

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Факультет інформатики та обчислювальної техніки
Кафедра автоматики та управління в технічних системах**

«На правах рукопису»
УДК _____

До захисту допущено:
Завідувач кафедри
_____ Олександр РОЛІК
«__» _____ 20__ р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
за освітньо-професійною програмою «Інтегровані інформаційні системи»
зі спеціальності 126 «Інформаційні системи та технології»
на тему: «Система автоматизації паралельної парковки у міських умовах»**

Виконав (-ла):
студент (-ка) VI курсу, групи ІА-92мп
Бугаков Данило Сергійович

Керівник: доцент каф. АУТС, к.т.н., доцент
Репнікова Наталія Борисівна

Рецензент:
доцент каф. АСОІУ, к.т.н., доцент
Жданова О.Г.



Засвідчую, що у цій магістерській дисертації
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент (-ка) _____

Київ – 2020 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Факультет інформатики та обчислювальної техніки
Кафедра автоматики та управління в технічних системах

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 126 «Інформаційні системи та технології»

Освітньо-професійна програма «Інтегровані інформаційні системи»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Олександр РОЛІК

«___» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту

Бугакову Данилу Сергійовичу

1. Тема дисертації «Система автоматизації паралельної парковки у міських умовах», науковий керівник дисертації Репнікова Наталія Борисівна, доцент каф. АУТС, к.т.н., затверджені наказом по університету від «26» 10 2020 р. №3132-с
2. Термін подання студентом дисертації _____
3. Об'єкт дослідження автомобіль
4. Вихідні дані: предмет дослідження – система автоматизації паралельної парковки у міських умовах. Швидкість пересування під час паркування – 30км/год; відстань до краю дороги – 5м.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: огляд та аналіз існуючих рішень; розроблення структурної та функціональної схеми системи автоматизації паралельного паркування; розроблення алгоритму роботи системи; аналіз та узагальнення основних канонічних форм, методів розрахунку бажаних характеристичних поліномів та методів синтезу регулятора як для безперервних так і для цифрових систем; синтез системи керування двигуном; програмна реалізація системи автоматизації паралельного паркування; розроблення стартап-проекту
6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Структурна схема, Функціональна схема, Блок-схема алгоритму роботи системи, Діаграма послідовності системи, Узагальнення моделювання безперервних систем, Узагальнення моделювання цифрових систем, Узагальнення синтезу зворотних зв'язків для безперервних систем, Узагальнення синтезу зворотних зв'язків для цифрових систем.

7. Орієнтовний перелік публікацій: матеріали за темою «Дослідження канонічних форм моделей для синтезу систем керування»

8. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Отримання завдання та узгодження вихідних даних	07.09.2020	
2.	Огляд та аналіз існуючих рішень	07.09.2020-14.09.2020	
3.	Розроблення структурної та функціональної схеми системи	15.09.2020-22.09.2020	
4.	Розроблення алгоритму роботи системи автоматизованого паралельного паркування	23.11.2020-29.11.2020	
5.	Аналіз та узагальнення існуючих канонічних форм	29.09.2020-19.10.2020	
6.	Вибір найкращої для використання у власній системі	20.10.2020-22.10.2020	
7.	Розроблення математичної моделі автомобільного двигуна	22.10.2020-02.11.2020	
8.	Програмна реалізація системи автоматизації паралельного паркування	02.11.2020-18.11.2020	
9.	Розроблення стартап-проекту	19.11.2020-25.11.2020	
10.	Оформлення дисертації	26.11.2020-30.11.2020	
11.	Подання дисертації до попереднього захисту	01.12.2020	

Студент

Данило Сергійович, БУГАКОВ

Науковий керівник

Наталія Борисівна, РЕПНІКОВА

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація на здобуття ступеня «магістр» за освітньо-професійною програмою підготовки «Інтегровані інформаційні системи» на тему «Система автоматизації паралельної парковки у міських умовах». Дисертація містить 120 сторінок, 56 рисунків, 28 таблиць, 2 додатки, 8 джерел.

Актуальність. Автомобільна безпека завжди була на важливому місці у виробництві. З новим витком розвитку інформаційних технологій з'явилась автоматизація для поліпшення побутового життя. Своє місце вона знайшла і у автомобілебудуванні. Для міських умов паркування є частиною повсякденного життя, тому розроблення системи автоматизації безпечної паралельної парковки у міських умовах – задача актуальна та своєчасна.

Метою магістерської дисертації є забезпечення безпеки ефективної паралельної парковки автомобіля в міських умовах.

Об'єкт дослідження: автомобіль.

Предмет дослідження: Система автоматизації паралельної парковки у міських умовах.

Апробація результатів дисертації. За результатами магістерської роботи були опубліковані матеріали:

Репнікова Н. Б. Дослідження канонічних форм моделей для синтезу систем керування / Н.Б. Репнікова, Д.С. Бугаков// Winter InfoCom Advanced Solutions. – 2020. – С.52–56

Ключові слова: АВТМАТИЗАЦІЯ, ПАРАЛЕЛЬНЕ ПАРКУВАННЯ, АВТОМОБІЛЬ, БЕЗПЕРЕРВНІ СИСТЕМИ, ДИСКРЕТНІ СИСТЕМИ, КАНОНІЧНІ ФОРМИ, ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК ЗА СТАНОМ.

ЗМІСТ

ВСТУП	9
1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ РІШЕНЬ.....	11
1.1 Загальні положення	11
1.2 Volkswagen – Park Assist	12
1.3 Audi – Parking System	13
1.4 BMW – Remote Park Assist System.....	13
1.5 Вимоги до системи що розробляється.....	14
2 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО ПАРКУВАННЯ У МІСЬКИХ УМОВАХ	15
2.1 Структурна схеми системи автоматизованого паркування	15
2.2 Функціональна схеми системи автоматизованого паркування	17
2.3 Висновки та завдання	18
3 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МОДЕЛЕЙ СИНТЕЗУ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ.....	19
3.1 Метод простору станів для аналізу та синтезу систем керування	19
3.2 Безперервні векторно-матричні моделі	20
3.3 Канонічні форми векторно-матричних моделей.....	21
3.3.1 Жорданова діагональна форма	21
3.3.2 Кероване канонічне подання.....	23
3.3.3 Спостережуване канонічне подання	24
3.4 Канонічні форми у дискретних системах	26
3.4.1 Канонічна форма середовища Matlab	26
3.4.2 Фазова канонічна форма.....	26

3.5 Синтез систем зі зворотним зв'язком за станом	28
3.5.1 Бажані корені для безперервних систем	29
3.5.2 Бажані корені для дискретних систем	30
3.6 Синтез регуляторів при невідомому вектору станів	32
4 РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА УЗАГАЛЬНЕННЯ КАНОНІЧНИХ ФОРМ	33
4.1 Дослідження вихідної системи	33
4.2 Жорданова канонічна форма.....	34
4.3 Керована канонічна форма.....	36
4.4 Спостережувана канонічна форма.....	38
4.5 Результати моделювання безперервних канонічних форм.....	39
4.6 Біноміальний розподіл для спостережуваної канонічної форми	40
4.7 Розподіл коренів за Баттервортом для спостережуваної канонічної форми	43
4.8 Акерман для спостережуваної канонічної форми за Біноміальним розподілом коренів.....	47
4.9 Акерман для спостережуваної канонічної форми за Баттервортом	50
4.10 Узагальнення результатів синтезу безперервних систем керування.....	53
4.11 Дискретна система у формі Matlab.....	54
4.12 Канонічна форма фазової змінної	58
4.13 Узагальнення результатів моделювання канонічних форм дискретних систем	60
4.14 Визначення бажаних коренів та коефіцієнтів зворотного зв'язку аналітичними методами.....	61

4.15 Розрахунок регулятора з невідомим вектором станів	64
4.16 Бажані корені та коефіцієнти зворотного зв'язку для фазової змінної за check step response	67
4.17 Регулятор для дискретної з бажаними коренями з check step response	70
4.18 Узагальнення результатів синтезу дискретних систем	74
4.19 Висновки розділу	75
5 РОЗРАХУНОК РЕГУЛЯТОРУ ДЛЯ ДОСЛІДЖУВАНОЇ СИСТЕМИ.....	77
5.1 Початкова модель двигуна	77
5.2 Дослідження замкненої системи	79
5.3 Розроблення цифрової моделі системи керування	80
5.4 Синтез цифрової системи керування швидкістю	84
5.5 Розрахунок об'єднаного регулятора для керування швидкістю	87
5.6 Висновки розділу	90
6 ПРОГРАМНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ЩО РОЗРОБЛЮЄТЬСЯ.....	91
6.1 Розробка алгоритму роботи системи автоматизації паралельного паркування	91
6.2 Підготовка до моделювання.....	93
6.3 Моделювання мовою VBScript	94
7 СТАРТАП-ПРОЕКТ.....	96
7.1 Опис ідеї проекту	96
7.2 Технологічний аудит ідеї проекту	98
7.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	100
7.4. Розроблення ринкової стратегії	109
7.5. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту	113

ВИСНОВКИ.....	118
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	120
ДОДАТОК А – Лістинг скрипту двигуна	Ошибка! Закладка не определена.
ДОДАТОК Б – лістинг скрипту системи	Ошибка! Закладка не определена.

ВСТУП

Автомобільна безпека дуже швидко стала головною у розвитку усієї індустрії. Головним сучасним направленням розвитку є автоматизація. Рівень засобів безпеки, які запроваджуються кожен рік безперестанку зростає, проте ключовим фактором через який трапляються ДТП є і залишається людина. Довгий пошук та процес паркування стали рутиною для автоводіїв. Це було помічено і виробниками та почалась розробка відповідних систем автоматизації. Через закритість розробок та конкуренцію на ринку модельний ряд з відповідними засобами автоматизації досить малий. Проблема автоматизації процесу паркування є актуальною і своєчасною. Для вирішення задачі паркування автомобіля у міських умовах в дисертації обрано найбільш поширений вид паркування, а саме: паралельне паркування.

Мета: забезпечення безпеки ефективного паралельного паркування автомобіля в міських умовах.

Для досягнення поставленої мети були вирішені наступні задачі:

- огляд та аналіз існуючих рішень на ринку;
- висунення вимог до системи що розроблюється на базі аналізу аналогів;
- аналіз та узагальнення основних канонічних форм моделей систем керування;
- розроблення структурної та функціональної схеми автоматизації процесу паркування;
- розроблення блок-схеми алгоритму паралельного паркування;
- програмна реалізація системи автоматизації паралельного паркування у міських умовах.

Для вирішення задач магістерської дисертації використовувались наступні методи:

- методи побудови математичних моделей;
- методи теорії автоматичного керування;
- метод перетворення Лапласа;
- апарат передавальних функцій;
- метод моделей простору станів;
- метод комп'ютерного моделювання;
- методи синтезу регуляторів;
- методи аналізу якості.

Об'єктом дослідження є автомобіль, а предметом – Система автоматизації паралельної парковки у міських умовах.

Апробація результатів дисертації. За результатами роботи опубліковані матеріали:

Репнікова Н. Б. Дослідження канонічних форм моделей для синтезу систем керування / Н.Б. Репнікова, Д.С. Бугаков// Winter InfoCom Advanced Solutions. – 2020. – С.52–56

1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ РІШЕНЬ

1.1 Загальні положення

Системи автоматизованого паркування у загальному вигляді – це комплекс датчиків, які сканують простір та виявляють безпечний маршрут для виконання маневру. Вони можуть бути повністю автоматичними або потребувати втручання людини. Перша варіація на ринку: Volkswagen Park Assist у 2006 році. Система працює тісно з різними частинами автомобіля серед яких можна виділити:

- блок управління;
- датчики;
- виконавчі частини.

Для роботи системи вимагають наявності електропідсилювача руля та автоматичної коробки передач. Якщо казати за датчики – то різні варіації систем мають різні набори. Самі датчики схожі з датчиками, які використовуються для парктроніка.[5]

Як і будь-яка система вона має свої недоліки. Слід зазначити окремо фактори, які можуть вплинути на точність результату:

- положення сусідніх автомобілів та правильність їх постановки, як відносно бордюру, так і відносно одне одного;
- наявність причепа в автомобілів;
- великий кліренс у вантажівок та високих автомобілів;
- велосипеди, скутери та інші предмети нестандартні для місць паркування;
- погані погодні умови, які можуть впливати на результати датчиків.

Після Volkswagen більшість автоконцернів почали випускати власні системи паркування. Не зважаючи на те, що усі розробки є закритими вони мають спільні переваги та недоліки. До переваг відноситься:

- допомога з правильним паркуванням, як досвідченим водіям, так і початківцям;
- прискорений процес пошуку та виконання маневру паркування, що забезпечує меншу кількість малих ДТП;
- можливість увімкнути віддалене паркування за допомогою пристроїв віддаленого керування;
- легке використання системи, що потребує додаткових навичок та вивчення матеріалів.

Серед ключових недоліків можна виділити:

- вартість автомобілів з такими системами значно більша ніж без;
- необхідність спеціальних технічних засобів для встановлення системи у машину;
- дорогий в обслуговуванні ремонт цього модулю;
- можливість неправильних результатів через фактори що описані вище.

Власні системи мають різні автоконцерни:

- Volkswagen – Park Assist;
- Audi – Parking System;
- BMW – Remote Park Assist System;
- Opel – Advanced Park Assist;
- Mercedes/Ford – Active Park Assist;
- Lexus/Toyota – Intelligent Parking Assist System;
- KIA – SPAS (Smart Parking Assistant System).

1.2 Volkswagen – Park Assist

Перша історично створена система. Встановлюється на моделі: Golf, Passat B8, Passat CC, Tiguan, Jetta, Touareg. Включення та виключення системи виконується водієм. Також під час виконання маневру потребує допомоги

водія.[6] Ключовою перевагою є можливість виконати паркування навіть там де не зовсім є місце. Система може зробити це на мінімальній можливій відстані. Це дуже зручно у міських умовах, проте збільшує час маневру та безпеку для вже запаркованих машин. До недоліків можна віднести обмеженість автомобільного ряду на яких встановлена система.

1.3 Audi – Parking System

Система допомоги при паркуванні Audi не вирізняється нічим особливим. Принцип роботи – звукове супроводження під час маневру при приближенні до перешкод. Перший раз при досягненні 1.6м, другий - 0.2м. Має розширення plus до якого ще входять візуальний показ стану системи. До систем автоматизації її важко віднести тому переваги та недоліки не були виділені та розглянуті.

1.4 BMW – Remote Park Assist System

Система для віддаленого паркування автомобілем BMW встановлюється на дуже лімітовані моделі. Має можливість виконувати операції віддалено за допомогою спеціальних програмних засобів.

Переваги автоматизованої системи BMW:

- повністю автоматичний процес паркування;
- повне відображення стану та вид з камер ззаду та спереду.

Недоліки автоматизованої системи BMW:

- мала кількість моделей на які встановлюється;
- велика вартість встановлення та обслуговування.

1.5 Вимоги до системи що розробляється

Після аналізу аналогів стало зрозуміло, що більшість з них встановлюються лише на обмежену кількість моделей. Більш того багато концернів мають розробки у цьому напрямку, проте вони все ще закриті. Останньою, проте не найменш важливою проблемою є необхідність спеціального обладнання на автомобілях для встановлення та налаштування відповідної системи.

Тому в магістерській були окреслені наступні:

- запропонувати відкриту альтернативу до вже наявних моделей зі схожим алгоритмом роботи та найкращими показниками роботи. Для цього розробити спеціальну модель системи, яка буде показувати гарні показники керування;
- збільшити доступність системи для встановлення на різні моделі, прибравши необхідність максимальної кількості технічних засобів. Це зменшить обмеженість для встановлення систем, що призведе до поширеності та покращить стан дорожнього руху. Найменш функціонально важливі частини повернути під контроль водія;
- збільшити доступність системи зменшивши її вартість. Прибрати зайві елементи системи замінив їх на виконання людиною вартість автомобіля та його обслуговування.

2 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПАРАЛЕЛЬНОГО ПАРКУВАННЯ У МІСЬКИХ УМОВАХ

2.1 Структурна схеми системи автоматизованого паркування

В магістерській дисертації запропоновано новий підхід до впровадження системи автоматизації паркування, а саме система буде відпрацьовувати алгоритм паркування з мінімальними вимогами до конструкції та набору автоматичних засобів у комплектації автомобіля. Це зробить їх більш доступними, проте менш функціональними. Серед задач системи залишиться: аналіз даних датчиків, обробка користувацького вводу, контроль процесом пересування, візуалізація даних для обробки. Відповідно до цього була розроблена структурна схема системи. Структурна схема повністю зображена у кресленику В.

Система автоматизованого паралельного паркування розбита на чотири підсистеми та контролер:

- у блоку датчиків знаходяться датчики системи, а саме ультразвукові датчики відстані які будуть сигналізувати контролеру відстань до найближчих об'єктів. Конструктивно вони будуть встроєні по боках автомобіля по чотири з кожної сторони;
- блок візуалізації відповідає за демонстрацію виконання функцій. Контролер у процесі паркування буде відправляти службові повідомлення, які характеризують поточний стан системи. У системі інформація буде візуалізовуватись на дисплеї бортового комп'ютера;
- у блоці користувацької взаємодії знаходяться елементи, через які водій може взаємодіяти з системою. У даній реалізації це будуть кнопки на панелі приладів автомобіля;

- механічна підсистема відпрацьовує операцію паркування машини. Важливо те, що контролер не подає керуючих впливів на руль та коробку передач, проте отримує інформацію про них.

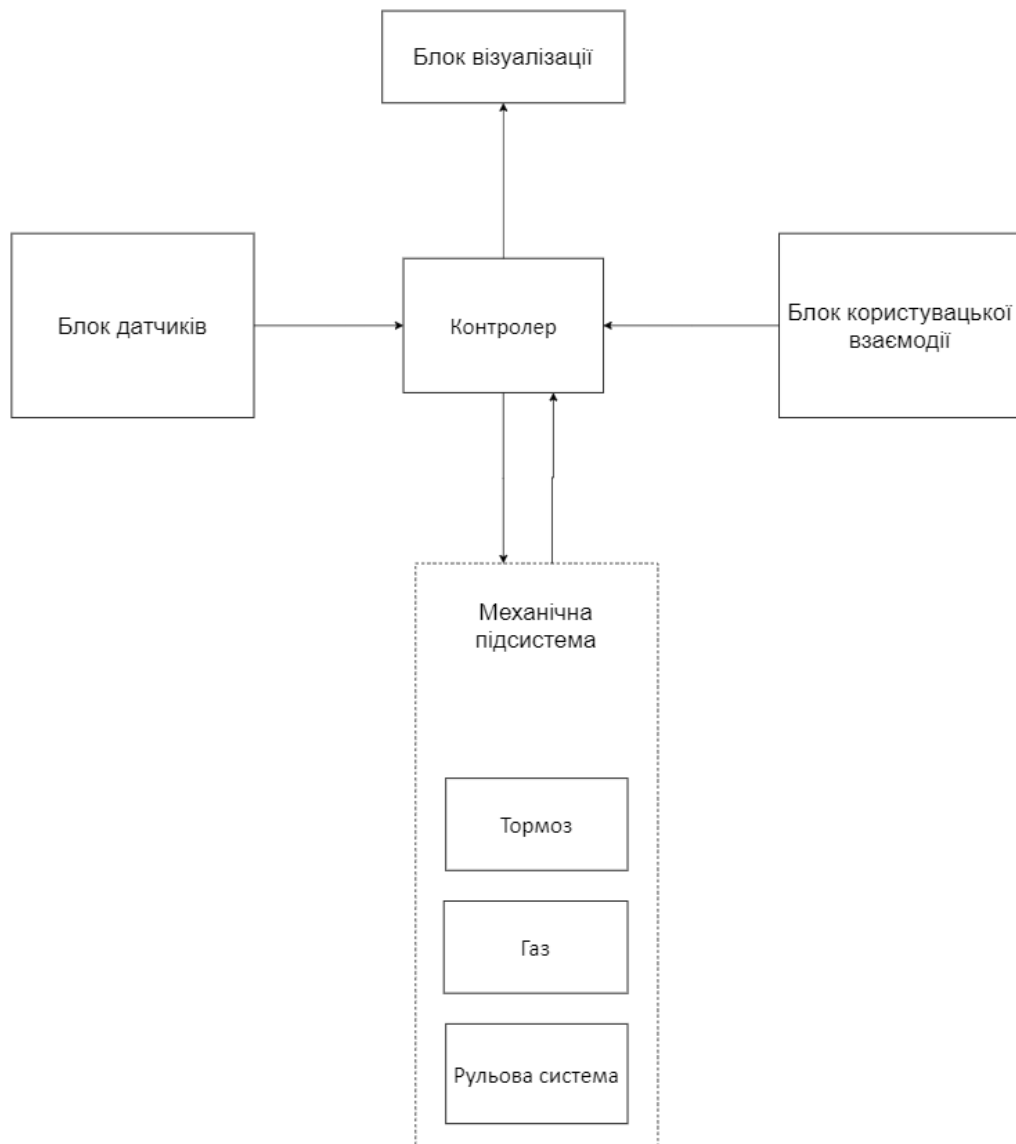


Рисунок 2.1 – Структурна схема системи автоматизованого паралельного паркування у міських

2.2 Функціональна схеми системи автоматизованого паркування

Для системи автоматизованого паралельного паркування розроблена функціональна схема. Контролером у даній реалізації виступає бортовий ПК. Система, що спроектована повинна входити у комплектацію автомобіля. Сама функціональна схема представлена на рисунку 2.2. Функціональна схема повністю зображена у кресленику Г.

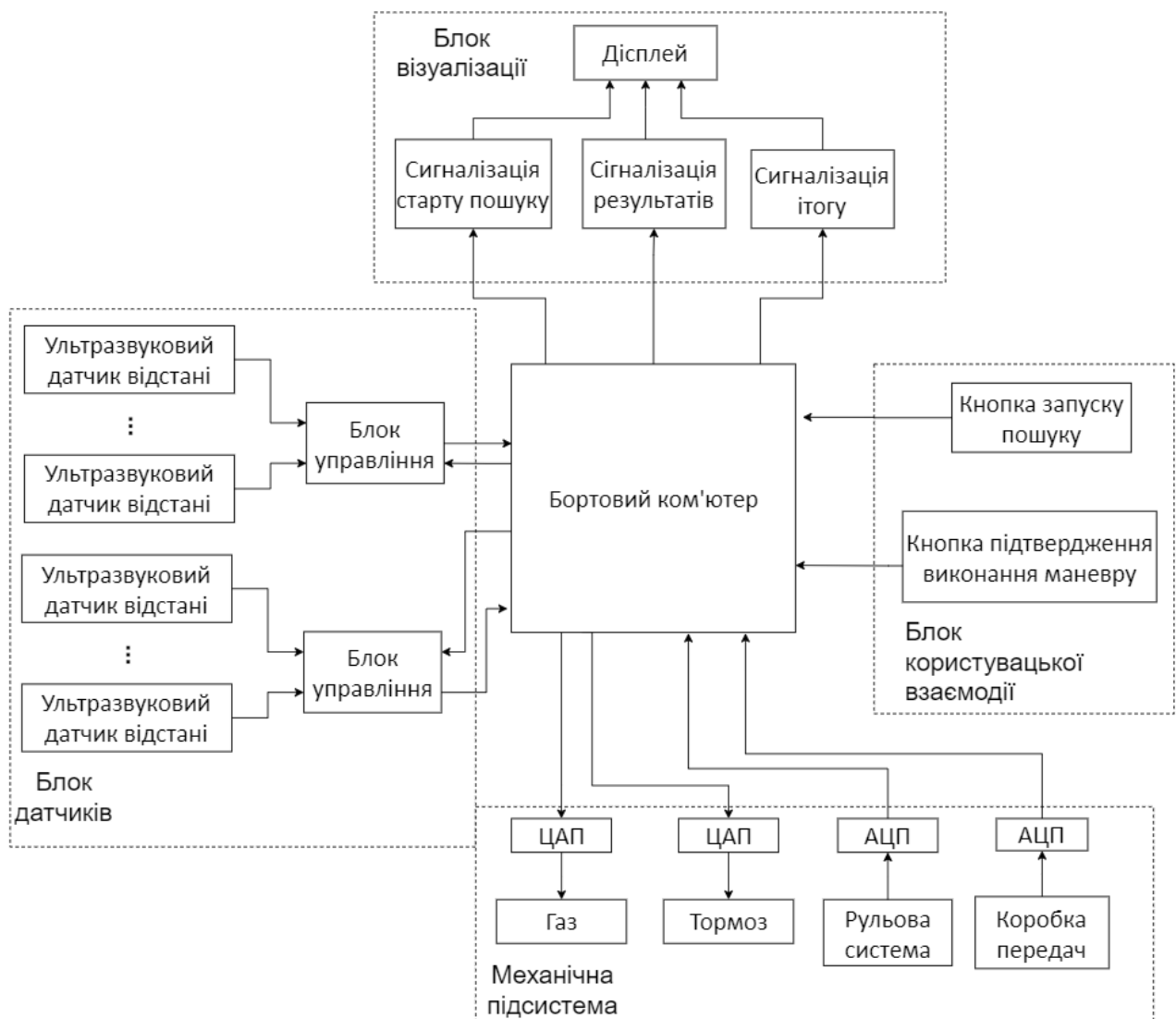


Рисунок 2.2 – Функціональна схема системи

Блоки у функціональній схемі:

- блок датчиків становить собою два набори по чотири датчики та блок управління до кожного. Модель датчиків у реалізації VAG 1S0919275CGRU, які поставляються разом із блоком управління. Сам блок має отримувати живлення від системи, а також запити на показники;
- блок візуалізації представлений екраном для показу повідомлень від системи. На кожному етапі паркування система сигналізує водію про стан процесу паркування;
- блок користувацької взаємодії представлений двома кнопками. Вони призначені для взаємодії з системою;
- механічна підсистема представлена чотирма основними блоками. Система подає керуючий вплив лише на двигун, проте положення руля та коробка передач залишаються під контролем водія. Це робить систему менш вимогливою до технічного обладнання автомобіля на якому вона встановлюється.

2.3 Висновки та завдання

Система автоматизації паралельного паркування потребує керування за швидкістю. Через це актуальною задачею є аналіз моделей та методів синтезу систем управління паралельним паркуванням. Актуальним для цих задач на даний момент є метод простору станів.

3 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МОДЕЛЕЙ СИНТЕЗУ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

3.1 Метод простору станів для аналізу та синтезу систем керування

Для створення моделей активно використовується метод простору станів. При цьому методі використовують сукупність змінних, які утворюють вектор станів керованої системи. За їх допомогою записують рівняння, які називаються рівняннями стану, та доповнюються рівнянням виходу. Коли записати ці рівняння у компактній матричній формі, то отримують так звану векторно-матричну модель системи[7].

Системи представлені у векторно-матричній моделі мають три типи змінних:

1. стани;
2. входи;
3. виходи.

Вектор станів виглядає наступним чином:

$$\mathbf{x}^T = \{x_1, \dots, x_n\}, \quad (3.1)$$

де n – число змінних станів.

Вектор входів виглядає наступним чином:

$$\mathbf{u}^T = \{u_1, \dots, u_r\}, \quad (3.2)$$

де r – число входів системи.

Вектор виходів виглядає наступним чином:

$$\mathbf{y}^T = \{y_1, \dots, y_m\}, \quad (3.3)$$

де m – кількість виходів системи.

3.2 Безперервні векторно-матричні моделі

Якщо описати систему у загальному вигляді – вийде дві вектор-функції системи: рівняння стану системи та рівняння виходу.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}[\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t], \quad (3.4)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{Q}[\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t], \quad (3.5)$$

де $\mathbf{F}$ як і стани n -мірна, а $\mathbf{Q}$ як і виходи m -мірна.[2]

Нехай $\mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(t_0)$. Тоді розв’язок рівняння стану матиме вигляд:

$$\mathbf{x}(t) = \Psi[\mathbf{x}(t_0), \mathbf{u}(t), t] \quad (3.6)$$

Векторно-матрична модель розглядається як окремий випадок для $F_i (i = 1, \dots, n)$, $Q_k (k = 1, \dots, m)$ коли вони є лінійними комбінаціями x_i та u_q та буде мати вигляд:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x} + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x} + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}. \quad (3.8)$$

Для отримання коефіцієнтних матриць необхідно перейти до стаціонарних моделей. Після цього система матиме вигляд:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \quad (3.10)$$

де:

$\mathbf{A}$ – матриця стану системи. Вона визначає залежність станів від станів тому розмірність матриці $n \times n$;

B – матриця управління. Визначає залежність станів системи від управління тому розмірність матриці $n \times r$;

C – матриця виходу за станом. Визначає залежність виходу системи від станів тому розмірність $m \times n$;

D – матриця виходу за входом. Визначає залежність виходу системи від входу тому розмірність $m \times r$.

3.3 Канонічні форми векторно-матричних моделей

Існує декілька канонічних форм в ВММ, які використовуються для аналізу та синтезу систем на базі методу простору станів. До таких канонічних форм відносяться: Жорданова діагональна форма, Керована канонічна форма та Спостережування канонічна форма.[3]

3.3.1 Жорданова діагональна форма

Нехай об'єкт заданий у вигляді диферінціального рівняння:

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{d^j u(t)}{dt^j}, \quad (3.11)$$

де $n \geq m$, $a_i, b_j = \text{const}$.

Після застосування перетворення Лапласа до попередньої формули:

$$\sum_{i=0}^n a_i s^i Y(s) = \sum_{j=0}^m b_j s^j U(s) \quad (3.12)$$

Оператори сум у функції залежності від s треба винести для досягнення вигляду:

$$A(s)Y(s) = B(s)U(s), \quad (3.13)$$

де $A(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i$, $B(s) = \sum_{j=0}^m b_j s^j$.

Нехай s_i розв'язок $A(s) = 0$. Тоді рівняння стану системи буде виглядати як:

$$\dot{x}_i(t) = s_i x_i(t) + d_i u(t), \quad i = \overline{1, n}. \quad (3.14)$$

Для визначення d_i використовують наступну формулу:

$$d_i = \lim_{s \rightarrow s_i} (s - s_i) \frac{B(s)}{A(s)}. \quad (3.15)$$

Вихід представляється як:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n x_i(t) + d_0 u(t), \quad (3.16)$$

де d_0 – особливий випадок d_i та при $n \neq m$ має нульове значення. Інакше він знаходиться як:

$$d_0 = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{B(s)}{A(s)}. \quad (3.17)$$

Таким чином загальний вигляд матриці A з використанням Жорданової форми буде наступний:

$$A = \begin{bmatrix} J_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & J_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & J_r \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

де J_r – клітинки Жордана. Їх вигляд різниться від того який корінь рівняння використовується для неї.[7]

Вигляд Жорданової клітинки для дійсних некратних коренів:

$$J_i = [s_i]. \quad (3.19)$$

Для кратних коренів вигляд змінюється. Нехай в нас є q кратних коренів. Тоді Жорданова клітинка для них буде виглядати як:

$$J_i = \begin{bmatrix} s_i & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_i & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & s_i & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & s_i \end{bmatrix}, \quad i = \overline{1 \dots q}. \quad (3.20)$$

Для формування матриці **B** використовують результати d_i . Для некратних дійсних коренів усе виглядає досить просто: матриця стовпець з результатів d_i . Для кратних коренів немає ніякої особливості. Вони так само записуються стільки раз, скільки кратних коренів. [7]

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_i \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Матриця **C** має стандартний вигляд:

$$\mathbf{C} = [1 \quad 1 \quad \cdots \quad 1]. \quad (3.22)$$

Матриця **D** має вигляд:

$$\mathbf{D} = [d_0]. \quad (3.23)$$

3.3.2 Кероване канонічне подання

Моделювання у цій формі дуже зручне через те, що щоб перейти від диференціального рівняння до моделі треба розташувати коефіцієнти у спеціальній формі.[7] Крім того, ця канонічна форма цікава тим що рівняння стану мають вигляд нормальної форми Коші.

Першим кроком треба привести вихідне диференційне рівняння у спеціальний вигляд:

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} + \sum_{i=0}^{n-1} a_i \frac{d^{(i)} y(t)}{dt^i} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{d^{(j)} u(t)}{dt^j} \quad (3.24)$$

Матриці **A**, **B**, **C**, **D** матимуть свої правила для формування за допомогою коефіцієнтів a_i , b_j . Для отримання матриці **A** потрібно записати їх наступним чином:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

У матриці **B** не беруть участь коефіцієнти. Вона є матрицею стовпцем у якої останній елемент одиниця, а решта – нулі.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Матриця **C** складається з коефіцієнтів b_i – коефіцієнтів при керуючому вході.

$$\mathbf{C} = [b_0 \quad b_1 \quad \cdots \quad b_{n-1}]. \quad (3.27)$$

У матрицю **D** входить лише b_n .

$$\mathbf{D} = [b_n]. \quad (3.28)$$

3.3.3 Спостережуване канонічне подання

Спостережуване канонічне подання дуже схоже на кероване канонічне подання. Воно часто використовується для побудови спостерігаючих пристроїв.[7] Вхідне диференційне рівняння треба привести до вигляду.

Матриця **A** буде такою самою:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

На відміну від керованого канонічного подання матриця $\mathbf{B}$ змінила свій вигляд та використовує як a_i так і b_j при розрахунку.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_i \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix}, \quad (3.30)$$

де:

$$h_0 = b_n;$$

$$h_1 = b_{n-1} - h_0 a_{n-1};$$

$$h_2 = b_{n-2} - h_0 a_{n-2} - h_1 a_{n-1};$$

$$\vdots$$

$$h_i = b_{n-i} - \sum_{j=1}^i h_{i-j} a_{n-j}. \quad i = \overline{1, n}$$

Матриця $\mathbf{C}$ також змінилася. Тепер вона має вигляд матриці рядка з першою одиницею та рештою нулів.

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0]. \quad (3.31)$$

Матриця $\mathbf{D}$ має такий самий вигляд як і у керованого подання. Ненульова лише при $m = n$.

$$\mathbf{D} = [b_n]. \quad (3.32)$$

3.4 Канонічні форми у дискретних системах

Розглянемо конкретні канонічні форми для дискретних систем, а саме:

- канонічна форма середовища Matlab;
- фазова канонічна форма.

3.4.1 Канонічна форма середовища Matlab

Для переходу до канонічної форми середовища Matlab виконуємо наступний алгоритм:

- отримання передавальної функції дискретної системи з безперервної;
- отримання векторно-матричної моделі дискретної системи.

Для отримання передавальної функції дискретної системи використовується командний рядок прикладного пакета Matlab з допомогою команд `tf` та `c2d` для конкретного значення періоду квантування сигналів за часом.

Векторно-матрична модель системи формується за допомогою команди `ss`.

3.4.2 Фазова канонічна форма

Іншою опцією для отримання матриць системи є фазова канонічна форма.

Її загальний вигляд наступний:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 & \dots & -a_n \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$C = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0];$$

$$D = [0]. \quad (3.33)$$

Для переходу до канонічної фазової змінної існує відомий метод подібності. З урахуванням цього методу алгоритм переходу до канонічної фазової змінної має наступні кроки:

1) Нехай у нас є матриці A, B, C, D дискретної системи не у фазовій канонічній формі. Тоді треба перевірити чи система керована. Якщо так, то можливе подальше перетворення. Для цього треба обрахувати матрицю P та пересвідчитись що вона невироджена.

$$P = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B] \quad (3.34)$$

Рівняння стану тоді буде виглядати по новому:

$$c[n+1] = A_1 c[n] + B_1 u[n], \quad (3.35)$$

де

$$A_1 = MAM^{-1} \quad (3.36)$$

$$B_1 = MB. \quad (3.37)$$

Матриця M обраховується наступним чином:

$$M = \begin{bmatrix} M_1 \\ M_1 A \\ M_1 A^2 \\ \dots \\ M_1 A^{n-1} \end{bmatrix}, \quad (3.38)$$

$$M_1 = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 1] \cdot P^{-1}. \quad (3.39)$$

Метод 2. Розглянемо інший метод отримання фазової канонічної форми. Для її створення треба записати характеристичний поліном системи.

$$D_A(z) = \det(Ez - A) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_0. \quad (3.40)$$

Визначимо матриці системи:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 & \dots & -a_n \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix};$$

$$C = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0];$$

$$D = [0]. \tag{3.41}$$

3.5 Синтез систем зі зворотним зв'язком за станом

Одним з основних методів синтезу систем керування на математичній платформі методу простору станів є зворотний зв'язок за станом. Для безперервних систем у цьому випадку для визначення бажаних характеристичних поліномів використовуються стандартні форми розподілу коренів: біноміальний розподіл коренів та Баттерворта. Для цифрових систем керування такого методично рекомендованого бажаного розподілу коренів немає. Задача вирішується з використанням тулбоксів Matlab. Нехай в нас є стандартна система вигляду:

$$\dot{x} = Ax + Bu, \tag{3.42}$$

тоді управління будемо шукати у вигляді:

$$u = -Kx. \tag{3.43}$$

3.5.1 Бажані корені для безперервних систем

Для синтезу систем треба визначитись з бажаним характеристичним поліномом. У безперервних системах використовуються два основні методи отримання бажаних коренів:

- 1) біноміальний розподіл;
- 2) розподіл коренів за Баттервортом.

Ідея Біноміального розподілу полягає в однаковості всіх коренів. Тоді саме характеристичне рівняння становиться біномом Ньютона.[7]

$$(s + \omega_0)^n \quad (3.44)$$

Розподіл коренів а також нормований час перехідного процесу для систем різних порядків можна побачити на таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Розподіл за Біномом

Порядок	$D(s)$	$t_{п.п.} \omega_0$
1	$s + \omega_0$	3.00
2	$s^2 + 2s\omega_0 + \omega_0^2$	4.74
3	$s^3 + 3s^2\omega_0 + 3s\omega_0^2 + \omega_0^3$	6.30

Альтернативу Біному запропонував Баттерворт. Час протікання процесів за першим може бути занадто повільний для оптимальності. Розподіл коренів а також нормований час перехідного процесу за Баттевортом можна побачити на таблиці 3.2.[7]

Таблиця 3.2 – Розподіл за Баттервортом

Порядок	D(s)	$t_{п.п.} \omega_0$
1	$s + \omega_0$	3.00
2	$s^2 + 1.4s\omega_0 + \omega_0^2$	2.90
3	$s^3 + 2s^2\omega_0 + 2s\omega_0^2 + \omega_0^3$	5.97

Коли бажаний поліном вже відомий залишається обрахувати коефіцієнти зворотного зв'язку. Це можна зробити за формулою Акермана. Нехай ми маємо поліном вигляду:

$$q(s) = s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n, \quad (3.45)$$

тоді матриця зворотного зв'язку буде обраховуватись за формулою:

$$\mathbf{K} = [0 \ 0 \ \dots \ 1] \mathbf{P}^{-1} q(\mathbf{A}), \quad (3.46)$$

де

$$q(\mathbf{A}) = \mathbf{A}^n + a_1 \mathbf{A}^{n-1} + \dots + \mathbf{A}_n. \quad (3.47)$$

3.5.2 Бажані корені для дискретних систем

Задача вибору оптимальних коренів для дискретних систем є значно важчою тому що не існує заздалегідь відомих форм які дадуть бажаний результат. Найкращим рішенням є обрахувати корені для заданих показників системи. Для цього можна використати один з наступних методів:

- 1) check step response у Matlab Simulink;
- 2) метод аналітичного обрахунку коренів [4].

Перший метод з цих двох – це використання блоку Check step response у середовищі Matlab Simulink. У цьому блоці треба задати бажані параметри та

досить просто обрахувати корені, якщо такі існують. Коли корені не були обраховані з першої спроби треба змінити бажані параметри. Цікавим є те, що навіть при погіршені параметрів блок Check step response може дати результат, який задовільнить бажані умови.

Другий метод дозволяє аналітично знайти матрицю **K**. [4] У загальному вигляді вона наступна:

$$K = (K_1(z_1, z_2, \dots, z_n), K_2(z_1, z_2, \dots, z_n), \dots, K_n(z_1, z_2, \dots, z_n)). \quad (3.48)$$

Розглянемо окремий випадок для системи 2-го порядку. Також зробимо припущення що матриця **D** нульова, як і є у більшості випадків. Тоді загальний вигляд замкненої системи буде наступний:

$$W(z) = \mathbf{C} * (z * \mathbf{E} - \mathbf{A} + \mathbf{BK})^{-1} * \mathbf{B}. \quad (3.49)$$

або

$$W(z) = \frac{z(c_{11}b_{11} + c_{12}b_{22}) + c_{12}b_{11}a_{21} + c_{11}b_{22}a_{12} - c_{12}b_{22}a_{11} - c_{11}b_{11}a_{22}}{K_1(b_{11}z - b_{11}a_{22} + b_{21}a_{12}) + K_2(b_{21}z - a_{11}b_{21} + b_{11}a_{21}) + z^2 - z(a_{22} - a_{11}) + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}}$$

Після застосування теореми про кінцеве значення функції отримаємо систему:

$$\begin{cases} K_1(z_1, z_2) * N_1 + K_2(z_1, z_2) * N_2 = V \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases} \quad (3.50)$$

де

$$N_1 = b_{11} - b_{11}a_{22} + b_{21}a_{12}$$

$$N_2 = b_{21} - a_{11}b_{21} + b_{11}a_{21}$$

$$V_2 = c_{11}b_{11} + c_{12}b_{22} + c_{12}b_{11}a_{21} + c_{11}b_{22}a_{12} - c_{12}b_{22}a_{11} - c_{11}b_{11}a_{22} - a_{11}a_{22} + a_{12}a_{21} + a_{22} + a_{11} - 1$$

Обрахувавши систему (3.50) можна отримати бажані корені для системи 2-го порядку. Через те, що другим елементом систем є нерівність то її розв'язок буде множиною пар коренів які будуть задовільнять умови. Важливо зазначити,

що значення одного з коренів обирається з нерівності (3.50), а другий – розраховується.

3.6 Синтез регуляторів при невідомому вектору станів

При невідомому вектору станів для його встановлення потрібно розраховувати пристрої спостереження.[7]

Для розрахунку пристрою спостереження перш за все треба отримати матрицю **H** – матрицю зворотного зв'язку нашого пристрою. Для визначення матриці **H** задають бажаний характеристичний поліном.

Матриці пристрою спостереження виглядають наступним чином:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\text{СП}} &= [\mathbf{A} - \mathbf{H}\mathbf{C}], \\ \mathbf{B}_{\text{СП}} &= [\mathbf{B} \quad \mathbf{H}], \\ \mathbf{C}_{\text{СП}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D}_{\text{СП}} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{3.51}$$

Для виконання декомпозиції системи розраховують матриці об'єднаного регулятора, який виконує функції і регулятора і спостерігаючого пристрою. Матриці об'єднаного регулятора мають наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_P &= [\mathbf{A}_{\text{СП}} - \mathbf{B}\mathbf{K}], \\ \mathbf{B}_P &= \mathbf{B}_{\text{СП}}, \\ \mathbf{C}_P &= -\mathbf{K}, \\ \mathbf{D}_P &= [1 \quad 0 \quad \dots]. \end{aligned} \tag{3.52}$$

4 РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА УЗАГАЛЬНЕННЯ КАНОНІЧНИХ ФОРМ

Описані у попередньому розділі теоретичні методи переходу до канонічних форм безперервних та цифрових систем та аналіз методів синтезу будемо використовувати на конкретних прикладах з дослідженням та аналізом результатів моделювання. Експериментальне дослідження проводимо у наступній послідовності:

- Розрахунок конкретних моделей канонічних форм.
- Синтез зворотних зв'язків для різних варіацій бажаних поліномів.
- Аналіз отриманих результатів та показників якості.
- Узагальнення канонічних форм за результатами моделювання.
- Рекомендація для вибору найкращої моделі для моделювання системи автоматизованого паркування.

Для експериментальних досліджень була обрана система, яка описується наступною передавальною функцією:

$$W(s) = \frac{5}{(s+1)(s+2)}.$$

Усе дослідження буде проводитись за допомогою програмного середовища Matlab та Simulink. На вхід буде подаватися одиничний сигнал.

4.1 Дослідження вихідної системи

Дослідження виконувалось за допомогою Matlab Simulink. Модель представлена на рисунку 4.1, а графіки перехідного процесу на рисунку 4.2.

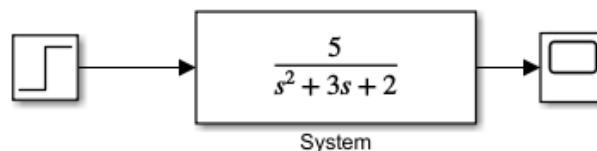


Рисунок 4.1 – Побудована початкова система у Simulink

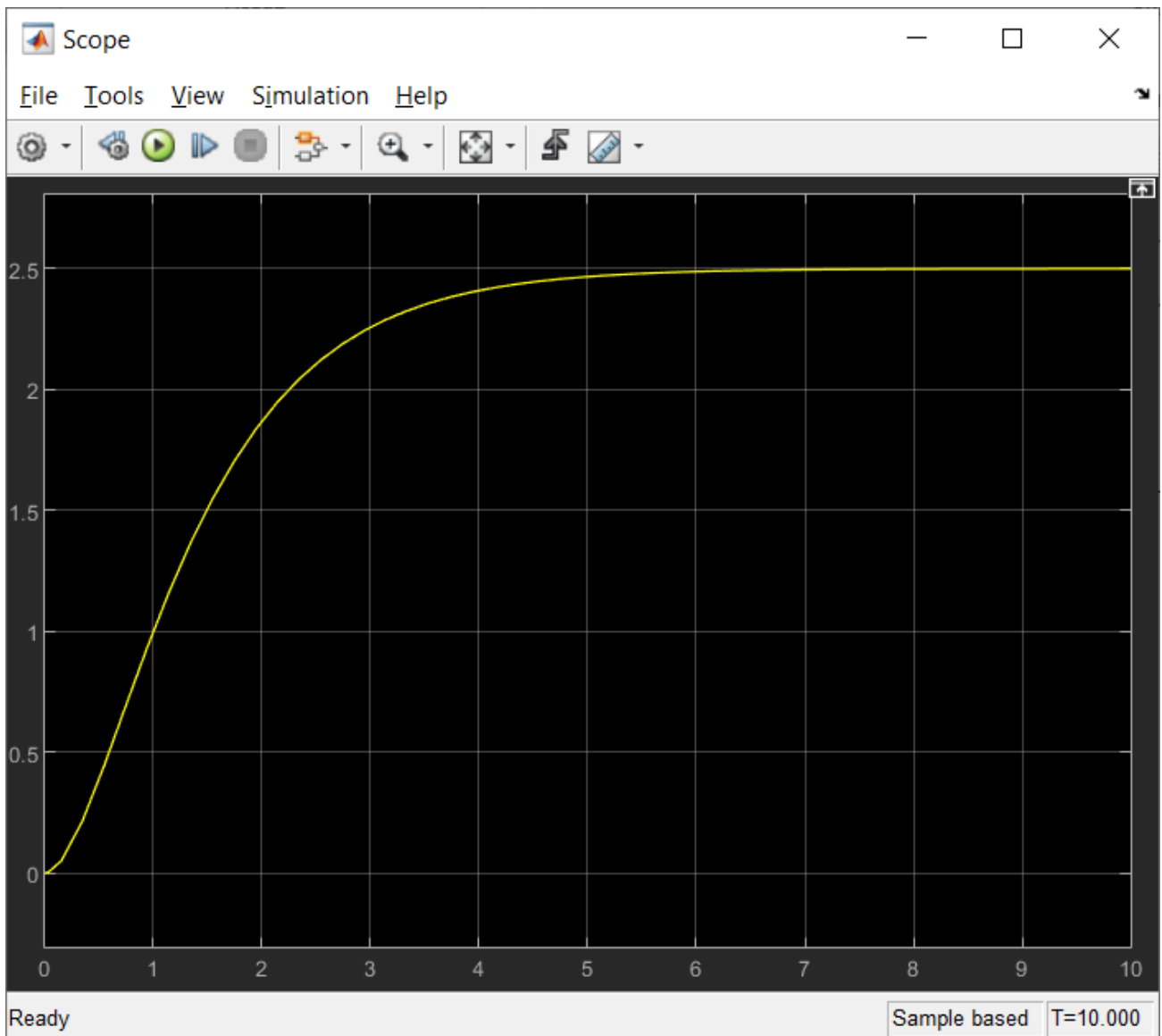


Рисунок 4.2 – Графік перехідного процесу початкової системи

4.2 Жорданова канонічна форма

Розрахуємо Жорданову діагональну форму. Диференціальне рівняння для вихідної системи має вигляд:

$$\ddot{y}(t) + 3\dot{y}(t) + 2y(t) = 5u(t)$$

$$s^2Y(t) + 3sY(t) + 2Y(t) = 5U(t)$$

Для подальшого розв'язку треба знайти корні рівняння: $s^2 + 3s + 1 = 0$

$$s_1 = -1$$

$$s_2 = -2$$

Знаходження d_i за формулою(3.15).

$$d_1 = \lim_{s \rightarrow -1} (s + 1) \frac{5}{(s + 1)(s + 2)} = 5$$

$$d_2 = \lim_{s \rightarrow -2} (s + 2) \frac{5}{(s + 1)(s + 2)} = -5$$

Корені дійсні тому матриці A, B, C, D будуть виглядати як у формулах (3.18), (3.21), (3.22), (3.23) відповідно.

$$A = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -2 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 5 \\ -5 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \quad 1]$$

$$D = [0]$$

Модель, побудовану за допомогою блоку State space, а також результати моделювання представлені на рисунках 4.3 та 4.4.

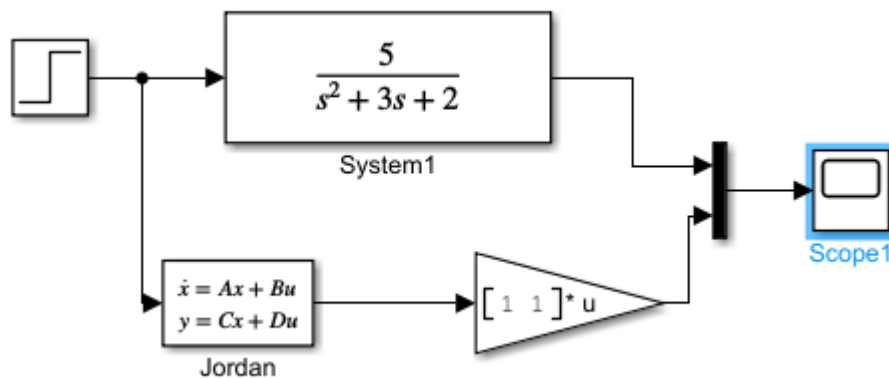


Рисунок 4.3 – Побудована ВММ у Жорданові діагональній формі

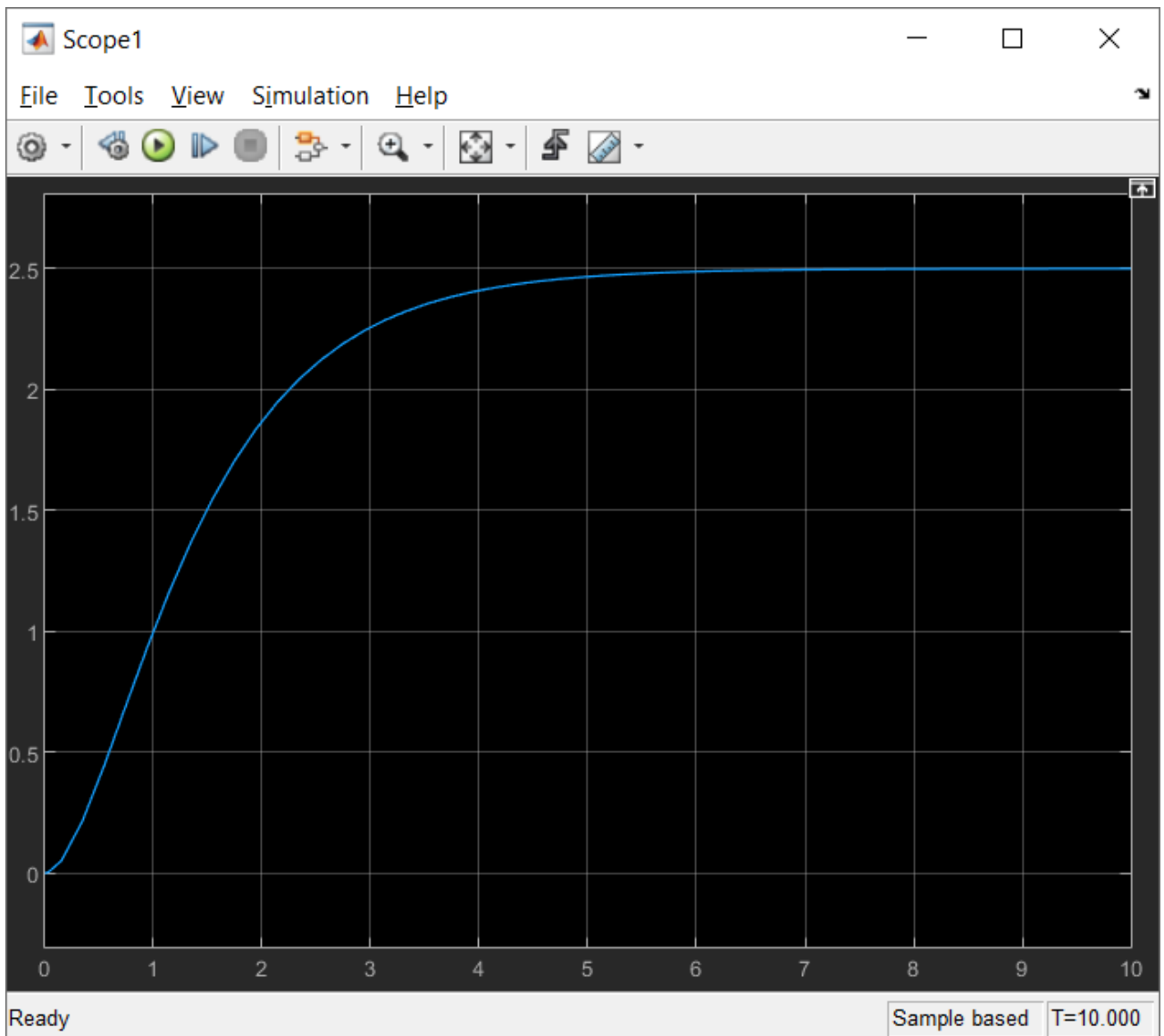


Рисунок 4.4. – Графік системи у ВММ Жордановій діагональній формі

Як видно з графіку перехідних процесів модель у Жордановій діагональній формі адекватна вихідній системі.

4.3 Керована канонічна форма

Наступною обрахуємо керовану канонічну форму. Для цього треба заповнити матриці A, B, C, D відповідно до формул (3.25), (3.26), (3.27), (3.28).

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C = [5 \quad 0]$$

$$D = [0]$$

Змодельована системи та отримані графіки представлені на рисунках 4.5 та 4.6 відповідно.

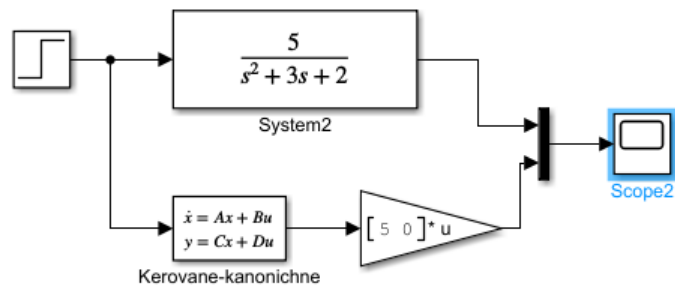


Рисунок 4.5 – Побудована ВММ у Керованому канонічному поданні

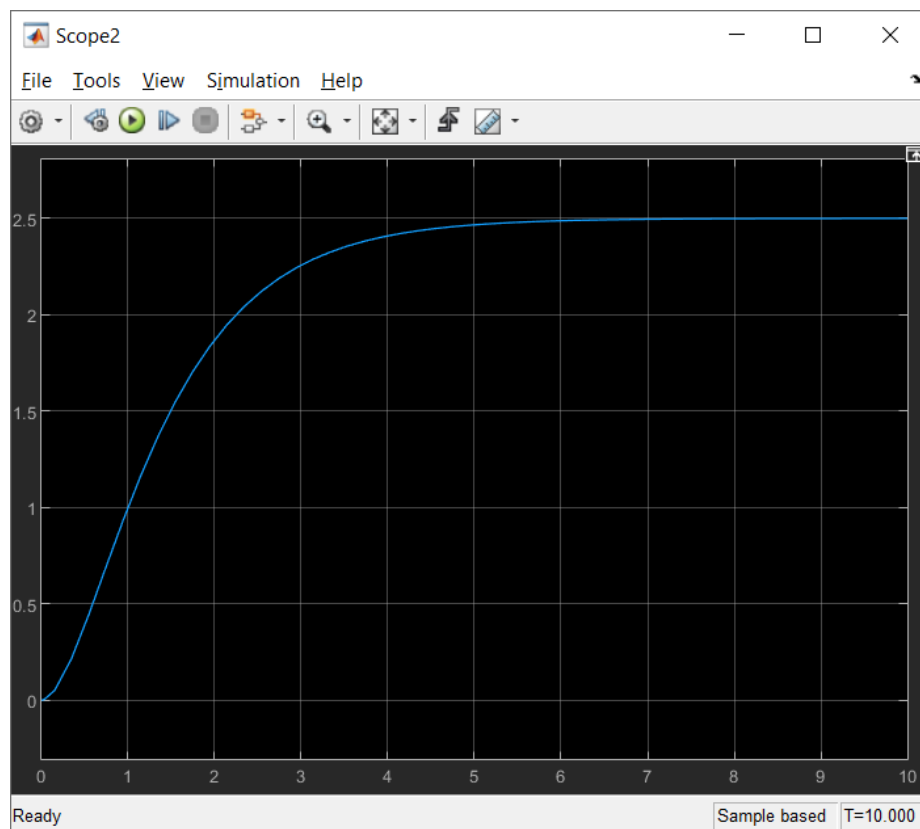


Рисунок 4.6 – Графік системи ВММ у Керованому канонічному поданні

Як видно з графіку перехідних процесів модель у формі керованого канонічного подання адекватна вихідній системі.

4.4 Спостережувана канонічна форма

Далі форма спостережуваного канонічного подання. Запишемо матриці A , B , C , D за формулами (3.29), (3.30), (3.31), (3.32) відповідно.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \quad 0]$$

$$D = [0]$$

Побудована система а також графік перехідного процесу представлені на рисунках 4.7 та 4.8.

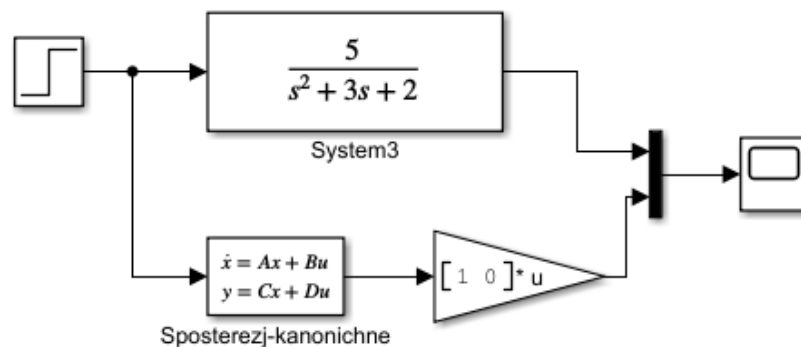


Рисунок 4.7 – Побудована система з ВММ у формі спостережуваного канонічного подання

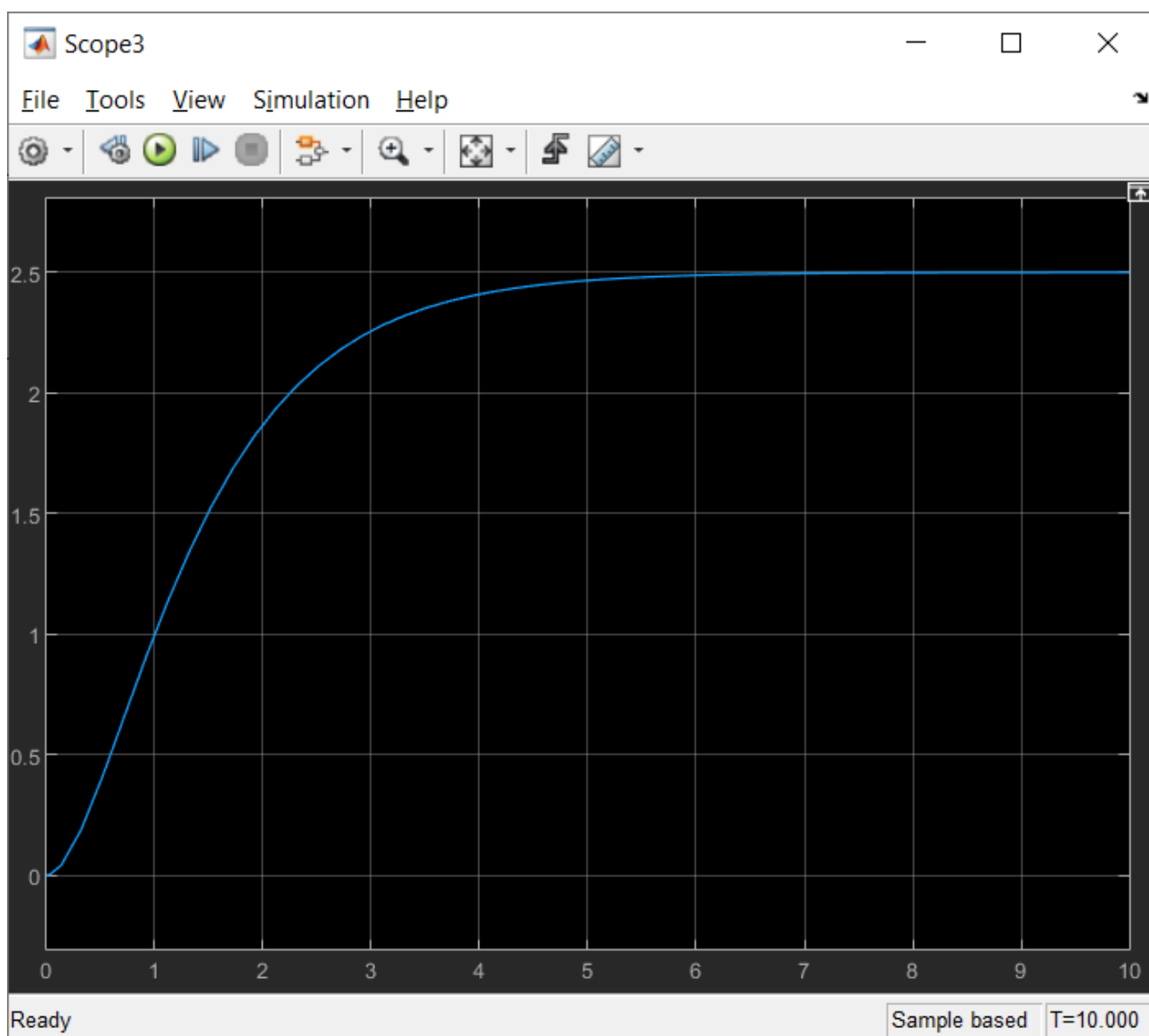


Рисунок 4.8 – Графіки перехідного процесу системи з ВММ у формі спостережуваного канонічного подання

Як видно з графіків перехідних процесів модель у формі спостережуваного канонічного подання адекватна вихідній системі.

4.5 Результати моделювання безперервних канонічних форм

Усі перелічені канонічні форми були змодельовані та зійшлися з оригіналом. Показники систем, а саме час перехідного процесу, перерегулювання та установлену помилку зображені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Показники безперервних систем у канонічних ВММ

Канонічна форма	Показники		
	Час перехідного процесу	Перерегулювання	Помилка
Жорданова діагональна	3.68	0	1.5
Керована канонічна форма	3.68	0	1.5
Спостережувана канонічна форма	3.68	0	1.5
Початкова	3.68	0	1.5

Оскільки показники однакові для синтезу зворотних зв'язків за станами розглядатися буде лише одна. Для подальшого синтезу була обрана спостережувана канонічна форма. Також зробимо розрахунки не лише методом зворотних зв'язків за станом, а й методом Акермана для порівняння результатів. Узагальнення методів переходу безперервних систем до векторно-матричної моделі представлено на кресленику Ж.

4.6 Біноміальний розподіл для спостережуваної канонічної форми

Спостережувана канонічна форма описується наступними матрицями:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \quad 0]$$

$$D = [0]$$

Бажаний час перехідного процесу був обраний для зручності рівним одній секунді: $t_{\text{пп}} = 1\text{с}$

Оскільки система другого порядку то відповідно до таблиці 3.1 «Розподіл за Біномом» корені бажаного поліному та сам поліном є наступні:

$$t_{\text{пп}}\omega_0 = 4.74$$

$$\omega_0 = 4.74$$

$$\alpha^2 + 9.48\alpha + 22.4676 = 0$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 4.74$$

Розрахунки значення матриці зворотного зв'язку G:

$$|E\alpha - A + BG| = \left| \begin{vmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \alpha \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 5 \end{vmatrix} |g_1 \quad g_2| \right| = \left| \begin{vmatrix} \alpha & -1 \\ 2 + 5g_1 & \alpha + 3 + 5g_2 \end{vmatrix} \right|$$

$$= \alpha(\alpha + 3 + 5g_2) + 2 + 5g_1 = \alpha^2 + (5g_2 + 3)\alpha + 2 + 5g_1$$

$$\begin{cases} 5g_2 + 3 = 9.48 \\ 2 + 5g_1 = 22.4676 \end{cases} = \begin{cases} g_2 = 1.296 \\ g_1 = 4.09352 \end{cases}$$

$$G = [4.09352 \quad 1.296]$$

Результати моделювання та графік перехідного процесу представлені на рисунках 4.9 та 4.10.

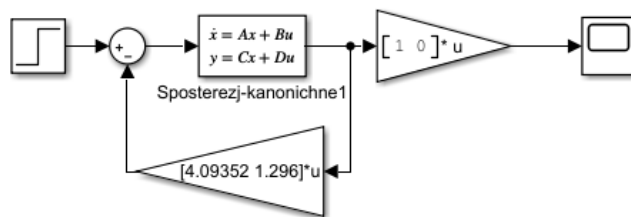


Рисунок 4.9 – Система у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за Біноміальним стандартним розподілом

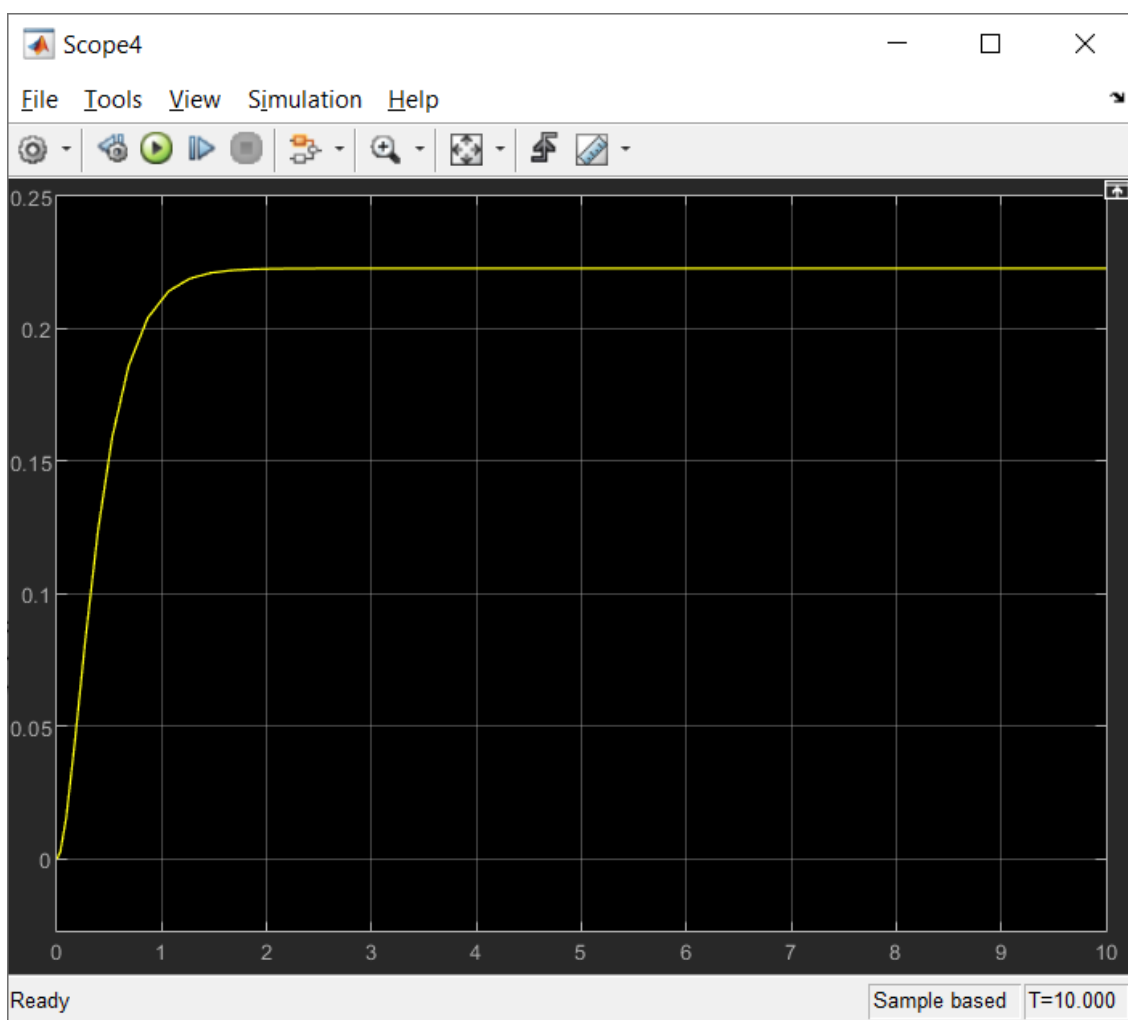


Рисунок 4.10 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за Біноміальним стандартним розподілом

На графіку видно що показники перехідного процесу значно покращились, проте досі існує установлена похибка. Для зведення її до нуля треба ввести виправний коефіцієнт на керуючий вплив.

$$K^* = \frac{\omega_0^2 a_n}{K_p} = \frac{4.74^2 * 1}{5} = 4.49352$$

Систему з виправним коефіцієнтом та зворотнім зв'язком а також графік перехідного процесу представлені на рисунках 4.11 та 4.12.

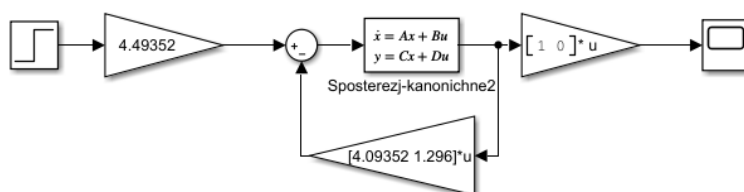


Рисунок 4.11 – Система у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком за Біноміальним розподілом та виправним коефіцієнтом

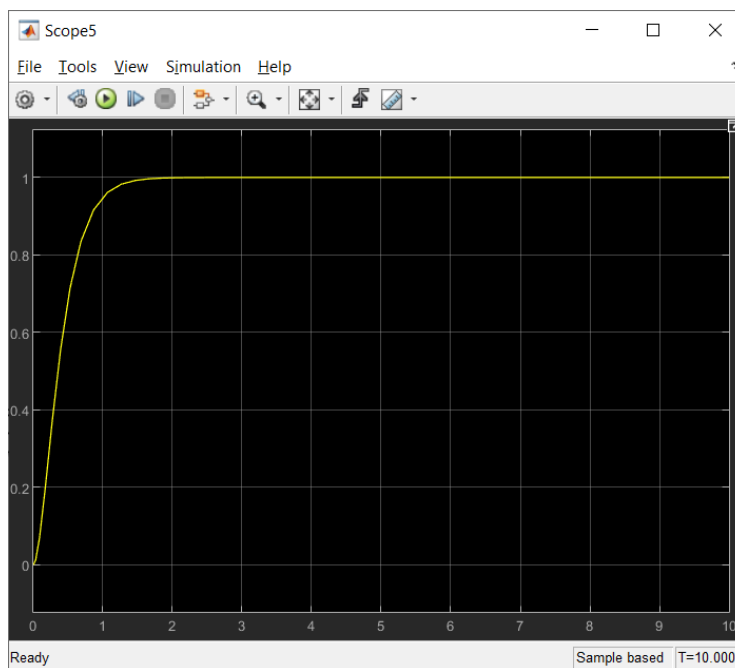


Рисунок 4.12 – Графік системи у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком за Біноміальним розподілом та виправним коефіцієнтом

З рисунку 4.12 можна побачити що виправний коефіцієнт звів установлену похибку до нуля.

4.7 Розподіл коренів за Баттервортом для спостережуваної канонічної форми

Для досліджуваної вихідної системи розрахуємо регулятор з використанням стандартного розподілу Баттерворта.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = [1 \quad 0]$$

$$\mathbf{D} = [0]$$

Бажаний час перехідного процесу також приймемо за одиницю для зручності: $t_{\text{пп}} = 1\text{с}$

Оскільки наша система другого порядку то бажаний поліном виглядає наступним чином відповідно до таблиці 3.2 «Розподіл за Баттервортом».

$$t_{\text{пп}} \omega_0 = 2.9$$

$$\omega_0 = 2.9$$

$$\alpha^2 + 4.06\alpha + 8.41 = 0$$

Після отримання бажаного поліному коефіцієнти зворотного зв'язку для системи:

$$\begin{aligned} |E\alpha - A + BG| &= \left| \begin{vmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \alpha \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 5 \end{vmatrix} |g_1 \quad g_2| \right| = \left| \begin{vmatrix} \alpha & -1 \\ 2 + 5g_1 & \alpha + 3 + 5g_2 \end{vmatrix} \right| \\ &= \alpha(\alpha + 3 + 5g_2) + 2 + 5g_1 = \alpha^2 + (5g_2 + 3)\alpha + 2 + 5g_1 \end{aligned}$$

$$\begin{cases} 5g_2 + 3 = 4.06 \\ 2 + 5g_1 = 8.41 \end{cases} = \begin{cases} g_2 = 0.212 \\ g_1 = 1.282 \end{cases}$$

$$\mathbf{G} = [1.282 \quad 0.212]$$

Побудовану систему а також графік її перехідного процесу представлені на рисунках 4.13 та 4.14.

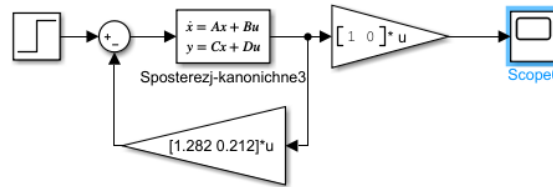


Рисунок 4.13 – Система у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом

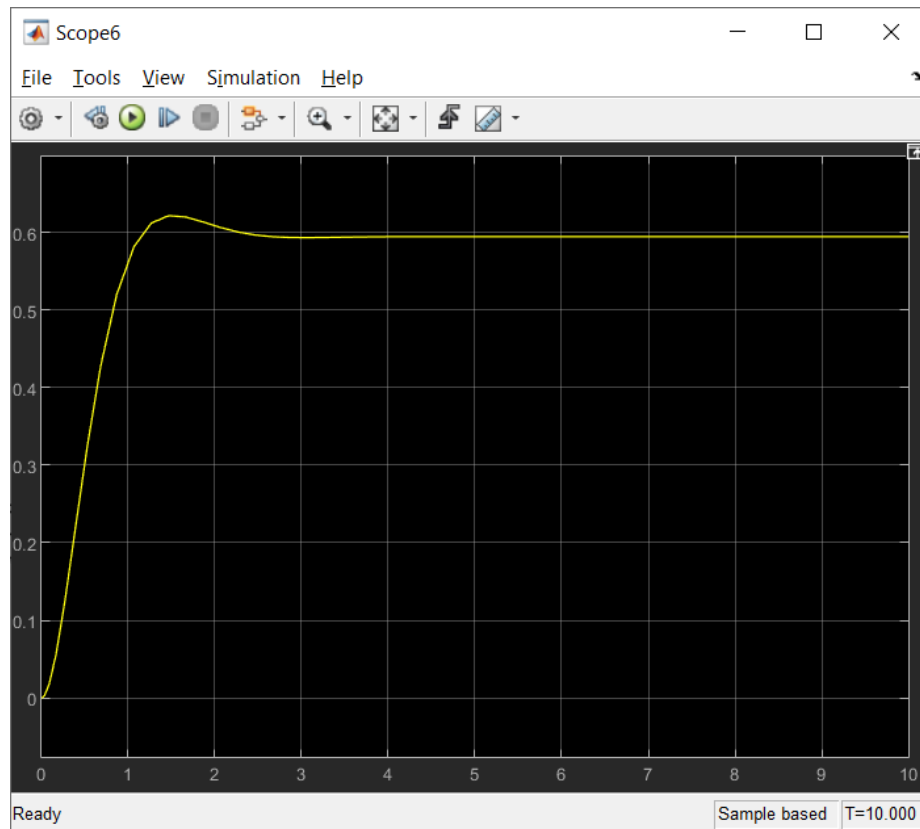


Рисунок 4.14 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта

Як видно з графіку ця система також як і з Біномом має установлену похибку. Для зведення її до нуля також розраховуємо виправний коефіцієнт.

$$K^* = \frac{\omega_0^2 a_n}{K_p} = \frac{2.9^2 * 1}{5} = 1.682$$

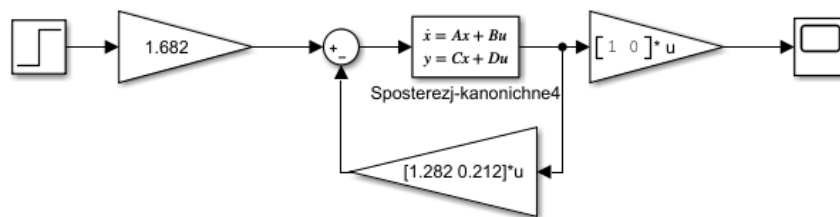


Рисунок 4.15 – Система у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта та виправним коефіцієнтом

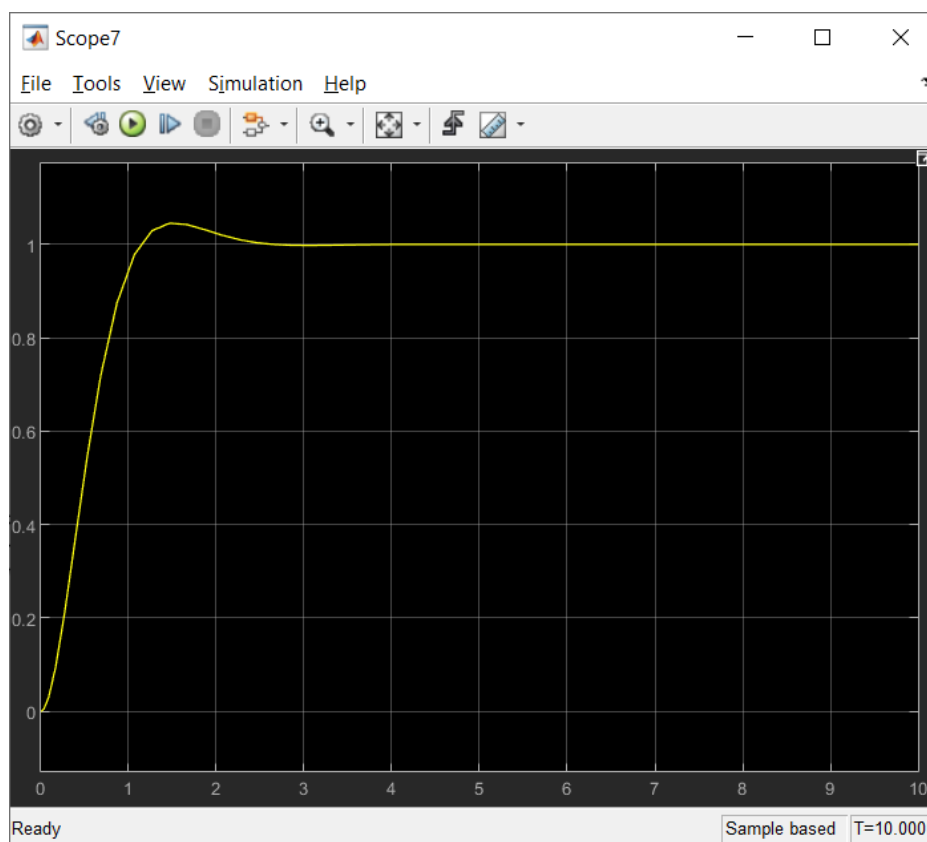


Рисунок 4.16 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта та виправним коефіцієнтом

На рисунках 4.15 та 4.16 представлена систему з виправним коефіцієнтом та графік її перехідного процесу відповідно.

4.8 Акерман для спостережуваної канонічної форми за Біноміальним розподілом коренів

Ті самі зворотні зв'язки були розраховані за формулою Акермана.

Початкові дані:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}$$

Бажаний поліном за Біноміальним стардартним розподілом для системи другого порядку та часом перехідного процесу $t_{\text{пп}}=1$:

$$t_{\text{пп}}\omega_0 = 4.74 \Rightarrow \omega_0 = 4.74$$

$$s^2 + 9.48s + 22.4676 = 0$$

$$s_1 = s_2 = 4.74$$

Стійкість системи за формулою (3.41) та обернена матриця:

$$P = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} 0 & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 5 \\ 5 & -15 \end{bmatrix}$$

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 5 \\ 5 & -15 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-15}{-25} & \frac{-5}{-25} \\ \frac{-5}{-25} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6 & 0.2 \\ 0.2 & 0 \end{bmatrix}$$

Матрицю зворотного зв'язку за формулою (3.47):

$$\begin{aligned} q(A) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}^2 + 9.48 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} + 22.47 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -2 & -3 \\ 6 & 7 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 9.48 \\ -18.96 & -28.44 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 22.47 & 0 \\ 0 & 22.47 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 20.47 & 6.48 \\ -12.96 & 1.03 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.6 & 0.2 \\ 0.2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 20.47 & 6.48 \\ -12.96 & 1.03 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 20.47 & 6.48 \\ -12.96 & 1.03 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 4.094 & 1.296 \end{bmatrix}$$

Збудована система та графік перехідного процесу представлені на рисунках 4.17 та 4.18.

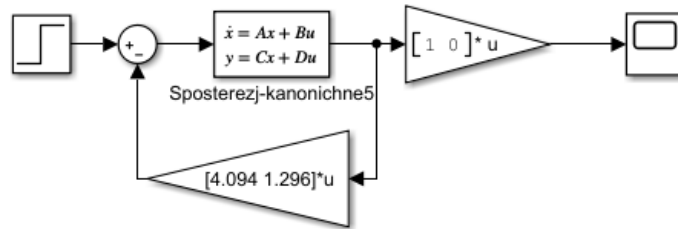


Рисунок 4.17 – Система у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за Біноміальним стандартним розподілом розрахованими за формулою Акермана

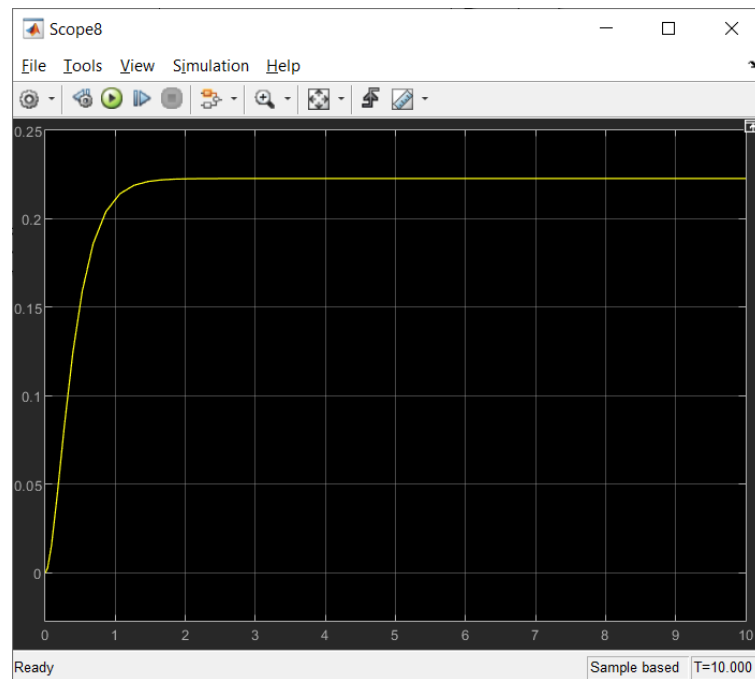


Рисунок 4.18 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за Біноміальним стандартним розподілом розрахованими за формулою Акермана

$$K^* = \frac{\omega_0^2 a_n}{K_p} = \frac{4.74^2 * 1}{5} = 4.49352$$

Результати з виправним коефіцієнтом представлені на рисунках 4.19 та 4.20.

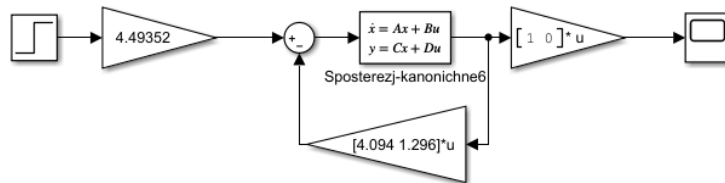


Рисунок 4.19 – Система у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за Біноміальним стандартним розподілом розрахованими за формулою Акермана з виправним коефіцієнтом

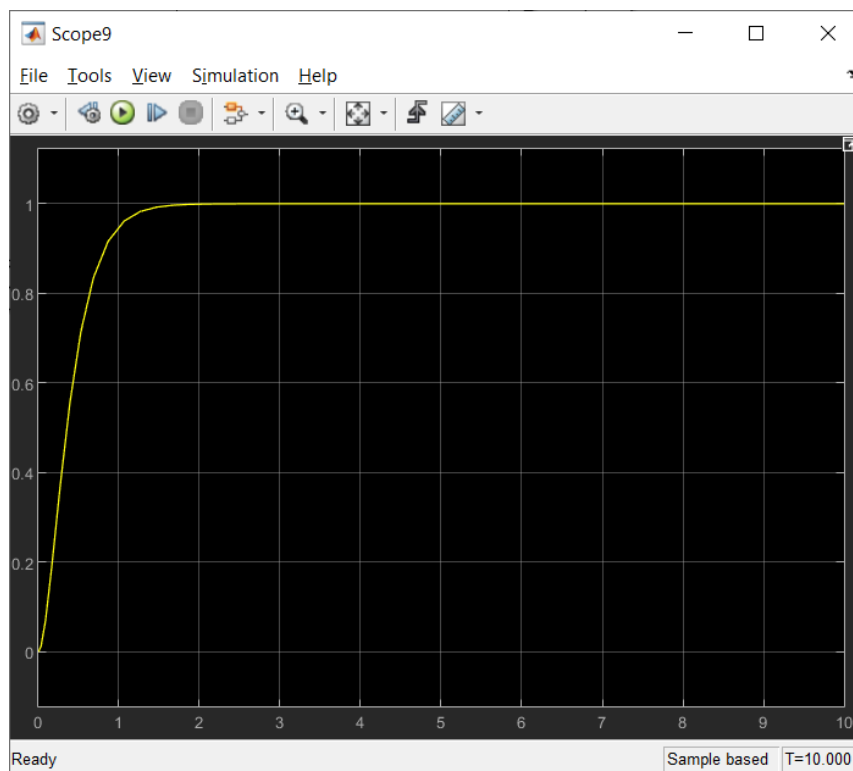


Рисунок 4.20 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуваним канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за Біноміальним стандартним розподілом розрахованими за формулою Акермана з виправним коефіцієнтом

4.9 Акерман для спостережуваної канонічної форми за Баттервотром

Зробимо те ж саме але для розподілу Баттерворта. Початкові дані:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}$$

Бажаний поліном за стандартним розподілом Баттерворта та обраним бажаним часом $t_{\text{пп}}=1$ для системи другого порядку:

$$t_{\text{пп}} \omega_0 = 2.9 \Rightarrow \omega_0 = 2.9$$

$$\alpha^2 + 4.06\alpha + 8.41 = 0$$

Стійкість системи за формулою (3.41) та обернена матрицю до неї:

$$P = [B \quad AB] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 5 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 5 \\ 5 & -15 \end{bmatrix}$$

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 5 \\ 5 & -15 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-15}{-25} & \frac{-5}{-25} \\ \frac{-5}{-25} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6 & 0.2 \\ 0.2 & 0 \end{bmatrix}$$

Коефіцієнти зворотного зв'язку за формулою Акермана (3.47):

$$\begin{aligned} q(A) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix}^2 + 4.06 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} + 8.41 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -2 & -3 \\ 6 & 7 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 4.06 \\ -8.12 & -12.18 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 8.41 & 0 \\ 0 & 8.41 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6.41 & 1.06 \\ 2.12 & 3.23 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$K = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} 0.6 & 0.2 \\ 0.2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 6.41 & 1.06 \\ 2.12 & 3.23 \end{bmatrix} = [0.2 \quad 0] \begin{bmatrix} 6.41 & 1.06 \\ 2.12 & 3.23 \end{bmatrix} = [1.282 \quad 0.212]$$

Корені знову зійшлися. Побудована система а також її графік перехідного процесу представлені на рисунках 4.21 та 4.22.

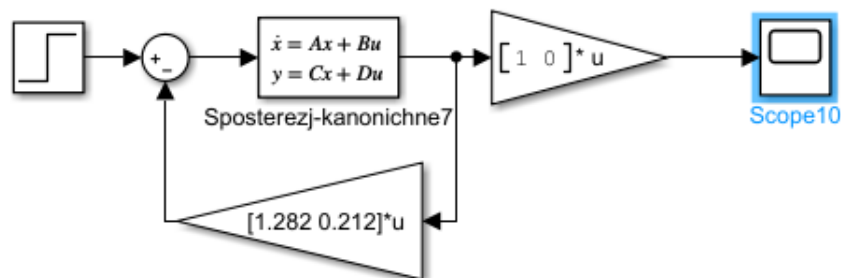


Рисунок 4.21 – Система у ВММ за спостережуванням канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта розрахованими за формулою Акермана

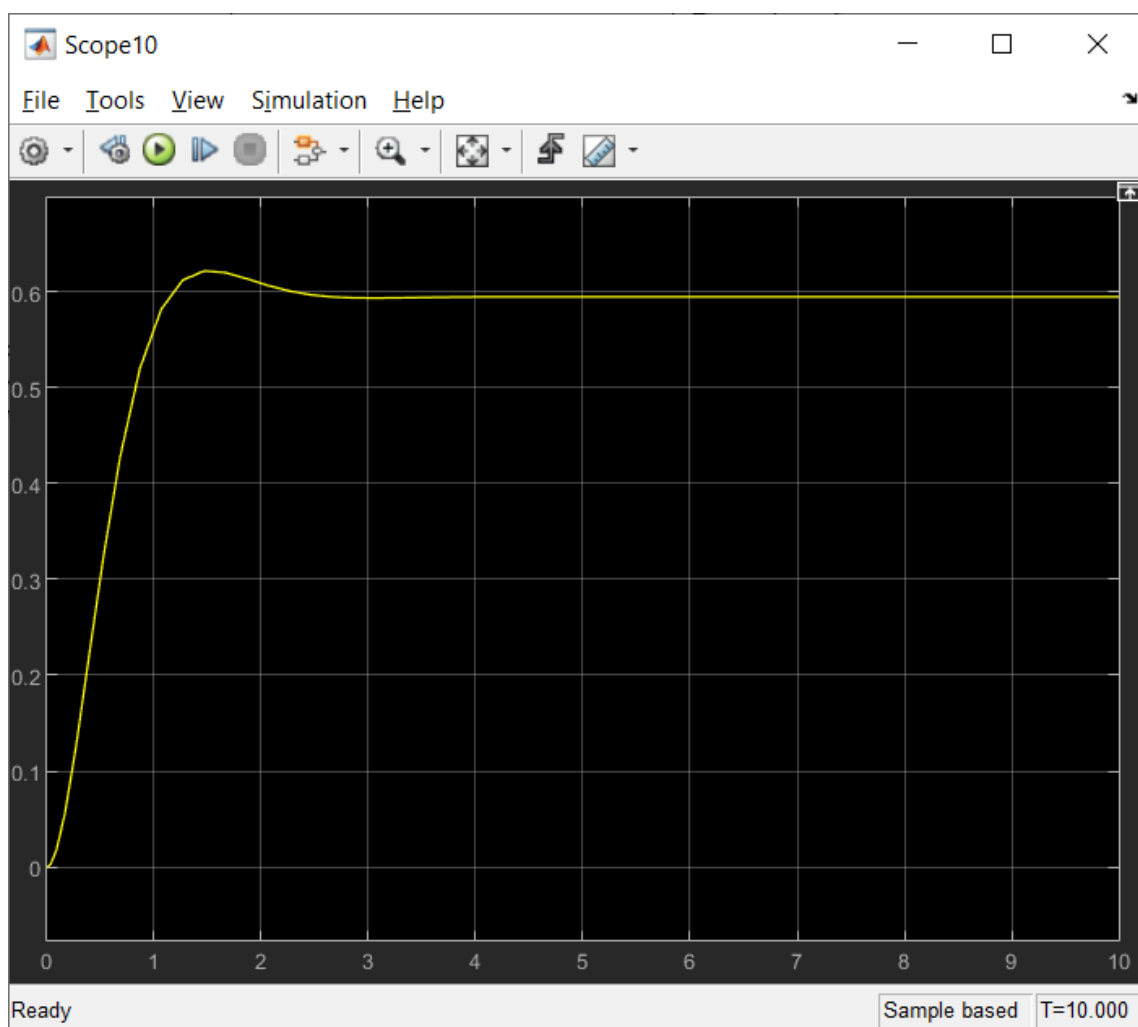


Рисунок 4.22 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуванням канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта розрахованими за формулою Акермана

Система з установленою похибкою. Розрахуємо виправний коефіцієнт.

$$K^* = \frac{\omega_0^2 a_n}{K_p} = \frac{2.9^2 * 1}{5} = 1.682$$

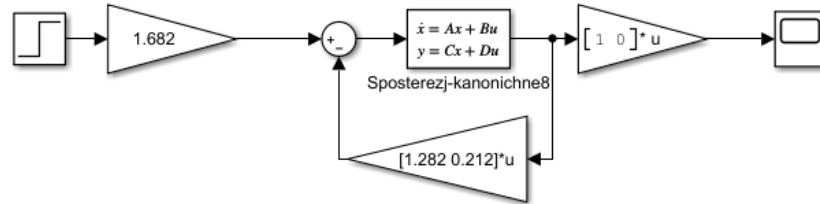


Рисунок 4.23 – Система у ВММ за спостережуванням канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта розрахованими за формулою Акермана з виправним коефіцієнтом

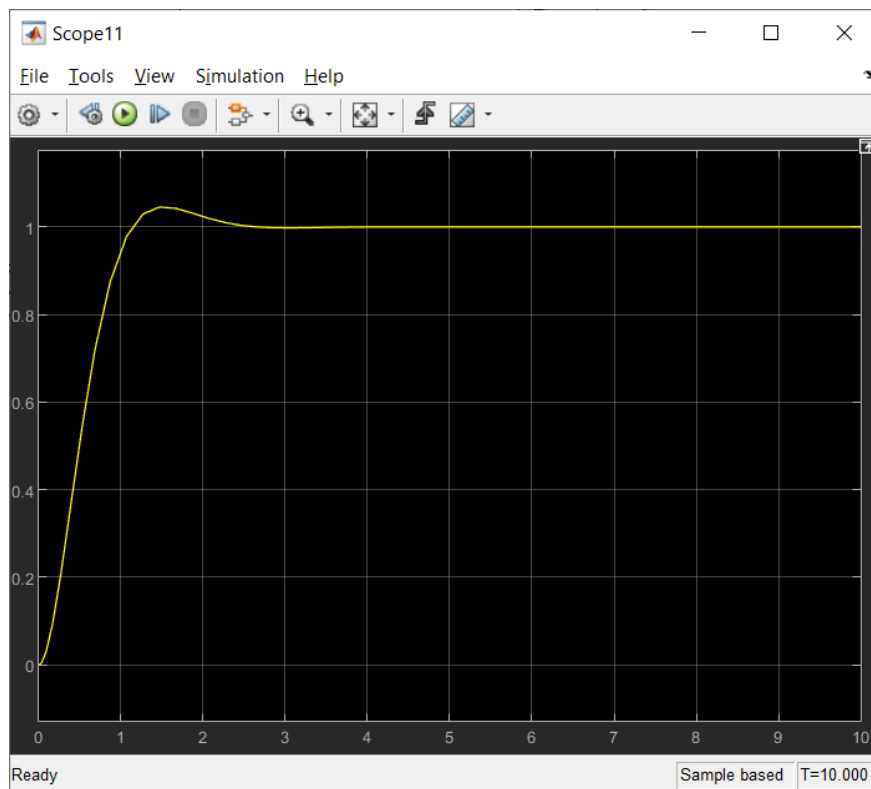


Рисунок 4.24 – Графік перехідного процесу системи у ВММ за спостережуванням канонічним поданням зі зворотнім зв'язком з коефіцієнтами за стандартним розподілом Баттерворта розрахованими за формулою Акермана з виправним коефіцієнтом

З побудованої системи і графіку перехідного процесу(рисунок 4.23 та 4.24) системи з виправним коефіцієнтом видно що установлена похибка відсутня.

4.10 Узагальнення результатів синтезу безперервних систем керування

Результати синтезу зворотних зв'язків для безперервної системи у формі спостережуваного канонічного подання можна побачити у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Показники безперервних систем з зворотнім зв'язком за станом

Канонічна форма	Показник		
	Час перехідного процесу	Перерегулювання	Помилка
Зворотній зв'язок з коренями розрахованими за Біноміальним розподілом	1.012	0	-0.777
Зворотній зв'язок з коренями розрахованими за розподілом Баттерворта	1.000	5	-0.41
Акерман за Біноміальним розподілом	1.012	0	-0.777
Акерман за розподілом Баттерворта	1.000	5	-0.41
Зворотній зв'язок з коренями розрахованими за Біноміальним	1.017	0	0

Канонічна форма	Показник		
	Час перехідного процесу	Перерегулювання	Помилка
розподілом та з виправним коефіцієнтом			
Зворотній зв'язок за розподілом Баттерворта та з виправним коефіцієнтом	1.013	4.5	0
Акерман за Біноміальним розподілом та з виправним коефіцієнтом	1.017	0	0
Акерман за розподілом Баттерворта та з виправним коефіцієнтом	1.013	4.5	0

За результатами можна побачити, що системи без виправного коефіцієнта показують установлену помилку. Системи за розподілом Баттерворта показали трохи менший час перехідного процесу з невеликим перерегулюванням на відміну від Біноміальних які працюють зовсім без перерегулювання. Показники обох методів розрахунку бажаних коренів однакові з чого можна зробити висновок що можна використовувати будь-який з них. Узагальнення методів розрахунку регуляторів для безперервних систем представлені на кресленику И.

4.11 Дискретна система у формі Matlab

Для досліджуваної системи яка описується моделлю передавальної функції розрахуємо канонічну форму цифрової системи:

$$W(s) = \frac{5}{s^2 + 3s + 2}$$

Оберемо час квантування рівний: $T = 0.15$. На рисунках 4.25 та 4.26 представлена модель дискретної системи.

```
>> W=tf([5],[1 3 2])

W =

          5
-----
s^2 + 3 s + 2

Continuous-time transfer function.

>> T=0.15

T =

    0.1500

>> W2=c2d(W,T)

W2 =

    0.04851 z + 0.04175
-----
z^2 - 1.602 z + 0.6376

Sample time: 0.15 seconds
Discrete-time transfer function.
```

Рисунок 4.25 – Скріншот роботи Matlab для переходу від безперервної до дискретної системи

```

>> ss(W2)

ans =

A =
           x1      x2
x1      1.602  -0.6376
x2           1           0

B =
      u1
x1  0.25
x2   0

C =
           x1      x2
y1  0.194  0.167

D =
      u1
y1   0

Sample time: 0.15 seconds
Discrete-time state-space model.

```

Рисунок 4.26 – Скриншот роботи Matlab для отримання ВММ дискретної

Далі ці системи були побудовані у Simulink та порівняні: дискретна у вигляді передавальної функції та дискретна у вигляді ВММ. Результати представлені на рисунках 4.27 та 4.28.

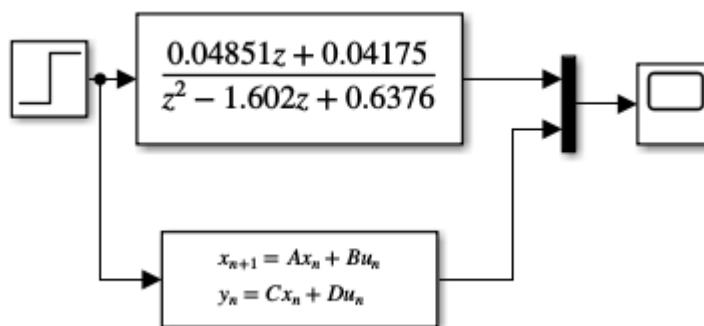


Рисунок 4.27 – Дискретна система отримана за допомогою Matlab у вигляді передавальної функції та ВММ

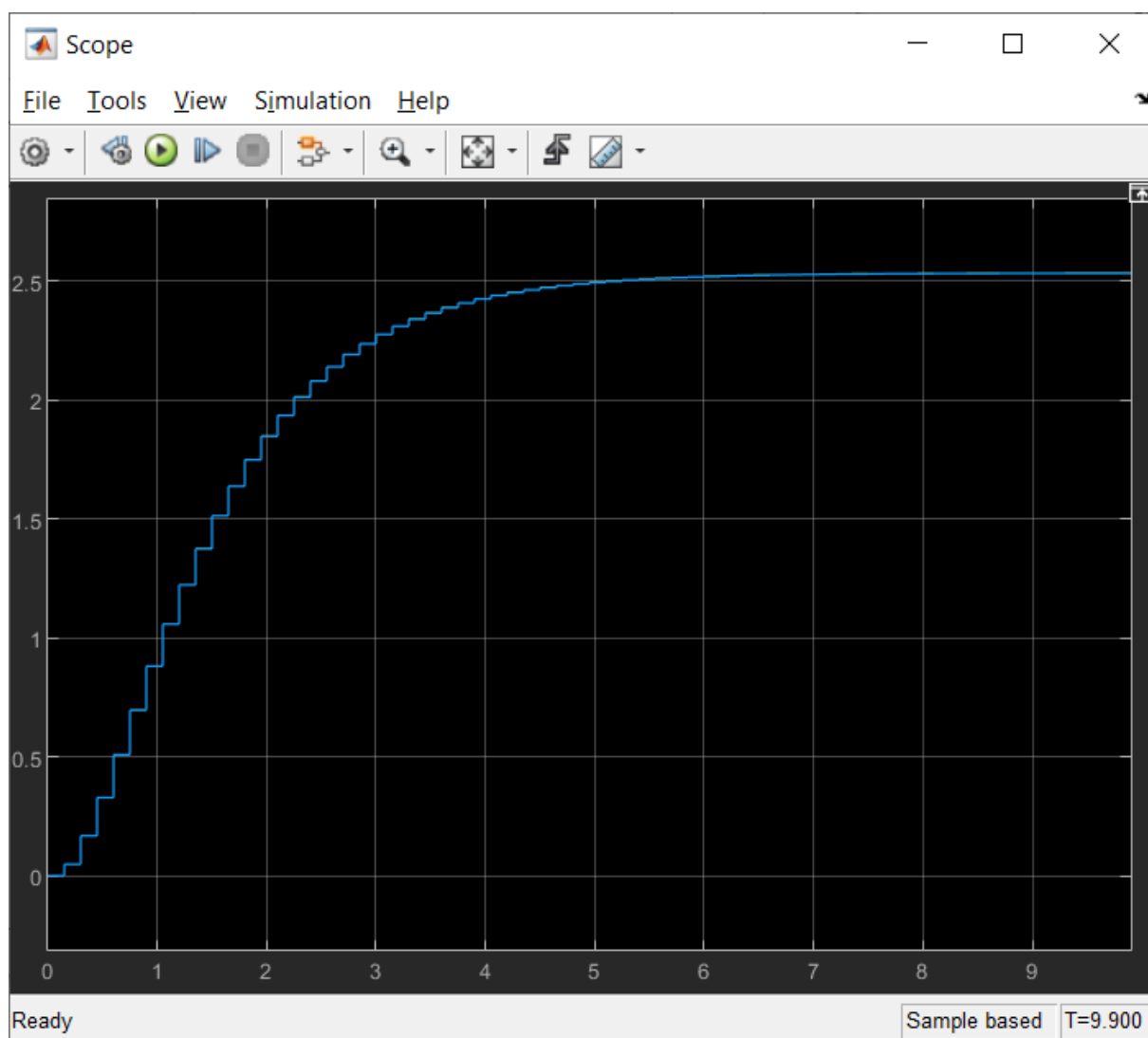


Рисунок 4.28 – Графік дискретної системи отриманої за допомогою Matlab у вигляді передавальної функції та ВММ

Як видно з графіку перехідних процесів модель у канонічній формі Matlab адекватна вихідній системі.

4.12 Канонічна форма фазової змінної

Розрахуємо канонічну форму фазової змінної для передавальної функції приведеної безперервної частини:

$$W_{\text{пвч}}(z) = \frac{0.04851z + 0.04175}{z^2 - 1.602z + 0.6376}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.194 \quad 0.167]$$

$$D = [0]$$

Аналіз керованості системи за формулою (41):

$$P = [B \quad AB] = \left[\begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} \right] = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.4005 \\ 0 & 0.25 \end{bmatrix}$$

Стовпці лінійно незалежні – система керована. Далі знайдена обернена до неї матрицю та розраховані матриці A_1 і B_1 використовуючи формули (3.34-3.39):

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.4005 \\ 0 & 0.25 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} 4 & -6.408 \\ 0 & 4 \end{bmatrix}$$

$$M_1 = [0 \quad 1]P^{-1} = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} 4 & -6.408 \\ 0 & 4 \end{bmatrix} = [0 \quad 4]$$

$$M_1A = [0 \quad 4] \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = [4 \quad 0]$$

$$M = \begin{bmatrix} M_1 \\ M_1 A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 4 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} A_1 = MAM^{-1} &= \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0.25 \\ 0.25 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 4 * 1.602 & 4 * (-0.6376) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0.25 \\ 0.25 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.6376 & 1.602 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B_1 = MB = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = [1 \quad 0]$$

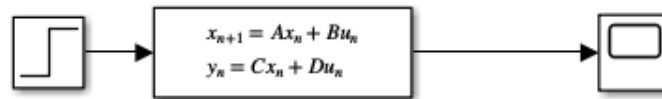


Рисунок 4.29 – Система у ВММ фазової канонічної форми

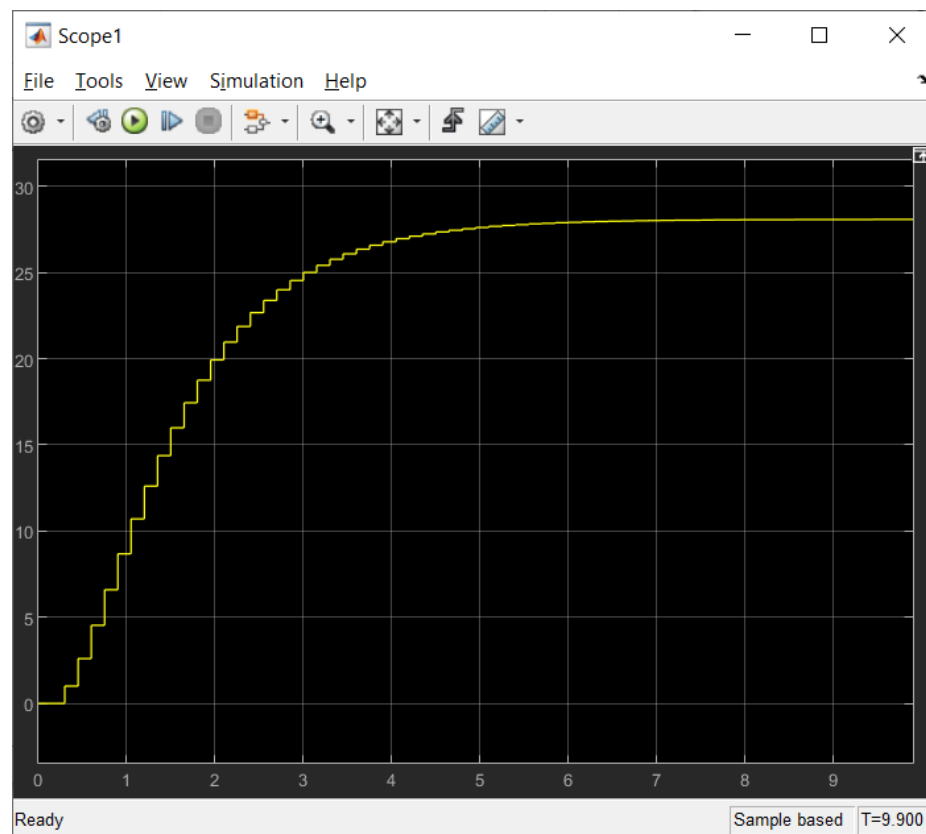


Рисунок 4.30 – Графік системи у ВММ фазової канонічної форми

За результатами розрахунків була побудована фазова канонічна форма цифрової системи та отриманий графік перехідного процесу(рисунки 4.29 та 4.30).

4.13 Узагальнення результатів моделювання канонічних форм дискретних систем

Результати моделювання канонічних форми дискретних систем представлені у таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Показники дискретних систем

Система	Показник		
	Час перехідного процесу	Перерегулювання	Помилка
Matlab	3.75	0	1.5
Фазова канонічна	4.1	0	27.1
Початкова дискретна	3.75	0	1.5

З таблиці 4.3 видно що система побудована за допомогою Matlab повністю зійшлась з оригінальною у показниках і буде використовуватись далі у дослідженні. Система у фазовій канонічній формі не лише не показала таких самих результатів, а й погіршила майже усі. За результатами цього дослідження фазова канонічна форма не може бути використана як канонічна форма для переходу до ВММ моделі дискретної системи. Узагальнення методів переходу цифрових систем до векторно-матричної моделі представлено на кресленику К.

4.14 Визначення бажаних коренів та коефіцієнтів зворотного зв'язку аналітичними методами

Розрахуємо бажані корені та коефіцієнти зворотного зв'язку за методом аналітичного розрахунку[4]. Початкові дані:

$$A = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.194 \quad 0.167]$$

$$D = [0]$$

Розрахуємо характеристичне рівняння з невідомими коефіцієнтами зворотного зв'язку **K**:

$$\begin{aligned} |Ez - A + BK| &= \left| \begin{bmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} [K1 \quad K2] \right| = \\ &= \left| \begin{bmatrix} z - 1.602 & 0.6376 \\ -1 & z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.25K1 & 0.25K2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right| = \\ &= \begin{vmatrix} z - 1.602 + 0.25K1 & 0.6376 + 0.25K2 \\ -1 & z \end{vmatrix} = z^2 + z(-1.602 + 0.25K1) + \\ &+ 0.6376 + 0.25K2 \end{aligned}$$

Для отримання залежності коефіцієнтів зворотного зв'язку від коренів рівняння була застосована теорема Вієта:

$$-1.602 + 0.25K1 = -z_1 - z_2 \Rightarrow K_1 = (1.602 - z_1 - z_2)/0.25$$

$$0.6376 + 0.25K2 = z_1 z_2 \Rightarrow K_2 = (-0.6376 + z_1 z_2)/0.25$$

Коефіцієнти необхідні для запису системи (3.57):

$$N_1 = b_{11} - b_{11}a_{22} + b_{21}a_{12} = 0.25 - 0.25 * 0 + 0 * (-0.6376) = 0.25$$

$$N_2 = b_{21} - a_{11}b_{21} + b_{11}a_{21} = 0 - 1.602 * 0 + 0.25 * 1 = 0.25$$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= c_{11}b_{11} + c_{12}b_{22} + c_{12}b_{11}a_{21} + c_{11}b_{22}a_{12} - c_{12}b_{22}a_{11} - c_{11}b_{11}a_{22} - a_{11}a_{22} + \\
 &a_{12}a_{21} + a_{22} + a_{11} - 1 = 0.194 * 0.25 + 0.167 * 0 + 0.167 * 0.25 * 1 + 0.194 * \\
 &0 * (-0.6376) - 0.167 * 0 * 1.602 - 0.194 * 0.25 * 0 - 1.602 * 0 + (-0.6376) * \\
 &1 + 0 + 1.602 - 1 = 0.194 * 0.25 + 0.167 * 0.25 * 1 + (-0.6376) * 1 + 1.602 - \\
 &1 = 0.0485 + 0.04175 - 0.6376 + 1.602 - 1 = 0.05465
 \end{aligned}$$

Система (3.57) з усіма знайденими параметрами:

$$\begin{cases} \frac{(1.602 - z_1 - z_2)}{0.25} * 0.25 + (-0.6376 + z_1 z_2) / 0.25 * 0.25 = 0.05465 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} 1.602 - z_1 - z_2 - 0.6376 + z_1 z_2 = 0.05465 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} -z_1 - z_2 + z_1 z_2 = -0.90975 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} z_1 - z_1 z_2 + z_2 = 0.90975 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

Наступний крок – вибір кореню та розрахунок іншого. Для легкості обрахунків перший корінь був обраний рівний 0.5 та розрахуємо: другий корінь, коефіцієнти матриці K:

$$z_1 = 0.5; z_2 = 0.8195$$

$$K_1 = 1.13$$

$$K_2 = -0.9114$$

Отримана система а також графік перехідного процесу представлені на рисунках 4.31 та 4.32.

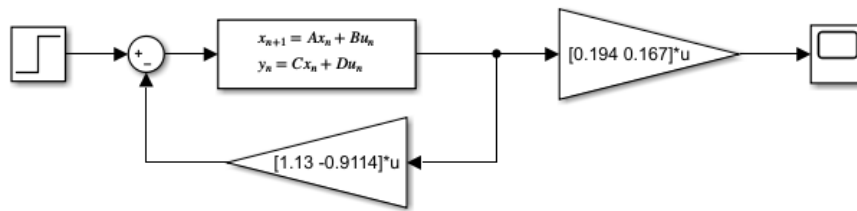


Рисунок 4.31 – Система у ВММ з Matlab та зворотнім зв'язком з коренями знайденими аналітично

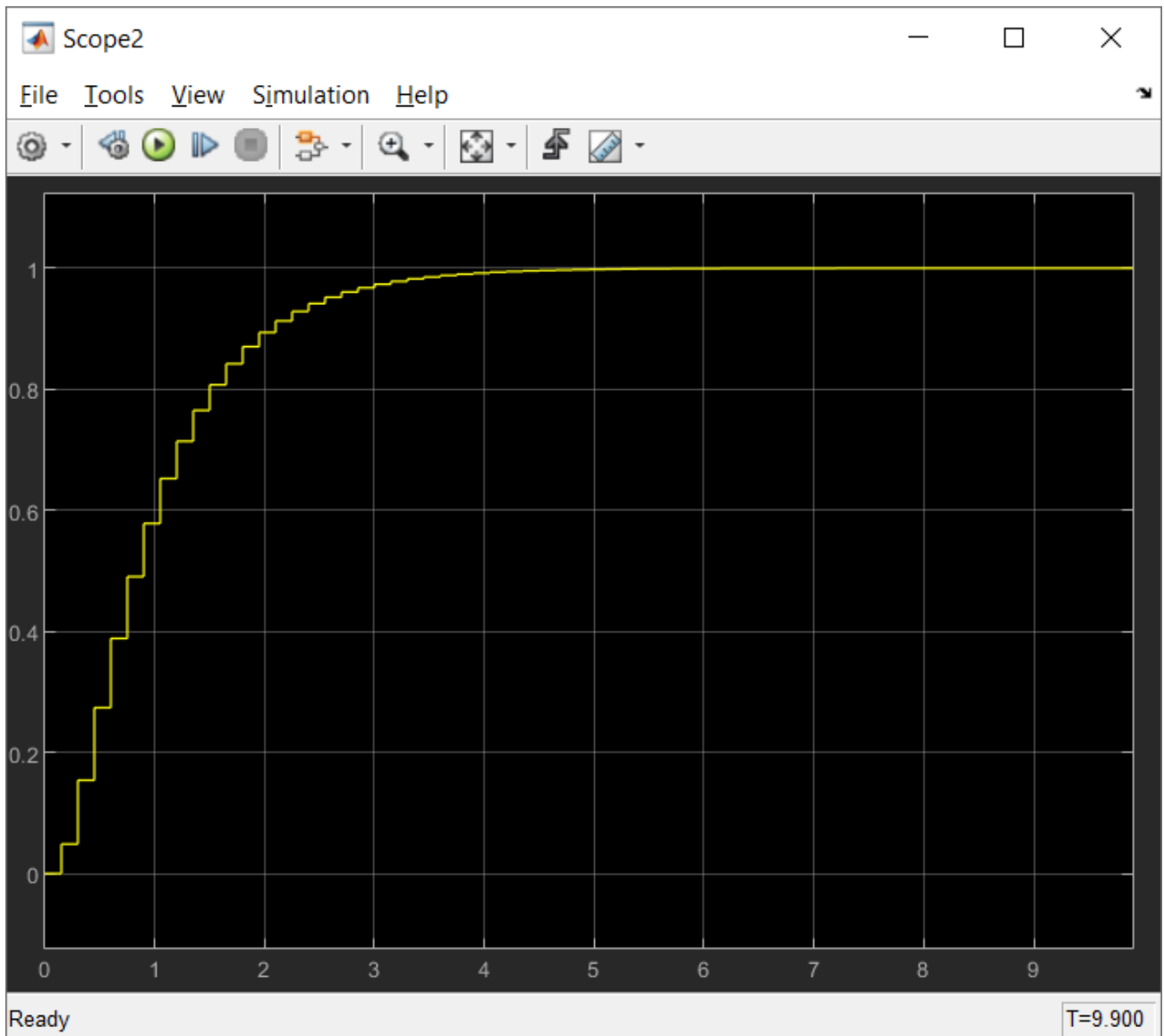


Рисунок 4.32 – Графік перехідного процесу системи у ВММ з Matlab та зворотнім зв'язком з коренями знайденими аналітично

З графіку видно що установлена похибка системи зведена до нуля.

4.15 Розрахунок регулятора з невідомим вектором станів

Розрахуємо регулятор з невідомим вектором станів для системи у канонічній формі Matlab з коренями знайденими аналітично.

$$A = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.194 \quad 0.167]$$

$$D = [0]$$

$$z_1 = 0.5; z_2 = 0.8195$$

$$K_1 = 1.13$$

$$K_2 = -0.9114$$

Розрахована матриця P – матриця бажаних коренів, та за допомогою Matlab обчислена матриця зворотних зв'язків пристрою спостереження. На рисунку 4.33 представлена робота Matlab з отримання коефіцієнтів зворотного зв'язку для пристрою спостереження.

$$P = [0.5 \quad 0.8195]$$

```

>> A=[1.602 -0.6376;1 0]

A =

    1.6020    -0.6376
    1.0000         0

>> C=[0.194 0.167]

C =

    0.1940    0.1670

>> P=[0.5 0.8195]

P =

    0.5000    0.8195

>> H=(place(A',C',P))'

H =

    0.6983
    0.8805

```

Рисунок 4.33 – Скріншот роботи Matlab з отримання коефіцієнтів зворотного зв'язку для пристрою спостереження

$$H = \begin{bmatrix} 0.6983 \\ 0.8805 \end{bmatrix}$$

Матриці пристрою спостереження (3.51):

$$\begin{aligned} A_{\text{СП}} &= A - HC = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.6983 \\ 0.8805 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.194 & 0.167 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.1355 & 0.1166 \\ 0.1708 & 0.147 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.4665 & -0.7542 \\ 0.8292 & -0.147 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B_{\text{СП}} = [B \quad H] = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.6983 \\ 0 & 0.8805 \end{bmatrix}$$

$$C_{\text{СП}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_{\text{СП}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Матриці регулятора за (3.52):

$$A_p = A_{\text{СП}} - B * K = \begin{bmatrix} 1.4665 & -0.7542 \\ 0.8292 & -0.147 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.13 & -0.9114 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1.4665 & -0.7542 \\ 0.8292 & -0.147 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.2825 & -0.22785 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.184 & -0.52635 \\ 0.8292 & -0.147 \end{bmatrix}$$

$$B_p = [B \quad H] = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.6983 \\ 0 & 0.8805 \end{bmatrix}$$

$$C_p = [-K_p] = \begin{bmatrix} -1.13 & 0.9114 \end{bmatrix}$$

$$D_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

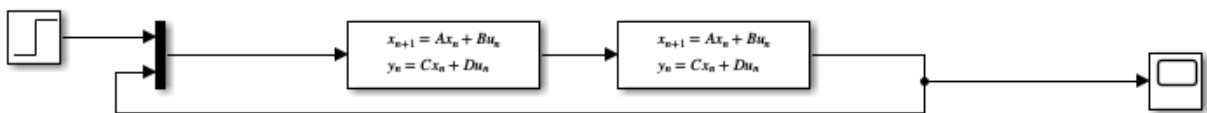


Рисунок 4.34 – Дискретна система у ВММ з регулятором для коренів розрахованих аналітично

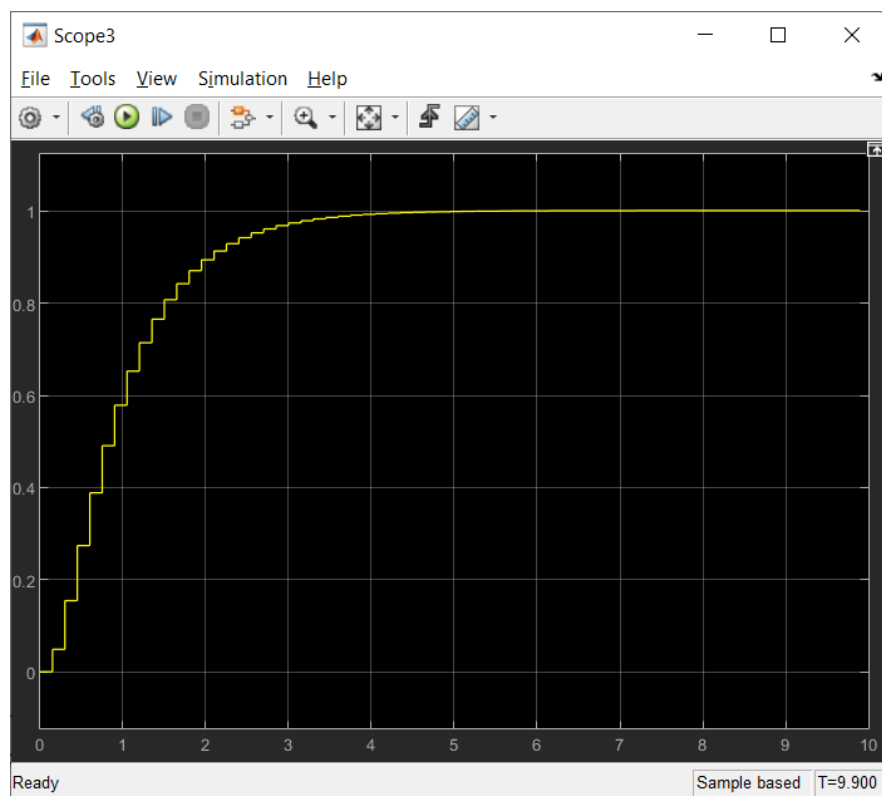


Рисунок 4.35 – Графік перехідного процесу дискретної системи у ВММ з регулятором для коренів розрахованих аналітично

Як видно з графіку перехідних процесів модель з регулятором адекватна вихідній системі.

4.16 Бажані корені та коефіцієнти зворотного зв'язку для фазової змінної за check step response

Були розраховані корені для цієї ж системи за допомогою блоку check step response Matlab Simulink.

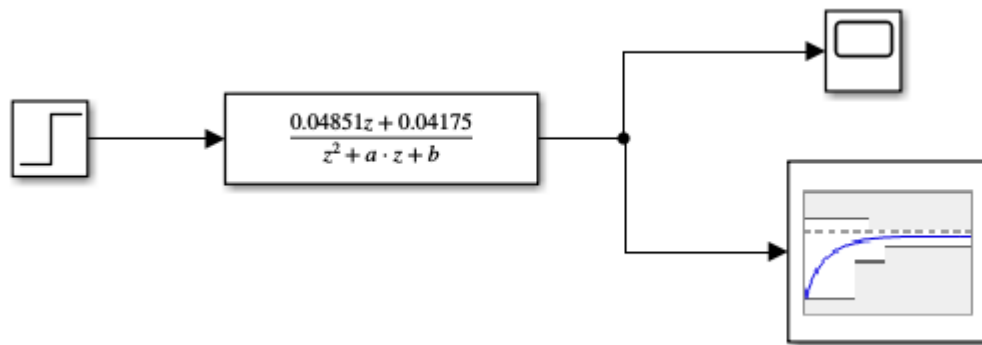


Рисунок 4.36 – Система для отримання коренів з блоку Check step response

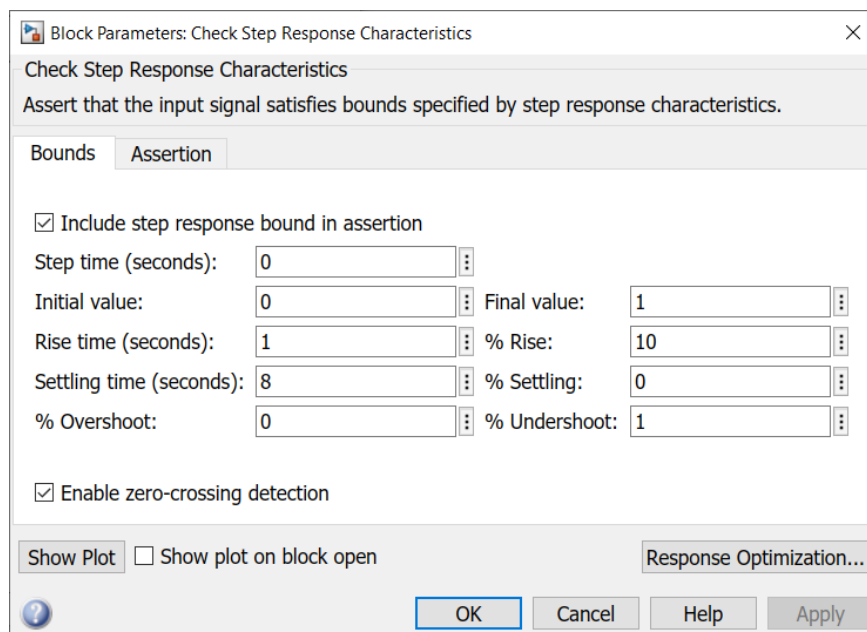


Рисунок 4.37 – Налаштування блоку Check step response

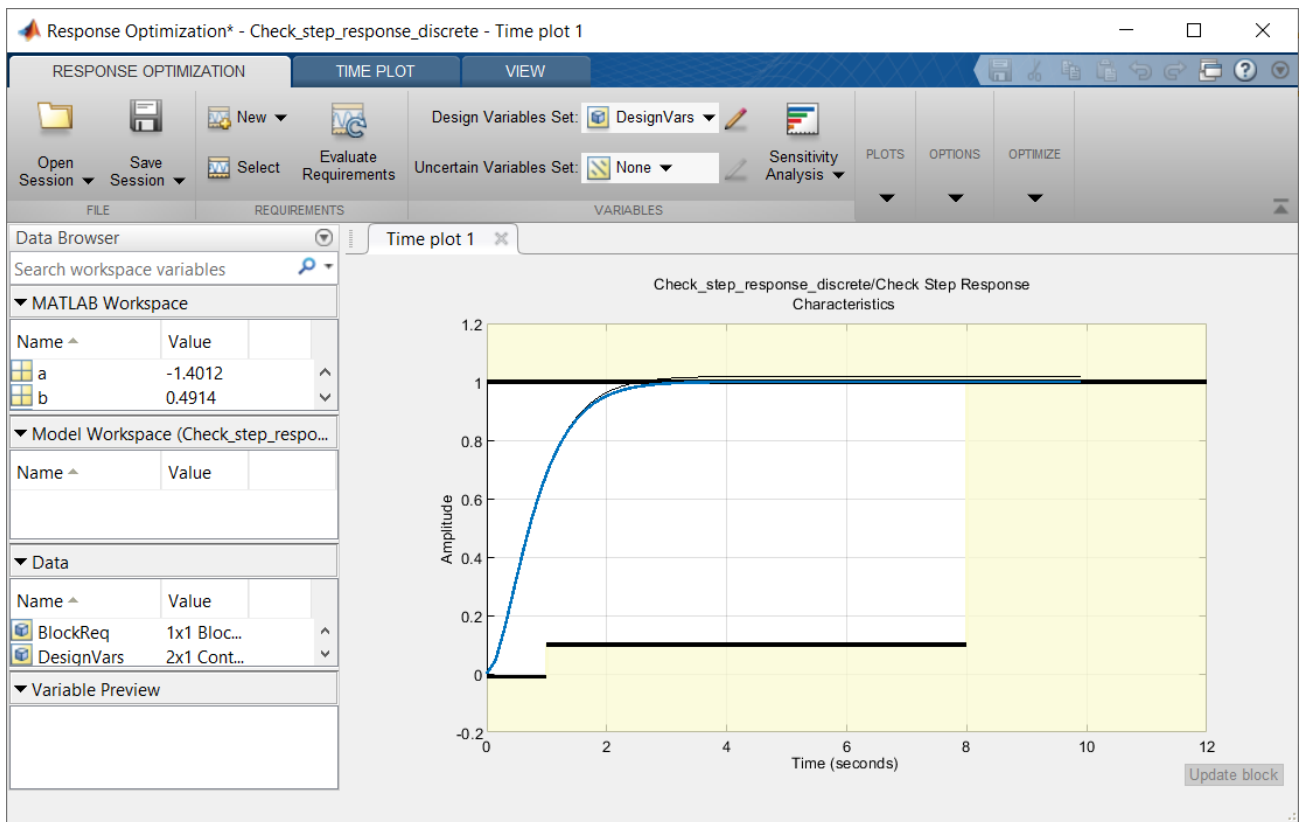


Рисунок 4.38 – Результати роботи блоку Check step response

Збудована система, налаштування та результати роботи представлені на рисунках 4.36-4.38. Бажаний поліном та його корені:

$$z^2 - 1.4012z + 0.4914 = 0$$

$$z_{16} = 0.7006 - 0.027 i$$

$$z_{26} = 0.7006 + 0.027 i$$

Корені зворотного зв'язку. Початкові дані:

$$A = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.194 \quad 0.167]$$

$$D = [0]$$

Характеристичний поліном з невідомими коефіцієнтами К:

$$\begin{aligned} |zE - A + BK| &= \left| \begin{bmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} [K_1 \ K_2] \right| \\ &= \begin{vmatrix} z - 1.602 + 0.25K_1 & 0.6376 + 0.25K_2 \\ -1 & z \end{vmatrix} \\ &= z^2 + z(-1.602 + 0.25K_1) + 0.6376 + 0.25K_2 \end{aligned}$$

$$\begin{cases} -1.602 + 0.25K_1 = -1.4012 \\ 0.6376 + 0.25K_2 = 0.4914 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_1 = 0.8032 \\ K_2 = -0.5848 \end{cases}$$

$$K = [0.8032 \quad -0.5848]$$

Система зі зворотним зв'язком за станом представлена на рисунку 4.39 а графік її перехідного процесу на рисунку 4.40. Як видно з графіку перехідних процесів система зі зворотним зв'язком за станом з коренями розрахованими за допомогою check step response адекватна вихідній системі.

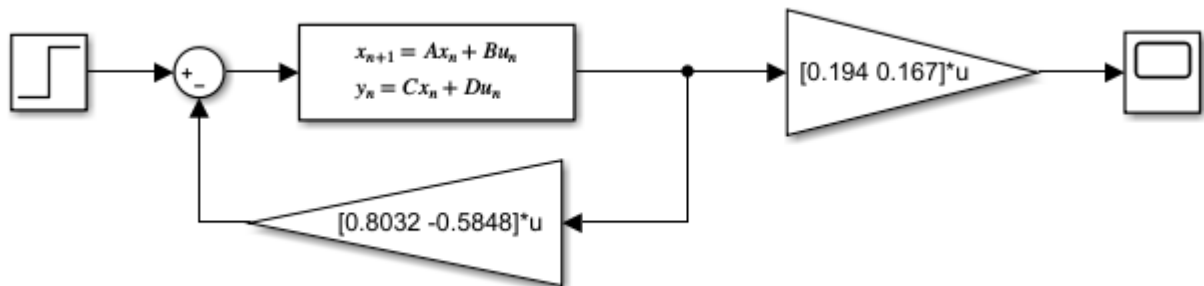


Рисунок 4.39 – Система з зворотним зв'язком за станом з коренями розрахованими за допомогою check step response

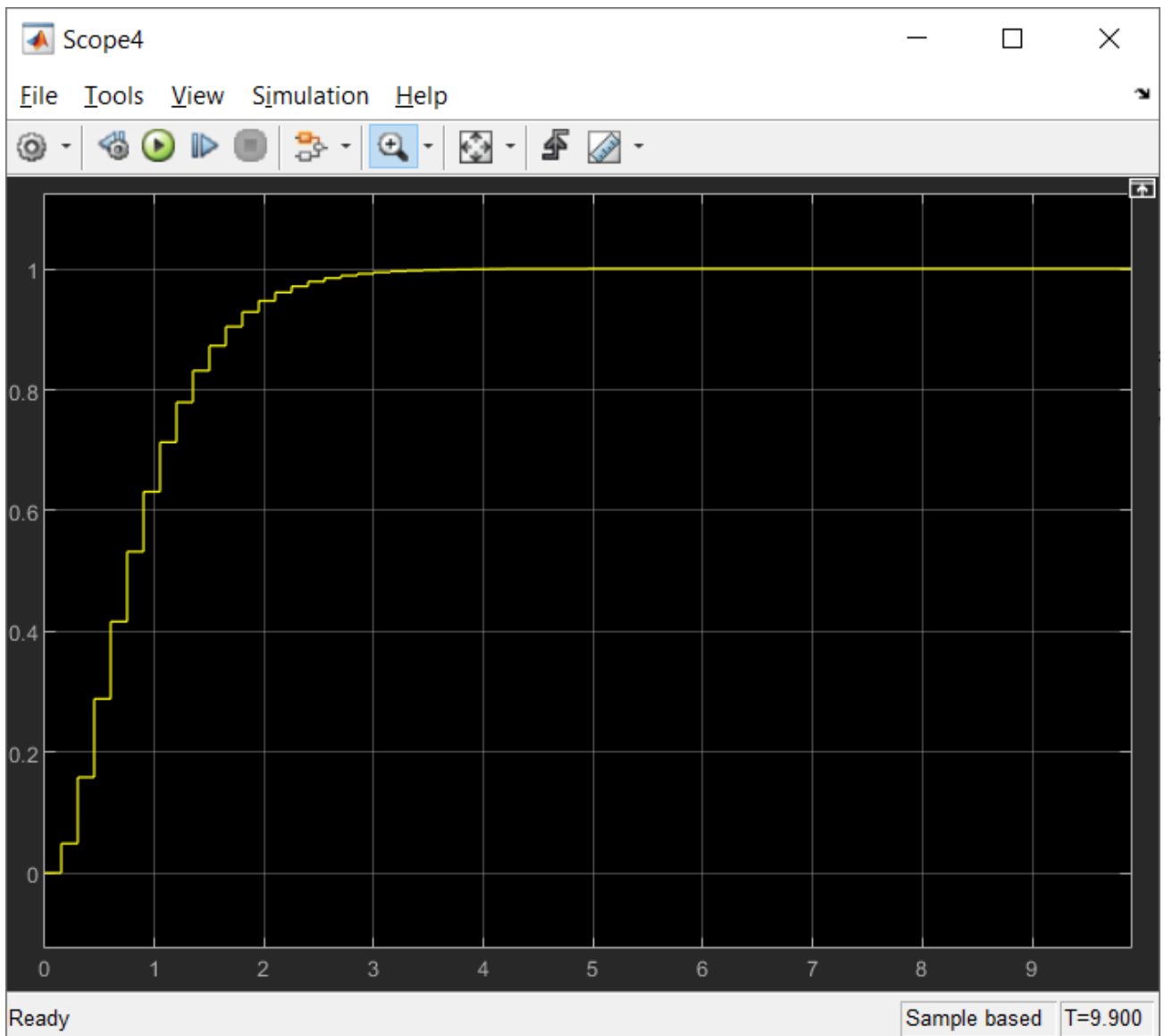


Рисунок 4.40 – Графік перехідного процесу системи з зворотним зв'язком за станом з коренями розрахованими за допомогою check step response

4.17 Регулятор для дискретної з бажаними коренями з check step response

Розрахований регулятор для системи з зворотним зв'язком за станом і коренями отриманими за допомогою check step response. Початкові дані:

$$A = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.194 \quad 0.167]$$

$$D = [0]$$

$$K = [0.8032 \quad -0.5848]$$

$$z_{16} = 0.7006 - 0.027 i$$

$$z_{26} = 0.7006 + 0.027 i$$

Матриця P:

$$P = [0.7006 - 0.027 i \quad 0.7006 + 0.027 i]$$

На рисунках 4.41 та 4.42 представлено, як були знайдені корені зворотного зв'язку пристрою спостереження:

```
>> H=(place(A',C',P))'
```

```
H =
```

```
0.5219
```

```
0.5961
```

Рисунок 4.41 – Скріншот роботи Matlab з розрахунку коренів зворотного зв'язку пристрою спостереження

```

>> A=[1.602 -0.6376;1 0]

A =

    1.6020    -0.6376
    1.0000         0

>> C=[0.194 0.167]

C =

    0.1940    0.1670

>> p1=complex(0.7006, -0.027)

p1 =

    0.7006 - 0.0270i

>> p2=complex(0.7006, 0.027)

p2 =

    0.7006 + 0.0270i

>> P=[p1 p2]

P =

    0.7006 - 0.0270i    0.7006 + 0.0270i

```

Рисунок 4.42 – Скріншот роботи Matlab з введення початкових даних для розрахунку коренів зворотного зв'язку пристрою спостереження

Матриці пристрою спостереження відповідно до (3.51):

$$\begin{aligned}
 A_{\text{СП}} &= A - HC = \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.5219 \\ 0.5961 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.194 & 0.167 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1.602 & -0.6376 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.1012 & 0.0872 \\ 0.1156 & 0.0995 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.5008 & -0.7248 \\ 0.8844 & -0.0995 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$B_{\text{СП}} = [B \quad H] = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5219 \\ 0 & 0.5961 \end{bmatrix}$$

$$C_{\text{СП}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_{\text{СП}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Матриці регулятора відповідно до (3.52):

$$A_P = A_{\text{СП}} - B * K = \begin{bmatrix} 1.5008 & -0.7248 \\ 0.8844 & -0.0995 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.25 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.8032 & -0.5848 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1.5008 & -0.7248 \\ 0.8844 & -0.0995 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.2008 & -0.1462 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.3 & -0.5786 \\ 0.8844 & -0.0995 \end{bmatrix}$$

$$B_P = [B \quad H] = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.5219 \\ 0 & 0.5961 \end{bmatrix}$$

$$C_P = [-K_P] = \begin{bmatrix} -0.8032 & 0.5848 \end{bmatrix}$$

$$D_P = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Побудована система та графік перехідного процесу представлена на рисунках 4.43 та 4.44. Як видно з графіку перехідних процесів система з регулятором для бажаних коренів розрахованих за допомогою check step response адекватна вихідній системі.

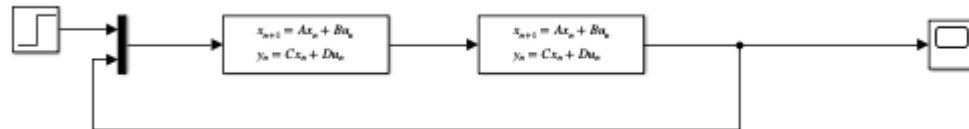


Рисунок 4.43 – Система у ВММ з регулятором для бажаних коренів розрахованих за допомогою check step response

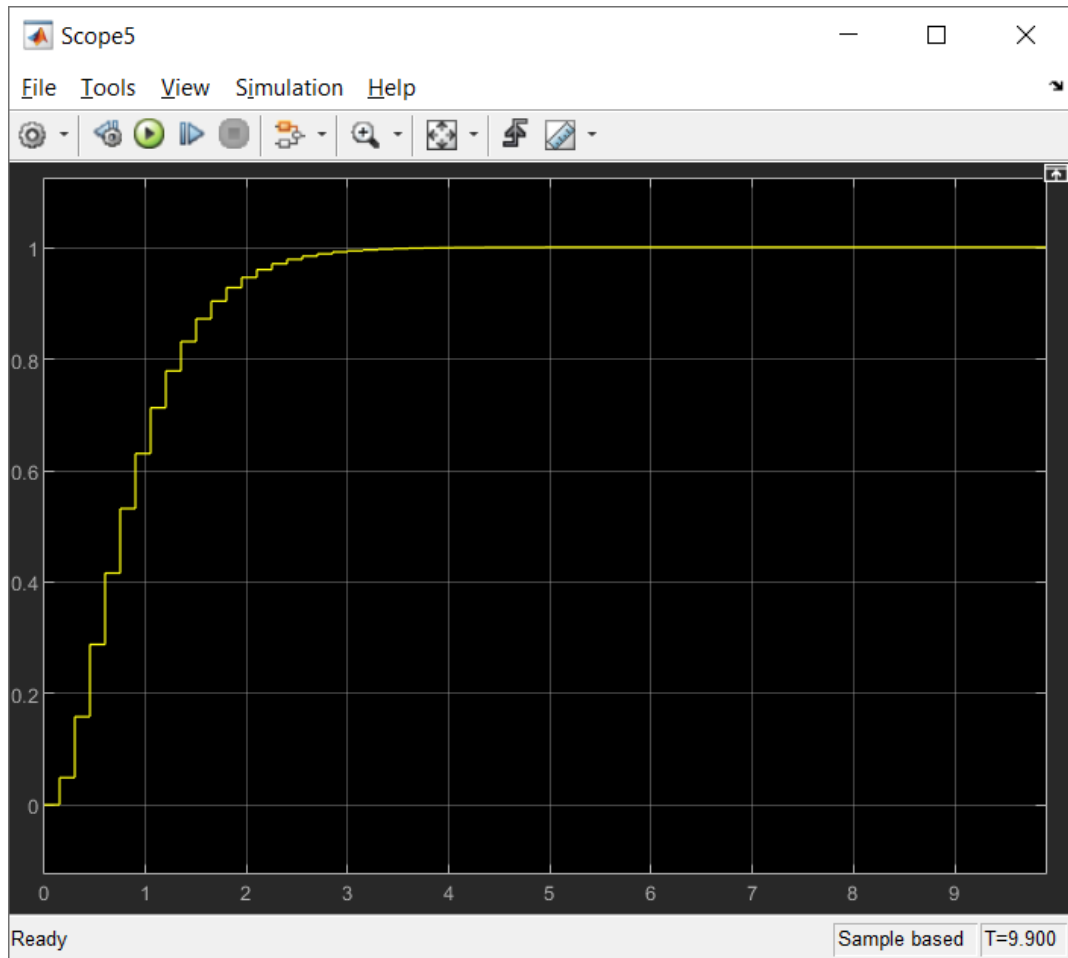


Рисунок 4.44 – Графік перехідного процесу системи у ВММ з регулятором для бажаних коренів розрахованих за допомогою check step response

4.18 Узагальнення результатів синтезу дискретних систем

Таблиця 4.4 – Показники синтезованих дискретних систем

Метод	Показник		
	Час перехідного процесу	Перерегулювання	Помилка
Зворотній зв'язок. Метод аналітичного розрахунку коренів	2.55	0	0

Метод	Показник		
	Час перехідного процесу	Перерегулювання	Помилка
Зворотній зв'язок. Check step response. Matlab Simulink	2.1	0	0
Регулятор. Метод аналітичного розрахунку коренів	2.55	0	0
Регулятор. Check step response. Matlab Simulink	2.1	0	0

З результатів можна побачити, що системи з регуляторами адекватні та розраховані вірно. Якщо казати за корені, то обидва методи показали результат відповідний вимогам, а саме: нульова установлена похибка та нульове перерегулювання. Корені знайдені за допомогою check step response дали кращий результат за часом перехідного процесу, проте не можуть бути обчислені аналітично. Узагальнення методів розрахунку регулятора для цифрових систем представлено на кресленику Л.

4.19 Висновки розділу

Під час моделювання та синтезу систем були досягнені усі поставлені задачі, а саме:

- для експериментальної системи були розраховані існуючі канонічні форми як для безперервної, так і для дискретної систем;
- розраховані зворотні зв'язки за станами різними методами для безперервних та дискретних систем. Зроблений їх синтез з демонстрацією та графіками роботи;

- проаналізовані усі отримані системи за заданими показниками. Серед безперервних систем усі форми показали результат, який описаний у теоретичних матеріалах за однією відмінністю: усі системи потребували виправний коефіцієнт. Серед цифрових систем за результатами дослідження було виявлено, що фазова канонічна форма не може бути використана як форма для моделювання через те, що вона не точно моделює початкову систему;
- усі методи для розрахунків коренів показали бажаний результат приборав помилку. Біноміальний розподіл та розподіл за Баттервортом показали очікуваний результат. Метод за формулою Акермана показав такий самий результат як і класичний метод. Для дискретних були проаналізовані методи аналітичного та автоматичного розрахунку коренів. Обидва показали бажані результати, проте говорити про оптимальність неможливо;
- система автоматизованого паркування має бути дискретною. Серед дискретних методів переходу до ВММ фазова канонічна форма неможлива для використання, тому у подальшому будемо використовувати визначення моделі цифрової системи за допомогою Matlab.

5 РОЗРАХУНОК РЕГУЛЯТОРУ ДЛЯ ДОСЛІДЖУВАНОЇ СИСТЕМИ

5.1 Початкова модель двигуна

Усі двигуни керовані ланцюгом якоря мають однакову структурну схему (рисунок 5.1).

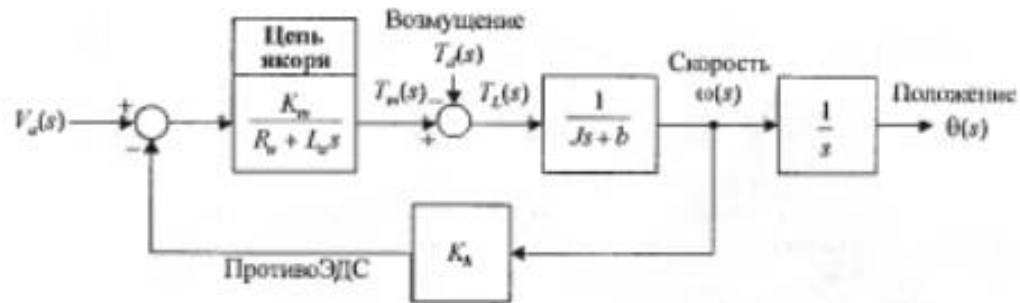


Рисунок 5.1 – Загальний вигляд двигуна що керується ланцюгом якоря

Для розробки системи автоматичного паркування приймемо, що не маємо збурення та об'єднаємо систему. Був прийнятий загальний коефіцієнт підсилення рівний 147, постійну часу двигуна рівну 20, а дроселя – 0.4[8] та запишемо отриману передавальну функцію.

$$G(s) = \frac{147}{s(20s + 1)(0.4s + 1)} = \frac{147}{s(20 * 0.4s^2 + 20s + 0.4s + 1)}$$

$$= \frac{147}{s(8s^2 + 20.4s + 1)} = \frac{147}{8s^3 + 20.4s^2 + s}$$

Була розроблена модель досліджуваної системи у пакеті Matlab-Simulink та отримані графіки перехідних процесів для швидкості та відстані. Результати представлені на рисунках 5.2, 5.3 та 5.4.

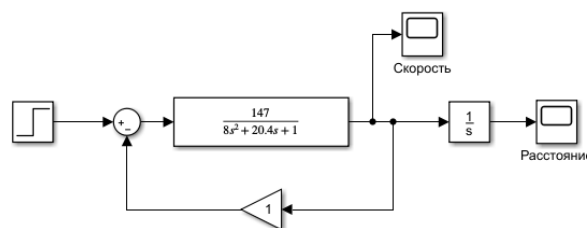


Рисунок 5.2 – Схема двигуна з обраними параметрами

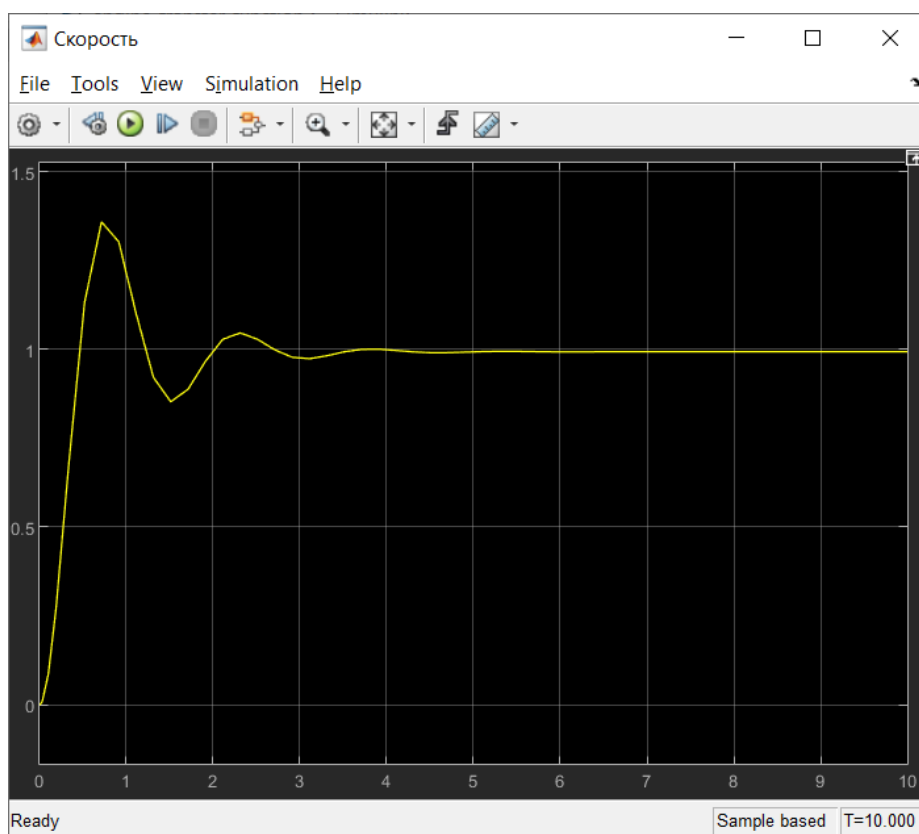


Рисунок 5.3 – Графік перехідного процесу швидкості

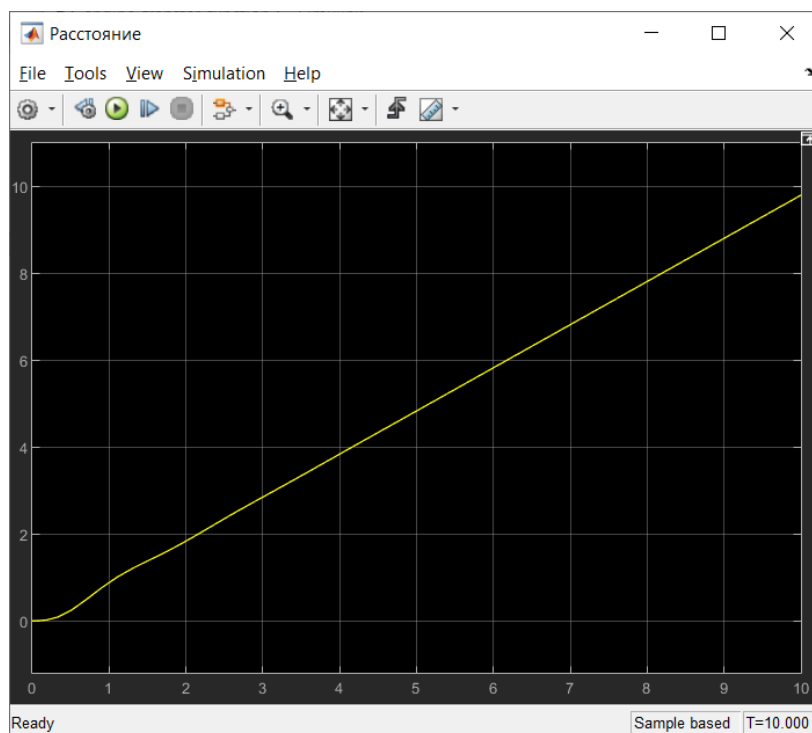


Рисунок 5.4 – Графік перехідного процесу відстані

5.2 Дослідження замкненої системи

Знайдемо замкнену систему для швидкості для представлення у вигляді передавальної функції без зворотних зв'язків.

$$W_3 = \frac{W_{\text{пп}}}{1 + W_{\text{пп}}} = \frac{\frac{147}{8s^2 + 20.4s + 1}}{1 + \frac{147}{8s^2 + 20.4s + 1}} = \frac{\frac{147}{8s^2 + 20.4s + 1}}{\frac{8s^2 + 20.4s + 1 + 147}{8s^2 + 20.4s + 1}} = \frac{147}{8s^2 + 20.4s + 148}$$

Моделювання отриманої передавальної функції та графік перехідного процесу представлені на рисунках 5.5 та 5.6. Як видно з графіку перехідних процесів система адекватна.

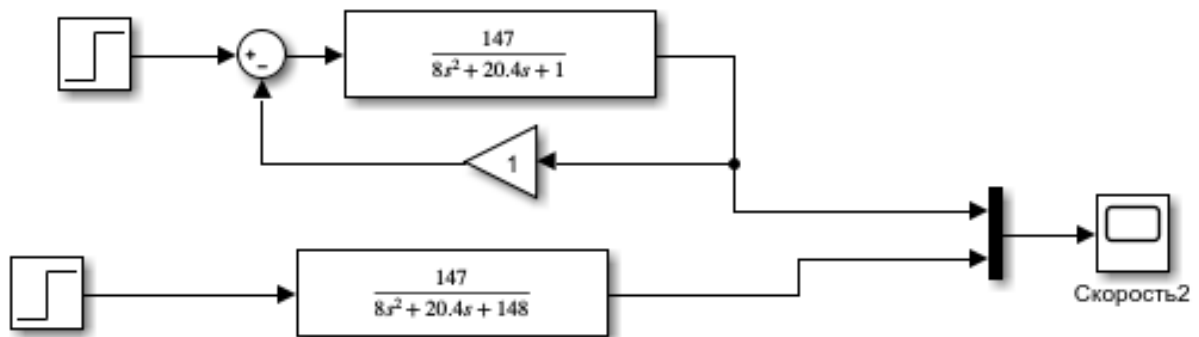


Рисунок 5.5 – Порівняння початкової та розрахованої замкненої систем

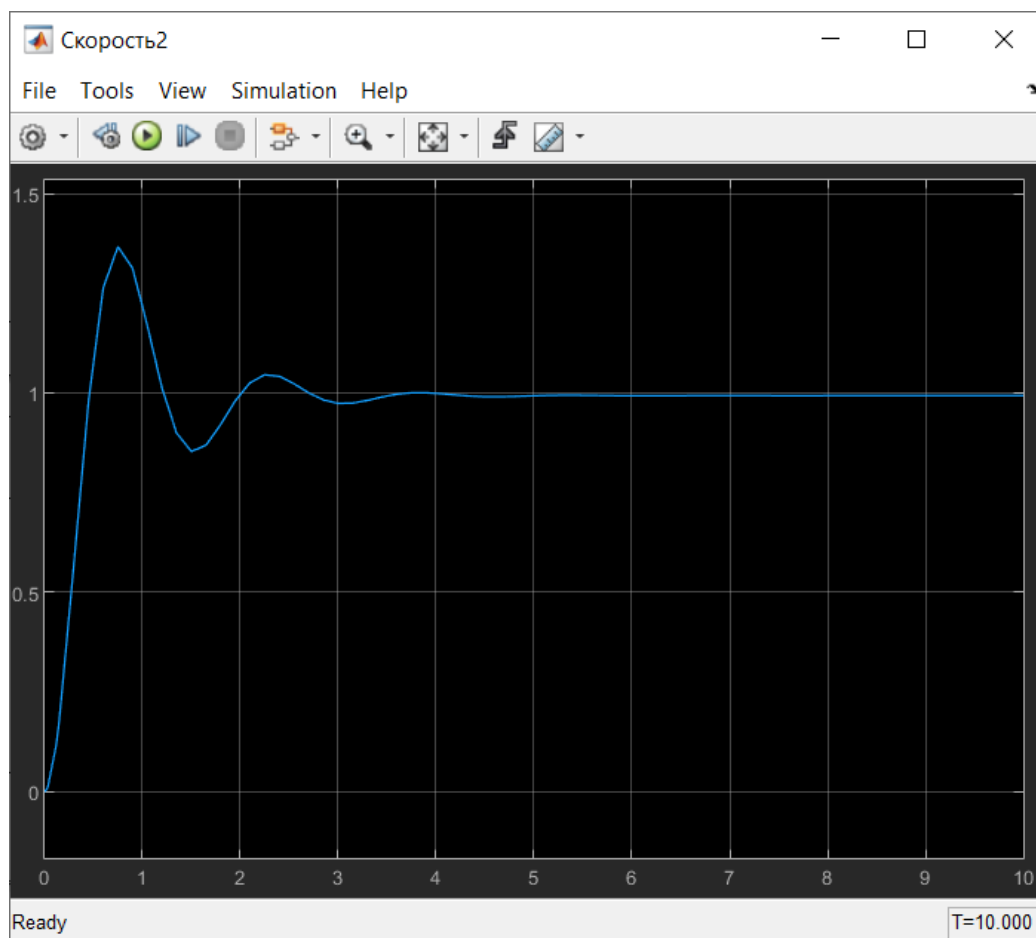


Рисунок 5.6 – Графік перехідного процесу швидкості для замкненої системи

5.3 Розроблення цифрової моделі системи керування

На даному етапі наша передавальна функція – безперервна. Для подальших розрахунків треба перейти до цифрової. Це було зроблено за допомогою Matlab та безпосередньо команд `tf`, `c2d` та `ss`.

$$G(s) = \frac{147}{8s^2 + 20.4s + 148}$$

```

>> W=tf([147],[8 20.4 148])

W =

          147
-----
      8 s^2 + 20.4 s + 148

Continuous-time transfer function.

>> T=0.15

T =

      0.1500

>> W2=c2d(W,T)

W2 =

      0.1766 z + 0.1552
-----
      z^2 - 1.348 z + 0.6822

Sample time: 0.15 seconds
Discrete-time transfer function.

```

Рисунок 5.7 – Скріншот переходу до цифрової моделі у Matlab

```

>> ss(W2)

ans =

    A =

           x1           x2
    x1    1.348   -0.6822
    x2         1         0

    B =

           u1
    x1    0.5
    x2     0

    C =

           x1           x2
    y1  0.3532   0.3104

    D =

           u1
    y1     0

Sample time: 0.15 seconds
Discrete-time state-space model.

```

Рисунок 5.8 – Скріншот отримання ВММ у канонічній формі Matlab

Отримана система з матрицями:

$$A = \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.3532 \quad 0.3104]$$

$$D = [0]$$

На рисунках 5.9 та 5.10 представлена схема порівняння початкової безперервної системи з отриманою дискретною.

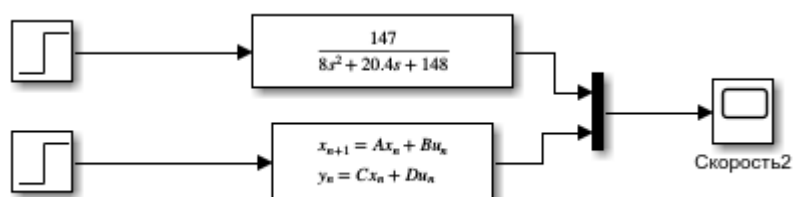


Рисунок 5.9 – Схема системи для порівняння початкової та отриманої дискретної моделі

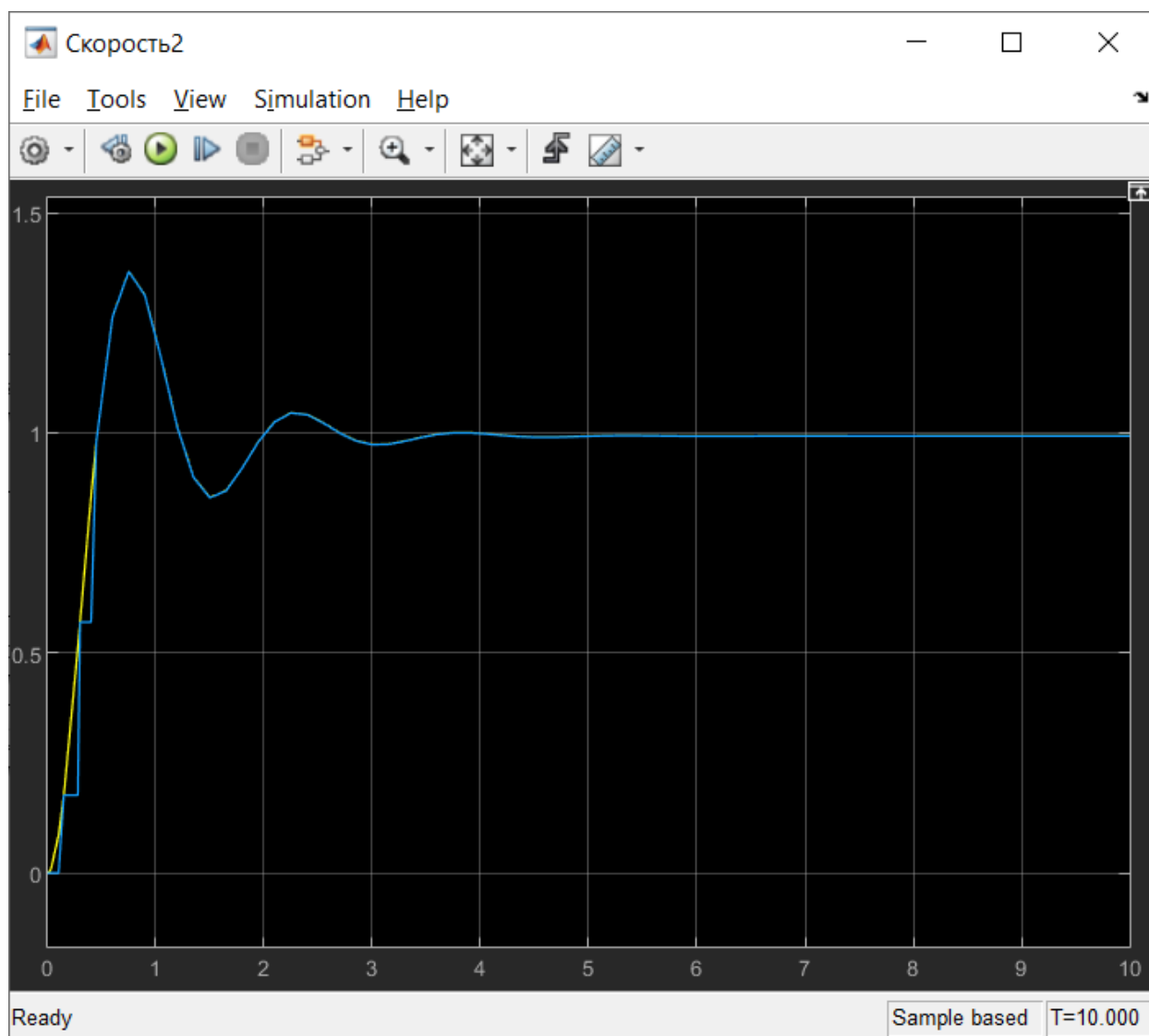


Рисунок 5.10 – Графік перехідного процесу отриманих систем

Як видно з графіку перехідних процесів дискретна система адекватна вихідній системі та має показники:

Установлена помилка: 0

Перерегулювання: 36.5%

Час перехідного процесу: 1.971 с

5.4 Синтез цифрової системи керування швидкістю

Розраховані аналітично бажані корені для нашої системи. Початкові дані для цього:

$$A = \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.3532 \quad 0.3104]$$

$$D = [0]$$

Характеристичне рівняння з невідомими коефіцієнтами зворотнього зв'язку K_1 та K_2 .

$$|Ez - A + BK| = \left| \begin{bmatrix} z & 0 \\ 0 & z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix} [K_1 \quad K_2] \right| =$$

$$\left| \begin{bmatrix} z - 1.348 & 0.6822 \\ -1 & z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.5K_1 & 0.5K_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right| =$$

$$\left| \begin{bmatrix} z - 1.348 + 0.5K_1 & 0.6822 + 0.5K_2 \\ -1 & z \end{bmatrix} \right| = z^2 + z(-1.348 + 0.5K_1) + 0.6822 +$$

$$0.5K_2$$

$$-1.348 + 0.5K_1 = -z_1 - z_2 \Rightarrow K_1 = (1.348 - z_1 - z_2)/0.5$$

$$0.6822 + 0.5K_2 = z_1 z_2 \Rightarrow K_2 = (-0.6822 + z_1 z_2)/0.5$$

$$N_1 = b_{11} - b_{11}a_{22} + b_{21}a_{12} = 0.5 - 0.5 * 0 + 0 * (-0.6822) = 0.5$$

$$N_2 = b_{21} - a_{11}b_{21} + b_{11}a_{21} = 0 - 1.68 * 0 + 0.5 * 1 = 0.5$$

$$\begin{aligned} V_2 = c_{11}b_{11} + c_{12}b_{22} + c_{12}b_{11}a_{21} + c_{11}b_{22}a_{12} - c_{12}b_{22}a_{11} - c_{11}b_{11}a_{22} - a_{11}a_{22} + \\ a_{12}a_{21} + a_{22} + a_{11} - 1 = 0.3532 * 0.5 + 0.3104 * 0 + 0.3104 * 0.5 * 1 + 0.3532 * \\ 0 * (-0.6822) - 0.3104 * 0 * 1.348 - 0.3532 * 0.5 * 0 - 1.348 * 0 + (-0.6822) * \\ 1 + 0 + 1.348 - 1 = 0.3532 * 0.5 + 0.3104 * 0.5 * 1 + (-0.6822) * 1 + 1.348 - \\ 1 = 0.1766 + 0.1552 - 0.6822 + 1.348 - 1 = -0.0024 \end{aligned}$$

$$\begin{cases} K_1(z_1, z_2) * N_1 + K_2(z_1, z_2) * N_2 = V \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{(1.348 - z_1 - z_2)}{0.5} * 0.5 + \frac{(-0.6822 + z_1z_2)}{0.5} * 0.5 = -0.0024 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} 1.348 - z_1 - z_2 - 0.6822 + z_1z_2 = -0.0024 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} -z_1 - z_2 + z_1z_2 = -0.6682 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} z_1 - z_1z_2 + z_2 = 0.6682 \\ z_1, z_2 < 1 \end{cases}$$

Обраний перший бажаний корінь за 0.5 для зручності розрахунків та рохрахований другий і коефіцієнти зворотного зв'язку.

$$z_1 = 0.5; z_2 = 0.3364$$

$$K_1 = 1.0232$$

$$K_2 = -1.028$$

Система зі зворотнім зв'язком за станом для нашої системи на рисунку 5.11, а графік її перехідного процесу на рисунку 5.12.

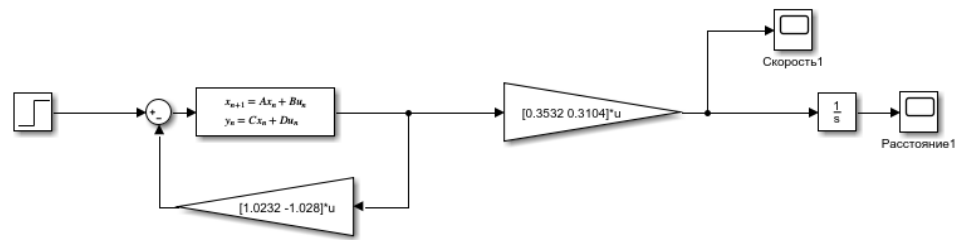


Рисунок 5.11 – Схема системи зі зворотнім зв'язком за станом

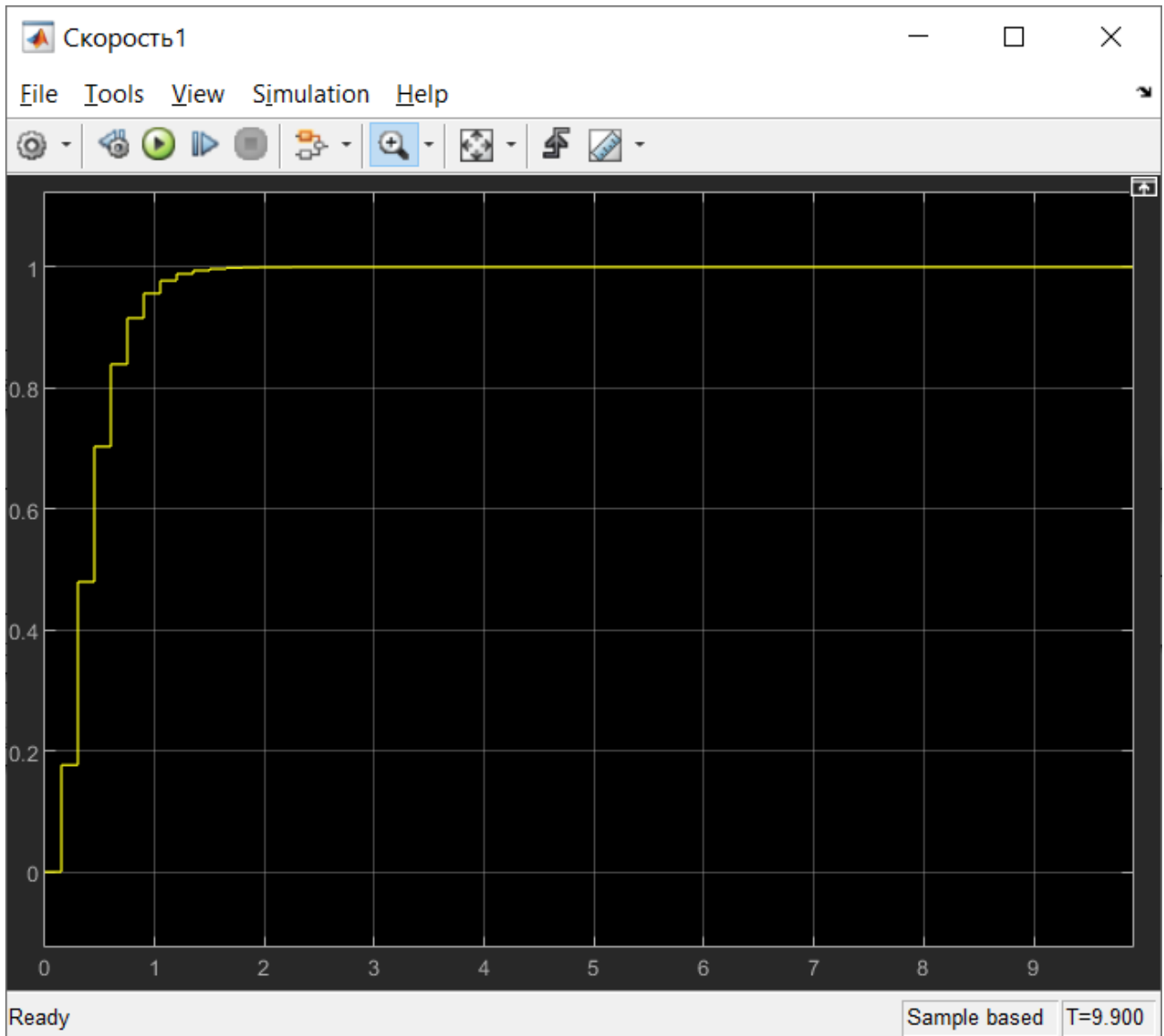


Рисунок 5.12 – Графік перехідного процесу системи зі зворотнім зв'язком за станом

Якісні показники для отриманої систем наступні:

Установлена помилка: 0

Перерегулювання: 0%

Час перехідного процесу: 1 с

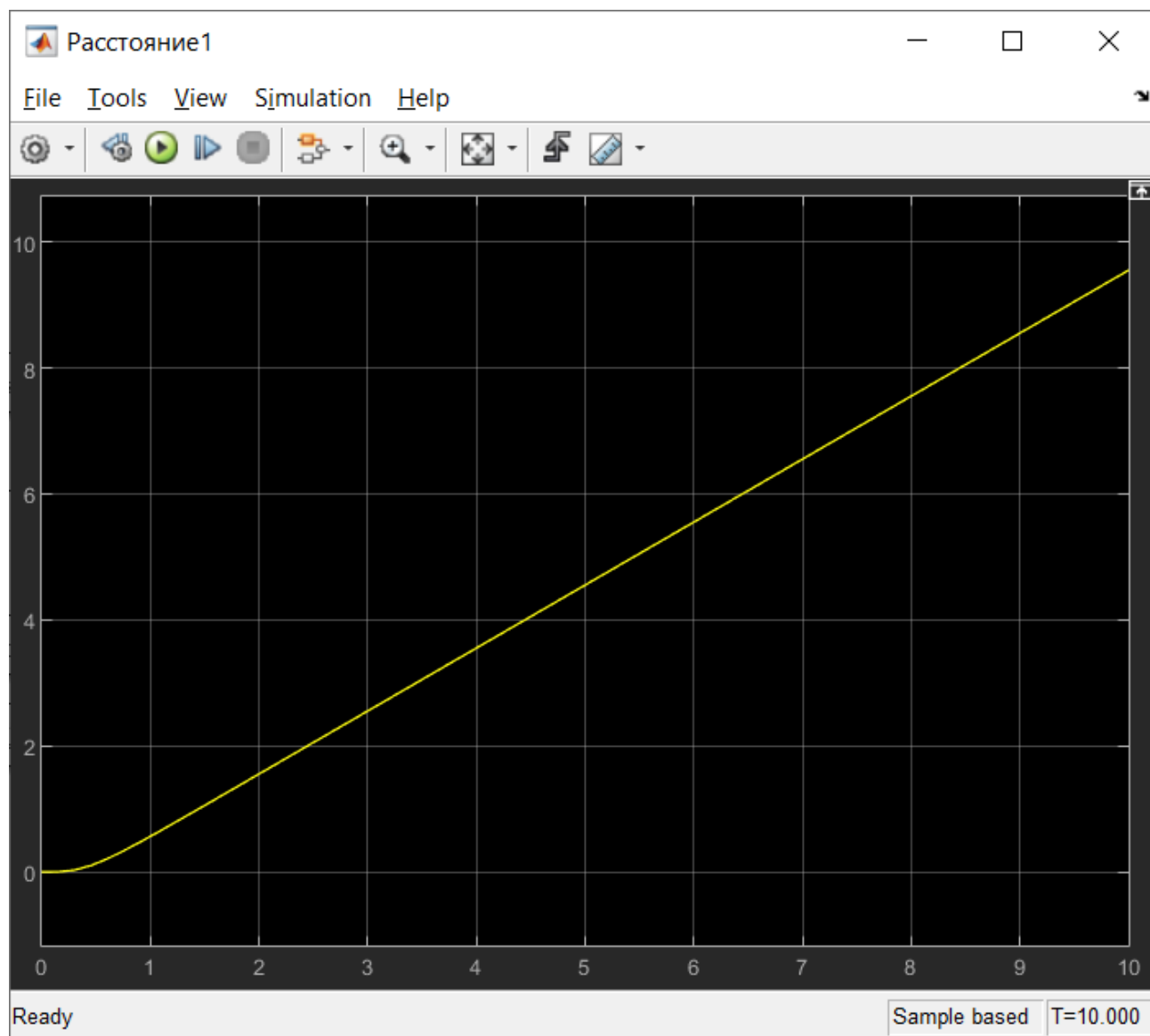


Рисунок 5.13 – Графік перехідного процесу за відстанню для системи зі зворотнім зв'язком за станом

5.5 Розрахунок об'єднаного регулятора для керування швидкістю

Для досліджуваної системи розрахуємо регулятор з невідомим вектором станів:

$$A = \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.3532 \quad 0.3104]$$

$$D = [0]$$

$$K = [1.0232 \quad -1.028]$$

$$z_1 = 0.5; z_2 = 0.3364$$

$$P = [0.5 \quad 0.3364]$$

Результати отримання коефіцієнтів зворотного зв'язку для системи представлені на рисунку 5.14.

```
>> A=[1.348 -0.6822; 1 0]
```

```
A =
```

```
1.3480    -0.6822
1.0000         0
```

```
>> C=[0.3532 0.3104]
```

```
C =
```

```
0.3532    0.3104
```

```
>> P=[0.5 0.3364]
```

```
P =
```

```
0.5000    0.3364
```

```
>> H=(place(A',C',P))'
```

```
H =
```

```
0.5400
1.0337
```

Рисунок 5.14 – Результати розрахунку зворотного зв'язку для пристрою спостереження

$$H = \begin{bmatrix} 0.5400 \\ 1.0337 \end{bmatrix}$$

Для отримання регулятора спочатку треба знайти пристрій спостереження. Результати розрахунку його матриць для власної системи представлені нижче:

$$\begin{aligned} A_{\text{СП}} &= A - HC = \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.5400 \\ 1.0337 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.3532 & 0.3104 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.1907 & 0.1676 \\ 0.3651 & 0.3209 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.1573 & -0.8498 \\ 0.6349 & -0.3209 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B_{\text{СП}} = [B \quad H] = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5400 \\ 0 & 1.0337 \end{bmatrix}$$

$$C_{\text{СП}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_{\text{СП}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

З використанням отриманих для пристрою спостереження матриць можна розрахувати регулятор для системи:

$$\begin{aligned} A_{\text{Р}} &= A_{\text{СП}} - B * K = \begin{bmatrix} 1.1573 & -0.8498 \\ 0.6349 & -0.3209 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1.0232 & -1.028 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 1.1573 & -0.8498 \\ 0.6349 & -0.3209 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0.5116 & -0.514 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6457 & -0.3358 \\ 0.6349 & -0.3209 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B_{\text{Р}} = [B \quad H] = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.54 \\ 0 & 1.0337 \end{bmatrix}$$

$$C_{\text{Р}} = [-K_{\text{Р}}] = \begin{bmatrix} -1.0232 & 1.028 \end{bmatrix}$$

$$D_{\text{Р}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Модель системи та графік перехідного процесу представлені на рисунках 5.15 та 5.16.

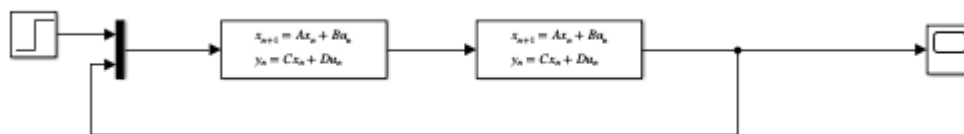


Рисунок 5.15 – Модель власної системи з регулятором у програмному середовищі Matlab Simulink

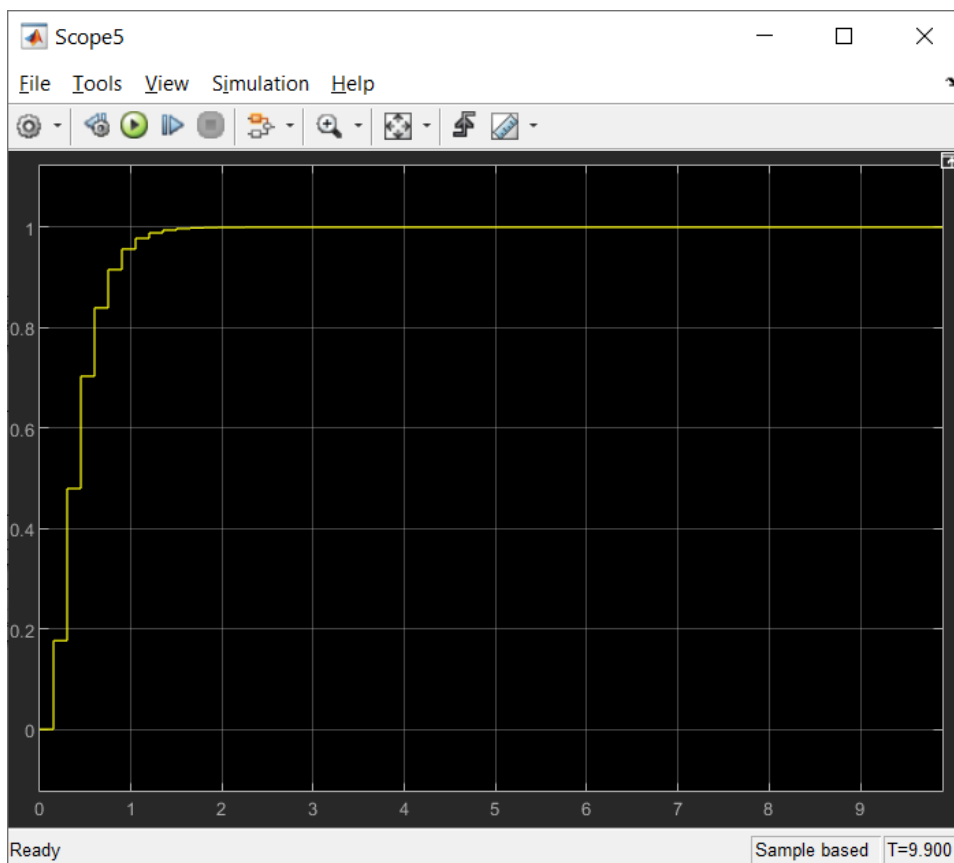


Рисунок 5.16 – Графік перехідного процесу системи з регулятором у програмному середовищі Matlab Simulink

5.6 Висновки розділу

Для досліджуваної системи була створена модель у векторно-матричній формі та синтезований регулятор для досягнення бажаних показників регулювання. Отримані результати задовольняють вимоги до системи, а саме: нульова установлена похибка та нульове перерегулювання.

6 ПРОГРАМНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ ЩО РОЗРОБЛЮЄТЬСЯ

6.1 Розробка алгоритму роботи системи автоматизації паралельного паркування

Системи автоматизованого паркування не є новими на ринку тому вже існують алгоритми паралельного паркування. Основною інновацією системи що розроблюється є можливість її роботи без деяких конструктивних елементів. Через це треба модифікувати існуючий алгоритм для роботи системи (рисунк 6.1). Також для пояснення роботи системи була створена діаграма послідовності (рисунк 6.2). Блок схема алгоритму автоматизованого паралельного паркування представлена на кресленику Д, а діаграма послідовності – на кресленику Е.

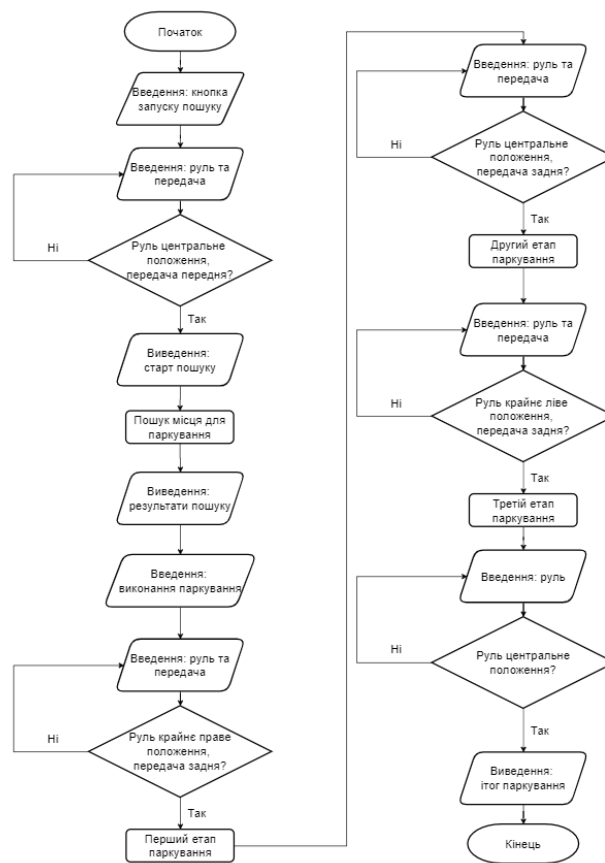


Рисунок 6.1 – Алгоритм роботи системи

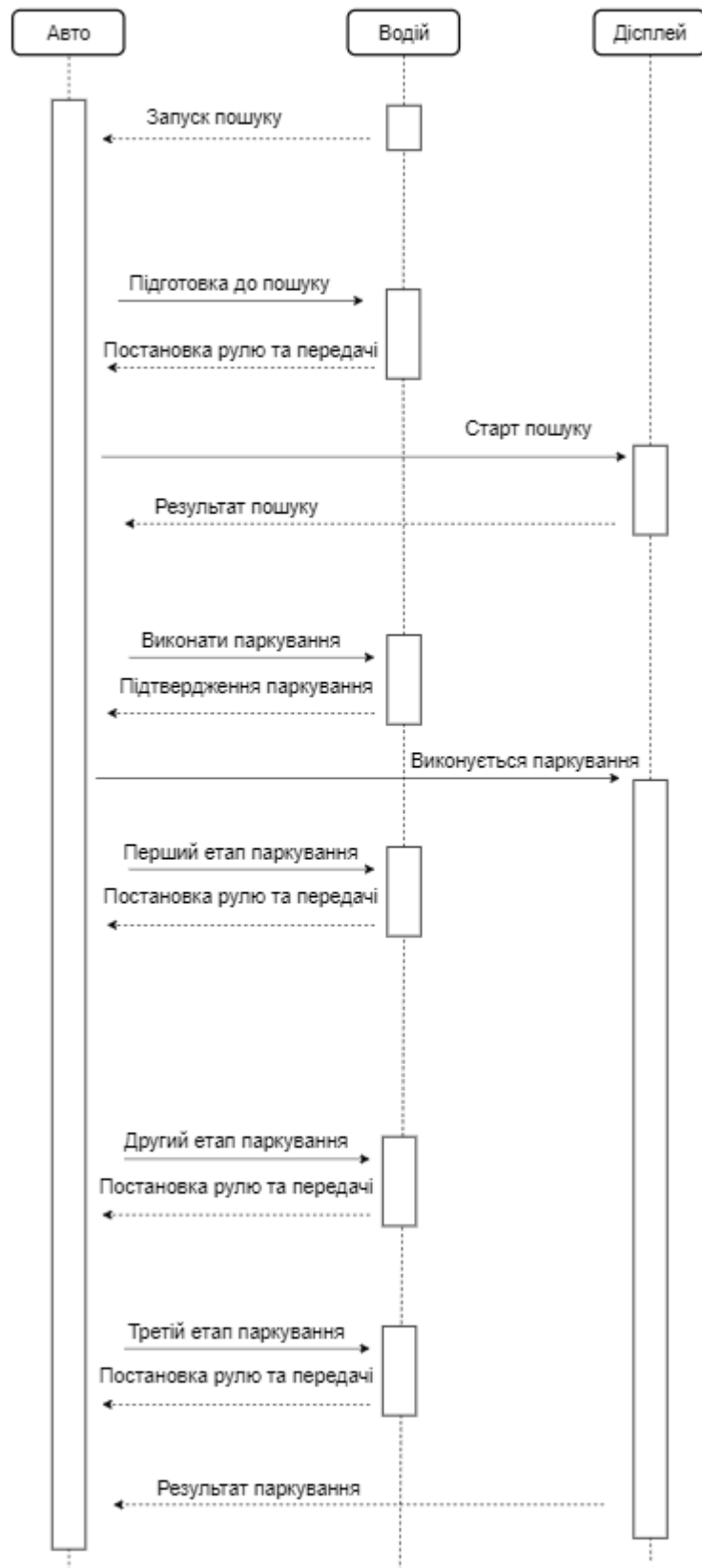


Рисунок 6.2 – Діаграма послідовності системи автоматизованого паркування

6.2 Підготовка до моделювання

Для моделювання системи мовою програмування VB Script треба представити її у зручному для цього форматі. Початкові дані:

$$A = \begin{bmatrix} 1.348 & -0.6822 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [0.3532 \quad 0.3104]$$

$$D = [0]$$

$$K = [1.0232 \quad -1.028]$$

$$A_p = \begin{bmatrix} 0.6457 & -0.3358 \\ 0.6349 & -0.3209 \end{bmatrix}$$

$$B_p = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.54 \\ 0 & 1.0337 \end{bmatrix}$$

$$C_p = [-1.0232 \quad 1.028]$$

$$D_p = [1 \quad 0]$$

Стани входи та виходи системи були записані у ітеративному форматі:

$$x_{1p}[n+1] = 0.6457x_{1p}[n] - 0.3358x_{2p}[n] + 0.5u + 0.54y[n]$$

$$x_{2p}[n+1] = 0.6349x_{1p}[n] - 0.3209x_{2p}[n] + 1.0337y[n]$$

$$y_p[n] = -1.0232x_{1p}[n] + 1.028x_{2p}[n] + u$$

$$x_1[n+1] = 1.348x_1[n] - 0.6822x_2[n] + 0.5y_p[n+1]$$

$$x_2[n+1] = x_1[n]$$

$$y[n] = 0.3532x_1[n] + 0.3104x_2[n]$$

6.3 Моделювання мовою VBScript

У якості останнього шагу розробки було вирішено запрограмувати існуючу систему мовою VBScript для демонстрації роботи системи. Задача розбилася на дві частини: запрограмувати контроль руху, запрограмувати усю систему в цілому. Лістинги програм представлені в додатках А та Б.

Для такого неточного моделювання були зроблені припущення задня поліпшення розуміння процесу та кращої демонстрації процесу у цілому. Перелік припущень можна побачити нижче:

- припущення часу. Так як програма робить усе ітеративно – одна ітерація була прийнята за такт двигуна;
- припущення давачів. Так як отримати результати роботи реальних давачів неможливо, рішенням стало замінити дорогу та об'єкти біля неї на матрицю де за 0 виступають вільні клітинки, за 1 – перешкоди, а за 2 – наш автомобіль;
- припущення розмірів. Для умовності було прийнято що розмір машини – одна клітина;
- припущення швидкості. Для реальної системи швидкість має бути 30 км/год при пошуку та до 10 км/год при виконанні маневру, проте у програмі використовується єдина бажана швидкість – одна клітина на годину.

Для написання скрипту була обрана мова VBScript та симулятор Modbus. У якості майбутніх покращень можлива розробка повноцінної системи у зв'язку з CodeSys як контроллера та TraceMode як АРМО для водія.

Результати роботи скрипту представлені на скріншотах 6.3 та 6.4.

MODBUS RTU RS-232 PLC - Simulator (port: COM4 9600,8,N,1,R-en)

Connected (1) : (received/sent) (0/0) Serv. read data.

Address : ☐ Hex ☒ Dec I/O ☐ Holding Registers ☒ Fmt: decimal Prot: MODBUS RS- ☐ Clone

Address	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7	+8	+9
40001-40010	16309	-31675	16298	-1505	16396	-19266	0	0	1	1
40011-40020	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40021-40030	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40031-40040	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40041-40050	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40051-40060	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40061-40070	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40071-40080	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40081-40090	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40091-40100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40101-40110	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40111-40120	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40121-40130	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40131-40140	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40141-40150	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40151-40160	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40161-40170	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40171-40180	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40181-40190	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40191-40200	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40201-40210	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25
26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50

T Comms

Рисунок 6.3 – Значення Holding registers під час роботи системи

MODBUS RTU RS-232 PLC - Simulator (port: COM4 9600,8,N,1,R-en)

Connected (1) : (received/sent) (0/0) Serv. read data.

Pause ☒ Track comms Clear ☐ Show times

```

##      00
##      00
##      00
##      01
##      00
##      00
##      01
##      01
##      20
##      01
##Идѐт поиск места для парковки
## -----Наступна генерація-----
##      00
##      00
##      00
##      01
##      00
##      00
##      01
##      21
##      00
##      01
##Включите заднюю передачу и установите руль в крайнее правое положение
## -----Наступна генерація-----

```

00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25
26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50

T Registers

Рисунок 6.4 – Логи роботи системи

7 СТАРТАП-ПРОЕКТ

7.1 Опис ідеї проекту

У магістерській дисертації представлена альтернатива сучасним автоматизованим системам паркування та паркувальним автопілотам. Ключовою ідеєю стала заміна автоматичних частин які потребують додаткових технічних засобів. Через це переваги системи:

доступність для більшої кількості моделей автомобілів;
 менша вартість автомобілів з установленою системою;
 менша кількість частин що можуть зламатися а як наслідок – менша вартість підтримки.

Основні переваги для користувача а також зміст та напрямки застосування проекту об'єднані у таблиці 7.1.

Таблиця 7.1 – Зміст ідеї, напрямки застосування та вигоди для користувача

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Створення доступної альтернативи сучасним системам автоматизованого паркування для більш широкого модельного ряду автомобілів у яких вона може	Автоматизація, автомобілебудування	<i>Можна виділити дві групи користувачів даної системи: автомобільні концерни та водії безпосередньо.</i> <i>Вигоди виробникам автомобілів:</i> – збільшений модельний ряд автомобілів на які може бути встановлена; – збільшений попит через меншу вартість

бути встановлена та використана		<i>автомобілів з даною системою у порівнянні з аналогами.</i> <i>Вигоди для водіїв:</i> – <i>більша доступність автомобілів;</i> – <i>поліпшення процесу паркування що веде до зменшення вірогідності ДТП.</i>
---------------------------------	--	---

Системи автоматизованого паркування з'явилися на ринку у 2006 році та змогли сильно набрати у якості та комфорті. Основна ідея даної системи може здатися шагом назад проте сутність інновації у плюсах які вона дає. Вони разом з порівнянням інших аналогів відображені у таблиці 7.2.

Таблиця 7.2 – Порівняння проекту відносно аналогів

№ п/п	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W	N	S
		Мій проект	Volkswagen – Park Assist	Tesla – Smart Summon	Audi – Parking system			
1.	Доступність	Збільшена за рахунок зменшення вимог до моделей	Доступна для обмеженого	Доступна для дуже обмеженого	Доступна для обмеженого модель			+

			модельн ого ряду	модельн ого ряду	ного ряду			
2.	Автоматиза ція паркування	Паркування проходить у напів- автоматичн ому режимі	Повніст ю автомат ичне паркува ння	Повніст ю автомат ичне паркува ння	Звукові сигнал и для допомо ги при паркув анні		+	
3.	Віддалене керування	Відсутнє	Відсутн є	Повна підтрим ка	Відсут нє	+		
4.	Вартість моделей з системою	Дешевша за рахунок відсутності частини технічних вимог	Досить дорога	Дорога	Досить дорога			+

За результатами можна відмітити що на своєму сегменті ринку попит на систему буде досить великий, а на інших вона буде конкурентна іншим аналогам.

7.2 Технологічний аудит ідеї проекту

Реалізація автоматизованої системи паркування проводиться засобами програмування контролерів та відповідними програмними та технічними засобами. Для цього можна виділити: інтеграція у бортовий комп'ютер як

підсистеми, інтеграція давачів для отримання даних ззовні машини, під'єднання отримання даних від головного комп'ютеру машини, робота з проектування стандартними засобами UML та реалізація роботи алгоритму безпосередньо на мові програмування. Технологічна здійсненність описаного вище є у таблиці 7.3.

Таблиця 7.3 – Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Давачі відстані до об'єкту	Ультразвукові давачі	Наявна	Доступна
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: ультразвукові давачі				
		Фазова канонічна	Наявна	Доступна
		Matlab	Наявна	Доступна
		Аналітична	Наявна	Доступна
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: Matlab				
		VBScript	Наявна	Доступна
		Python	Наявна	Доступна
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: VBScript				

З фізичної точки зору інформація необхідна нам для аналізу а також інтеграції з бортовим комп'ютером безпосередньо є задачами здійсненими. Давачі можна обрати такі самі які використовуються у системах парктроніку. У просторі математичних методів для моделювання використовується теоретична база теорії автоматичного керування. Після дослідження була обрана канонічна

форма Matlab у якості кращої для систем що розроблюється. Серед мов реалізації скрипту алгоритму була обрана VBScript.

7.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Для отримання плану виходу на ринок та впровадження проекту необхідно звести та проаналізувати інформацію, отриману на результатах аналогів які вже існують на ринку. Проведений аналіз попиту занесено до таблиці 7.4 .

Таблиця 7.4 – Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	12
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	\$ 120 млрд.
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу	Неможливість працювати без механічної частини(автомобілю)
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Українське законодавство не має специфічних вимог для стандартизації такого товару
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	32,7%

Безпека дорожнього руху безумовно є однією з головних цілей для сучасних автовиробників. Автоматизація же є трендом двадцять першого віку та без зупинку набирає охопту.

У таблиці 7.5 описано потенційну групу користувачів системи та її можливі специфічні вимоги до системи.

Таблиця 7.5 – Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Потреба у більш легкому механізмі паркування			- до системи: наявність зрозумілого інтерфейсу з можливістю взаємодії за допомогою природної мови; - до компанії- постачальника: доступна цінова політика
2	Потреба у безпеці при			- до системи: варіативність

	рутинних дорожніх маневрах			налаштувань проекту
3	Потерба у доступності для більшої групи водіїв			- до системи: гнучкість у конфігурації системи

Для подальшого аналізу та розбору стартап-проекту необхідно виділити потенційні загрози та можливості що зроблено у таблицях 7.6 та 7.7.

Таблиця 7.6 – Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Відсутність доступних для об'єднання автомобілів	Система не може працювати без тісної взаємодії з існуючими моделями автомобілів	Робота з клієнтами автовиробниками у напрямку двосторонньої вигоди від впровадження системи
2	Розвиток автомобілів та використання елементів які не	Основна перевага у доступності стане непотрібною а як слід попит на	Доробка системи для відповідності новим стандартам. Вдосконалення

	потрібні для даної системи як стандарт	систему залишиться лише через економічну цінність	реалізації для отримання інших переваг від даної системи
--	--	---	--

Таблиця 7.7 – Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Заключення договорів з великою кількістю поточних гравців на ринку автовиробництва	Використання системи вийде на великий модельний ряд що збільшить як попит так і рентабельність	Збільшення об'ємів виробництва
2	Покращення системи у напрямку модульності	Введення нових клієнтів виробників зробиться більш простим та відкриються можливості по збільшенню якості	Приріст дохідності в одночас зменшення витрат на підключення та виробництво
3	Покращення системи у напрямку автоматизації	Потенційне збільшення модельного ряду та більший спектр послуг що надаються	Робота з маркетингом у напрямку конкуренції з ключовими лідерами серед аналогів

Результати аналізу показують що існують і можливості і загрози. Для кожної групи є відповідні дії зі сторони компанії. Пропозиція з якою можливий вихід на ринок показана на таблиці 7.8.

Таблиця 7.8 – Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Тип конкуренції - олігополія	На ринку є великі гравці, кількість яких невелика через високий поріг входу	Робота з вітчизняними та іншими гравцями у яких не має власних розробок у даному напрямку
2. За рівнем конкурентної боротьби: - міжнаціональний	Розробка проводиться у всьому світі. Впровадження можливе на необмеженій території	Відповідність до світових стандартів. Оформлення відповідної технічної документації
3. За галузевою ознакою - внутрішньогалузева	Система призначена лише для автоматизації керування автомобілем	Підвищення якості через можливість сконцентруватись на одному питанні

4. Конкуренція за видами товарів: - товарно-видова	Аналоги у сфері автоматизації паркування	Унікальні пропозиції відсутні у аналогів. Покращення якості технологічних та програмних рішень
5. За характером конкурентних переваг - цінова	Альтернатива представляє собою у першу чергу доступну систему для широкого кола користувачів	Робота у напрямку стаціонарності системи та незалежності від сторонніх технічних засобів
6. За інтенсивністю - не марочна	Потребує наявності технологічних рішень які будуть керовані системою	Робота над вузьким колом задач для досягнення найкращої якості

Аналіз за моделлю Поттера зображений на таблиці 7.9.

Таблиця 7.9 – Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	Відсутні	Volkswagen – Park Assist, Tesla – Smart	Майже усі великі автоконцерни	Клієнти – виробники автомобілів	Прямої заміників немає. Велика

		Summon, Audi – Parking system		та клієнти – водії	кількість аналогів з різними ціновими та якісними пропозиція ми
Висновк и	Через унікальніс ть ідеї прямі конкурент и відсутні	Існуючі рішення являються альтернатив ою даної системи. Потрібна подальша розробка у напрямку підвищення якості	Для виходу на ринок можливо працювати лише з вузьким колом виробників	Покращенн я дорожного стану, збільшення інноваційно сті для більшого кругу користувачі в, можливість виходу на більш якісні ринки	Можливіст ь вийти у стабільний ринок з потенційн им розширенн ям впливу

Автоматизація давно на ринку. Паркувальні автопілоти продовжують з'являтися у багатьох виробників. Стартап-проект має багато аналогів проте жоден не займає безпосередню нішу на яку планується вийти. Проблемою може

стати те що виробники зі власними розробками не будуть працювати тісно що звужує можливості для виходу на ринок.

У результаті аналізу конкурентоспроможності виведені усі фактори які допоможуть для комерціалізації та поширення стартап проекту. Вони зведені у таблицю 7.10.

Таблиця 7.10 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Зменшення вимог до технологічних можливостей автомобілів	Збільшення модельного ряду на який доступна встановлення системи. Збільшення користувацького ринку
2	Зменшення вартості автомобілів з системою	Зменшення технологічних вимог призводить до зменшення витрат на виробництво а як наслідок і на кінцеву ціну
3	Інноваційність рішення для ринку	Жоден з аналогів не займає дану нішу. Є рішення або кращі та дорожчі або дешевші та гірші

Порівняння за факторами конкурентоспроможності аналогів приведено у таблиці 7.11.

Таблиця 7.11 – Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін автоматизованої системи моніторингу та управління транспортними викидами

№	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг системи-конкурента (Д) у порівнянні з запропонованою						
			-3	--2	--1	-0	++1	++2	++3
1.	Зменшення вимог до технологічних можливостей автомобілів	18	SS	P A			PS		
2.	Зменшення вартості автомобілів з системою	17	SS	P A			PS		
3.	Інноваційність рішення для ринку	14	PS			P A	SS		

Де PA - Park Assist, SS - Smart Summon, PS - Parking system.

Для остаточного виявлення можливостей стартап-проекту зроблений SWOT аналіз результати якого у таблиці 7.12.

Таблиця 7.12 – SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: доступна альтернатива для широкого кола користувачів з можливостями для розвитку та отримання більшої частини ринку	Слабкі сторони: наявність великої кількості потужних гравців у предметній області та вузька спеціалізація
Можливості: покращення технологічних та програмних механізмів, оновлення каналів взаємодії з різними зовнішніми засобами отримання та передачі	Загрози: з'ява клонів у існуючих великих гравців, відсутність інтересу у цільовій групі користувачів, неможливість виходу на ринок

інформації, розвинення на більш широкі області автоматизації	
--	--

Час впровадження системи напряду залежить від якості та швидкості виходу на ринок у кооперації з існуючими автовиробниками. Етапи реалізації та їх характеристика показані на таблиці 7.13.

Таблиця 7.13 – Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність успіху етапу	Строки реалізації
1.	Розробка системи	Висока	6 місяців
2.	Маркетингові засоби для початку роботи з існуючими автовиробниками	Середня	2 роки
3.	Вихід на ринок у стані реального модельного ряду	Висока	3 роки

Найважчою та ключовою ціллю є якісна робота з можливими партнерами з технологічної сторони адже як можна побачити з таблиці 7.13 саме цей етап є найбільш малоімовірним.

7.4. Розроблення ринкової стратегії

Ринкова стратегія починається з вибору цільових груп. Цей аналіз для стартап-проекту зображений на таблиці 7.14.

Таблиця 7.14 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсив- ність конкурен ції в сегменті	Просто та входу у сегмен т
1	Автовиробники які не мають власних альтернатив у сфері автоматизації пракування	Середня	Високий	Низька	Висока
2	Автовиробники які мають власні розробки проте готові використати альтернативу	Низька	Середня	Висока	Низька

Цільових груп дві проте одна з них дуже мало ймовірна для виходу на ринок. Система матиме один і той самий початковий набір тому не потрібно робити кілька варіацій розробок до початку робіт. Стратегії розвитку наведені у таблиці 7.15.

Таблиця 7.15 – Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспромо жні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку
1.	Розробка прототипу системи для подальшого змінення під вимоги клієнта	Концентровано го маркетингу	Невимогливість, доступність, відносна дешевизна	Стратегія спеціалізації

Для виходу на ринок варто використати стратегію спеціалізації. Це допоможе сконцентруватися на якості що дасть свої переваги у майбутньому. Конкурентна поведінка зображена на таблиці 7.16.

Таблиця 7.16 – Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки

1	Ні	Так, буде шукати Так, буде забирати	Так, стандартні рішення не зв'язані з ключовою інноваційною цінністю	Стратегія наслідування лідеру
---	----	--	--	-------------------------------

Системи автоматизації вже давно на ринку тому багато чого вже є стандартом від якого варто відштовхуватись при розробці. Через це найкращою стратегією є наслідування лідеру. Важливим у ринку є стратегія позиціонування яка зображена у таблиці 7.17.

Таблиця 7.17 – Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформулювати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1.	Якість роботи автоматичної парковки	Стратегія диференціації	Аналіз сучасних рішень у теорії автоматичного керування та використання найкращих у процесі керування	Точність разом зі швидкістю

2.	Доступність для використання у різних моделях	Стратегія диференціації	Виключення з вимог непотрібних елементів	Простота у підключенні
3.	Гарна цінова політика	Стратегія диференціації	Зменшення вартості системи через невимогливість	Доступність

7.5. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Однією з найважливіших частин є маркетингова програма стартап-проекту для легкості виходу на ринок. Таблиця 7.18 відображає ключові цінності.

Таблиця 7.18 – Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1.	Потреба у доступному рішенні	Можливість встановлення на більшу кількість моделей	Відносна невимогливість до технологічних рішень

2.	Потреба у фінансовій доступності	Вартість моделей з встановленою системою менша за рахунок можливої відсутності деяких технологічних елементів	Відносна вартість менша ніж у більш складних систем при достатньому рівні допомоги під час автоматизації парковки
3.	Потреба у автоматизації паркування	<i>Допомога у ключовому факторі загрози: пошуку місця та процесі заїзду</i>	Переваги перед конкурентами якщо і є то не значні. Потрібно розглядати у купі з попередніми пунктами

Подальшим шагом є розробка рівнів моделі товару, що і описано у таблиці 7.19.

Таблиця 7.19 – Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
I. Товар за задумом	Система автоматизації процесу паралельного паркування у міських умовах
II. Товар у реальному виконанні	Напів-автоматична система допомоги при паралельному паркуванні що покриває найважчу частину – пошук місця та пересування автомобіля

III. Товар із підкріпленням	Знижки на обслуговування та гарантійне забезпечення
-----------------------------	---

Важливим етапом є ціноутворення адже власна розробка робить на це один із ключових акцентів (таблиця 7.20).

Таблиця 7.20 – Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1.	-	Різниця моделей з системою та без 20 000 грн	40 000 грн/місяць	12000-170000 грн.

Система збуту зображена на таблиці 7.21.

Таблиця 7.21 – Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної	Функції збуту, які має виконувати	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
-------	-------------------------	-----------------------------------	----------------------	--------------------------

	поведінки цільових клієнтів	постачальник товару		
1	Основними критеріями при прийнятті рішення будуть: ціна, якість та швидкість підключення	Виконання варіації системи під потреби конкретного виробника та технологічна підтримка	Канал нульового рівня	Безпосередні продажі та довгострокові контракти за рахунок власного відділу продажу та роботи з клієнтами

У таблиці 7.22 представлена концепція маркетингових комунікацій.

Таблиця 7.22 – Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
-------	---------------------------------------	--	--	----------------------------------	--------------------------------

1.	Представленн я різноманітнос ті послуг до клієнтів-водіїв а також покращення якості існуючого модельного ряду	Формальні канали, офіційні зустрічі	Персональне налаштуванн я, доступність технічних засобів, якість автоматизаці ї та поліпшення паркування	Донесення ключових переваг альтернатив и та обґрунтува ння важливості рішення	Показ на прикладі ситуації у містах та стану реальних дорожніх умов
----	---	--	--	---	--

Стартап-проект є гарною альтернативою існуючим системам автоматичного паркування. Інноваційність власного рішення створює достатні переваги для конкурентоспроможності. Сама система вирішує важливу проблему повсякденності.

Найбільшою складністю є кількість великих гравців на ринку з власними розробками. Не дивлячись на те що серед цільової групи конкурентів не має, взагалі конкуренція велика. Це призводить до складності при виході на ринок та необхідності мати складний налагоджений процес маркетингу.

ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації розроблена система автоматизації паралельного паркування у міських умовах. Були проаналізовані існуючі рішення та на базі отриманих результатів висунуті вимоги до системи. Відповідно до них створені структурна та функціональна схеми системи.

Досліджені основні канонічні форми систем керування на базі математичної платформи методу простору станів. Представлено теоретичне обґрунтування, аналітичні розрахунки та моделювання канонічних форм для безперервних та дискретних систем керування.

Узагальнені методи синтезу та представлені результати експериментальних досліджень з розрахунком векторно-матричних моделей безперервних та дискретних регуляторів з використанням методу зворотних зв'язків за станом та формулою Акермана.

Запропоновано методи аналітичних розрахунків та тулбоксів Matlab-Simulink для визначення бажаних коренів характеристичних рівнянь цифрових систем керування.

Розрахована канонічна модель та цифровий регулятор автоматизованої системи паралельної парковки у міських умовах, який забезпечує нульову помилку регулювання, нульове перерегулювання та час перехідного процесу одна секунда.

Представлений модифікований алгоритм автоматизації паралельного паркування який відповідає вимогам системи. Програмно реалізований скрипт двигуна та усієї системи з реалізацією алгоритму.

Розроблений стартап-проект для системи автоматизації паралельного паркування у міських умовах.

Можливі удосконалення системи:

- аналіз факторів, що впливають на давачі та якість роботи системи у цілому та їх усунення;

- створення можливостей для використання інтерфейсної моделі входів та виходів системи;
- перевірка порушення правил дорожнього руху при пошуку місця для парковки;
- збільшення прикладу реалізації до повного прототипу за допомогою CoDeSys та TraceMode.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Основные разделы современной теории автоматизации. Лекция 1 [Электронный ресурс]. – <http://drive.ispu.ru/elib/kolganov2/l1.html>
2. Основные разделы современной теории автоматизации. Лекция 5 [Электронный ресурс]. – <http://drive.ispu.ru/elib/kolganov2/l5.html>
3. Б. Т. Поляк Математическая теория автоматического управления: учебное пособие. [Текст] / М. В. Хлебников Л. Б. Рапопорт — М.: ЛЕНАНД, 2019. — 500 с.
4. Репнікова Н. Б. Синтез цифрових систем керування з заданим розташуванням полюсів/Н.Б. Репнікова, А.О.Ігнатовська// Міжнародний науковий журнал «ІНТЕРНАУКА» – 2017. – №8(30). – с. 72-77.
5. Система автоматической парковки: описание и принцип работы [Электронный ресурс]. – <https://techautoport.ru/sistemy-bezopasnosti/aktivnaya/avtomaticheskaya-parkovka.html>
6. Электронный ассистент Park Assist (автопарковка) в автомобилях Volkswagen, видео. Подробное описание функционала системы безопасности. [Электронный ресурс]. – <https://vw.avto-city.ru/models/preimushchestva/obzor/sistema-park-assist-avtoparkovka/>
7. Репнікова Н. Б. Теорія автоматичного управління: класика і сучасність/ Н. Б. Репнікова,– Київ: НТУУ (КПІ), 2012. – 238 с.
8. Бишоп Р. Современные системы управления/Бишоп Р., Дорф Р. – М.:Лаборатория базовых знаний, 2002. – 832 с.