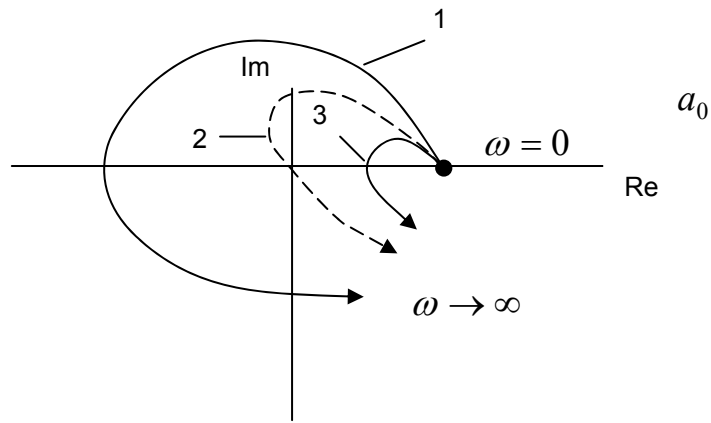


Рисунок 4.5 – Годограф Михайлова

На рис.4.5 годограф 1 відповідає стійкій системі ($n=4$), 2 – на межі стійкості, 3 – нестійкій.

4.1.2.3 Логарифмічний критерій стійкості

Для оцінки стійкості системи можна використовувати також логарифмічні частотні характеристики. Це засновано на висновках, які випливають з критерію стійкості Найквіста: система буде стійкою тоді, коли при досягненні фазовою частотною характеристикою значення -180° логарифмічна частотна характеристика буде від'ємною (криві 1, рис. 4.6). Це значить, що АФХ розімкненої системи не охоплює точку $(-1; j0)$. Кривим 3 рис.4.6 відповідає нестійка система, 2 – на межі стійкості.

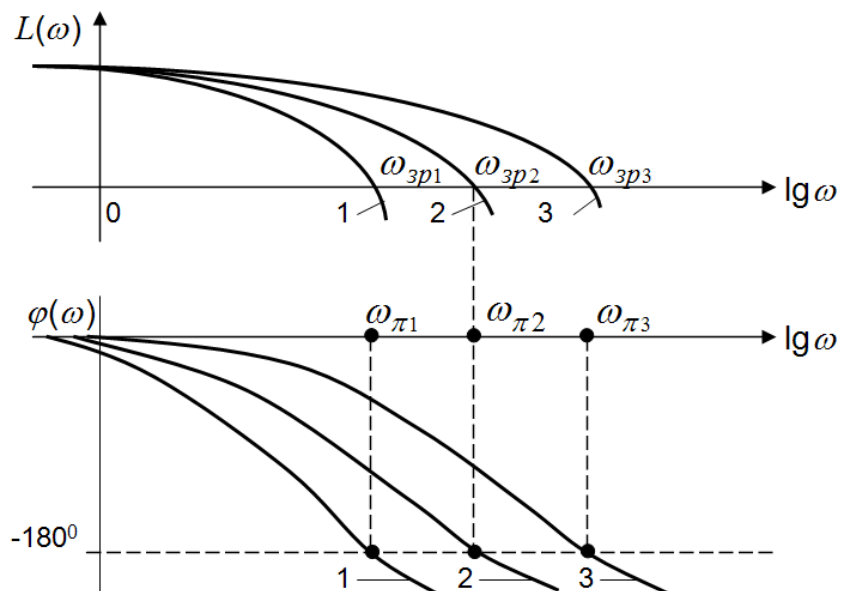


Рисунок 4.6 – Логарифмічні частотні характеристики статичної системи

4.1.2.4 Запас стійкості

Реальні системи повинні бути не лише стійкими, а й забезпечувати запас стійкості, тобто зберігати стійкість при змінюваних умовах роботи та параметрів системи. Фактично це означає, що система за своїми властивостями повинна бути на певній відстані від межі стійкості.

Запас стійкості можна оцінювати за розташуванням коренів характеристичного рівняння на комплексній площині: чим далі вліво від уявної осі будуть розташовані корені, тим більшим буде запас стійкості. Для оцінки запасу стійкості можна використовувати і частотний критерій Найквіста, а саме – за віддаленням АФХ розімкненої системи $W_{роз}(j\omega)$ від “небезпечної” точки $(-1; j0)$ на комплексній площині. Кількісно оцінюють запас стійкості системи за амплітудою (модулем) та фазою. Запас стійкості за амплітудою (модулем) показує, на скільки можна збільшити коефіцієнт передачі системи, щоб вона вийшла на межу стійкості. При розрахунках цей запас береться подвійним. Запас стійкості по фазі показує, на скільки повинно зрости запізнювання на частоті зрізу $\omega_{зр}$, щоб система вийшла на межу стійкості.

4.2 Використання пакету Matlab для оцінки стійкості

Нехай задана передаточна функція розімкненої системи:

$$W(s) = \frac{2s + 1}{2s^4 + 3s^3 + 2s + 3s + 1}. \quad (4.8)$$

Розглянемо реакцію на стрибок:

```
>> w=tf([2 1],[2 3 2 3 1])  
>> step(w)
```

Графік перехідного процесу показаний на рис. 4.7.

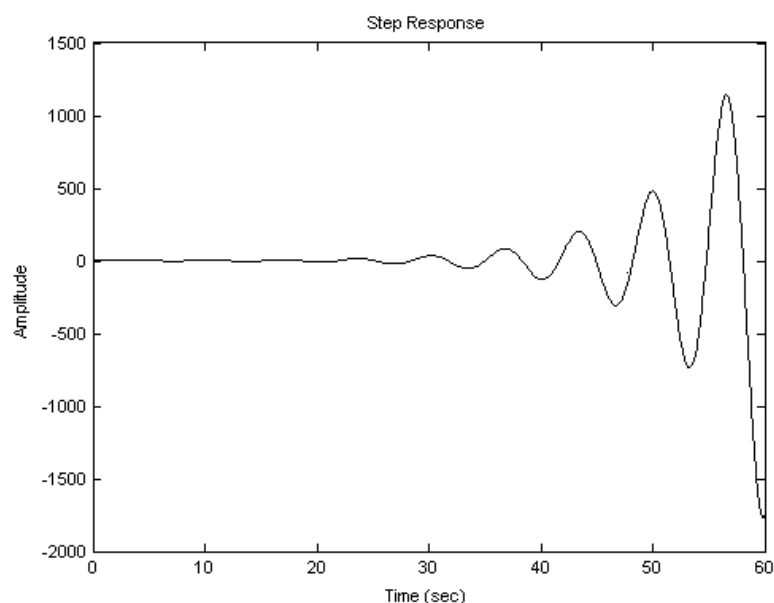


Рисунок 4.7 – Графік перехідного процесу

Розімкнута система нестійка, і, відповідно до критерію Найквіста, необхідно щоб АФЧХ розімкнutoї системи охоплювала точку $(-1, j0)$ стільки разів, скільки полюсів є праворуч від уявної осі.

Для побудови АФЧХ досить викликати команду `nyquist`:

`>> nyquist(w)`

Діаграма Найквіста показана на рис. 4.8.

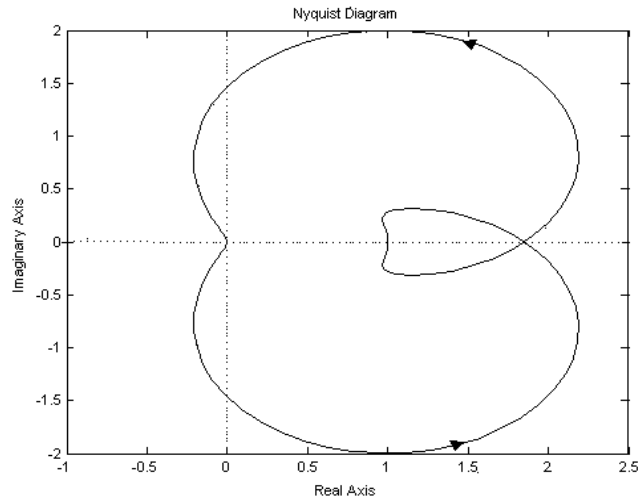


Рисунок 4.8 – Діаграма Найквіста

Як видно з рис. 4.8, АФЧХ жодного разу не охоплює точку $(-1, j0)$, тому замкнута система буде нестійкою.

Використовуючи ЛАЧХ і ЛФЧХ, можна оцінити запаси стійкості системи по амплітуді й по фазі за допомогою команди:

`>> margin(w)`

Приклад:

`>> w=tf([10],[2 2 3 1]);`

`>> margin(w)`

Відповідний графік показаний на рис. 4.9.

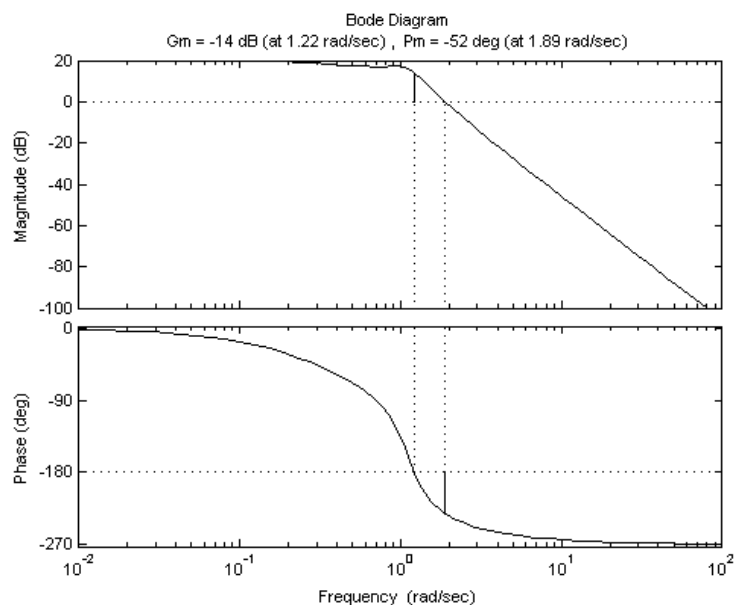


Рисунок 4.9 – Запаси стійкості системи по амплітуді й по фазі

4.3 Порядок проведення роботи

4.3.1 Для розгляду запропонована структурна схема системи (рис. 4.10).

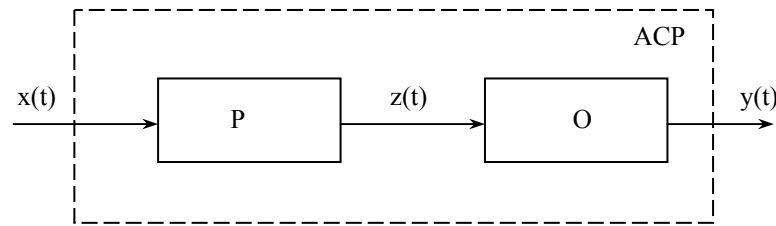


Рисунок 4.10 – Структурна схема розімкнутої АСР:
Р – регулятор; О – об'єкт

Рівняння динамічної характеристики об'єкта задано в операторній формі:

$$(a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3)Y(p) = k_0 Z(p), \quad (4.9)$$

де a_0, a_1, a_2, a_3 – коефіцієнти рівняння руху; k_0 – коефіцієнт передачі об'єкта.

Рівняння регуляторів надані:

– для П-регулятора $Z(p) = k_p \cdot X(p); \quad (4.10)$

– для І-регулятора $Z(p) = (k_p / p) \cdot X(p); \quad (4.11)$

– для ІІІ-регулятора $Z(p) = (k_p + 1/T_i p) \cdot X(p) . \quad (4.12)$

Провести розрахунок за даними табл. 4.1.

4.3.2 Одержати передатну функцію АСР. Наприклад, розрахунок системи з П-регулятором наступний:

$$W_p(p) = \frac{z(p)}{x(p)} = k_p;$$

$$W_o(p) = \frac{y(p)}{z(p)} = \frac{k_0}{(a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_4 p + a_5)};$$

$$W_{\delta c}(p) = W_p(p)W_o(p) = \frac{k_p k_0}{(a_1 p^3 + a_2 p^2 + a_3 p + a_4)}.$$

4.3.3 Використовуючи пакет Matlab оцінити стійкість АСР за критерієм Найквісту та логарифмічним критерієм. Зробити висновок про запас стійкості системи по модулю та амплітуді. Якщо при проведенні дослідження система буде нестійкою, то шляхом зміни параметрів настройки регулятора добитися стійкості системи та зробити відповідні висновки.

Таблиця 4.1

Вихідні дані за оцінкою стійкості

Варіант	Тип регулятора	Коефіцієнти рівняння регулятора			Коефіцієнти рівняння об'єкта				Частота для АФХ	
		k_p	T_i	a_0	a_1	a_2	a_3	k_0	ω_{\min}	ω_{\max}
1	П	0,4		0,75	3	0,5	1	1	0,8	100
	I	0,04		0,75	3	0,5	1	1	0,01	1
	ПІ	6	4	0,75	3	0,5	1	1	0,55	10
2	П	0,2		0,3	1,6	0,3	0,5	2	0,2	100
	I	0,02		0,3	1,6	0,3	0,5	2	0,2	100
	ПІ	2	23	0,3	1,6	0,3	0,5	2	0,6	10
3	П	0,1		1,6	5,5	1	2,1	7	0,6	10
	I	0,02		1,6	5,5	1	2,1	7	0,6	10
	ПІ	20	75	1,6	5,5	1	2,1	7	0,6	10
4	П	0,5		0,5	1,8	0,35	0,7	0,3	0,6	10
	I	0,1		0,5	1,8	0,35	0,7	0,3	0,6	10
	ПІ	1	70	0,5	1,8	0,35	0,7	0,3	0,65	10
5	П	0,1		1	3,5	0,6	1,5	4	0,6	10
	I	0,01		1	3,5	0,6	1,5	4	0,6	10
	ПІ	2	50	1	3,5	0,6	1,5	4	0,6	10
6	П	0,2		0,8	4	0,55	1,3	1	0,85	100
	I	0,01		0,8	4	0,55	1,3	1	0,1	1
	ПІ	10	8	0,8	4	0,55	1,3	1	0,6	10
7	П	0,6		0,6	1,9	0,4	0,9	0,5	0,7	10
	I	0,1		0,6	1,9	0,4	0,9	0,5	0,7	10
	ПІ	2	71	0,6	1,9	0,4	0,9	0,5	0,8	10
8	П	0,4		0,95	2,5	0,6	1,5	1	0,9	100
	I	0,06		0,95	2,5	0,6	1,5	1	0,2	100
	ПІ	8	6	0,95	2,5	0,6	1,5	1	0,7	10
9	П	0,2		0,4	1,7	0,5	0,7	4	0,4	10
	I	0,03		0,4	1,7	0,5	0,7	4	0,4	10
	ПІ	3	25	0,4	1,7	0,5	0,7	4	0,65	10
10	П	0,1		1	3,7	0,7	2	6	0,6	10
	I	0,02		1	3,7	0,7	2	6	0,6	10
	ПІ	2	50	1	3,7	0,7	2	6	0,6	10

4.4 Контрольні питання

1. Вказати необхідну умову стійкості.
2. Що таке стійкість АСР?
3. Вказати геометричну інтерпретацію поняття стійкості.
4. Охарактеризувати методи оцінки стійкості.
5. Як оцінити стійкість за диференціальним рівнянням системи?
6. Як оцінити стійкість за характеристичним рівнянням системи?
7. Які методи оцінки стійкості вам відомі?
8. Як пов'язані корені характеристичного рівняння зі складовою перехідною характеристикою?

9. Як на комплексній площині визначається межа стійкості?
10. Що таке критерії стійкості?
11. Які критерії стійкості вам відомі?
12. Як оцінити стійкості за алгебраїчним критерієм Рауса?
13. Як оцінити стійкості за алгебраїчним критерієм Гурвіца?
14. Який принцип лежить в основі частотних критеріїв?
15. Як отримати годограф Михайлова?
16. Як отримати годограф Найквіста?
17. Сформулювати критерій стійкості Михайлова.
18. Сформулювати критерій стійкості Найквіста.
19. Поняття запасу стійкості. Запас стійкості по модулю та амплітуді.
20. Сформулювати умови стійкості по ЛАЧХ.
21. Як визначити запасу стійкості по модулю і фазі на графіках ЛАЧХ і ЛФЧХ.
22. Розглянути та охарактеризувати перехідні характеристики для нестійких АСР.
23. Розглянути та охарактеризувати перехідні характеристики для стійких АСР.
24. Розглянути та охарактеризувати перехідні характеристики для АСР на межі стійкості.
25. Сформулювати теорему Ляпунова за оцінкою стійкості АСР.
26. Що таке характеристичне рівняння, як його отримати?
27. Що таке межа стійкості?
27. Як побудувати межу стійкості?

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПАРАМЕТРІВ ТИПОВИХ ЛАНОК НА ЯКІСТЬ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ЛІНІЙНОЇ АСР

Мета роботи – вивчення показників якості АСР, дослідження якості АСР по графіках перехідних процесів при зміні параметрів ланок, вивчення зв'язку показників якості перехідного процесу з параметрами частотних характеристик.

5.1 Поняття та показники перехідних процесів

Якість автоматичних систем регулювання в цілому визначається комплексом показників: надійністю, вартістю, відповідністю світовому науково-технічному рівню, точністю. В теорії та практиці автоматизації поняття “якість системи”, “якість керування” зводиться в першу чергу до якості перехідних процесів відносно збурення та зміни завдання та забезпечення необхідної точності в усталеному режимі. В попередньому розділі відзначалось, що стійкість системи необхідна, але недостатня умова її працездатності, тому після перевірки та забезпечення стійкості системи розглядаються можливості гарантування якості процесів керування. При цьому якість перехідних процесів необхідно розглядати відносно збурень та зміни завдання. Якість перехідних процесів визначається властивостями як об'єкта, так і автоматичного регулятора, а показники або оцінки якості формуються, виходячи з

технологічних вимог до функціонування об'єкта. Використовують прямі показники перехідного процесу та узагальнені показники.

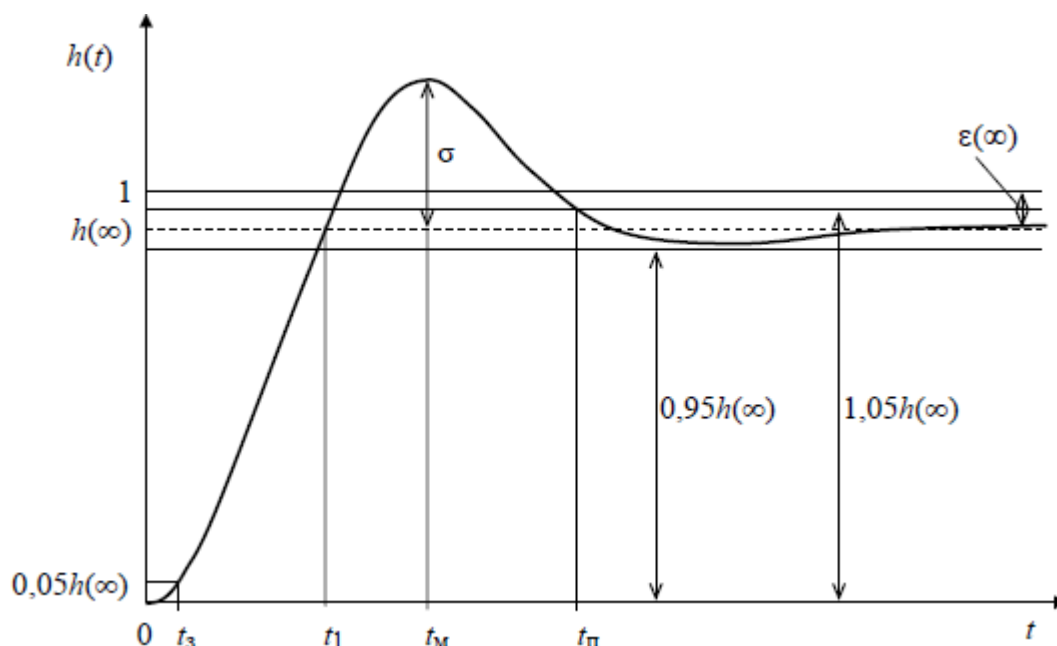


Рисунок 5.1 – Перехідна характеристика та визначення показників якості замкнутої АСР: $h(\infty)$ – стале значення, $\varepsilon(\infty)$ – статична похибка, σ – динамічна похибка, t_3 – час затримки, t_1 – час першого згладжування, t_M – час досягнення першого максимуму, t_P – час перехідного процесу

Прямі показники якості перехідного процесу визначають безпосередньо за його графіком (рис. 5.1). До них відносяться:

- Динамічна похибка (σ), яка визначає найбільше відхилення регульованої координати від заданого значення. Похибка не повинна перевищувати допустимої за технологічними вимогами.
- Статична похибка ($\varepsilon(\infty)$) дорівнює різниці між сталим значенням регульованої величини та її заданим значенням. Статична похибка характеризує точність системи обумовлену законом регулювання, і не враховує точність роботи вимірювальних та інших приладів і пристроїв системи. Застосування П- і ПД-законів регулювання не дозволяє уникнути статичної похибки. У реальних системах величина статичної похибки не повинна виходити за дозволені межі, обумовлені технологічними вимогами. Якщо допустима статична похибка повинна бути мала або дорівнювати нулю, необхідно застосовувати регулятори з інтегральною складовою в законі регулювання (І-, ПІ-, ПІД-), що забезпечують регулювання без статичної похибки.

Час перехідного процесу (t_P), який визначається як інтервал часу, за який перехідний процес закінчується. В практичних розрахунках приймається як інтервал часу, коли відхилення параметра не перевищує $0,05h(\infty)$. Часом регулювання характеризується швидкодія системи.

Перерегулювання (η) характеризує відхилення регульованої координати з різним знаком, що не допускається для деяких об'єктів. Для реальних систем $20 \div 50\%$.

Ступінь затухання (ψ) розраховується як відношення різниці першої та третьої півхвиль до першої, о виражається у процентах. Показник ψ може приймати різні значення: при $\psi = 1$ в системі відбувається аперіодичний процес, при $\psi = 0$ – незагасаючі коливання однакової амплітуди, $\psi < 0$ – розбіжний перехідний процес. Для реальних АСР значення ψ приймається в межах $0.75 \div 0.9$.

При існуючих властивостях об'єкта перехідні процеси залежать від типу автоматичного регулятора та значень параметрів настройок. Для можливості порівняння різних систем введемо поняття типового перехідного процесу:

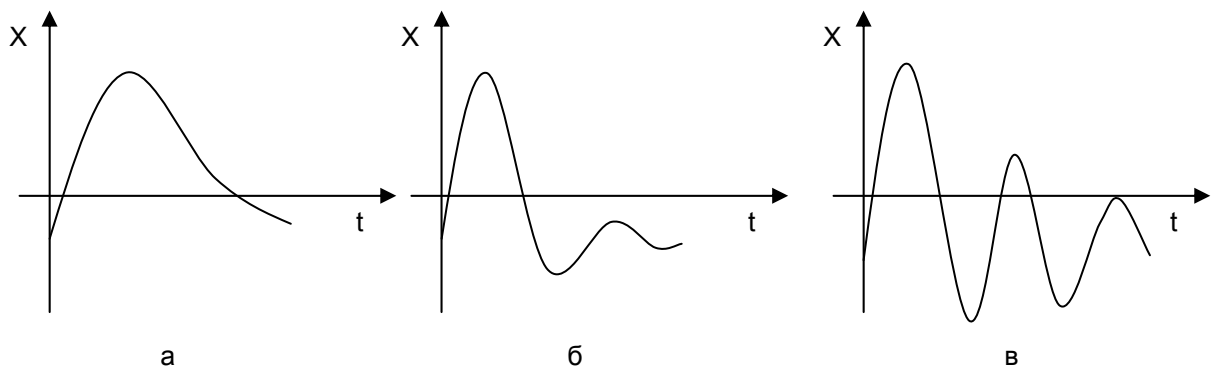


Рисунок 5.2 – Типові перехідні процеси АСР

– граничний аперіодичний (рис. 5.2,а), який характеризується значним динамічним відхиленням (динамічною похибкою), але має мінімальний час регулювання;

– коливальний з 20%-вим (рис. 5.2,б) або 50%-вим (рис. 5.2,в) перерегулюванням. Перший з них характеризується мінімальним часом першого напівперіода та дещо меншою динамічною похибкою, другий має мінімальне значення динамічної похибки та найменшу оцінку у вигляді інтегральної квадратичної оцінки, але при цьому зростає час перехідного процесу.

Прямі показники перехідного процесу зв'язані між собою: зменшення σ приводить до збільшення коливальності та часу перехідного процесу.

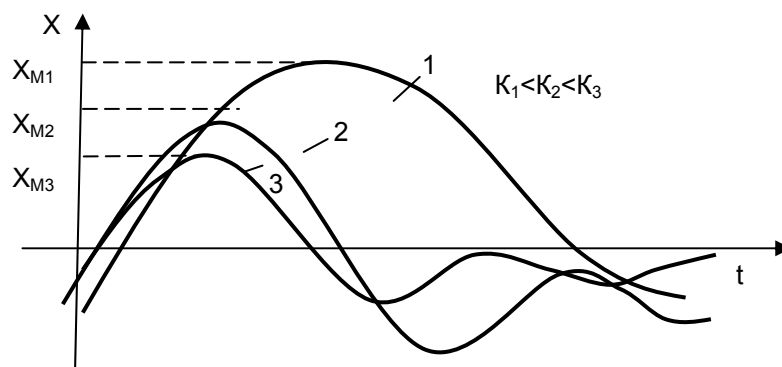


Рисунок 5.3 - Вплив коефіцієнта передачі розімкненої системи на показники якості перехідного процесу

На рис. 5.3 показані перехідні процеси при різних значеннях K , звідки видно, що при синтезі АСР завжди необхідно шукати компроміс між значеннями динамічної похибки, коливальності та тривалістю перехідного процесу.

Наведені прямі показники якості перехідних процесів зручно використовувати при експериментальних дослідженнях АСР та комп'ютерному моделюванні. На стадії синтезу АСР використовуються непрямі показники (критерії) якості, які дають можливість визначити, якою буде майбутня АСР за її характеристиками.

Найбільш поширеним серед непрямих є інтегральний критерій. Розрізняють декілька видів інтегральних критеріїв, з яких найбільше поширення одержав інтегральний квадратичний критерій (I^2):

$$I^2 = \int_0^{\infty} (h(\infty) - h(t))^2 dt, \quad (5.1)$$

представляє сумарну оцінку якості перехідного процесу (з урахуванням тривалості процесу і динамічного відхилення регульованої величини від заданого значення).

Необхідно відрізнити прямі показники якості, що визначаються безпосередньо за перехідною характеристикою (наприклад: статична, динамічна помилка) та непрямі, що визначаються розрахунковим шляхом (наприклад: перерегулювання, інтегральна квадратична оцінка).

Для оцінки якості роботи АСР істотними є такі питання: чи приведе регулятор регульовану величину точно до заданого значення, або буде мати місце статична помилка; яка максимальна величина розбалансу в ході регулювання; яка швидкодія системи, тобто як швидко завершиться перехідний процес. Відповісти на ці питання можна, знаючи як властивості об'єкта, так і властивості регулятора при яких АСР працює найкращим образом (оптимальне налагодження), забезпечуючи оптимальний перехідний процес у системі регулювання.

У деяких випадках вибором відповідних параметрів настроювання регулятора неможливо домогтися необхідної якості перехідних процесів. Тоді доводиться застосовувати додаткові заходи поліпшення якості – введення коригувальних ланок, додаткових контурів регулювання, застосування компенсаційних збурень, що у даній роботі не розглядаються.

5.2 Зв'язок показників якості перехідного процесу з параметрами частотних характеристик

Перехідній характеристиці (рис. 5.1) відповідає типова логарифмічна амплітудно-частотна характеристика (рис. 5.4)

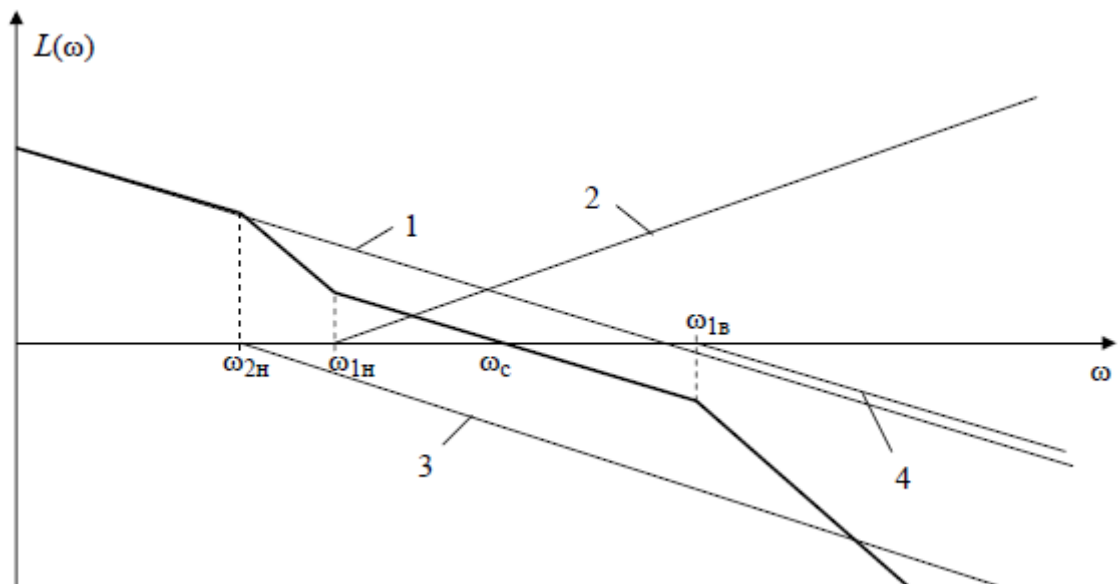


Рисунок 5.4 – ЛАЧХ розімкнутої АСР

Таку ЛАЧХ прийнято ділити на три області, кожна з яких характеризує окремі властивості системи. Якість АСР пов'язано з виглядом та параметрами ЛАЧХ наступним чином:

1. Низькочастотна область ($\omega < \omega_{2H}$) визначає властивості системи в сталих режимах:

$$\varepsilon(\infty) = \frac{1}{1+k_0}, \quad (5.2)$$

$$k_0 = \lim_{\omega \rightarrow 0} A(\omega), \quad (5.3)$$

$A(\omega)$ – АЧХ розімкнутої АСР.

2. Середньочастотна область ($\omega_{1H} < \omega < \omega_{1B}$) визначає основні динамічні властивості системи:

$$t_1 \approx (1.5 - 2) / \omega_c \quad (5.4)$$

$$t_i \approx \pi / \omega_c \quad (5.5)$$

$$t_r \approx (t_i + 2) / \omega_{1i} \quad (5.6)$$

$$\sigma \approx 1 - \sin(\Delta\varphi), \quad (5.7)$$

де $\Delta\varphi$ – запас стійкості по фазі.

3. Високочастотна область ($\omega > \omega_{1B}$) визначає час затримки:

$$t_\varphi \approx \frac{1}{\omega_{1a}} + \frac{1}{\omega_{2a}} + \dots, \quad (5.8)$$

а також впливає на завадостійкість.

Асимптотична ЛАЧХ розімкнутої АСР (рис. 5.4) можна представити як суму ЛАЧХ типових ланок, а саму систему – як послідовне з'єднання цих ланок (рис. 5.5).

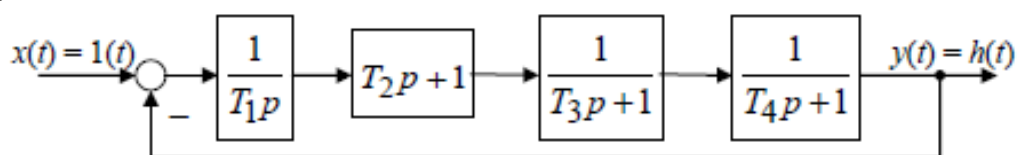


Рисунок 5.5 – Структурна схема замкнутої АСР

5.3 Порядок виконання роботи

5.3.1 По заданим значенням T_1 - T_4 (табл. 5.1) побудувати асимптотичну ЛАЧХ та ЛФЧХ розімкнутої системи. За залежностями (5.4–5.8) визначити орієнтовні показники якості перехідних процесів.

Таблиця 5.1

Варіанти індивідуального завдання

Номер варіанта	T_1, c	T_2, c	T_3, c	T_4, c
1	0,05	0,25	0,1	0,07
2	0,1	0,5	1,0	0,15
3	0,15	0,75	1,5	0,22
4	0,2	1,0	2,0	0,3
5	0,25	1,25	2,5	0,37
6	0,3	1,5	3,0	0,45
7	0,35	1,75	3,5	0,52
8	0,4	2,0	4,0	0,6
9	0,45	2,25	4,5	0,67
10	0,5	2,5	5,0	0,745

5.3.2 Побудувати в Simulink перехідну функцію $h(t)$ системи при заданих значеннях T_1 - T_4 . Знайти показник якості та порівняти їх з отриманим у п. 5.3.1 по приблизним формулам.

5.3.3 Дослідження впливу типових ланок на вигляд та показники якості перехідної функції $h(t)$, для чого:

5.3.3.1 Побудувати асимптотичні ЛАЧХ розімкнутої АСР при зміні постійних часу T_1 - T_4 кожної ланки на 10% в сторону збільшення та зменшення. По приблизним формулам розрахувати, як при цьому змінюються показники якості.

5.3.3.2 В Simulink побудувати перехідні функції системи при почерговому збільшенні та зменшенні постійних часу T_1 - T_4 на 10% та визначити показники якості. Схема моделі представлена на рис. 5.6. Блок *Constant* введени в схему для зручності вимірювання показників якості.

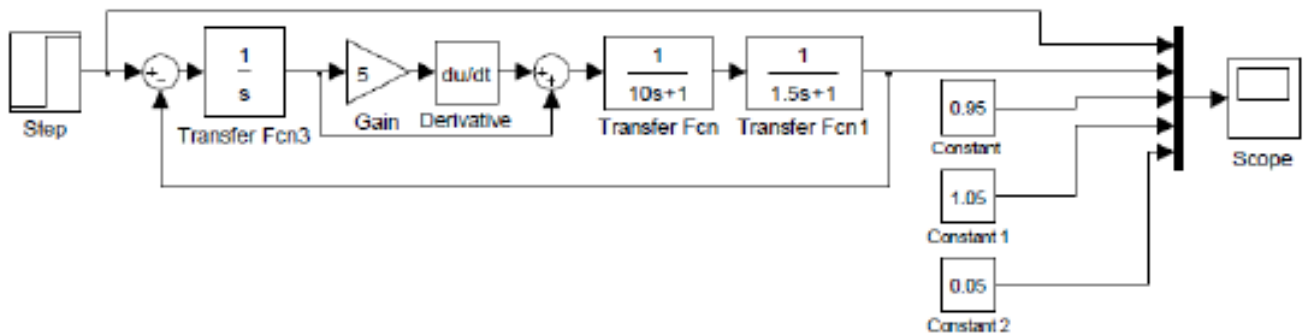


Рисунок 5.6 – Схема досліджуваної моделі

5.3.4 Результати розрахунку занести в табл. 5.2.

Таблиця 5.2

Результати дослідження показників якості АСР

Значення параметрів	$\sigma, \%$		t_p, c		t_m, c		t_1, c		t_3, c	
	розр.	вим.	розр.	вим.	розр.	вим.	розр.	вим.	розр.	вим.
T ₁ збільш. на 10%										
T ₁ зменш. на 10%										
T ₂ збільш. на 10%										
T ₂ зменш. на 10%										
T ₃ збільш. на 10%										
T ₃ зменш. на 10%										
T ₄ збільш. на 10%										
T ₄ зменш. на 10%										

5.4 Контрольні питання

1. Що характеризує поняття «якість роботи АСР»?
2. Як оцінити якість роботи АСР?
3. Що таке крива перехідного процесу?
4. Як отримати криву перехідного процесу?
5. Що таке ступінчастий вплив?
6. Чим відрізняється крива перехідного процесу від кривої розгону?
7. Які методи побудови кривої перехідного процесу вам відомі?
8. У чому полягає метод трапецій для побудови кривої перехідного процесу?
9. Які відомі точні та приблизні методи побудови кривої перехідного процесу?
10. Назвіть найбільше поширені критерії якості.
11. Охарактеризуйте статичну помилку регулювання.
12. Охарактеризуйте динамічну помилку регулювання.
13. Як визначають час регулювання?
14. Як визначають ступінь загасання перехідного процесу?
15. Як визначають величину перерегулювання?
16. Охарактеризуйте інтегральний квадратичний критерій якості.
17. Якими засобами поліпшують якісні показники роботи АСР?
18. В яких межах повинні бути основні показники якості, що забезпечують заданий перехідний процес?
19. Охарактеризуйте показник тривалості перехідного процесу.
20. Охарактеризуйте показник коливальності перехідного процесу.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6 ДОСЛІДЖЕННЯ ПІД-РЕГУЛЯТОРІВ

Мета роботи – вивчити типові безперервні закони керування та визначити коефіцієнтів настройки ПІД-регулятора шляхом інтерактивного моделювання на підставі методики Зіглера–Ніколса, за допомогою пакета NCD Blockset виконати оптимізацію параметрів ПІД-регулятора, оптимізувати їхні параметри й порівняти результати.

6.1 Закони керування та автоматичні регулятори 6.1.1 Загальні положення

В автоматичних системах завжди формуються керуючі дії, спрямовані на забезпечення бажаного режиму функціонування об'єкта з урахуванням діючих збурень та характеристик об'єкта і зовнішнього середовища. Автоматичний регулятор постійно перетворює отримувану інформацію в сигнал керування, який залежить в загальному випадку від відхилення Δy , збурення f , а також від інтегральних показників та похідної регульованої координати. Ця залежність називається законом регулювання. В теорії керування використовуються два підходи до вибору та застосування автоматичних регуляторів:

– визначення необхідного закону керування, виходячи з властивостей об'єкта та вимог до якості системи. В цьому випадку закон керування – математична залежність, яка може бути довільної форми будь-якої складності (структурний синтез);

– застосування типових законів керування, тоді для конкретного випадку обирається один з них та проводиться підбір параметрів (настроювання) для конкретних умов, тобто здійснюється параметричний синтез регуляторів.

При реалізації законів керування технічними засобами автоматичні регулятори можуть бути неперервними (аналоговими) та дискретними. В безперервних вхідні та вихідні сигнали регуляторів є неперервними функціями часу, в дискретних, до яких відносяться релейні (позиційні), імпульсні та цифрові, вихідний сигнал має стрибкоподібну форму або є послідовністю імпульсів.

6.1.2 Типові безперервні закони керування

До типових безперервних законів керування відносяться:

– пропорційний (статичний) :

$$U_{рег} = K_{рег} \cdot \Delta Y, \quad (6.1)$$

де $K_{рег}$ – коефіцієнт передачі регулятора, $\Delta Y = Y_{зд} - Y(t)$;

– інтегральний (астатичний):

$$U_{рег} = K_{рег}^{ин} \int_0^{t_n} \Delta Y dt \quad (6.2)$$

– диференціальний :

$$U_{рег} = K_{\partial} \frac{d(\Delta Y)}{dt} \quad (6.3)$$

– пропорційно-диференціальний :

$$U_{рег} = K_{рег} \cdot \Delta Y + K_{\partial} \frac{d(\Delta Y)}{dt} \quad (6.4)$$

– пропорційно-інтегральний :

$$U_{рег} = K_{рег} \Delta X + K_{рег}^{ин} \int_0^{t_n} \Delta Y dt \quad (6.5)$$

– пропорційно-інтегрально-диференціальний :

$$U_{рег} = K_{рег} \Delta Y + \frac{K_{рег}}{T_i} \int_0^{t_n} \Delta Y dt + K_{\partial} \frac{d(\Delta Y)}{dt} \quad (6.6)$$

де K_{∂} – коефіцієнт диференціювання, часом його замінюють добутком $K_{\partial} \cdot T_{\partial}$ (T_{∂} – час диференціювання), T_i – час інтегрування (ізодрому).

6.1.3 Типові автоматичні регулятори

Відповідно до наведених законів автоматичні регулятори називають: П-, І-, Д-, ПД-, ПІ- та ПІД-регуляторами. Універсальність їм надає можливість змінювання в певних межах постійних коефіцієнтів рівнянь (6.1–6.6), які називають параметрами настроювання (настройки). У відповідності з цими параметрами настройки є: $K_{рег}$, $K_{рег}^{ин}$, K_{∂} , T_i . В сучасних технічних засобах, в тому числі в мікропроцесорних контролерах передбачається можливість використання найбільш універсального ПІД-регулятора, який може реалізувати і більш прості закони, наприклад при $T_i \rightarrow \infty$ і $K_{\partial} = 0$ ПІД-регулятор перетворюється в П-регулятор.

Динамічні властивості автоматичної системи регулювання визначаються як характеристиками об'єкта, так і автоматичного регулятора. З рівнянь (6.1–6.6) видно, що типові закони керування можна описати елементарними ланками (підсилувальною, інтегральною, диференціальною) та їх сполученням. При цьому необхідно враховувати, що наведені залежності відображають ідеалізовані закони регулювання:

– пропорційний регулятор :

$$W_{рег}^{П} (p) = K_{рег} \quad (6.7)$$

– інтегральний регулятор :

$$W_{рег}^{І} (p) = \frac{K_{рег}^{ин}}{p} \quad (6.8)$$

– диференціальний регулятор :

$$W_{рег}^{Д} (p) = K_{\partial} \cdot p \quad (6.9)$$

– пропорційно-диференціальний регулятор :

$$W_{рег}^{ПД}(p) = K_{рег} + K_{\delta} \cdot p \quad (6.10)$$

– пропорційно-інтегральний регулятор :

$$W_{рег}^{ПІ}(p) = K_{рег} + \frac{K_{рег}}{T_i \cdot p} \quad (6.11)$$

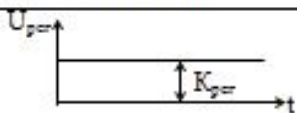
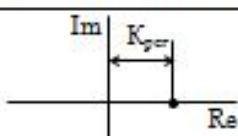
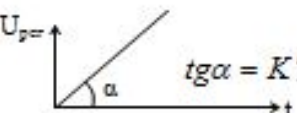
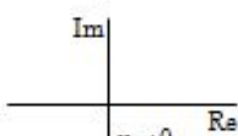

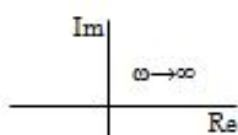
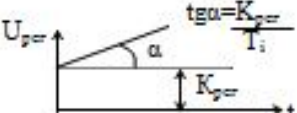
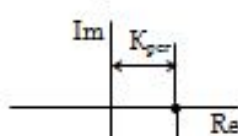
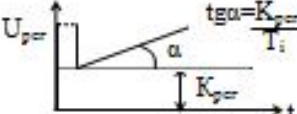
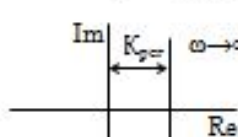
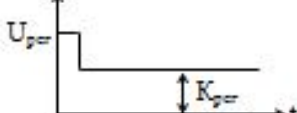
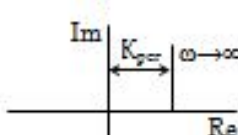
– пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор :

$$W_{рег}^{ПІД}(p) = K_{рег} + \frac{K_{рег}}{T_i \cdot p} + K_{\delta} \cdot p \quad (6.12)$$

Для кожного з цих регуляторів можна розглядати також часові та частотні характеристики, частина з них для прикладу наведена в табл. 6.1.

Таблиця 6.1

Характеристики типових автоматичних регуляторів

№ п/п	Регулятор	Перехідна функція h(t)	Частотна характеристика
1.	Пропорційний		
2.	Інтегральний		
3.	Диференціальний		
4.	Пропорційно-інтегральний		
5.	Пропорційно-інтегрально-диференціальний		
6.	Пропорційно-диференціальний		

Аналізуючи процес регулювання з різними регуляторами, необхідно звернути увагу на такі головні показники як точність, наприклад підтримання $Y_{зд}$, та тривалість перехідних процесів.

П-регулятор характеризується високою швидкістю, він практично безінерційний. Процес регулювання починається одразу, коли $\frac{d(\Delta Y)}{dt} \neq 0$. Процес регулювання закінчується при $\frac{d(\Delta Y)}{dt} = 0$, а це може бути при $\Delta Y = \text{const}$, тобто $Y(t) \neq Y_{зд}$. Це так звана статична похибка. Якщо статична похибка перевищує допустиме значення, то ці регулятори не застосовуються.

I-регулятор забезпечує в системі єдину точку рівноваги, але процес керування розпочинається пізніше, ніж з П-регулятором. В цьому випадку єдина точка рівноваги можлива лише за умови $\Delta Y = 0$, тобто $Y(t) = Y_{зд}$, відсутня статична похибка, система є астатичною. В той же час тривалість перехідного процесу зростає і, крім того, I-регулятор не може застосовуватись на об'єктах без самовирівнювання.

D-регулятор починає реагувати на прискорення сигналу похибки, тобто процес регулювання розпочинається ще раніше. Цей регулятор використовується лише як допоміжний пристрій для введення сигналу за похідною регульованої координати, так званого форсуючого сигналу, який діє лише на початку перехідного процесу.

ПІ-регулятор розпочинає роботу так само швидко, як П-регулятор, але процес регулювання закінчується за умови $\Delta Y = 0$, тому час перехідного процесу буде більшим, ніж в системі з П-регулятором.

ПІД-регулятор разом з ПІ-регулятором є найбільш поширеними за рахунок того, що змінювання настройок дозволяє застосовувати ці регулятори з найбільшою ефективністю. При використанні ПІД-регулятора можна забезпечити необхідну точність та тривалість перехідного процесу, але знаходження оптимальних значень $K_{рег}$, T_i , K_d є досить складною задачею.

При комп'ютерному моделюванні використовують структурні схеми ПІ- та ПІД-регуляторів (рис. 6.1).

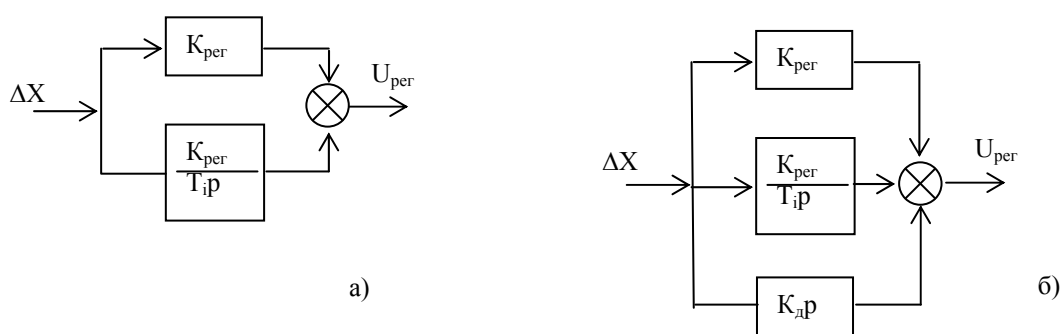


Рисунок 6.1 - Структурні схеми регуляторів: а) ПІ; б) ПІД

6.1.4 Розрахунок настройок регулятора методом Зиглер-Нікольса

Зиглер і Нікольс запропонували два метода налаштування ПІДрегулятора. Один з них засновується на параметрах відгуку об'єкту на одиничний ступінчатий вплив, а другий – на частотних характеристиках об'єкта керування. Точність налаштування і недоліки обох методів Зиглер-Нікольса співпадають.

Для налаштування регулятора частотним методом необхідно попередньо виставити сталі часу інтегрування та диференціювання рівними нулю, а потім збільшувати пропорційний коефіцієнт до тих пір поки, в системі не з'являться сталі коливання(рис. 6.2).

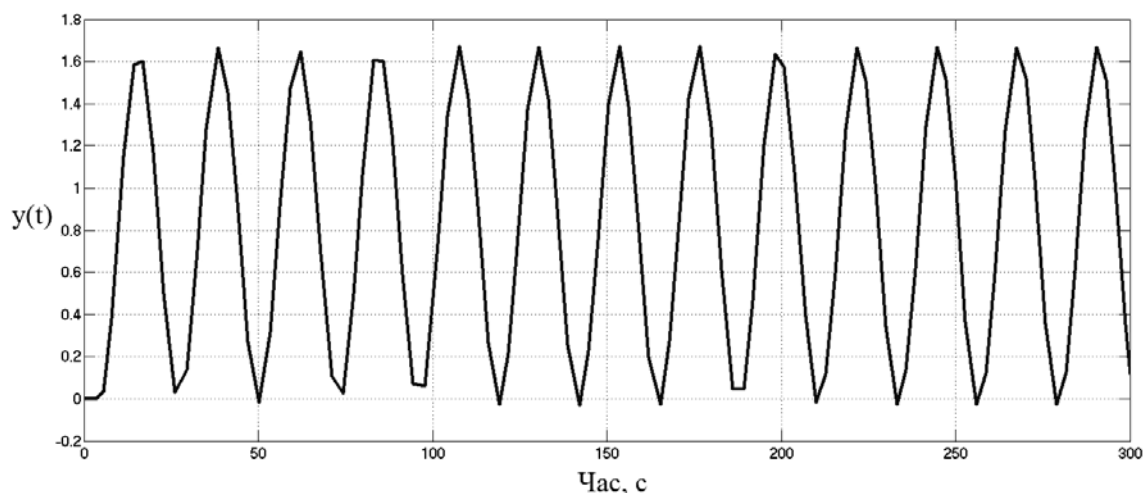


Рисунок 6.2 – Сталі коливання на виході системи

Зафіксувавши значення пропорційного коефіцієнту K_i та визначивши період автоколивань T_u , переходять до розрахунку параметрів налаштування за емпіричними формулами:

$$k_p = 0.6k_u \quad (6.13)$$

$$k_i = 1.2 \frac{k_p}{k_u} \quad (6.14)$$

$$k_d = 0.075k_p k_u \quad (6.13)$$

6.2 Використання пакету Matlab для настройки ПІД-регулятора

У складі Matlab Simulink є пакет Nonlinear Control Design (NCD) Blockset, за допомогою якого можна виконати оптимізацію параметрів ПІД-регулятора, якщо є модель об'єкта керування.

У наборі блоків NCD Blockset є основний блок NCD Output, за допомогою якого можна задати необхідні обмеження для перехідного процесу в системі, що оптимізується, вказати параметри, що оптимізуються й виконати параметричну оптимізацію.

У складі NCD Blockset є набір демонстраційних файлів, у тому числі – файл `ncddemo1`, що показує процес настроювання ПІД-регулятора. Після набору імені цього файлу в командному рядку Matlab буде відкрите вікно Simulink з наступною схемою (рис. 6.3).

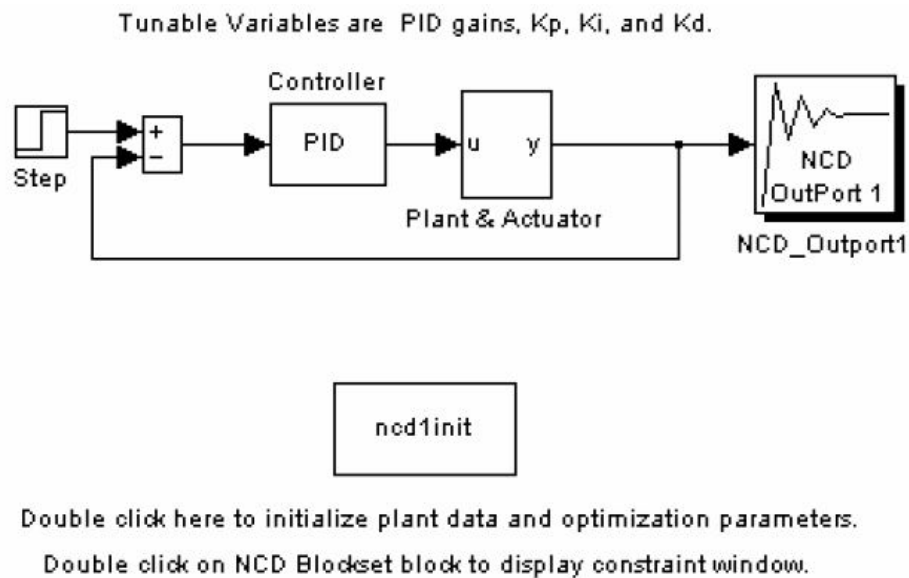


Рисунок 6.3 – Вікно Simulink з прикладом ncddemo1

Блок Controller являє собою опис ПІД - регулятора, що представлений на рис. 6.4:

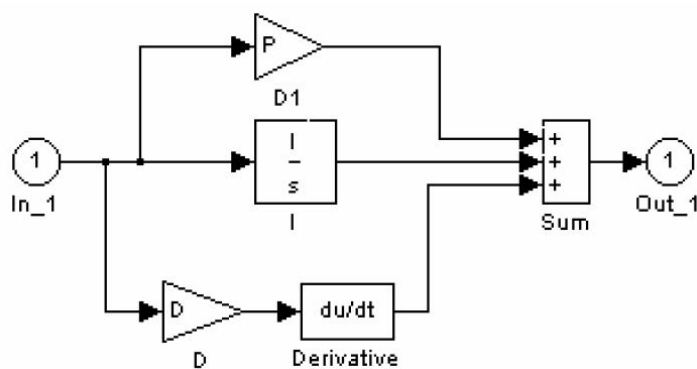


Рисунок 6.4 – Структура ПІД – регулятора

Блок Plant & Actuator (рис. 6.5) описує об'єкт керування, заданий передаточною функцією, перед якою поміщені нелінійності, що обмежують рівень вхідного сигналу (блок Limit) і значення його похідної (блок Rate).

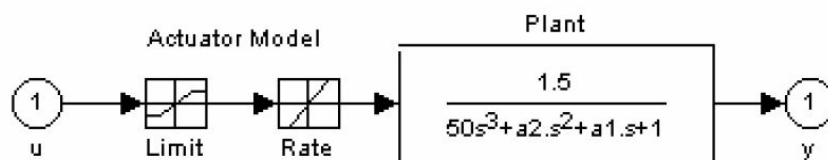


Рисунок 6.5 – Структура об'єкту керування

На виході об'єкта (рис. 6.3) розташовується блок оптимізації NCD_Outport, вікно якого показане на рис. 6.6.

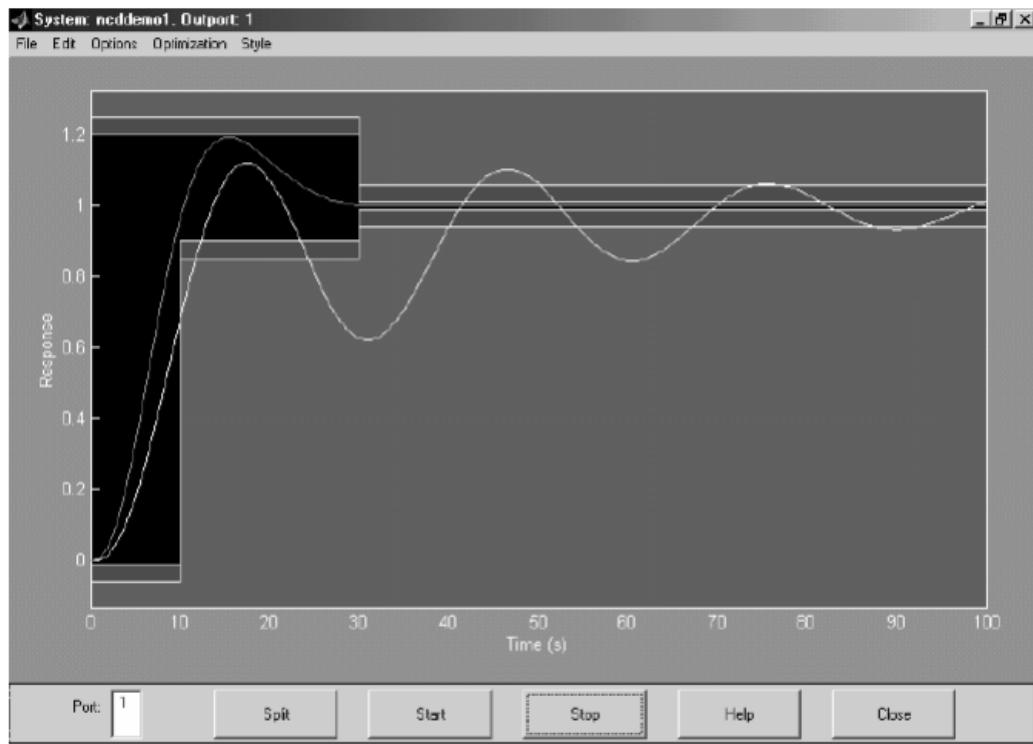


Рисунок 6.6 - Головне вікно блоку NCD_Outport

На рис. 6.6 показані границі бажаного перехідного процесу в системі. Користувач може змінювати їх на свій розсуд.

Кнопка Split дозволяє розбивати границі на більше дрібні ділянки для опису перехідного процесу з потрібним ступенем деталізації.

Кнопки Start і Stop керують процесом оптимізації.

Пункти меню File і Edit містять звичайні операції роботи з файлами й редагування.

У меню Options перебувають ряд опцій для більш детального опису й відображення перехідних процесів у системі.

При виборі пункту меню Optimization/Parameters відкривається вікно, у якому задаються параметри оптимізації й інтервал дискретизації. Головні поля цього вікна мають наступне значення:

- Tunable variable – вікно вводу імен параметрів, що настроюють (у цьому випадку це коефіцієнти ПІД-регулятора – їхньої назви вводяться через пробіл).

- Lower bound і Upper bound – нижня й верхня границі значень змінних, що налаштовуються.

- Discretization interval – інтервал дискретизації.

До запуску процесу оптимізації треба задати у вікні команд Matlab початкові значення коефіцієнтів ПІД-регулятора.

Після запуску процесу оптимізації у вікні NCD_Outport відображаються варіанти перехідного процесу при зміні параметрів, що набудовують. Налаштовування закінчується, коли процес попадає в задані границі (рис. 6.6).

У вікні команд Matlab можна прочитати значення отриманих параметрів для розглянутого приклада: $k_p = 1,33$; $k_i = 0,15$; $k_d = 8,33$.

6.3 Порядок виконання роботи

6.3.1 Зібрати в Matlab Simulink систему керування з ПІД-регулятором для отриманого варіанта об'єкта керування (див. табл. лаб. роботи № 4).

6.3.2 Сформулювати вимоги до бажаного перехідного процесу в системі (у відповідності до завдання викладача).

6.3.3 Визначити значення коефіцієнтів ПІД-регулятора шляхом інтерактивного моделювання на підставі методики Зіглера-Ніколса.

6.3.4 За допомогою пакета NCD Blockset виконати оптимізацію параметрів ПІД-регулятора.

6.3.5 Розглянути варіанти П-, І-, ПІД- і ПІІ-регуляторів для заданого об'єкта. Виконати оптимізацію їх параметрів настройки та порівняти результати.

6.4 Контрольні питання

1. Охарактеризувати типові закони керування.
2. Які автоматичні безперервні регулятори вам відомі?
3. Проаналізувати структуру П-регулятора.
4. Проаналізувати структуру І-регулятора.
5. Проаналізувати структуру Д-регулятора.
6. Особливості ПІ- та ПІД-регуляторів.
7. Якими характеристиками визначається вибір закону керування?
8. Принцип настройки регулятора по методу Зіглера-Ніколса.
9. Яким чином працює ПІД-регулятор?
10. Ручний принцип настройки ПІД-регулятора.
11. Які методи настройки ПІД-регулятора вам відомі?
12. Охарактеризуйте головні засади оптимізації параметрів настройки регулятора за допомогою пакета NCD Blockset.
13. Особливості Д-складової регулятора. Чому вона не використовується самостійно?
14. Які закони керування можливо побудувати на основі пропорційної, диференціальної та диференціальної складових та їх особливості.
15. Проаналізувати перехідну характеристику ПІ-регулятора.
16. Проаналізувати перехідну характеристику ПІД-регулятора.
17. Як оцінити ефективність роботи регулятора з розрахованими настройками?
18. Чим відрізняється ідеальний ПІД-регулятор від реального?
19. Як визначити динамічні властивості об'єкту за методом дотичної?
20. Який закон керування обрати (П, ПІ, ПІД) для конкретного об'єкту?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ладанюк А.П. Теорія автоматичного керування: Курс лекцій для студентів напряму 0925 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології ден. та заочн. форм навчання – (частина перша) [Текст] / А.П. Ладанюк. – К.: НУХТ, 2004. – 174 с.
2. Юревич Е.И. Теория автоматического управления [Текст] / Е.И. Юревич. – СПб.: БХВ-Петербург, 2016. – 560 с.
3. Теорія автоматичного керування. Методичні вказівки до комп'ютерного практикуму для студентів напряму 6.050504 «Зварювання», спеціальності 7(8).05050402 – «Зварювальні установки» / Уклад.: І.О. Скачков, А.Є. Пірумов, 2012. – 59 с.
4. Ротач В.Я. Теория автоматического управления [Текст] / В.Я. Ротач. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 396 с.
5. Воронов, А.А. Основы теории автоматического управления. Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем [Текст] / А.А. Воронов. – М.: Энергия, 1986. – 309 с.
6. Классические методы автоматического управления [Текст] / под ред. А.А. Ланнэ. – СПб.: БХВ – Петербург, 2004. – 640 с.
7. Лукас, В.А. Теория автоматического управления [Текст] / В.А. Лукас. – М.: Недра, 1990. – 416 с.
8. Никулин, А.Е. Основы теории автоматического управления [Текст] / А.Е. Никулин. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 640 с.
9. Попович, М.Г. Теорія автоматичного керування [Текст] : підручник. / М.Г. Попович, О.В. Ковальчук. – К.: Либідь, 1997.-544с.
10. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления [Текст] / под ред. В.А. Бессекерского. – М.: Наука, 1978. – 512 с.
11. Солодовников, В.В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования [Текст] / В.В. Солодовников, В.Н. Плотников, А.В. Яковлев. – М.: Машиностроение, 1985. – 535 с.
12. Шаруда, В.Г. Практикум з теорії автоматичного управління [Текст] : навч. Посібник / В.Г. Шаруда. – Дніпропетровськ: Національна гірнична академія України, 2002. – 414 с., іл. 133.