

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ ТА
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА АЕРОКОСМІЧНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ
Завідувач кафедри АКСУ

_____ Тачиніна О.М.
“ _____ ” _____ 2021р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)

ЗДОБУВАЧА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ «БАКАЛАВР»

Тема: «Система керування двигуном постійного струму робота-маніпулятора»

Виконавець: _____ студент групи СУ-401Б Маслов Павло
Ігорович

Керівник: _____ завідувач кафедри АКСУ, д.т.н. с.н.с.,
Тачиніна Олена Миколаївна

Нормоконтролер:
М.П.

(підпис)

Дивнич
(П.І.Б.)

Київ 2021

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет аеронавігації, електроніки та телекомунікацій

Кафедра аерокосмічних систем управління

Спеціальність: 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри АКСУ

_____ Тачиніна О. М.

" ___ " _____ 2021р

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи (проекту)

Маслова Павла Ігоровича

(П.І.Б. випускника)

1. Тема дипломної роботи: «Система керування двигуном постійного струму робота- маніпулятора»

затверджена наказом ректора від 12.04.2021 №584/ст.

2. Термін виконання роботи: з «17» травня 2021р. – «15» червня 2021р.

3. Вихідні дані роботи: дослідження має теоретичний і практичний характер, виконане на основі аналізу літературних та Інтернет-джерел. Система керування двигуном постійного струму.

4. Зміст пояснювальної записки: Вступ. Аналіз методів синтезу регуляторів. Синтез системи керування двигуном постійного струму робота – маніпулятора. Імітаційне моделювання роботи системи.

5. Перелік обов'язкового графічного матеріалу: Структурна схема системи управління, графіки вихідних даних, структурні схеми системи керування

Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1	Видача завдання	17.05	
2	Формування мети та основних завдань дослідження	17.05-20.05	
3	Ознайомлення з літературою, що стосується даної тематики	21.05-25.05	
4	Побудова схеми моделювання	26.05-03.06	
5	Синтез системи	04.06-07.06	
6	Аналіз отриманих результатів	08.06-11.06	
7	Оформлення пояснювальної записки	12.06-17.06	
8	Підготовка презентації та роздаткового матеріалу	18.06-20.06	

7. Дата видачі завдання: “17” травня 2021 р.

Керівник дипломної роботи _____

(підпис керівника)

Тачиніна О.М.

(П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання _____

(підпис випускника)

Маслов П.І.

(П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи «Система керування двигуном постійного струму робота-маніпулятора» містить: 53 с., 19 рис., 11 літературних джерел.

Об'єкт дослідження – процес керування двигуном постійного струму робота маніпулятора.

Предметом дослідження є система керування двигуном постійного струму.

Мета дипломної роботи – розробити систему керування двигуном постійного струму робота маніпулятора .

Методи дослідження - робота з науково-технічною літературою, структурно-функціональний метод, розрахунок схем.

В результаті даної роботи були розглянуті сучасні робототехнічні системи, галузі застосування роботів – маніпуляторів , методи синтезу регуляторів для системи автоматичного керування промисловим роботом.

Синтезовано систему керування двигуном постійного струму та імітаційно змодульовано дану систему керування.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1. АНАЛІЗ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ РЕГУЛЯТОРІВ.....	7
1.1. Аналіз сучасних робототехнічних систем.....	7
1.2. Використання роботів на промислових підприємствах.....	9
1.3. Галузі застосування роботів в авіації.....	11
1.4. Конструкція робота – маніпулятора.....	13
1.5. Аналіз методів синтезу регуляторів для системи автоматичного керування промисловим роботом.....	16
1.6. Постановка головної задачі для дослідження.....	23
2. СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ РОБОТА-МАНІПУЛЯТОРА.....	26
2.1. Побудова математичної моделі цифрової системи керування у просторі станів.....	26
2.2. Побудова дискретної лінійної стаціонарної математичної моделі.....	29
2.3. Синтез корегуючого зворотнього зв'язку з використанням бажаного характеристичного поліному.....	34
2.4. Розробка модального регулятора стану.....	36
2.5. Дослідження системи на керованість та спостережуваність.....	40
3. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СИСТЕМИ.....	44
3.1. Побудова математичної моделі цифрового пропорційно-інтегрально-диференційного регулятора для системи керування двигуном постійного струму.....	44
3.2. Моделювання математичної моделі цифрового пропорційно-інтегрально-диференційного регулятора та модального регулятора для цифрової системи керування двигуном постійного струму.....	48
ВИСНОВКИ.....	50

СПИСОК

ВИКОРИСТАНИХ

ДЖЕРЕЛ.....51

ВСТУП

На діючих виробничих підприємствах величезними темпами набирає популярність застосування автоматизованих рішень, при яких технологічний процес може здійснюватися без участі людини. При такому рішенні якість виконуваних робіт помітно підвищиться, а також не буде відрізнятися якість виробленої продукції від партії до партії і людський фактор зведеться до мінімуму, так як на всю виробничу ділянку буде вимагатися лише один оператор, який стежить за справністю роботи виробничих роботів.

Сучасний промисловий робот-маніпулятор застосовують для заміни людської праці. Так, робот може використовувати інструментальний захоплювач для утримання інструменту і здійснення обробки заготовки, або для тримання самої заготовки для подачі її в робочу зону для подальшої обробки.

При застосуванні робота продуктивність зазвичай підвищується, так як робот може виконувати переміщення і позиціонування робочого інструмента значно швидше людини, а також завдяки безперервній роботі робота 24 години на добу без перерв і зупинок, на відміну від людини. При правильному виборі роботизованої системи продуктивність зростає в рази або навіть на порядок, в порівнянні з ручним виробництвом.

Замінюючи людину, роботизовані механізми ефективно зменшують витрати виробництва на оплату різного роду фахівців. Цей фактор найбільш актуальний в розвинених країнах з високими заробітними платами і необхідністю великих надбавок за переробку. Із застосуванням робота на виробництві необхідно лише наявність оператора, який контролює процес і нічого більше.

1.АНАЛІЗ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ РЕГУЛЯТОРІВ

1.1. Аналіз сучасних робототехнічних систем

Робототехніка є прикладною наукою, яка займається проектуванням, розробкою, будівництвом, експлуатацією роботів, а також комп'ютерних систем для їх контролю, сенсорного (на основі вихідних сигналів давачів) зворотного зв'язку та обробки інформації автоматизованих технічних систем.

Основна суть робототехніка заключається у створенні роботів і робототехнічних систем, які автоматизують процеси на підприємствах та вирішують задачі ,на які не здатна людина.

Робот – автоматизований пристрій призначений при виконанні монотонних або небезпечних робіт.

Через зростання продукції на виробництві та серйозні наукові дослідження ,останнім часом люди намагаються автоматизувати процеси на виробництві за допомогою роботів .

Існують такі класифікації промислових роботів :

1) За типом управління:

- Керовані роботи: вимагають, щоб кожним їх рухом керував оператор. В силу вузькості областей застосування поширені мало.

- Автомати та напівавтономні роботи: діють строго за заданою програмою, часто не мають сенсорів і не здатні коригувати свої дії, не можуть обійтися

без участі робітника.

- Автономні: можуть здійснювати запрограмований цикл дій без участі людини, відповідно до заданих алгоритмах і коректуючи свої дії в міру необхідності.

					НАУ 21 09 11 000 ПЗ			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Виконав</i>		<i>Маслов П.І.</i>			АНАЛІЗ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ РЕГУЛЯТОРІВ	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник</i>		<i>Тачиніна О.М.</i>					7	53
<i>Консульт.</i>		<i>Тачиніна О.М.</i>				ФАЕТ- 401 зр.		
<i>Контрол.</i>		<i>Дивнич.М.П.</i>						
<i>Зав.каф.</i>		<i>Тачиніна О.М.</i>						

2) За функціями та сферами застосування

Роботи поділяються за призначенням і виконуваними функціями, наприклад: промислові роботи бувають універсальні, зварювальні, машинобудівні, ріжучі, комплектувальні, складальні, пакувальні, складські, малярні.

3) Роботи за швидкістю та точністю рухів. Ці параметри пов'язані і характеризують динамічні властивості. Швидкість маніпулятора визначається швидкістю переміщення його робочого органу і може бути розбита на 3 діапазони залежно від лінійної швидкості:

- мале - до 0,5 м / с;
- середнє - від 0,5 до 1-3 м / с;
- високе - при великих швидкостях.

4) За способом розміщення стаціонарні та мобільні роботи бувають:

- підлогові
- підвісні (мобільні роботи цього типу зазвичай переміщуються з порушеного монорельсу),
- вбудовані в інше обладнання (наприклад, з розміщенням на станині обслуговується їм верстата).

5) За способом програмування:

- методом розрахунку (складання програм);
- методом навчання;
- самонавчаємі.

б) За вантажопідйомністю:

- надлегкі (0,08; 0,16; 0,32; 0,40; 0,50; 0,63; 0,80; 1,0 кг);
- легкі (1,25; 1,60; 2,0; 2,50; 3,2; 4,0; 5,0; 6,3; 8,0; 10,0 кг);
- середні (12,5; 16,0; 20,0; 25,0; 32,0; 40,0; 50,0; 63,0 80,0; 100,0; 125,0; 160,0; 200,0 кг);
- важкі (250; 320; 400; 500; 630; 800; 1000 кг);

- надважкі (1250; далі значення обирають з ряду R10 за ГОСТ 8032-84 [9]).

7) За типом силового приводу:

- роботи з електромеханічними приводами;
- роботи з пневматичними приводами;
- роботи з гідравлічними приводами;
- роботи з комбінованими приводами.

8) За видом програми :

- жорсткопрограмовані — промислові роботи, які не мають пристрою швидкої зміни програми;
- гнучкопрограмовані — промислові роботи, що мають пристрій швидкої зміни програми;
- адаптивні — промислові роботи, що здійснюють свої дії на підставі інформації про об'єкти та явища зовнішнього середовища, отримуваної в процесі роботи;
- інтелектуальні — промислові роботи, що здатні самостійно планувати свою поведінку залежно від поставленого завдання, критеріїв якості, власного стану і стану зовнішнього середовища.

1.2 Використання роботів на промислових підприємствах:

Різні аспекти застосування промислових роботів розглядаються, як правило, в рамках типових проектів промислового виробництва: виходячи з наявних вимог, вибирається оптимальний варіант, в якому конкретизований необхідний для даної задачі тип роботів, їх кількість, а також вирішуються питання інфраструктури харчування (силові

підвод'ки, подача охолоджуючої рідини – у разі використання рідинного охолодження елементів оснащення) та інтеграції у виробничий процес (забезпечення заготовками/напівфабрикатами і повернення готового продукту в автоматичну лінію для передачі наступній технологічній операції).

Промислові роботи у виробничому процесі здатні виконувати основні і допоміжні технологічні операції.

До основних технологічних операцій належать операції безпосереднього виконання формоутворення, зміни лінійних розмірів заготовки та ін.

До допоміжних технологічних операціям ставляться транспортні операції в тому числі операції із завантаження та вивантаження технологічного обладнання.

Серед найпоширеніших дій, виконуваних промисловими роботами, можна назвати наступні:

- завантаження/розвантаження технологічних машин, верстатів;
- маніпулювання деталями (наприклад: укладання, сортування, транспортування і орієнтація);
- переміщення деталей і заготовок від верстата до верстата або від верстата до систем змінних піддонів ;
- зварювання швів і точкове зварювання;
- збірка механічних і електричних деталей;
- збірка електронних деталей;
- фарбування;

- укладка кабелю;
- виконання операцій різання з рухом інструменту по складній траєкторії та ін.

1.3. Галузі застосування роботів в авіації

Промислові авіаційні роботи:

Промисловими роботами зацікавилися авіабудівні компанії, які хотіли знизити ергономічні ризики, пов'язані з повторюваністю операцій свердління і клепки. Це дуже важливо, оскільки, один виріб, наприклад, вхідний патрубок повітрозабірника реактивного винищувача може вимагати свердління тисячі отворів.

- Промисловий робот-зварювальник. Одне з основних застосувань його це виготовлення зварних металоконструкцій в умовах масового, серійного та дрібносерійного виробництва
- Робот для здирання фарби з літака. Група роботів здатна знімати фарбу з фюзеляжу літака за допомогою лазерів, тим самим мінімізуючи важку людську працю.

Роботи в авіації використовуються як в управлінні авіалайнерами, так і в організації роботи аеропортів:

Автопілот

Більшу частину польоту літак управляється вбудованим бортовим роботом - автопілотом. Активну участь екіпажу літака потрібно тільки при зльоті та посадці. Автопілот - це система, яка автоматично веде лайнер по заданому курсу з дотриманням параметрів швидкості і висоти. Пілот повинен вести спостереження за показниками приладів. Автопілот використовує

інформацію датчиків встановлених на борту літака і інформацію, передану з наземних датчиків. Він також здатний усунути помилки управління, викликані людським фактором. Це значно підвищило безпеку польотів.

Безпілотні літальні апарати

Вони використовуються для виконання завдань, які можуть бути небезпечні для життя людини. Безпілотники оснащені різними датчиками, системою радіолокації, камерами спостереження. Застосовуватися можуть у військових цілях і для потреб цивільної авіації. Вони отримали широке поширення для ведення зйомки з висоти пташиного польоту, для чого раніше використовувалися літаки або вертольоти. Поліція використовує їх для спостереження за певними територіями. У сільському господарстві вони застосовуються для відлякування птахів на полях під час дозрівання врожаю, і з тією ж метою використовуються в аеропортах на злітно-посадочних смугах. Рятувальні служби користуються ними для отримання інформації в небезпечних або важкодоступних місцях.

Роботизовані стійки реєстрації пасажирів і роздруківки посадкових талонів в аеропортах.

Роботи-поліцейські

Це телекамери, скануючі особи людей в аеропорту, щоб виявити розшукуваних злочинців.

Роботи інформатори

Інтерактивні пристрої надають інформацію пасажирам. Вони оснащені дисплеєм і можуть вказати напрямок руху, дати інформацію про рейс, час прибуття або відправлення.

Роботизовані пристрої для прибирання приміщень аеропорту

Вони самостійно пересуваються і автоматично огинають людей і перешкоди. В потрібний час відправляються в задані місця для підзарядки.

1.4. Конструкція робота – маніпулятора.

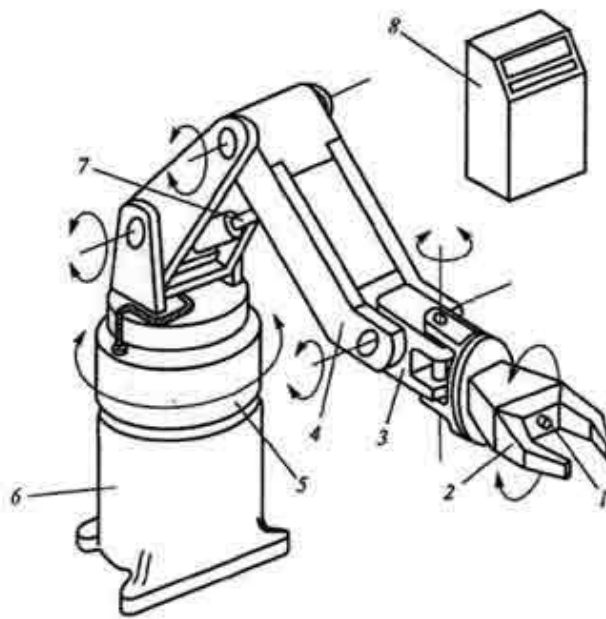


Рис.1.4. Конструкція робота маніпулятора

1 - датчик зворотного зв'язку; 2 - захватное пристрій; 3 – кисть ; 4-рука маніпулятора; 5 - колона; 6 - несуча конструкція (основа); 7 - привід руки; 8 - блок керуючого пристрою з пультом.

Зазвичай робот маніпулятор складається с 7 ланок,які з'єднані між собою суглобами.У кожній ланці наявні двигуни ,які змушують суглоби рухатися і всього робота вцілому.

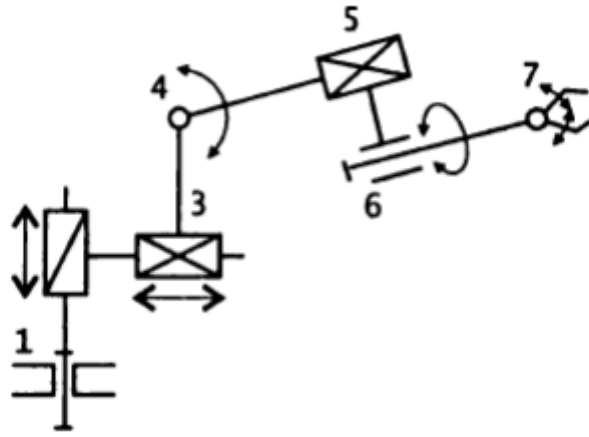


Рис.1.5. Кінематична схема робота-маніпулятора

З даної схеми видно ,що робот- маніпулятор може мати 7 і не більше ступенів свободи.

Для більшості промислових роботів-маніпуляторів виконуючий пристрій окрім маніпулятора з робочим органом, включає в себе механізм переміщення. Роботи-маніпулятори здійснюють контроль і переміщення у відповідності із заданими законами переміщення, які у свою чергу задаються у відповідності з технологічними вимогами. Роботи-маніпулятори, які використовуються в промисловості являють собою багатоступінчаті механізми, що складаються з ряду кінематичних пар з поступовим або обертовим рухом, та відрізняються вони значним різнобіччям сфери застосування.

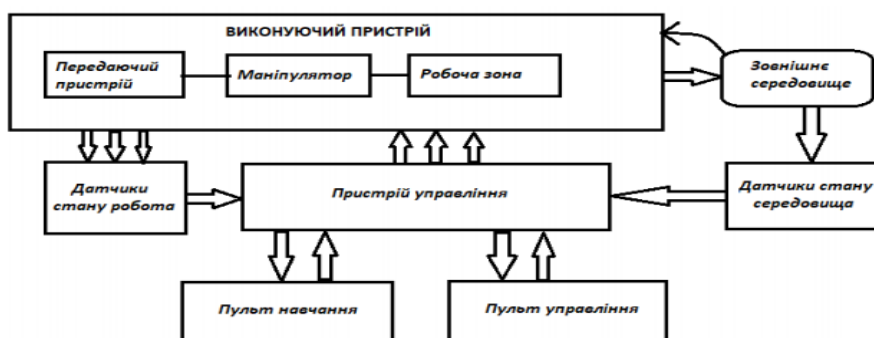


Рис.1.6 Структурна схема робота маніпулятора.

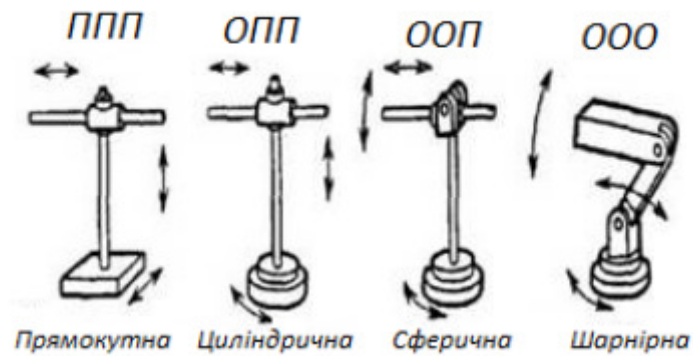


Рис.1.7. Кінематична структура роботів - маніпуляторів

На рисунку 1.7 показані прямокутна, циліндрична, сферична та шарнірна системи координат промислового робота-маніпулятора, які характеризують три основні ступені рухливості, що забезпечують транспортування робочої зони. Як показано на рисунку, прямокутна система здійснює в усі напрямки рух лише поступальний, циліндрична система – обертово-поступальний, сферична – обертово-поступальний, а шарнірна – лише обертовий. На додаток до цих трьох кінематичні схеми передбачають додаткові ступені рухливості, що забезпечують орієнтування робочої зони.

Вибір структури кінематичної схеми обумовлюється відповідністю робота-маніпулятора до певної системи координат: прямокутної, циліндричної, сферичної або ангулярної, визначаємої переносними ступенями рухомості. Для кількісної оцінки функціональних можливостей та якості маніпуляційної системи та її кінематичної структури в використовують спеціальні критерії та характеристики. На стадії розробки кінематичної схеми робота-маніпулятора для позиціонування датчиків використовують такі структурні характеристики як порядок структури, складність структури, структурна значимість кінематичної пари та інформаційний критерій структури.

Складність структури робота-маніпулятора показана в співвідношенні

$$\xi(P) \frac{1}{3} \left(\sum_{i=1}^p p_i + \sum_{j=1}^p n_j + w \right)$$

$\sum_{i=1}^p p_i$ – число кінематичних пар в ланцюзі;

$\sum_{j=1}^p n_j$ – число рухомих ланок

w – число ступенів свободи

Порядок структури визначається числом кінематичних пар маніпулятора. Маніпулятор n -го порядку складається з кінцевої множини кінематичних пар. Кінематичний ланцюг робота-маніпулятора має кінематичні пари одного або декількох видів. У зв'язку з цим, важливим є визначення характеристики, яка оцінює однорідність структури. Дана характеристика визначає маневреність маніпуляційної системи. Маневреність однорідного кінематичного ланцюга постійна, а маніпулятора з неоднорідним ланцюгом може бути змінена в залежності від взаємного розміщення кінематичних пар.

1.5 Аналіз методів синтезу регуляторів для системи автоматичного керування промисловим роботом

Одним з найперших промислових регуляторів є пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор, який і до сьогодні широко застосовується у різних технічних системах. Причиною такої високої популярності є простота побудови, зрозумілість функціонування, придатність для вирішення більшості практичних завдань і низька вартість.

Пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор – пристрій в контурі керування, що використовується в системах автоматичного керування для підтримки заданого значення вимірюваного параметра.

ПІД-регулятор являє собою суму трьох ланок: пропорційної, інтегральної, диференційної (рис. 1.6).

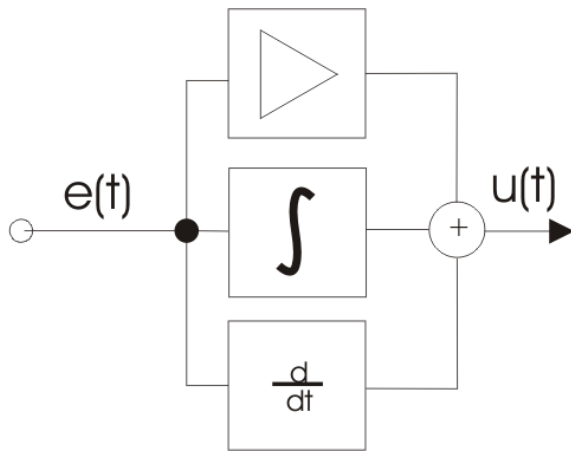


Рис. 1.6. Структурна схема ПІД-регулятора

Найпростіша система автоматичного регулювання зі зворотнім зв'язком показана на рис. 1.7.

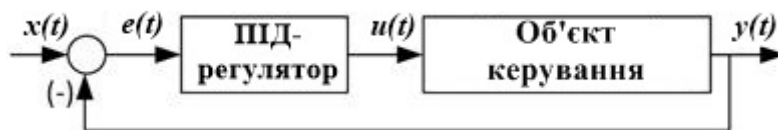


Рис. 1.7. ПІД-регулятор у системі зі зворотнім зв'язком

де $x(t)$ – вхідний сигнал;

$e(t)$ – помилка регулювання;

$u(t)$ – сигнал керування;

$y(t)$ – вихідний сигнал.

Керуючий сигнал регулятора формується наступним чином:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt},$$

де t – час;

K_p , K_i , K_d – коефіцієнти підсилення пропорційної, інтегруючої та диференціальної ланки відповідно.

Призначення регулятора полягає в корекції динамічних властивостей об'єкту керування (ОК) за допомогою управляючого сигналу так, щоб реальний вихідний сигнал як можна менше відрізнявся від бажаного

вихідного сигналу. Регулятор формує сигнал керування, використовуючи помилку регулювання.

Для оцінки динамічних властивостей системи, часто розглядається її реакція на ступінчасту дію. Перехідний процес повинен відповідати заданим показникам якості, до яких відносяться час переходного процесу, перерегулювання, коливальність тощо.

На рис. 1.8 зображена реакція кожної з ланок ПД-регулятора на одиничний скачок.

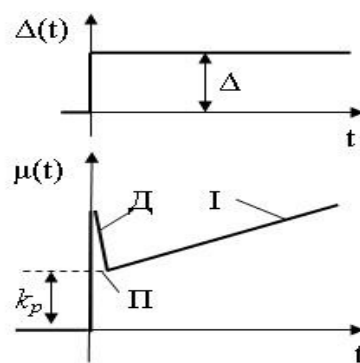


Рис. 1.8. Реакція пропорційної, інтегруючої та диференціальної ланок на ступінчастий вплив

Задача налаштування ПД-регулятора полягає в знаходженні таких значень коефіцієнтів, щоб помилка регулювання $e(t)$ зводилась до мінімуму.

Існує чимало методів налаштування ПД-регулятора. Розрізняють два підходи до знаходження коефіцієнтів підсилення: аналітичний метод та метод ручного налаштування.

Метод Зіглера-Нікольса

Метод Зіглера Нікольса відноситься до емпіричних, і оснований на використанні даних, отриманих експериментально на реальному об'єкті.

Цей метод базується на використанні запасів стійкості.

Процедура налаштування регулятора методом Зіглера-Нікольса здійснюється наступним чином.

Для початку налаштування коефіцієнти K_p, K_i, K_d обнуляються.

У системі виключається інтегральна й диференційна складові регулятора, тобто система переводиться на закон регулювання П.

Шляхом послідовного збільшення значення коефіцієнта пропорційної ланки K_p , досягається виникнення в системі 5-7 стійких незатухаючих коливань. При цьому система знаходиться на межі коливальної стійкості.

При отриманні необхідних коливань фіксується значення коефіцієнтів $K_p=K_0$ та періоду коливань цього перехідного процесу $T_p=P_0$.

За формулами, приведеними у табл. 1, визначаються коефіцієнти регулятора аналогового типу та дискретного, у якому додатково необхідно врахувати час дискретизації T_0 .

Таблиця 1

Неперервний ПД-регулятор	Дискретний ПД-регулятор
$K_p=0,6 \cdot K_0$	$K_p=0,6 \cdot K_0$
$K_i=1,2 \cdot (K_0/P_0)$	$K_i=1,2 \cdot (K_0/P_0) (T_0/2)$
$K_d=0,075 \cdot K_0 P_0$	$K_d=(0,075 \cdot K_0 P_0)/T_0$

Переваги методу:

- Легкість та швидкість налаштування регулятора даним методом;
- Відсутність витрат на реалізацію метода.

Недоліки:

- Метод не є універсальним;
- Результат налаштування має низьку якість;
- Необхідність виводити систему на межі стійкості, що для багатьох ОК

не рекомендується.

Метод Nonlinear Control Design в середовищі моделювання Matlab

- Даний метод передбачає наявність заздалегідь змодельованої системи за допомогою програмного пакету проектування Matlab.

- У модель цифрового регулятора підключається компонент NCD Output. При цьому значення коефіцієнтів записується як kp , kd , ki .
- У командній стрічці Matlab задаються приблизні значення коефіцієнтів kp , kd , ki , щоб за допомогою NCD-технології тільки скорегувати потрібні характеристики системи.
- У середині блоку NCD Output за допомогою команди Optimization parameters виставляються потрібні параметри та вказуються назви змінних, що оптимізуються.
- Подальше налаштування регулятора відбувається у блоці NCD Output за допомогою переміщення повзунків (рис. 1.9). При досягненні бажаного перехідного процесу у командній стрічці Matlab отримуються бажані коефіцієнти ПД-регулятора.

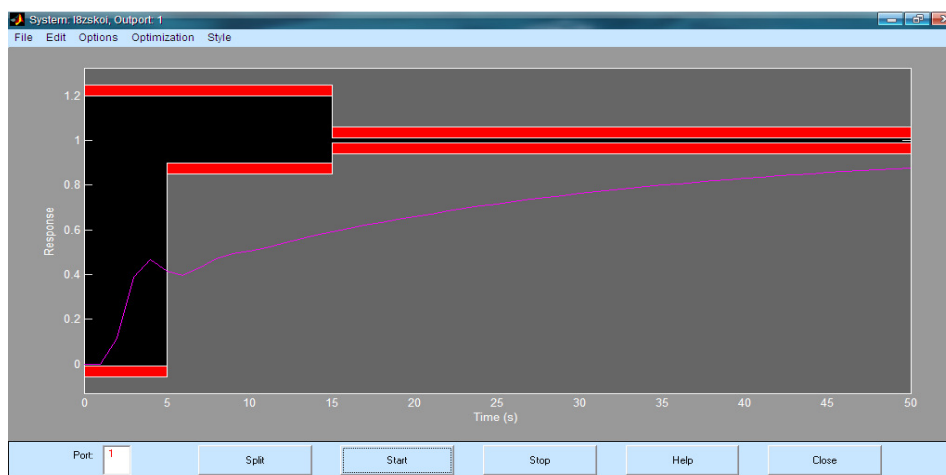


Рис. 1.9. Вигляд блоку NCD Output

Переваги:

- Простота реалізації;
- Висока точність перехідного процесу.

Недоліки:

- Обов'язкова наявність програмного середовища Matlab;
- Наявність високопотужної ЕОМ.

Стандартний метод налаштування регуляторів

1. Переключення регулятора в ручний режим роботи, за умови стабільності перехідного процесу;
2. Пропорційну складову регулятора залишити без змін;
3. Інтегруючи складову перевести у максимально допустиме значення, без порушення стабільності процесу;
4. Диференційну складову перевести на мінімально допустиме значення, без порушення стабільності процесу;
5. Виставити зону пропорційного регулювання на 100% (коефіцієнт підсилення встановити на 1);
6. Перевести регулятор в автоматичний режим. У результаті необхідно отримати стійкі рівномірні коливання, для цього потрібно корегувати пропорційну зону шляхом зміни пропорційної складової;
7. Отримання стійких коливань необхідне для знаходження періоду коливань P_0 ;
8. Коефіцієнти інтегруючої та диференційної складової знаходяться за формулами:

$$K_i = P_0 \cdot 0,5;$$

$$K_d = P_0 \cdot 0,125.$$

9. Пропорційна складова регулюється для знаходження оптимального перехідного процесу.

Переваги:

- Легкість налаштування;
- Швидкість знаходження коефіцієнтів.

Недоліки:

- Загроза неточності налаштування із-за можливих зашумлень у приладі;
- Обов'язкова наявність реального регулятора.

Перед початком налаштування розмикається зворотній зв'язок та за допомогою П-регулятора подається на об'єкт ступінчатий вплив. Необхідно врахувати, що рівень впливу не повинен викликати небажаних реакцій об'єкту.

Фіксується вихідна реакція об'єкта та визначаються параметри перехідного процесу (рис. 2)

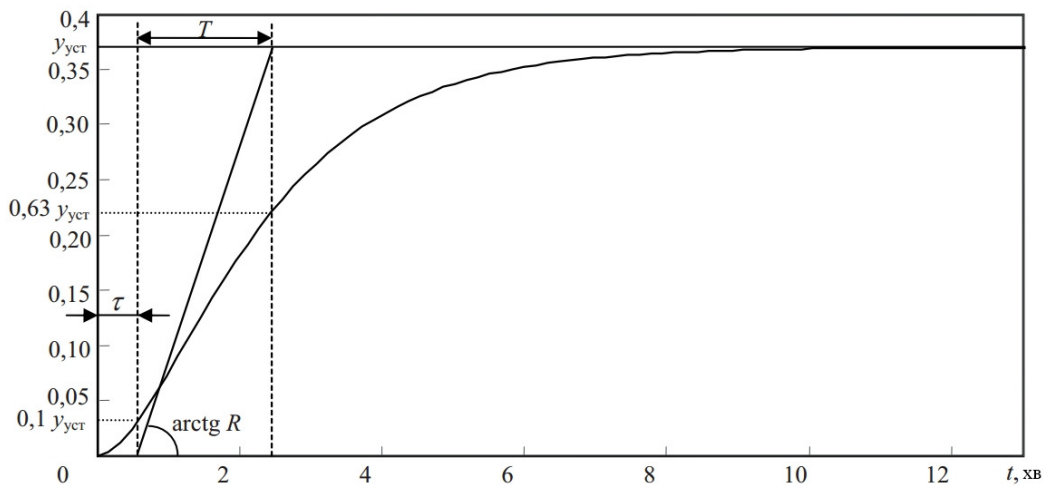


Рис.2. Реакція системи на ступінчатий вплив

де T – постійна часу об'єкта;

τ – запізнення;

$R = y_{уст} / T$ – нахил перехідної характеристики.

Коефіцієнти для ПД-регулятора визначаються за формулами наведеними у табл. 2.

Таблиця 2

K_p	K_i	K_d
$\frac{1,2}{R \cdot \tau}$	$2 \cdot \tau \cdot K_p$	$\frac{0,4 \cdot \tau}{K_p}$

Переваги:

- Легкість налаштування;

- Швидкість отримання коефіцієнтів.

Недоліки:

- Низька швидкодія перехідного процесу;
- Низька точність із-за необхідності визначення параметрів за графіком.

1.6 Постановка головної задачі для дослідження

Проаналізувавши методи синтезу регулятора, я побачив, що в теорії автоматичного управління структура контролера вибирається на основі математичних моделей об'єктів. Чим складніший об'єкт управління, тим складніший регулятор у цьому об'єкті.

У моєму прикладі це ПІД-регулятор. Правильність, швидкість і точність виконання розміщених команд та якість переходів будуть залежати від параметрів, встановлених на регуляторі. Існує безліч способів встановлення параметрів ПІД-регулятора, кожен з яких має переваги для конкретного застосування. Цей дипломний проект демонструє аналітичний метод налаштування контролера - модальний контролер стану, який забезпечить високу точність та якість управління та дозволить встановити кілька параметрів одночасно.

- Швидкість знаходження коефіцієнтів.

Недоліки:

- Загроза неточності налаштування із-за можливих зашумлень у приладі;
- Обов'язкова наявність реального регулятора.

Метод налаштування за реакцією системи на ступінчатий вплив

Перед початком налаштування розмикається зворотній зв'язок та за допомогою П-регулятора подається на об'єкт ступінчатий вплив. Необхідно врахувати, що рівень впливу не повинен викликати небажаних реакцій об'єкту.

Фіксується вихідна реакція об'єкта та визначаються параметри перехідного процесу (рис. 2.1)

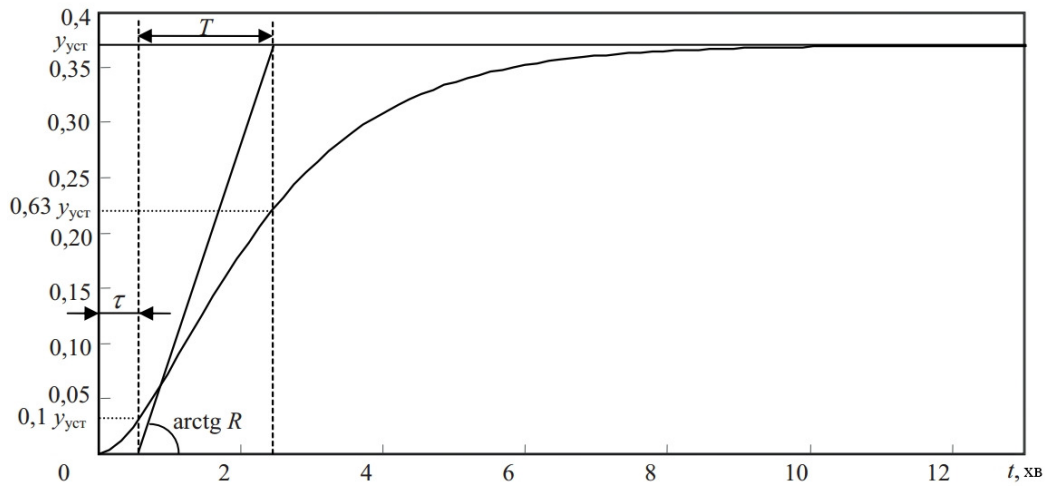


Рис.2.1. Реакція системи на ступінчатий вплив

де T – постійна часу об'єкта;

τ – запізнення;

$R = y_{уст}/T$ – нахил перехідної характеристики.

Коефіцієнти для ПД-регулятора визначаються за формулами наведеними у табл. 2.

Таблиця 2

K_p	K_i	K_d
$\frac{1,2}{R \cdot \tau}$	$2 \cdot \tau \cdot K_p$	$\frac{0,4 \cdot \tau}{K_p}$

Переваги:

- Легкість налаштування;
- Швидкість отримання коефіцієнтів.

Недоліки:

- Низька швидкодія перехідного процесу;
- Низька точність із-за необхідності визначення параметрів за графіком.

1.6 Постановка головної задачі для дослідження

Проаналізувавши методи синтезу регулятора , я побачив, що в теорії автоматичного управління структура контролера вибирається на основ математичних моделей об'єктів. Чим складніший об'єкт управління , тим складніший регулятор у цьому об'єкті.

У моєму прикладі це ПД-регулятор . Правильність, швидкість і точність виконання розміщених команд та якість переходів будуть залежати від параметрів, встановлених на регуляторі. Існує безліч способів встановлення параметрів ПД-регулятора, кожен з яких має переваги для конкретного застосування. Цей дипломний проект демонструє аналітичний метод налаштування контролера - модальний контролер стану, який забезпечить високу точність та якість управління та дозволить встановити кілька параметрів одночасно.

2.СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ РОБОТА-МАНІПУЛЯТОРА

2.1. Побудова математичної моделі цифрової системи керування у просторі станів

Неперервний простір станів - це уявний простір, в якому відображається уявний стан об'єкта управління, математична модель якого записана у звичайній формі Коші:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t), \quad (1)$$

де $x(t) = [x_1(t), \dots, x_m(t)]^T \in R^m$ – вектор стану (вектор фазових координат (змінних));

$u(t) = [u_1(t), \dots, u_l(t)]^T \in R^l$ – вектор управління;

$t \in [t_0; t_f] \in R$ – неперервний час ($t \geq 0$).

Зазвичай до рівняння (1) записують рівняння вимірів:

$$y(t) = g(x(t), u(t), t), \quad (2)$$

де $y(t) = [y_1(t), \dots, y_k(t)]^T \in R^k$ – це вектор, який розглядається як вихідний сигнал первинного інформаційного датчика.

Вирази (1), (2) використовують векторні функції векторних аргументів, а саме:

$$f(x(t), u(t), t) = [f_1(x(t), u(t), t), \dots, f_m(x(t), u(t), t)]^T;$$

$$g(x(t), u(t), t) = [g_1(x(t), u(t), t), \dots, g_k(x(t), u(t), t)]^T.$$

Для побудови лінійної дискретної математичної моделі на основі неперервної моделі (1), (2) необхідно лінеаризувати цю модель і перейти від неперервної лінеаризованої математичної моделі до лінійної дискретної математичної моделі, визначаючи часовий період квантування за часом T_0 за теоремою Котельникова: $T_0 \leq (\pi/\omega_s)$.

					<i>НАУ. 21. 01 .55 000 ПЗ</i>			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Виконав.</i>	<i>Маслов П.І.</i>				СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ДВИГУНОМ	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Керівник.</i>	<i>Тачиніна О.М.</i>						26	53
<i>Консульт.</i>	<i>Тачиніна О.М.</i>					ФАЕТ- 401 гр.		
<i>Контрол.</i>	<i>Дивнич М.П.</i>							
<i>Зав.каф.</i>	<i>Тачиніна О.М.</i>							

У теорії автоматичного управління передбачається, що відома нелінійна математична модель безперервного процесу або нелінійна неперервна математична модель ОК. Лінеаризуємо її. Припустимо, що задано номінальне неперервне управління $u_0(t)$, завдяки якому можливо отримати номінальну траєкторію $x_0(t)$ за заданих початкових умов (номінальних) $x_0(t_0)$:

$$u_0(t) \rightarrow x_0(t), \quad \text{п. у. } x_0(t_0);$$

$$\dot{x}_0(t) = f(x_0(t), u_0(t), t).$$

У класичній ТАУ передбачається, що фактичне початкове значення та фактичне регулювання струму значно відрізняються від номінальних розрахункових значень:

$$u(t) = u_0(t) + \tilde{u}(t); \quad (3)$$

$$x(t_0) = x_0(t_0) + \tilde{x}(t_0). \quad (4)$$

$\tilde{u}(t), \tilde{x}(t_0)$ - невеликі відхилення поточного контролю та початкових умов від розрахункових величин. Під впливом $\tilde{u}(t), \tilde{x}(t_0)$ траєкторія руху відхиляється від номінальної

$$x(t) = x_0(t) + \tilde{x}(t), \quad (5)$$

де $\tilde{x}(t)$ – спостерігається невелике відхилення траєкторії у фазовому просторі від номінальної.

Замінімо вирази (3), (4), (5) у рівняння (1) і (2) та розкладемо нелінійні функції $f(x(t), u(t), t)$ та $g(x(t), u(t), t)$ у ряд Тейлора поблизу номінальної траєкторії $x_0(t), u_0(t)$:

$$\dot{x}_0(t) + \dot{\tilde{x}}(t) = f(x_0(t), u_0(t), t) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_0 \cdot \tilde{x}(t) + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_0 \cdot \tilde{u}(t) + O_1;$$

$$y_0(t) + \tilde{y}(t) = g(x_0(t), u_0(t), t) + \left. \frac{\partial g}{\partial x} \right|_0 \cdot \tilde{x}(t) + \left. \frac{\partial g}{\partial u} \right|_0 \cdot \tilde{u}(t) + O_2,$$

де $\left. \frac{df}{dx} \right|_0, \left. \frac{df}{du} \right|_0, \left. \frac{dg}{dx} \right|_0, \left. \frac{dg}{du} \right|_0$ – якобіани належних функцій;

O_1, O_2 – компоненти вищого порядку малості порівняно з модулями відхилень $|\tilde{x}(t)|, |\tilde{u}(t)|$, так що розкладом цих доданків можна знехтувати.

Якобіан функції є матрицею, як наприклад:

$$\left. \frac{df}{dx} \right|_0 = \begin{bmatrix} \frac{df_1}{dx_1} & \frac{df_1}{dx_2} & \dots & \frac{df_1}{dx_m} \\ \frac{df_2}{dx_1} & \frac{df_2}{dx_2} & \dots & \frac{df_2}{dx_m} \\ \frac{df_3}{dx_1} & \frac{df_3}{dx_2} & \dots & \frac{df_3}{dx_m} \end{bmatrix}.$$

A, B, C, D - за номінальною траєкторією вважаються постійними.

Для стаціонарної лінійної математичної моделі (6), (7) можна здійснити точний перехід до дискретної лінійної стаціонарної математичної моделі. Припустимо, що T_0 – відомо, тоді дискретна лінійна стаціонарна модель має вигляд:

$$\tilde{x}(n+1) = Ad \cdot \tilde{x}(n) + Bd \cdot \tilde{u}(n); \quad (8)$$

$$\tilde{y}(n) = Cd \cdot \tilde{x}(n) + Dd \cdot \tilde{u}(n), \quad (9)$$

де $Ad = e^{A \cdot T_0}$ – матрична експонента;

$$Bd = \left(\int_0^{T_0} e^{A\tau} d\tau \right) \cdot B; Cd = C; Dd = D.$$

Перейдемо від лінійної неперервної математичної моделі двигуна постійного струму до його дискретної моделі.

2.2. Побудова дискретної лінійної стаціонарної математичної моделі

Припустимо, що математична модель вже лінеаризована. Розглянемо метод побудови лінійної неперервної математичної моделі двигуна постійного струму в просторі станів. Тоді лінійна неперервна математична модель буде виглядати так:

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} + e + R \cdot i = u; \\ e = C_e \cdot \omega; \\ J \frac{d\omega}{dt} = M - m; \\ M = C_m \cdot i; \\ m = B \cdot \omega; \end{cases}$$

де U - напруга, яка подається на ланцюг якоря;

L – індуктивність якірнього ланцюга;

R – активний опір якірнього ланцюга;

e – самоіндукції ЕРС;

u - напруга, яка подається на ланцюг якоря (керуючий сигнал);

i – струм у якірньому ланцюгу;

ω – швидкість обертання якоря;

M – корисний момент на валу двигуна;

m – момент навантаження на вал двигуна;

J – момент інерції всіх механічних деталей, підведених до якоря ДПС;

B, C_e, C_m – коефіцієнти, які залежать від конструктивних параметрів ДПС.

В результаті перетворень записаних рівнянь ми отримаємо рівняння ДПС в неперервному просторі стану:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{C_e}{L} \\ \frac{C_e}{J} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ m \end{bmatrix}, \quad (11)$$

де $i(t)$ – струм якоря;

$\omega(t)$ – кутова швидкість обертання якоря;

$$x(t) = \begin{bmatrix} i(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix};$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} u \\ m \end{bmatrix}.$$

Вважаємо параметри неперервної моделі ДПС вважаємо сталими і задамо матриці A , B , C , D у вигляді:

$$A = \begin{bmatrix} -25 & -7,5 \\ 7,5 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 5 & 0 \\ 0 & -5 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Час дискретизації враховується як $T_0=0.06$ с. Тоді параметри дискретної математичної моделі ДПС матимуть такий вигляд:

$$Ad = \begin{bmatrix} 0,1841 & -0,2256 \\ 0,2256 & 0,9359 \end{bmatrix}; Ad = \begin{bmatrix} 0,1841 & -0,2256 \\ 0,2256 & 0,9359 \end{bmatrix}; Cd = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$Dd = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

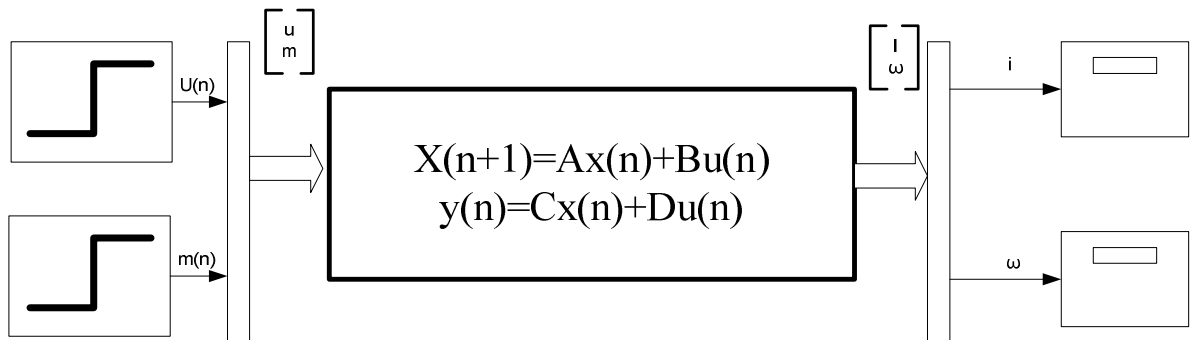


Рис. 2.1. ДПС модель в дискретному просторі станів

Застосовуємо z-перетворення до диференціальних рівнянь (8), (9).

Виходячи з цього отримуємо:

$$z \cdot X(z) - z \cdot X(0) = Ad \cdot X(z) + Bd \cdot (U_R(z) + U_G(z));$$

$$Y(z) = Cd \cdot X(z) + Dd \cdot U_R(z),$$

$$\text{де } U(z) = Z[u(n)] = Z[u_G(n) + u_R(n)] = U_R(z) + U_G(z);$$

$u_G(z)$ – сигнал корекції управління, який має вигляд: $K \cdot x(n)$;

$u_R(z)$ – керуючий сигнал;

$$X(z) = Z[x(n)];$$

$$Y(z) = Z[y(n)];$$

$X(0)$ – початкова умова.

Після їх складання та врахування коригуючого зворотного зв'язку рівняння має вигляд:

$$X(z) = (z \cdot I - \bar{A})^{-1} \cdot Bd \cdot U_R(z) + (z \cdot I - \bar{A})^{-1} \cdot z \cdot X(0); \quad (12)$$

$$Y(z) = (Cd \cdot (z \cdot I - \bar{A})^{-1} \cdot Bd + Dd) \cdot U_R(z) + Cd \cdot (z \cdot I - \bar{A})^{-1} \cdot z \cdot X(0), \quad (13)$$

де $\bar{A} = Ad + Bd \cdot K$;

K – матриця коефіцієнта зворотнього зв'язку;

$H(z) = (Cd \cdot (z \cdot I - \bar{A})^{-1} \cdot Bd + Dd)$ - матрична z -передавальна функція;

I – m -вимірна одинична матриця.

Обчислимо z -передавальну функцію для ДПС із заданими параметрами за допомогою командного рядка MatLab:

1. Визначаються параметри математичної моделі у вигляді матриць:

```
>> Ad=[0.1841 -0.2256;0.2256 0.9359]
```

```
Ad =
```

```
0.1841 -0.2256
```

```
0.2256 0.9359
```

```
>> Bd=[0.1504 0.0427;0.0427 -0.2928]
```

```
Bd =
```

```
0.1504 0.0427
```

```
0.0427 -0.2928
```

```
>> Cd=[1 0;0 1]
```

```
Cd =
```

```
1 0
```

```
0 1
```

```
>> Dd=[0 0;0 0]
```

```
Dd =
```

```
0 0
```


0 0

2. Використовуючи функцію `c2d (...)`, складаємо дискретну математичну модель ДПС в просторі станів:

```
>> sysD=c2d(sysH,0.06)      %0.06 – період дискретизації
```

```
a =
```

```
      x1      x2
x1  0.1841 - 0.2256
x2  0.2256  0.9359
```

```
b =
```

```
      u1      u2
x1  0.1504  0.04274
x2  0.04274 -0.2928
```

```
c =
```

```
      x1  x2
y1  1  0
y2  0  1
```

```
d =
```

```
      u1  u2
y1  0  0
y2  0  0
```

Sampling time: 0.06

Discrete-time model.

3. Матрична передавальна функція ДПС:

```
>> WD=tf(sysD)
```

Transfer function from input 1 to output...

```
0.1504 z - 0.1504
```

```
#1: -----
```

```
z^2 - 1.12 z + 0.2231
```

$$0.04274 z + 0.02605$$

#2: -----

$$z^2 - 1.12 z + 0.2231$$

Transfer function from input 2 to output...

$$0.04274 z + 0.02605$$

#1: -----

$$z^2 - 1.12 z + 0.2231$$

$$-0.2928 z + 0.06354$$

#2: -----

$$z^2 - 1.12 z + 0.2231$$

Sampling time: 0.06

Як бачимо, кожна передавальна функція містить у знаменнику поліном $\Delta z = z^2 - 1.12z + 0.2231$, що визначає природу перехідних процесів у системі в цілому. Ці переходи залежатимуть від значень коренів характеристичного рівняння $\Delta z = 0$. Корені в свою чергу залежать від елементів матриці $\bar{A} = Ad + Bd \cdot K$.

Оскільки Ad і Bd є сталими, можна встановити бажані значення коренів характеристичного рівняння в системі, вибравши коефіцієнти зворотного зв'язку.

2.3. Синтез корегуючого зворотнього зв'язку з використанням бажаного характеристичного поліному

Характеристичний поліном (ХП) має вигляд:

$$P_{ХП}(z) = |z \cdot I - \bar{A}|.$$

Припустимо, що розмірність вектора стану рівна 2, тоді поліном ХП другого порядку матиме вигляд:

$$z^2 + d_1 \cdot z + d_0 = P_{\bar{O}\bar{I}}(z),$$

де d_1, d_0 – залежать від елементів матриці зворотнього зв'язку

$$K = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix}.$$

Бажаний характеристичний поліном (БХП) подається у вигляді:

$$P_{БХП}(z) = z^2 + d_{1Б} \cdot z + d_{0Б},$$

де $d_{1Б} = -(z_{1Б} + z_{2Б})$;

$d_{0Б} = (z_{1Б} \cdot z_{2Б})$;

$z_{1,2Б}$ – необхідні корені БХП.

Виходячи з цього, маємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} d_1(K_{11}, K_{12}, K_{21}, K_{22}) = d_{1Б}; & (14) \end{cases}$$

$$\begin{cases} d_0(K_{11}, K_{12}, K_{21}, K_{22}) = d_{0Б}. & (15) \end{cases}$$

Існує невизначеність: чотири невідомих і лише 2 рівняння. Щоб її виключити зменшимо кількість невідомих: $K = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ 0 & K_{22} \end{bmatrix}$ і система матиме

вигляд:

$$\begin{cases} d_1(K_{11}, K_{22}) = d_{1Б}; & (16) \end{cases}$$

$$\begin{cases} d_0(K_{11}, K_{22}) = d_{0Б}. & (17) \end{cases}$$

Але матрицю K можна синтезувати і іншими способами, щоб отримати лише два невідомих:

$$B \cdot u = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u(n) \\ m(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix} \cdot u(n) + \begin{bmatrix} b_{12} \\ b_{22} \end{bmatrix} \cdot m(n);$$

$$u(n) = [K_1 \quad K_2] \cdot \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix} = B_u, \quad \begin{bmatrix} b_{12} \\ b_{22} \end{bmatrix} = B_m,$$

ТОБТО ВИХОДИТЬ :

$$\bar{A} = A + B_u \cdot [K_1 \quad K_2] = A + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix} \cdot [K_1 \quad K_2] = A + \begin{bmatrix} b_{11} \cdot K_1 & b_{11} \cdot K_2 \\ b_{21} \cdot K_1 & b_{21} \cdot K_2 \end{bmatrix}.$$

Замінімо значення , знайдене в рівнянні ХП:

$$P_{\bar{O}i}(z) = \left| z \cdot I - \left(A + \begin{bmatrix} b_{11} \cdot K_1 & b_{11} \cdot K_2 \\ b_{21} \cdot K_1 & b_{21} \cdot K_2 \end{bmatrix} \right) \right| = z^2 + d_1(K_1, K_2) \cdot z + d_0(K_1, K_2).$$

Розв'яжемо систему :

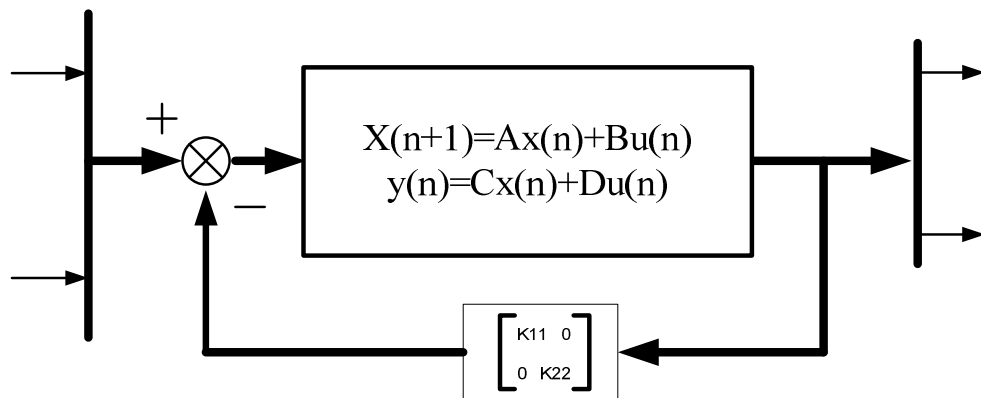
$$\begin{cases} d_1(K_1, K_2) = d_{1B}; & (18) \end{cases}$$

$$\begin{cases} d_0(K_1, K_2) = d_{0B}. & (19) \end{cases}$$

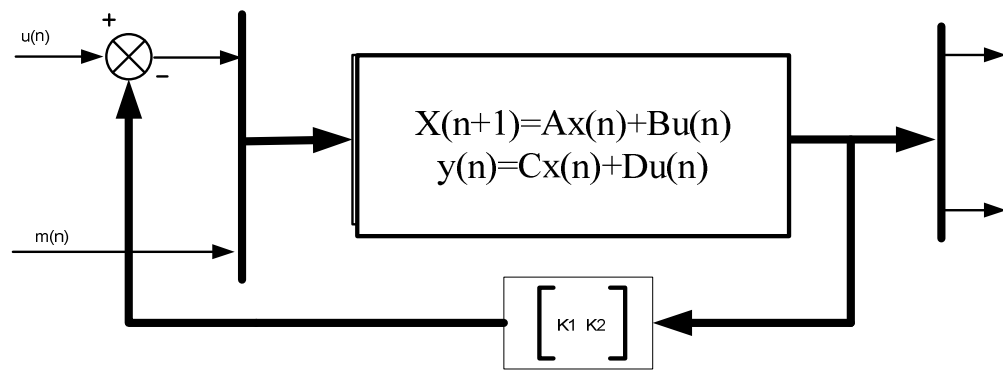
Слід зазначити, що схеми зворотного зв'язку з ЦСАК ДПС відрізняються одна від одної за значенням корекції матриці зворотного зв'язку

$$K = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ 0 & K_{22} \end{bmatrix}$$

(рис. 2.2. (а)) і при $K = [K_1 \quad K_2]$ (рис. 2.2. (б)) різняться між собою.



а)



б)

Рис. 2.2. Корегуюча схема зворотного зв'язку для різних значень.

Як бачимо, у цьому випадку корегуючі коефіцієнти зворотнього зв'язку впливають на параметри d_1, d_0 характеристичного полінома – впливає на два корені характеристичного полінома. З цього слідує наступне, чи можна побудувати коригуючий зворотний зв'язок, в якому можна змінити значення лише одного кореня характеристичного полінома, не впливаючи на інші.

Далі розглядаємо дану можливість.

2.4. Розробка модального регулятора стану

При управлінні станом ДПС, який забезпечує наближення характеристичного рівняння до бажаного, можна використовувати спеціальне лінійне перетворення, яке діагоналізує матрицю A , тоді як математична модель ДПС перетворюється з фазових координат $\begin{bmatrix} i(n) \\ \omega(n) \end{bmatrix}$ і мають визначений фізичний смисл, до абстрактного простору без чіткого змісту, але в ньому легше виконувати корегування динамічних властивостей ДПС.

Припустимо, що ММ ДПС в загальному мають такий вигляд:

$$\begin{cases} x(n+1) = A \cdot x(n) + B \cdot u(n); \\ Y(n) = C \cdot x(n). \end{cases}$$

Зробимо лінійне перетворення:

$$x_T(n) = T \cdot x(n)$$

звідси ММ ДПС:

$$\begin{cases} x_T(n+1) = A_T \cdot x_T(n) + B_T \cdot u(n); \\ Y_T(n) = C_T \cdot x_T(n), \end{cases}$$

де $A_T = T \cdot A \cdot T^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$ – діагональна матриця;

$$B_T = T \cdot B;$$

$$C_T = C \cdot T^{-1};$$

T – квадратна матриця.

Виведемо корегуюче управління:

$$u_T(n) = B_T \cdot u(n) = -K \cdot x_T(n)$$

$$\text{де } K = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ 0 & K_{22} \end{bmatrix},$$

звідси ММ ДПС в уявному просторі:

$$x_T(n+1) = A_T \cdot x_T(n) - K \cdot x_T(n) = (A_T - K) \cdot x_T(n)$$

$$\text{у якому } (A_T - K) = \begin{bmatrix} \lambda_1 - K_{11} & 0 \\ 0 & \lambda_2 - K_{22} \end{bmatrix}$$

Характеристичне рівняння абстрактної ММ ДПС має вигляд:

$$\det(z \cdot I - (A_T - K)) = 0 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} z - (\lambda_1 - K_{11}) & 0 \\ 0 & z - (\lambda_2 - K_{22}) \end{pmatrix} = 0;$$

$$(z - (\lambda_1 - K_{11})) \cdot (z - (\lambda_2 - K_{22})) = 0.$$

Корені характеристичного рівняння є рівні з бажаними значеннями.

Обчислимо елементи матриці K – це результат суми двох матриць :

$$\begin{cases} \lambda_1 - K_{11} = z\sigma_1 \\ \lambda_2 - K_{22} = z\sigma_2 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} K_{11} = \lambda_1 - z\sigma_1 \\ K_{22} = \lambda_2 - z\sigma_2 \end{cases};$$

$$K = A_T - \begin{bmatrix} z\sigma_1 & 0 \\ 0 & z\sigma_2 \end{bmatrix}.$$

За допомогою віртуального керування $u_T(n) = -K \cdot x_T(n)$, $x_T(n) = T \cdot x(n)$

обчислюємо реальне керування :

$$u(n) = B_T^{-1} \cdot u_T(n) = (T \cdot B)^{-1} \cdot u_T(n)$$

Комп'ютерна ММ ДПС з корекцією динаміки ДПС за допомогою модального регулятора показано на схемі 2.3

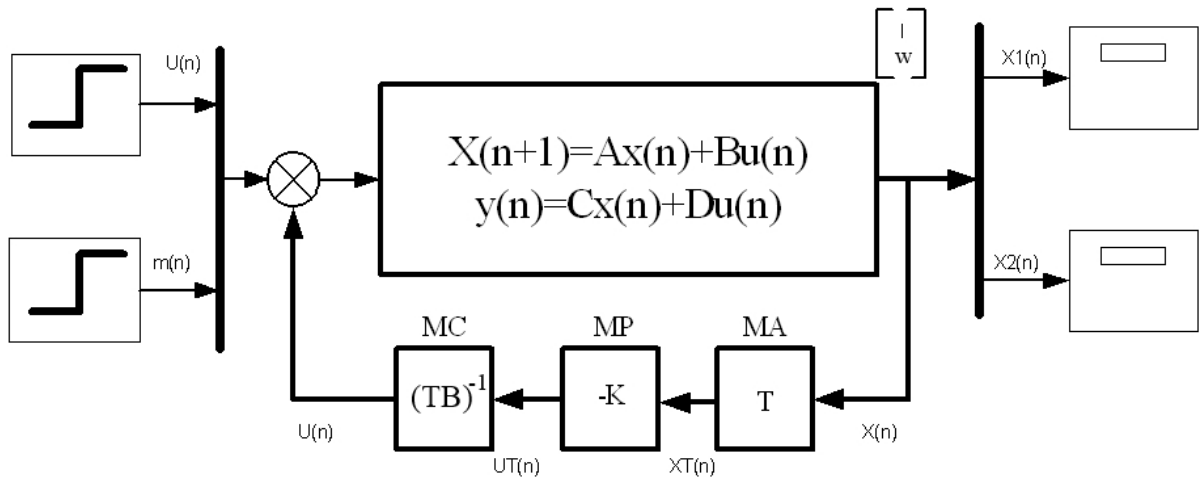


Рис. 2.3. Структурна схема ЦСАУ ДПС з корекцією динамічних властивостей ДПС за допомогою регулятора

Модальний аналізатор (МА) – змінює реальні вимірювання вихідних координат вектору стану ДПС у віртуальні координати в уявному просторі;

Модальний регулятор (MR) – вираховує уявний вектор управління;

Модальний синтезатор (MS) – вираховує дійсний вектор керування .

У цьому прикладі розмірність керуючого вектора відповідає розмірності вектора стану. Якщо в багатовимірному ОК є лише 1 входів ($1 < m$ - розмірність вектора стану), то можна самостійно змінити лише 1 особистих значень матриці A за допомогою корекційного зворотного зв'язку до необхідних значень. Модальна модифікація динамічних властивостей ОК застосовується до об'єктів з відокремленими властивостями.

Беручи до уваги перелічені вище параметри ДПС, використовуємо командний рядок MatLab для обчислення матриць MA, MR та MS:

$$Ad = \begin{bmatrix} 0,1841 & -0,2256 \\ 0,2256 & 0,9359 \end{bmatrix}; \quad Bd = \begin{bmatrix} 0,1504 & 0,0427 \\ 0,0427 & -0,2928 \end{bmatrix}; \quad Cd = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$Dd = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

1. Виразуємо матрицю модального аналізатора (МА):

```
>> [V,Diag]=eig(Ad)
```

```
V =
```

```
-0.9487  0.3163
```

```
0.3163 -0.9487
```

```
Diag =
```

```
0.2593    0
```

```
0  0.8607
```

```
>> T=inv(V)
```

```
T =
```

```
-1.1860 -0.3955
```

```
-0.3955 -1.1860
```

2. Обчислимо значення матриці модального регулятора (МР), що дозволить знайти бажані корені ХП:

```
>> k075=Diag-[0.75 0;0 0.75] %бажані корені дорівнюють 0,75
```

```
K075 =
```

```
-0.4907    0
```

```
0  0.1107
```

```
>> k00=Diag-[0 0;0 0] %бажані корені дорівнюють 0
```

```
k00 =
```

```
0.2593    0
```

```
0  0.8607
```

3. Порахуємо дані матриці модального синтезатора (МС):

```
>> MC=inv(T*Bd)
```


МС =

-5.7622 1.1363
-1.9207 3.4056.

Для виконання моделювання необхідно бути впевненим в тому, що ОК керований та спостережуваний. Дані ознаки є так само значимі так як і стійкість. Якщо об'єкт не повністю керований, то проблема динамічної оптимізації може бути без розв'язку. Об'єкт, який не до кінця спостережуваний неможливо ідентифікувати.

2.5. Дослідження системи на керованість та спостережуваність

Коли синтезують оптимальні системи з зворотнім зв'язком, існують оптимальні фазові координати (стан об'єкта). Як правило, неможливо безпосередньо виміряти фазові координати (струм і кутову швидкість). Виміряні доступні координати вектора $y=(y_1, y_2, \dots, y_n)^T$ названий виходом або вектор вихідних змінних, а координати - це вихідні дані або вихідні величини.

Вихідні значення є пов'язані функціонально з фазовими координатами, і для здійснення управління з зворотним зв'язком необхідно визначити фазові координати, змінюючи значення вихідних даних.

Через це виникає питання спостережуваності, що полягає в визначенні стану ОК за виміряними даними вихідного вектора.

Умова спостережуваності ОК

Лінійний динамічний об'єкт із спостережуваною змінною $y(n)$ називається спостережуваний, якщо будь-який стан $x(n)$ визначається кінцевим набором значень вихідної змінної:

$$y(n), y(n+1), \dots, y(n+N-1).$$

Спостережуваність лінійних систем та її критерій:

Для того, щоб систему можна було назвати спостережуваною, необхідно, щоб порядок матриці спостережуваності:

$$Q_w = \begin{bmatrix} C \\ C \cdot A \\ \dots \\ C \cdot A^{N-1} \end{bmatrix}$$

був рівний розмірності вектору стану $rank(Q_w)=m$, де m – розмірність вектора стану $x(n)$.

Умова керованості ОК

Лінійний динамічний об'єкт вважається керованим, коли є здійснення послідовність впливів управління $u(n)$, яка дозволяє перевести об'єкт керування з будь-якого первинного стану $\bar{x}(0)$ в абиякий заключний стан $x(N)$ за обмежений інтервал часу, деколи дорівнює N тактам квантування за часом.

Основний критерій керованості лінійних систем:

Необхідною і достатньою властивістю мосту управління є умова, що порядок матриці керованості:

$$Q_u = [B, A \cdot B, \dots, A^{N-1} \cdot B]$$

має дорівнювати розмірності розмірності векторного рядка $rank(Q_u)=m$, де m - розмірність вектору стану $x(n)$.

Якщо $N=m$, то матриця керованості та спостережуваності приймають квадратичний вигляд. Загалом, $u(N)$ є вектором, і дані матриці не є квадратичними.

Отже, загальні характеристиками керованості та спостережливості є такі умови: порядок матриці керованості та спостережуваності повинен бути рівним розмірності вектора стану.

Досліджуємо ОК на спостережуваність і керованість за допомогою MatLab:

1. У командному рядку записуємо параметри ДПС:

```
>> Ad=[0.1841 -0.2256;0.2256 0.9359]
```

```
Ad =  
    0.1841 -0.2256  
    0.2256  0.9359  
>> Bd=[0.1504 0.0427;0.0427 -0.2928]
```

```
Bd =  
    0.1504  0.0427  
    0.0427 -0.2928
```

```
>> Cd=[1 0;0 1]
```

```
Cd =  
    1    0  
    0    1
```

2.Знайдемо матрицю керованості та її порядок:

```
>> Qu=ctrb(Ad,Bd)  
Qu =  
    0.1504  0.0427  0.0181  0.0739  
    0.0427 -0.2928  0.0739 -0.2644
```

```
>> rank(Qu)
```

```
ans =  
    2.
```

Зробивши обчислення ,бачимо ,що ранг матриці рівний розмірності вектора стану,а це означає ,що система абсолютно керована.

3.Знайдемо матрицю спостережуваності та її порядок:

```
>> Qw=obsv(Ad,Cd)
```

```
Qw =  
    1.0000    0  
    0    1.0000  
    0.1841 -0.2256  
    0.2256  0.9359
```

```
>> rank(Qw)
```

```
ans =
```

```
2.
```

Порядок матриці спостережуваності є рівним розмірності вектора стану, що показує те, що система абсолютно спостережувана.

Виходячи з повної керованості та спостережуваності системи дозволяється перейти до відтворення системи

3.ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СИСТЕМИ

3.1. Побудова математичної моделі цифрового пропорційно-інтегрально-диференційного регулятора для системи керування двигуном постійного струму

Будуємо математичну модель цифрового ПД (ЦПД) регулятора за відомою ММ неперервного ПД-регулятора:

$$e(t) = K_p y(t) + K_i \int_0^t y(\tau) d\tau + K_d \frac{dy(t)}{dt}, \quad (20)$$

де K_p – передвальний коефіцієнт пропорційного сигналу;

K_i – передавальний коефіцієнт інтегрального сигналу;

K_d – передавальний коефіцієнт диференційного сигналу

Застосовуємо до двох частин рівняння (12) z -перетворення:

$$E(z) = D_p(z) \cdot Y(z) + D_i(z) \cdot Y(z) + D_d(z) \cdot Y(z),$$

де $D_p(z) = K_p$ - передавальна функція пропорційного сигналу;

$D_i(z) = \frac{K_i \cdot T_0}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$ - передавальна функція інтегрального сигналу;

$D_d(z) = \frac{K_d}{T_0} \cdot \frac{z-1}{z}$ - передавальна функція диференційного сигналу.

Схема підключення ЦПД-регулятора до ЦСАК ДПС показана у *Додатку А*.

Використовуючи методи , які були описані у першому розділі , проведемо модуляцію системи.

1.Метод Зіглера-Нікольса

Виконання пункту 1.5 дало такі результати :

$K_0=25$; $P_0=0,24$ с; $T_0=0,064$ с.

					<i>НАУ. 21. 01 .55 000 ПЗ</i>			
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				
Виконав	Маслов П.І.				ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ СИСТЕМИ	Літ.	Арк.	Аркуші
Керівник	Тачиніна О.М.						44	53
Консульт.	Тачиніна О.М.					ФАЕТ- 401 гр.		
Контрол.	Дивнич М.П.							
Зав.каф.	Тачиніна О.М.							

Виходячи з формул у таблиці 1 отримали:

$$K_p=15; K_i=3,75; K_d=7,5.$$

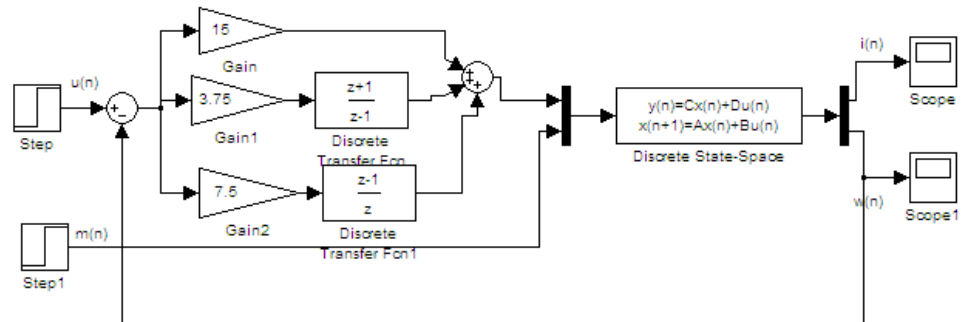


Рис. 3.1 Математична модель ЦСАК ДПС із використанням ЦПІД-регулятора, за допомогою метода Зіглера-Нікольса

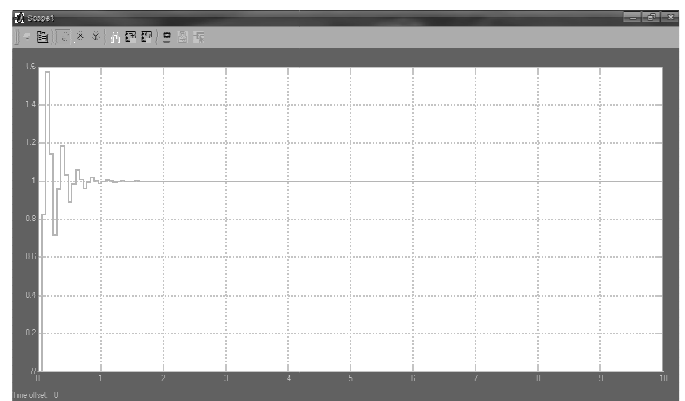
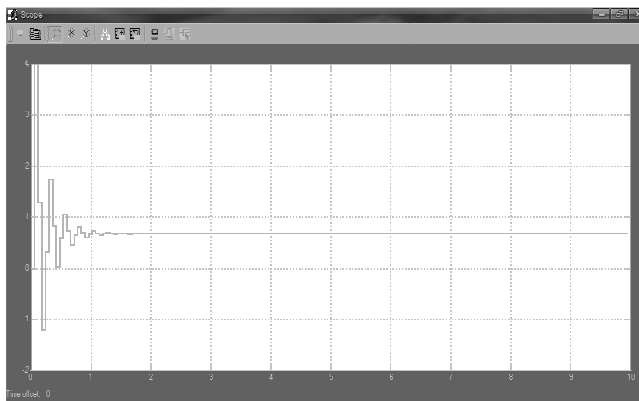


Рис. 3.2. Результати імітації: а) сигнал входу $i(n)$;
б) сигнал виходу $w(n)$

Характеристики якості перехідного процесу:

Час регулювання:

а) $T=1,92$ с;

б) $T=1,65$ с.

Перерегулювання:

б) $\sigma =57\%$.

Величина струму необхідного для запуску пристрою:

а) $I=3,97 A$.

2. Метод ,який використовує NCD-технології

Після того як було підключено компоненти NCD Output ,то отримано такі значення коефіцієнтів:

$K_p=4,2647$; $K_i=0,3516$; $K_d=2,9148$.

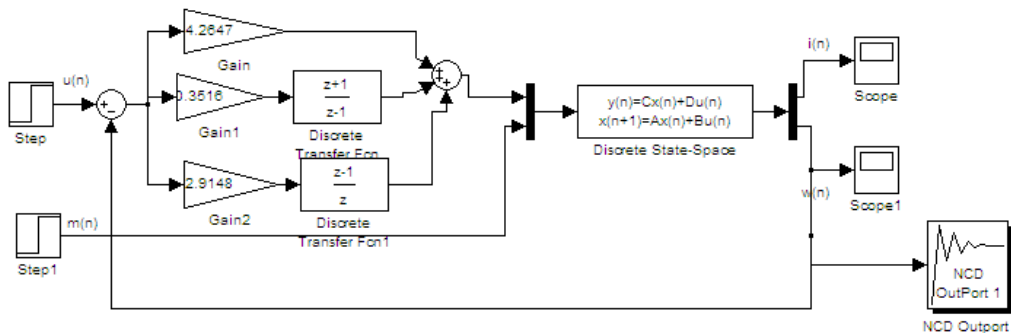
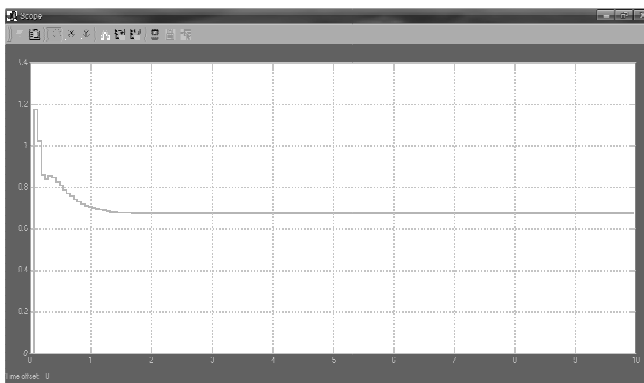
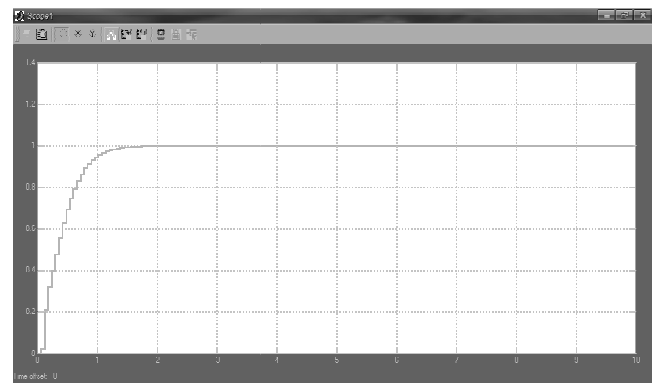


Рис. 3.3. Математична модель ЦСАК ДПС ,що використовує ЦПД-регулятор, налаштований з допомогою NCD-технології



а)



б)

Рис. 3.4. Результати імітації: а) сигнал входу $i(n)$;

б) сигнал виходу $w(n)$

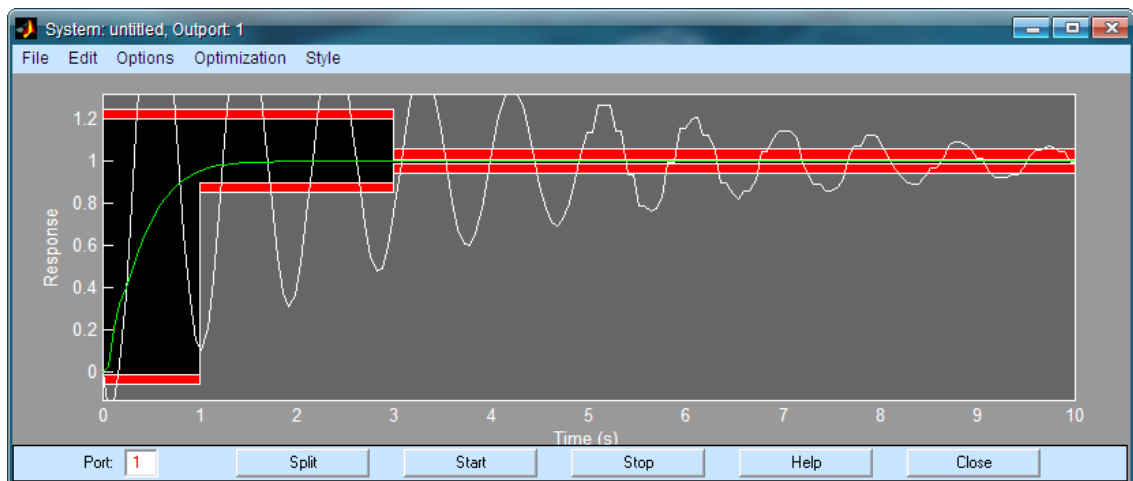


Рис. 3.5. Налаштування перехідного процесу в вікні NCD Output

Функції якості перехідного процесу:

Час для регулювання:

а) $T=1,8$ с;

б) $T=1,9$ с.

Перерегулювання(%):

б) $\sigma = 0$.

Величина струму необхідного для запуску пристрою:

а) $I=1,115$ А.

Отже, дані характеристики перехідного процесу не влаштовують вимоги ЦСАК ДПС.

Щоб урегулювати динамічні властивості ДПС далі використовуємо модальний регулятор.

3.2. Моделювання математичної моделі цифрового пропорційно-інтегрально-диференційного регулятора та модального регулятора для цифрової системи керування двигуном постійного струму

Схема ЦСАК ДПС з динамічною корекцією властивостей за допомогою модального регулятора показана у Додатку Б.

Функції модального регулятора:

$$\text{Матриця для модального аналізатора: } T = \begin{bmatrix} -1,1860 & -0,3955 \\ -0,3955 & -1,1860 \end{bmatrix};$$

Матриця для модального регулятора (за значення коренів ХП 0,75):

$$K = \begin{bmatrix} -0,4907 & 0 \\ 0 & 0,1107 \end{bmatrix};$$

Матриця, яка належить модальному синтезатору:

$$MC = \begin{bmatrix} -5,7622 & 1,1363 \\ -1,9207 & 3,4056 \end{bmatrix}.$$

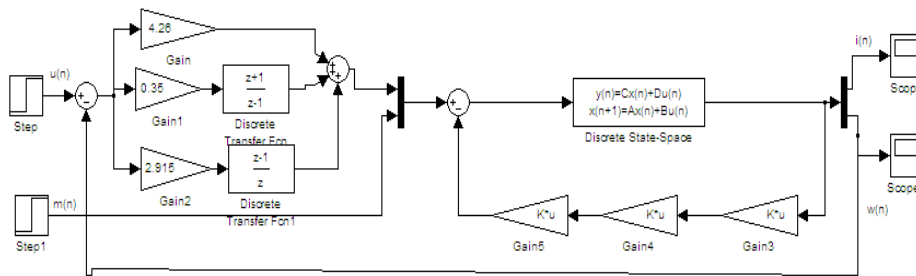


Рис. 3.6. Математична модель ЦСАК ДПС використовуючи модальний регулятор

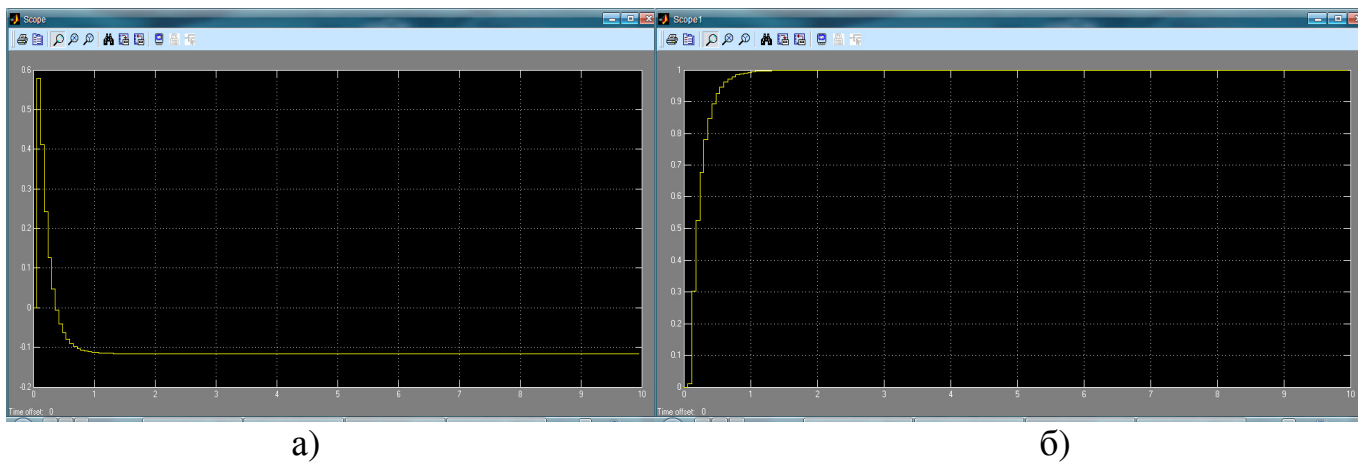


Рис. 3.7. Результати імітації: а) сигнал входу $i(n)$; б) сигнал виходу $w(n)$.

Характеристика якості для перехідного процесу:

Час регулювання:

а) $T=1,26$ с;

б) $T=1,26$ с.

Перерегулювання(%):

б) $\sigma =0$.

Величина струму необхідного для запуску пристрою:

а) $I=0,58$ А.

ВИСНОВКИ

В дипломній роботі проведено аналіз існуючих методів синтезу регуляторів для автоматичних систем управління роботами-маніпуляторами.

Змодельована математична модель двигуна постійного струму у просторі станів.

Синтезовано модальний регулятор стану для двигуна постійного струму робота-маніпулятора.

Дослідив побудовану систему на такі характеристики як спостережуваність та керованість.

Провів розрахунки коефіцієнтів ПД-регулятора для метода Зіглера-Нікольса

та методів NSD технології.

Щоб зпроектвані системи можна було об'єктивно оцінити я вибрав якісні характеристики: час регулювання, перерегулювання та величина струму необхідного для запуску пристрою(пускового струму).

Виконано моделювання системи автоматичного керування з регулятором та ПД-регулятором налаштованим різноманітними методами.

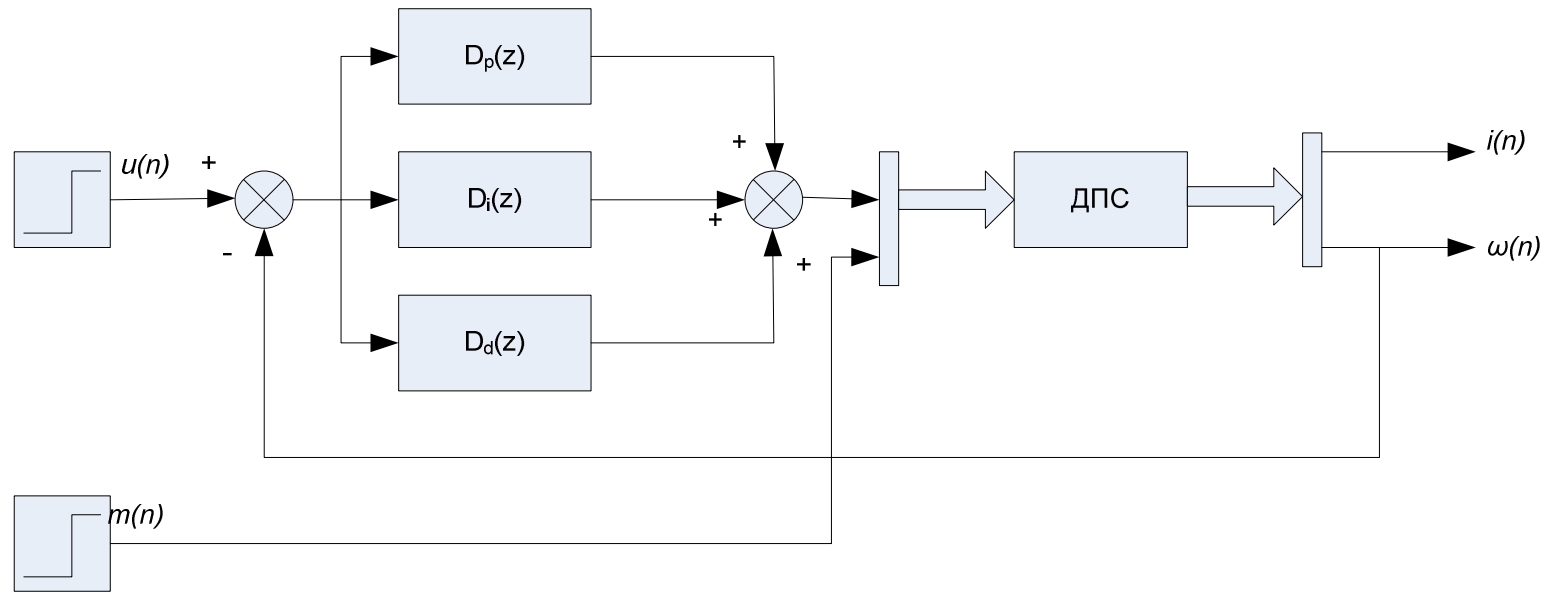
Даний регулятор поліпшив динамічні ознаки системи, порівнюючи з іншими методами ,наприклад, підвищив якість регулювання та дав можливість завести двигуну за невеликого вхідного струму.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. <https://studfile.net/preview/2014849/page:21/>
2. <https://kaf-av.tntu.edu.ua/index.php/mn-abiturient/mn-articles/676-art-industrial-robots>
3. <https://www.eduherald.ru/ru/article/view?id=14293>
4. http://www.metal-working.ru/articles/articles_834.html
5. https://psnk.kpi.ua/docs/anotations/master/Zhuka_ua.pdf
6. Дьяконов. В. П. Matlab 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 в математике и моделировании. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 576с.
7. Зенкевич С. Л., Ющенко А. С. Основы управления манипуляционными роботами. 2-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 480 с. – ISBN 5-7038-2567-9.
8. Каргин А. А. Введение в интеллектуальные машины. Книга 1. Интеллектуальные регуляторы. – Донецк: Норд-Пресс, ДонНУ, 2010. – 526 с.
9. Мала гірнича енциклопедія : у 3 т. / за ред. В. С. Білецького. – Д. : Східний видавничий дім, 2004-2013.
10. Медведев В. С., Лесков А. Г., Ющенко А. С. Системы управления манипуляционных роботов. – М.: Наука, 1978. – 416 с.
11. Репнікова Н. Б. Теорія автоматичного керування: класика і сучасність; підручник. – К.: НТУУ «КПІ», 2011р.; – 328 с.

ДОДАТОК А

Схема підключення ЦПД-регулятора до цифрової системи керування двигуном постійного струму



ДОДАТОК Б

Схема підключення ЦПД-регулятора та модального регулятора до цифрової системи керування двигуном постійного струму

