

Державний вищий навчальний заклад
«Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника»
Факультет математики та інформатики
Кафедра комп'ютерних наук та інформаційних систем

ДИПЛОМНА РОБОТА

на здобуття другого (магістерського) рівня вищої освіти

на тему “ Дослідження моделі та оптимізація параметрів рівноваги
балансуючого робота”

Виконав: студент V курсу, групи КНМ-21
спеціальності
122 «Комп'ютерні науки»
Пашкевич О. О.
Керівник Ровінський В. А.
Рецензент _____
(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Магістерська робота присвячена дослідженню моделі та оптимізації параметрів рівноваги балансуєчого робота.

Проведено аналітичний огляд проблем балансування систем на основі зворотного маятника та наведено приклади використання ідеї балансування двоколісної платформи як бази мобільного робота, виведено рівняння руху зворотного маятника і колісної платформи та складено передавальні функції управління, створено фізичну експериментальну модель балансуєчого робота, досліджено та описано параметри апаратних модулів, та їх вплив на показники стабілізації.

Ключові слова: ЗВОРОТНИЙ МАЯТНИК, БАЛАНСУЮЧИЙ РОБОТ, СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ, ПІД-РЕГУЛЯТОР.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	4
ВСТУП	5
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПРОБЛЕМ БАЛАНСУВАННЯ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ЗВОТНОГО МАЯТНИКА	6
1.1 Аналіз проблем стабілізації зворотного маятника	6
1.2 Огляд аналогів	15
1.3 Постановка задачі	18
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ БАЛАНСУВАННЯ	21
2.1 Теоретичні основи теорії автоматичного управління	21
2.2 Складання математичної моделі на основі рівняння руху зворотного маятника та передавальних функцій	25
2.3 Обґрунтування вибору елементної бази для реалізації експериментальної моделі	35
РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ПОРІВНЯННЯ ХАРАКТЕРИСТИК МАТЕМАТИЧНОЇ І ФІЗИЧНОЇ МОДЕЛЕЙ БАЛАНСУЮЧОГО РОБОТА	39
3.1 Розробка апаратного забезпечення та конструювання експериментальної моделі	39
3.2 Розробка контролера управління балансом	44
3.3 Перевірка адекватності моделі	47
ВИСНОВКИ	56
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	57

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

MP – мобільний робот;

ПІД-регулятор – пропорційно-інтегрально-диференціюючий регулятор;

I²C – послідовна шина даних;

SISO – один вхід, один вихід (Single-Input Single-Output);

MIMO – багато входів, багато виходів (Single-Input Single-Output);

LQR – лінійно-квадратичний регулятор;

IMU – Інерційний вимірювальний пристрій;

САУ – система автоматичного управління;

ШИМ – широтно-імпульсна модуляція.

ВСТУП

Початок робототехніці було покладено в 60-х роках минулого століття, коли в зв'язку з бурхливим зростанням промислового виробництва і досягнень в електроніці, виявилось можливим створити автомат для потреб конвеєрного складання споживчих товарів. З тих пір застосування роботів значно розширилося і вийшло за рамки виробничих потреб. З початком нового тисячоліття робототехніка активно впроваджується в усі сфери діяльності людини, в тому числі і в повсякденне життя. Традиційний робот, який взаємодіє з людиною, має широку основу і пересувається з малими прискореннями щоб уникнути втрати стійкості. Центр мас подібних мобільних колісних роботів намагаються розташувати якомога ближче до поверхні, по якій здійснюється рух, при цьому для стійкості у робота завжди є як мінімум 3 точки опори. Двоколісні балансуєчі роботи мають меншу основу за рахунок відсутності вимоги статичної стійкості. Колісна пара дозволяє здійснювати поворот на місці, що дає їм більшу мобільність. Також, роботи подібної конструкції мають знижене енергоспоживання.

В даний час практично у всіх промислово розвинених країнах інтенсивно ведуться роботи зі створення і дослідження мобільних роботів.

Такі країни як США, Голландія, Швеція та інші починають повністю переходити до безлюдного автоматизованого сільськогосподарського виробництва. Впровадження роботів в цю індустрію дозволить істотно підвищити продуктивність і рентабельність сільського господарства, тому, на сьогодні, актуальна необхідність дослідження в цій області, розробка методик побудови універсальних робототехнічних систем.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПРОБЛЕМ БАЛАНСУВАННЯ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ЗВОРОТНОГО МАЯТНИКА

1.1 Аналіз проблем стабілізації зворотного маятника

В усі часи безпека є одним з найголовніших питань в будь-якій сфері життя. Є різні розробки, що спрямовані на вдосконалення систем безпеки для уникнення можливих наслідків для користувача. Балансування фактично являє собою активний контроль кута нахилу для запобігання втрати рівноваги, що може призвести до невиправних наслідків.

Стабілізація - одна з центральних проблем теорії управління рухом [1]. Класичний підхід до її вирішення полягає у використанні різноманітних достатніх умов асимптотичної стійкості руху. При цьому знання підходящої функції Ляпунова дозволяє оцінити і якість перехідних процесів [2]. Завдання стабілізації є однією з причин виникнення сучасної теорії управління і зокрема теорії оптимального управління. Теорія оптимального управління за більш ніж півстоліття пройшла величезний шлях. Природне запитання, що дають методи оптимального управління для вирішення класичних задач теорії регулювання, актуальність яких безсумнівна і в наші дні. Тривалий час застосування теорії оптимального управління до вирішення завдань регулювання і стабілізації стримувалося відсутністю ефективних методів синтезу оптимальних систем. Завдання регулювання у класичній постановці полягає в побудові зворотного зв'язку, яка переводить динамічну систему з околиці одного стану рівноваги в околицю іншого і стабілізує систему щодо нового стану рівноваги. Перша частина завдання регулювання стала джерелом виникнення сучасної теорії оптимального управління. Друга частина завдання досліджується в теорії управління в рамках теорії стабілізації. Зі створенням математичної теорії

оптимальних процесів [3] з'явилася можливість побудови оптимальних стабілізуючих зворотних зв'язків. Перший результат в цій області був отриманий А.М.Летовим і Р.Калманом, які показали, що оптимальні управління типу зворотного зв'язку для лінійно-квадратичної задачі оптимального керування з нескінченним горизонтом є лінійними стабілізуючими зворотними зв'язками. Лінійно-квадратичні завдання з кінцевим горизонтом для створення стабілізуючих зворотних зв'язків були використані в [4]. Зазначені приклади синтезування стабілізуючих зворотних зв'язків на базі позиційних рішень задач оптимального управління істотно спиралися на можливість аналітичного рішення відповідних задач оптимального управління і тому виключали прямі (геометричні) обмеження на стабілізуючі впливу. Тим часом загально визнано, що такі обмеження представляють найбільш типовий елемент сучасних систем управління.

При використанні в зазначеній послідовності результатів теорії оптимального управління і теорії стабілізації для вирішення завдання регулювання виникають певні труднощі. Перш за все, завдання точного (з заданою точністю) переведення системи в околицю нового стану рівноваги за фіксований час не надто природна для систем, функціонування яких не припиняється після досягнення мети і протікає в умовах постійно діючих збурень. Далі слід зазначити, що дуже важко задати момент переходу від вирішення завдання оптимального управління до вирішення завдання стабілізації. У теорії оптимального управління, як правило, досліджуються процеси кінцевої тривалості, при цьому основні результати отримані у формі обмежених програмних управлінь, які не характерні ні для теорії стабілізації, ні для класичної теорії автоматичного регулювання, які вирішують свої завдання створенням відповідних зворотних зв'язків. У теорії стабілізації і в класичній теорії автоматичного регулювання досліджуються процеси необмеженої тривалості, але без врахування обмежень на управління, без вимог до якості перехідних процесів.

Підхід до створення обмежених стабілізуючих зворотних зв'язків був запропонований в [5]. Він базувався на методі реалізації оптимальних зворотних зв'язків, описаному в [2]. Згодом метод стабілізації лінійних систем на базі лінійних задач оптимального управління був узагальнений в напрямку використання позиційних рішень лінійно-квадратичних задач оптимального управління.

Надалі виникла необхідність дослідження задач стабілізації нелінійних систем. За проблематикою нечіткого управління існує безліч науково-технічної літератури. Основні публікації припадають на Японію, розвинені країни Європи та США. Практично в кожній книзі коротко даються основні поняття про нечітку логіку, а потім вже про нечіткому управлінні. Книга «Нейронні мережі, генетичні алгоритми та нечіткі системи» (Д. Рутковська, М. Піліньській, Л. Рутковський) [6] присвячена питанням «інтелектуальних обчислень», містить базові знання про генетичні алгоритми, еволюційне програмування, нечіткі системи, а також про їх зв'язки з нейронними мережами.

Kevin M. Passino, Stephen Yurkovich [7] описують як основні поняття нечіткого управління, так і нечіткі адаптивні системи - способи їх оцінки, синтез та ідентифікація, наводять приклади як найбільш простих прикладів нечіткого управління, так і «інтелектуального управління». Крім цього вони призводять прийоми налаштування нечітких ПД-регуляторів і методи апроксимації даних.

Н. П. Деменков у своїй книзі [5] розглядає питання, пов'язані з використанням нечіткого управління для вирішення неформалізованих задач оптимізації в технічних системах. Викладає методи проектування АСУ ТП на основі теорії нечіткого управління відповідно до міжнародного стандарту. Значну увагу автор приділяє існуючим пакетам прикладних програм, що реалізують нечітке управління - MATLAB, Concept, Трейс Моуд.

С. Д. Штовба [8] розглядає питання проектування нечітких систем в пакеті Fuzzy Logic Toolbox обчислювального середовища MATLAB. Дані

необхідні відомості в області нечітких множин та нечіткої логіки. Наведено теоретичний матеріал з проєктування нечітких систем.

Л. Д. Певзнером [9] також даються основні поняття нечіткої логіки, нечітких множин і операція над ними, а також нечітких відносин.

Сучасні методи управління виробничими процесами на основі комп'ютерних технологій набули поширення на більшості промислових підприємств. Період з 80-х років ХХ століття до теперішнього часу характеризується широким використанням в різних галузях науки і техніки інтелектуальних систем управління. До них відносяться системи нечіткого управління, або "fuzzy control".

Це словосполучення інтерпретується як «нечітке (неясне, розмите) управління».

Актуальність технології нечіткого управління обумовлена двома тенденціями:

- збільшення складності математичних моделей реальних систем і процесів управління, пов'язане з бажанням підвищити їх адекватність і врахувати все більше число різних факторів, що впливають на процес прийняття рішень;

- традиційні методи побудови моделей не призводять до задовільних результатів, коли вихідний опис проблеми свідомо є неточним і неповним. Враховуючи ці фактори, доцільно використовувати методи, які спеціально орієнтовані на побудову моделей, що враховують неповноту та неточність початкових даних.

Стабілізуючий ефект вібрації підвісу маятника став відомий вже в 1908 році Стефенсон [10] показав, що можна стабілізувати верхній стан рівноваги маятника з вертикально осцилюючими підвісом. Він досліджував випадок маятника, у якого підвіс отримує ряд імпульсів, що підтримують його рух з постійною швидкістю вздовж лінії, яка становить малий кут зі стрижнем маятника. Стефенсон визначив "середній" рух, який є стійким. Він також отримав умови стійкості верхнього стану рівноваги маятника, точка підвісу

якого здійснює швидкі вертикальні прості гармонійні коливання. Аналогічним методом Стефенсон [11] визначив умови стійкості двох і трьох стрижнів, які пов'язані разом в кінцях, якщо точка підвісу здійснює швидкі вертикальні коливання.

Теорія рівняння Мат'є в цьому завданні була використана в статтях Ван дер Поля [12], Стретта [13]. Ван дер Поль і Стретт [14] (див. Також Айні [15]) розглянули проблему стійкості рішень рівняння Мат'є і отримали діаграму стійкості рішень у площині двох параметрів. Вони також обговорили умови, за яких коливальний вплив може зробити стійкою систему, яка спочатку була нестійка. Гірш [16] розглянув задачу про рух маятника, точка підвісу якого здійснює малі коливання високої частоти в площині маятника. Ерде в 1934 році (див. [17]) провів повне дослідження малих коливань маятника з періодично вагається підвісом. Він врахував загасання і використовував теорію Флоке і теорію рівняння Хілла.

Ловенстерн [18] в 1932 році вивчив ефект високочастотних рухів з малою амплітудою, накладених на один клас динамічних систем і отримав вперше результати деякої спільності. Він знайшов рівняння руху для загальних лагранжевого систем, які піддаються швидким коливанням, і рівняння для малих коливань близько станів рівноваги. Ловенстерн розглянув лише періодичні збудження.

Аналіз завдання про стійкість верхнього стану рівноваги маятника з підвісом що рухається в лінійному наближенні був викладений у книзі [19] у виданні 1950 року.

Капіца [20, 21] досліджував проблему руху маятника з точкою підвісу, що коливається в нелінійній постановці. Капіца вивчив стійкість оберненого маятника за допомогою введеного ним поняття ефективного потенціалу (див. Також Ландау і Ліфшиц [22], с. 93-95). Він також висунув ідею застосувати вібраційну стабілізацію до інших механічних об'єктів, які відрізняються від маятника, таким, наприклад, як великі молекули.

Боголюбов [23] отримав суворий математичний доказ стійкості верхнього стану рівноваги маятника з вертикально осцилюючими підвісом. Він припустив, що амплітуда вібрацій мала, а частота вібрацій велика. Доказ ґрунтується на дуже цікавому перетворенні, яке дозволяє отримати відповідь в першому наближенні методу усереднення.

Богданов (Bogdanoff [24]) узагальнив результати Ловенстерна на випадок малих, швидких квазіперіодичних параметричних збуджень, але його аналіз обмежується лінійними рівняннями. Богданов і Сітрон [25] продемонстрували на експерименті різні ефекти в поведінці маятника з осцилюючими підвісом.

Хемп та Сетна в [26] розглянули нелінійні динамічні системи з параметричними збудженнями. Проведено аналіз впливу "швидких" параметричних збуджень, а також досліджений ефект одночасного впливу "повільних" і "швидких" параметричних збуджень. Розглянуто випадок, коли деякі з частот "швидких" параметричних збуджень близькі один одному (див. [27]).

Бурд, Забрейко, Красносельський, Колесов в [28] (див. Також [29]) вивчили проблему біфуркації майже періодичних коливань з верхнього стану рівноваги маятника з вертикально осцилюючими підвісом. Бурд [30] досліджував проблему біфуркації майже періодичних коливань з верхнього та нижнього станів рівноваги маятника, коли закон руху підвісу є майже періодичною функцією з двома частотами, близькими один одному.

Леві [31] знайшов топологічний доказ стабілізації верхнього стану рівноваги маятника з вертикально осцилюючими підвісом (див. також [32]). Він (див. [33, 34]) дав також дуже просте фізичне пояснення стабілізації верхнього стану рівноваги маятника вібраціями підвісу. Основний момент його статей - це спостереження, що за стандартною процедурою усереднення лежать деякі прості геометричні факти. Відкриття стійких π -Кінк в рівнянні синус-Гордон під дією швидко осцилюючої сили (див. [35, 36]) ґрунтується на тій же ідеї.

Ідея підняття заряджених частинок в осцилюючими електричному полі ("пастка Пола") сходить до 1958 року. (див. [27, 37]). За цю роботу Пол (Paul) отримав Нобелівську премію в 1989. Відкриттю пастки Пола передувала ідея сильного фокусування в синхротронах, (див. [38, 39]). Нещодавно (див. [40]) було представлено нове застосування таких стабілізаційних механізмів до виробництва яскравих солітонів в двовимірному конденсаті Бозе - Ейнштейна (під "яскравим" солітоном мається на увазі стійка відокремлена хвиля, щільність якої більше, ніж щільність конденсата).

Відзначимо ще роботи Зеньковської, Симоненко, Шлейкеля, в яких досліджується вплив високочастотних вібрацій на виникнення конвекції в рідині (див. [41-43]).

Опису дивовижних явищ, що відбуваються при дії вібрацій на нелінійні механічні системи, присвячена книга Блехмана "Вібраційна механіка" [44]. До них автор відносить зміну стану системи під впливом швидких вібрацій, зміну фізико-механічних властивостей і характеристик під дією вібрації по відношенню до повільним впливів, трансформацію положень рівноваги, зокрема їх стабілізація і дестабілізація під дією вібрації, зміну внаслідок вібрації частот вільних коливань системи, вібраційне підтримання обертання і самосинхронізація неврівноважених роторів. Блехман запропонував загальний підхід до описаного кола явищ, який він назвав "вібраційною механікою".

Нещодавно відновився інтерес до використання високочастотних вібрацій для управління низькочастотними властивостями структур, тобто їх рівноважними станами, стійкістю, ефективними натуральними частотами і амплітудами вібрацій [45, 46, 47, 48, 49, 50].

Відзначимо ще роботи Юдовіча [51-52], присвячені вібродинаміці систем зі зв'язками і книгу Стрижак [53], присвячену методам дослідження маятникових систем.

Класична пересувна платформа, яку мають майже всі автомобілі та візки, має чотири колеса. Це забезпечує платформі баланс при русі та стійкість, але ця конструкція має ряд недоліків:

- велика кількість коліс призводить до збільшення габаритів платформи та кількості рухливих частин, що знижує надійність;
- неможливість встановлення окремого двигуна для кожного колеса;
- розташування коліс по кутах платформи призводить до необхідності встановлення допоміжних вузлів для передачі зусиль від двигуна до коліс (диференціал), а також для маневрування (рульовий важіль), що ускладнює структуру й управління платформою.

Перерахованих недоліків позбавлена конструкція платформи у вигляді перевернутого маятника. Цей тип платформи має наступний вигляд: на єдиній колісній осі розташовані тільки два колеса, при цьому вага платформи зосереджена над колісною віссю (рис. 1.1).

Наявність тільки двох коліс зменшує габарити й підвищує надійність, а роздільне управління кожним з них (за допомогою двох двигунів) робить платформу дуже маневреною. Вона може пересуватися, підтримуючи баланс, а також здатна виконувати розворот на місці.

Істотним недоліком є те, що така платформа є нестабільною - якщо двигуни вимкнуті, то платформа неодмінно впаде, тому що центр маси платформи знаходиться дуже високо. Але цей недолік можна компенсувати завдяки автоматичній підтримці балансу. Задавши закон регулювання, є можливість виробляти керуючий вплив на двигуни постійного струму, які, в свою чергу, будуть тримати платформу в рівновазі, однак для цього потрібно вимірювати кут відхилення платформи від нормалі до поверхні.

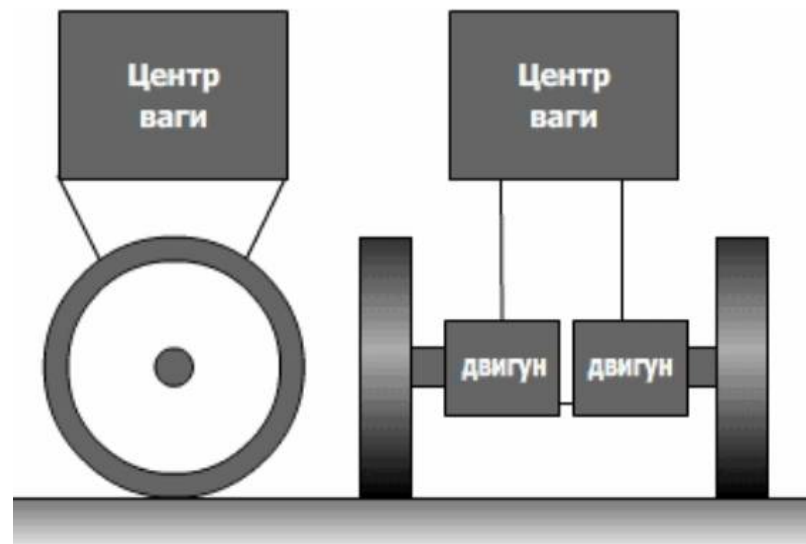


Рисунок 1.1 – Платформа у вигляді перевернутого маятника

Побудова ефективних засобів в області мехатроніки і робототехніки нерозривно пов'язана зі створенням відповідних інструментальних середовищ для випробування навігаційних систем, мобільних роботів (МР). Створення випробувальних стендів різного призначення, розробка методик оцінки надійності, контролю та діагностики МР в цілому і підсистем, що входять до його складу є актуальною науково-технічною задачею. Ефективне виконання функцій МР можливо на основі інтегрованого застосування технологій управління його експлуатацією та обслуговуванням [54].

Подібні роботи можуть використовуватися як мобільні помічники робітника, мають в арсеналі різні інструменти і здатні виконувати некритичну роботу за вказівкою оператора за допомогою систем доповненої реальності; як керованих вручну навантажувачів, картографувати приміщення, небезпечні для людини, працювати в якості охоронців (мобільних відеокамер), інвалідних колясок та індивідуальних засобів пересування для людини. Методи і засоби управління подібними двоколісними балансуєчими роботами є вкрай важливими для практичної робототехніки і дозволяють будувати на їх основі системи автоматичного управління будь-якими мехатронними системами.

1.2 Огляд аналогів

Розглянемо основні конструктивні, структурно-функціональні особливості, а також області застосування існуючих балансуєчих двоколісних роботів.

nBot (рис. 1.2) використовує акселерометр для отримання значення кута нахилу і гіроскоп для отримання швидкості зміни кута нахилу. Використовується фільтр Вайнера (Weiner) для об'єднання сигналів цих двох сенсорів в один. На двигун подається напруга, що є пропорційною куту нахилу, кутовій швидкості, положенню шасі і його швидкості. Поворот здійснюється за рахунок додавання значення напруги до одного двигуну, і віднімання його з іншого. Таким чином, робот може повертати, зберігаючи баланс. Рух по прямій здійснюється за допомогою додавання значення до кута балансу [55].

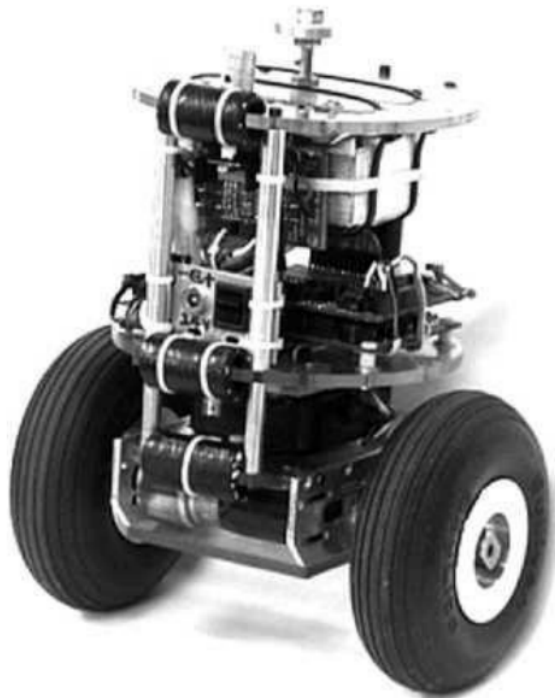


Рисунок 1.2 – Балансуєчий робот nBot

ЮЕ (рис. 1.3) розроблявся як міні-прототип транспортного засобу для перевезення людей. Для стабілізації використовується регулятор простору

станів, який отримує інформацію від гіроскопа і енкодерів двигунів [56]. Робот, створений Пітером Міллером (Peter Miller) отримує значення про становище шасі за допомогою енкодерів двигунів, значення швидкості за допомогою диференціювання значення положення. Гіроскоп і акселерометр, об'єднані фільтром Калмана дозволяють отримати точне значення швидкості і кута нахилу без втрати точності з часом. Управління відбувається за рахунок нелінійної системи на нечіткій логіці, що розподіляє сигнали управління на двигун кожного з коліс [57].



Рисунок 1.3 - Міні-прототип транспортного засобу
для перевезення людей JOE

Segway (рис. 1.4) - комерційно доступна платформа, що використовується в якості транспорту на відносно невеликі відстані в різних областях, починаючи від туризму і закінчуючи поліцейськими патрулями.



Рисунок 1.4 - Двоколісний електросамокат Segway

Handle - мобільний робот для переміщення ящиків на складі (див. рис. 1.5). Володіє маленькою базою, довгим маніпулятором, відеосисемою з розпізнаванням об'єктів, що дозволяє йому розвантажувати вантажні автомобілі, складати палети та переміщати коробки в межах складу. Робот висотою близько 2 м та вантажопідйомністю 15 кг, здатний переміщуватись із швидкістю до 4 м/с і стрибати на висоту 1,2 м. Заряду батареї вистачає на 24 км пробігу.

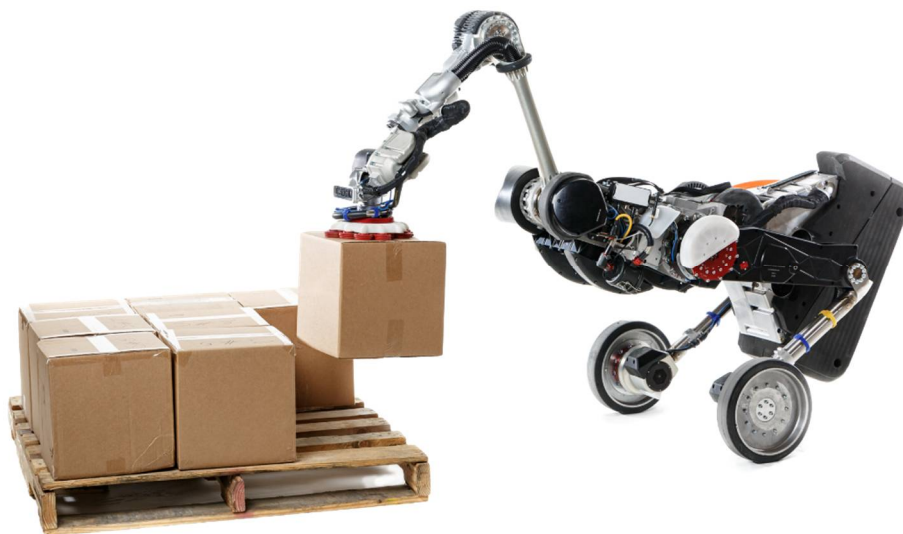


Рисунок 1.5 – Робот Handle розроблений компанією Boston Dynamics

Більшість пристроїв залишаються на стадії прототипів, можливо з розрахунку на появу більш точних датчиків вимірювання та нових систем обробки даних, що можна буде застосувати в розробленій конструкції. Розповсюдження набули системи, що прямо взаємодіють з людиною, як з користувачем. При цьому здебільшого людиною і виконується роль балансування вже при безпосередньо використанні.

1.3 Постановка задачі

Незважаючи на масштабність наукових досліджень, дослідження системи управління мобільним роботом з підвищеним ступенем інтелектуальності залишається відкритим та потребує детального опрацювання.

Система управління мобільним роботом повинна вирішувати такі завдання:

- Обробка сенсорних даних (в т.ч. даних від інтерфейсу з оператором) з метою збору інформації про робота і зовнішнє середовище навколо нього.
- Планування заходів по з'ясуванню цільового завдання і планування послідовності під задач, необхідних для виконання цього завдання.
- Формування таких програмних траєкторій руху, які б приводили до виконання роботом локальної підзадачі (наприклад, прибуття до цільової точки в середовищі з перешкодами).
- Формування таких впливів, що задаються на виконавчі механізми робота, які б призводили до максимально точного і швидкого виконання ними програмної траєкторії руху

Існують різні типи контролю [58]:

- пасивне керування – скоріш за все конструкторська особливість – наприклад антисейсмічні опори в будівлях для зменшення впливу землетрусу. Або аеродинамічна форма автомобілів для покращення характеристик та зменшення опору повітря. Тобто такий тип керування не вимагає зовнішнього джерела для врегулювання ситуації;

- активне керування – в даному разі це вже вплив від якогось джерела енергії для того, щоб система поводити себе так, як нам потрібно. У випадку з автомобілем – якщо аеродинамічна форма сама по собі (пасивно) зменшує спротив повітрю і тим самим допомагає пришвидшити машину, то двигун відноситься до активного типу і перетворюючи енергію в механічну також дозволяє пришвидшити рух.

Згідно технічного завдання має бути реалізований пристрій, що може балансувати. Якщо розглядати системи балансування з цих двох типів, то пасивне керування балансуванням досягається в звичайній іграшці – «неваляшка». Вона конструктивно виконана так, що з часом повернеться в початкове положення і не впаде. В даному випадку більше цікавить активне керування поведінкою приладу, так як пристрій має утримувати рівновагу більш надійно, ніж просто не падати, а саме – коригувати свій кут нахилу. Активне керування своєю чергу також поділяється на інші типи, деякі з яких розглянуто далі.

Для досягнення поставленої мети необхідно:

- вивести динамічні рівняння на основі теорії зворотного маятника;
- сформулювати передавальні функції для відхилення кута ψ та положення x ;
- знайти контролер, який може керувати цими двома умовами;
- встановити вимоги до експериментальної моделі;
- створити експериментальну модель, яка буде задовільняти ці вимоги, дослідити обмеження керуючого сигналу.

Також необхідно провести дослідження джерел помилок, зокрема проаналізувати точність датчика, який забезпечує інформацію про кутові дані.

Маючи реалізованими фізичну та математичну модель ми отримаємо широкі можливості для проведення різноманітних досліджень і випробувань, зокрема можна перевірити реакцію обох моделей на збурюючий імпульс.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ БАЛАНСУВАННЯ

2.1 Теоретичні основи теорії автоматичного управління

В роботах застосовуються три способи управління - програмне, адаптивне і інтелектуальне. Практично тільки програмне управління знайшло застосування в чистому вигляді, да і то часто і до нього додають елементи адаптації. В цілому ж усі ці три способи управління застосовуються комплексно. Адаптивне управління зазвичай будується на базі програмного як наступний рівень управління. Інтелектуальне управління у свою чергу реалізується як надбудова над першими двома рівнями. Назви систем управління конкретних робіт зазвичай визначається основним використанням в ній способом управління.

По мірі участі людини-оператора в процесі управління розрізняють системи автоматичного автоматизованого і ручного управління. За типом руху виконавських систем існують системи управління безперервні (контурні) дискретні позиційні (кроками "від точки до точки") і дискретні циклові (по упорах, як правило, з одним кроком по кожній координаті).

По керованих змінних розрізняють системи управління положенням (позицією) швидкістю силою (моментом).

Часто ці способи управління застосовують в комбінації або різні способи по різних координатах, або з послідовним переходом від одного до іншого, або, нарешті, у вигляді функціональної залежності керованої змінної від іншої(наприклад, управління по силі, величина якої задається як функція від положення).

Для виконання заявлених характеристик необхідно використовувати активне керування закритого циклу з наявністю зворотного зв'язку. Фактично пасивний контроль неможливий, так як згідно ТЗ пристрій має переміщуватись – отже опора рухома. В такому випадку сподіватись на конструкторське рішення по побудові корпусу не виправдане, тому в даній роботі акцент зроблено на блок керування балансом. Блок-схема системи управління із зворотнім зв'язком подана на рис. 2.1.

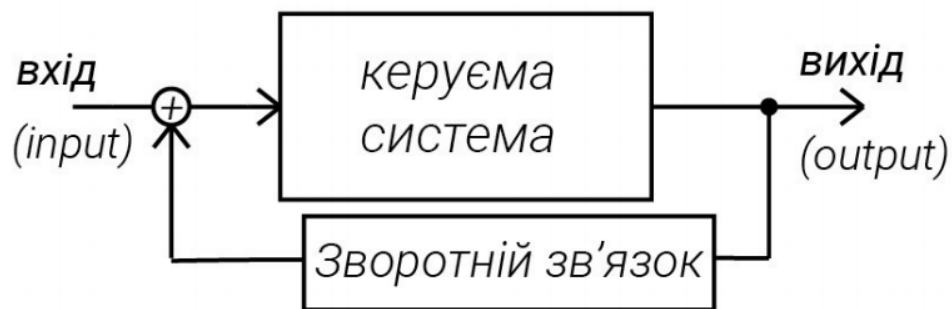


Рисунок 2.1 - Блок-схема системи управління із зворотнім зв'язком

Це більш складна система, ніж система активного керування із відкритим циклом. Вона дозволяє за допомогою використання різних підходів до обробки отриманих даних впливати на систему. Зворотній зв'язок дозволяє коригувати роботу при невизначеності, нестабільності та зовнішніх подразниках – що і треба забезпечити для виконання вимог проектування.

Один з існуючих способів реалізувати активну систему керування замкнутого циклу – це застосувати ПІД-регулятор [59]. Він має в собі три складові – Proportional (пропорційну), Integral (інтегральну) та Derivative (диференційну) (рис. 2.2).

Proportional – пропорційна складова залежить тільки від різниці між заданим значенням і змінної процесу в даний момент часу. Ця різниця називається помилкою. Пропорційне підсилення (K_c) визначає відношення вихідного сигналу до сигналу помилки. Наприклад, якщо помилка має величину 10, пропорційний коефіцієнт підсилення 5 – це призведе до відповідної реакції та збільшить величину до 50. В цілому, збільшення

пропорційного підсилення збільшує швидкість реакції системи управління. Однак, якщо пропорційне підсилення занадто велике, змінна процесу починає коливатися. Якщо K_s збільшиться ще більше, коливання стануть більше, і система стане нестабільною і може навіть вийти з-під контролю.

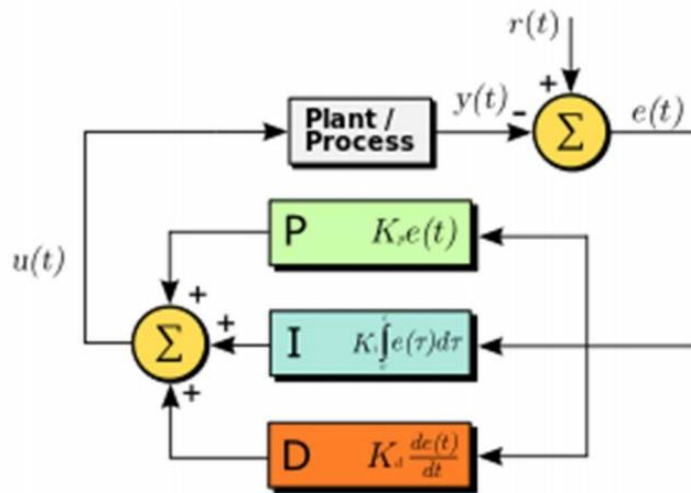


Рисунок 2.2 – Структурна схема ПІД-регулятора

Integral – інтегральна складова підсумовує похибки в часі. В результаті навіть невелика похибка призведе до повільного збільшення інтегрального компоненту регулятора. Інтегрована реакція буде постійно зростати з плином часу, якщо тільки похибка не дорівнює нулю. Це важливо враховувати при побудові системи, тому базуватись лише на цій складовій регулятора складно.

Derivative – диференціальна складова. Якщо змінна процесу швидко збільшується, то вихідний сигнал зменшується через вплив похідної складової [60]. Похідна реакція пропорційна швидкості зміни процесу. Збільшення параметра часу реакції для похідної може призвести до сплесків системи та привести її до нестабільного стану. Враховуючи чутливість цього компонента – слід брати якомога менші проміжки часу для зчитування сенсорами та обробки отриманих даних. При використанні цього компонента необхідно позбутися шумів, вони можуть значно вплинути на систему в цілому та навіть незважаючи на працездатність інших компонентів – вивести весь пристрій з ладу.

Згідно технічного завдання робот повинен тримати рівновагу, зберігати позицію – тобто якщо щось призвело до переміщення – повертатись, та повертати. Цей функціонал неможливий без обробки даних з датчиків, а за допомогою ПД-алгоритму є можливість визначати коефіцієнти та характер зворотного зв'язку.

Фільтр Калмана застосовується в даному проєкті для компоновки отриманого значення кута після гіроскопа з проходженням інтегрування, та отриманого кута з акселерометра шляхом вираження його через прискорення по осям. Це один з найрозповсюдженіших фільтрів. Завжди, коли потрібно щось виміряти можлива наявність факторів ззовні, та просто внутрішніх недосконалостей системи, через що з'являється велика кількість шумів. Фільтрування застосовуються для позбавлення від непотрібних складових сигналу. Взагалі в даному фільтрі можна використовувати різні дані про поведінку системи в якій він застосовується та задати зв'язок змінних, це дозволяє розвинути універсальність застосування [61].

Сам алгоритм фільтру складається з двох частин – передбачення та коригування. Тобто з одного боку з урахуванням неточності передбачається наступний стан системи, а з іншого - передбачення коригується через зміну зашумленості. Блок передбачень алгоритму складається з двох рівнянь – рівняння передбачення стану та передбачення помилки коваріації:

$$\hat{X}_{\bar{k}} = F\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1}, \quad (2.1)$$

$$P_{\bar{k}} = FP_{k-1}F^t + Q, \quad (2.2)$$

де $\hat{X}_{\bar{k}}$ – передбачення стану системи в даний момент, \hat{x}_{k-1} – стан системи в попередній момент часу, F – матриця переходу між станами (динамічна модель системи), B – матриця для застосування керуючого впливу, u_{k-1} – керуючий вплив в минулий момент часу, $P_{\bar{k}}$ – передбачення помилки, P_{k-1} – передбачення помилки в минулий момент часу, Q – коваріація шуму процесу.

Для блоку коригувань є три рівняння:

$$K_k = P_{\bar{k}}H^T(HP_{\bar{k}}H^T + R)^{-1}, \quad (2.3)$$

$$\hat{X}_k = \hat{X}_{\bar{k}} + K_k(z_k - H\hat{X}_{\bar{k}}), \quad (2.4)$$

$$P_k = (I - K_k H) P_{k-1}, \quad (2.5)$$

де K_k – підсилення Калмана, H – матриця вимірів, що виражає співвідношення вимірів та станів, R – коваріація шуму вимірювання, z_k – вимірювання в даний момент часу, I – матриця ідентичності.

2.2 Складання математичної моделі на основі рівняння руху зворотного маятника та передавальних функцій

В світі є безліч застосувань для зворотних маятників, наприклад, людське тіло – це обернений маятник, який при кожному кроці балансує верхню частину тіла навколо суглобів щиколотки. На протязі останнього десятиліття Сегвейї (англ. *Segways*), які використовують рухи тіла для рульового управління, з'явилися на ринку. Спільною рисою цих пристроїв є те – що їх центр мас розташований над їх точками прикладання сили, що вимагає активного контролю для того, щоб успішно балансувати. [62]

В мережі інтернет можна знайти багато проєктів з відкритим кодом, які містять інструкції та програмні реалізації балансуючих роботів на базі платформи Arduino. Прикладом є комплект з відкритим кодом Balanduino, показаний на рис. 2.3

Метою даної роботи є розробка експериментального зразка, який буде контролювати відхилення кута ψ та положення, x (рис 2.4). Використовуючи параметри фізичного зразка буде створено математичну модель, для оптимізації якої необхідно зробити кілька припущень та спрощень. Значною частиною цього проєкту буде створення моделі і перевірка, чи достатньо точно вона описує фізичний зразок та реалізує повноцінне просторове управління. Питання, на яке необхідно дати відповідь в цій роботі: які висновки щодо надійності моделі можна зробити, використовуючи налаштований вручну ПД-контролер?



Рисунок 2.3 – Балансуючий робот з відкритим кодом Balduino створений TKJ Electronics

З відповіді на це питання можна зробити висновок, чи модель досить точна для майбутнього управління фізичним зразком в просторі.

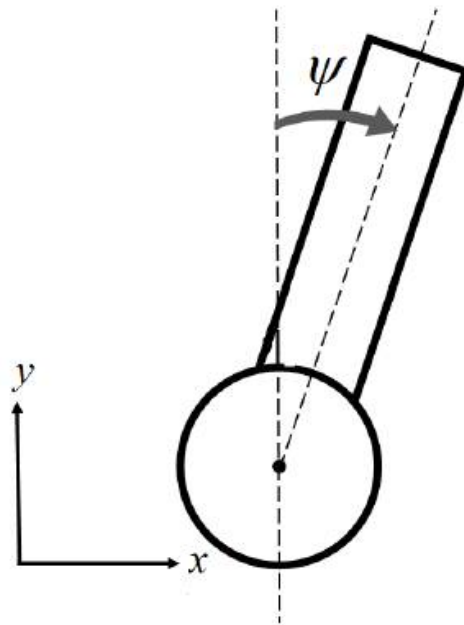


Рисунок 2.4 – Спрощений вигляд оберненого маятника

Фізична задача балансування робота добре описана і широко проаналізована на основі моделі зворотного маятника. Такий маятник являє

собою жорсткий стрижень, закріплений за допомогою з'єднання без тертя до візка, що рухається в одному напрямку. Також припускається, що колісна база переміщується по поверхні без тертя (рис. 2.5) [64].

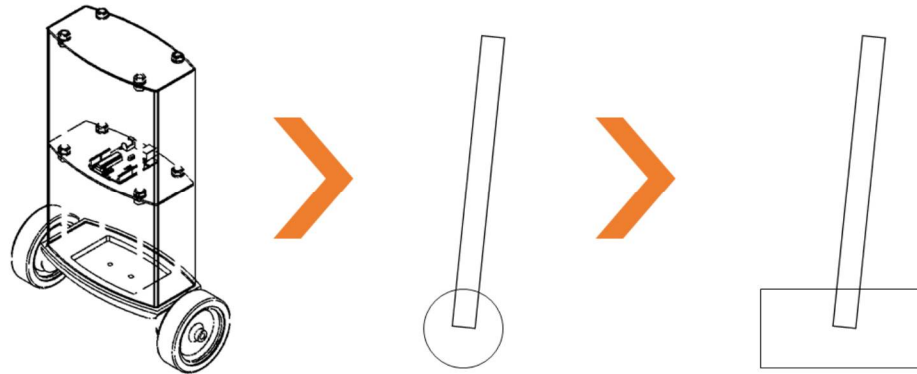


Рис 2.5 – Створення спрощеної моделі зворотного маятника

Для зручності кількість ступенів свободи маятника обмежена одним напрямком, кут θ рухається в площині xu , див. рис. 2.6.

Для того, щоб збалансувати двоколісного робота, який використовує принцип зворотного маятника, потрібно мати точну інформацію про поточний кут нахилу. Крім того, потрібно реалізувати контролер для компенсації зазначеного нахилу [63].

ПД-контролер здатний управляти кутом маятника, оскільки він є системою з одним входом і одним виходом (SISO - Single-Input Single-Output).

У випадку, якщо робот повинен контролювати кут нахилу одночасно із його положенням вздовж осі x , потрібно використовувати систему із багатьма входами та багатьма виходами (MIMO – Multiple-Input Multiple-Output), тому що одного ПД-контролера буде недостатньо. Керування кількома станами в такому випадку зручно здійснювати через контролер простору станів. [64]

З метою спрощення моделі, припускаємо, що вона може бути представлена у вигляді зворотного маятника приєднаного до візка. Для опису роботи такої системи використовується рівняння руху.

Рівняння візка – рух візка описується єдиним рівнянням, що є сумою всіх сил прикладених до нього вздовж осі x .

$$F_{input} = m_{cart}\ddot{x} + f\dot{x} + fN_x, \quad (2.6)$$

де F_{input} – сила, що прикладається, m_{cart} – маса візка, f – коефіцієнт тертя, а N_x – сила, що виникає в точці контакту між візком та маятником в напрямку осі x . Схематичне зображення перевернутого маятника на візку подано на рис. 2.6.

Рівняння маятника – сума сил в напрямку осі x для маятника, має вигляд:

$$N_x = m_{pend}\ddot{x} + m_{pend}l\ddot{\theta} \cos \theta - m_{pend}l\dot{\theta}^2 \sin \theta, \quad (2.7)$$

де m_{pend} – маса маятника, l – відстань до центру мас, θ – кут відхилення маятника від вертикалі.

Сума сил перпендикулярних до осі маятника має вигляд:

$$N_y \sin \theta + N_x \cos \theta - m_{pend}g \sin \theta = m_{pend}l\ddot{\theta} + m_{pend}\ddot{x} \cos \theta, \quad (2.8)$$

де N_y – сила в напрямку осі y , а g – прискорення вільного падіння.

Узагальнення крутного моменту в центрі маятника дає наступний вираз:

$$-N_y l \sin \theta - N_x l \cos \theta = I_{pend}\ddot{\theta}, \quad (2.9)$$

де I_{pend} – момент інерції маятника.

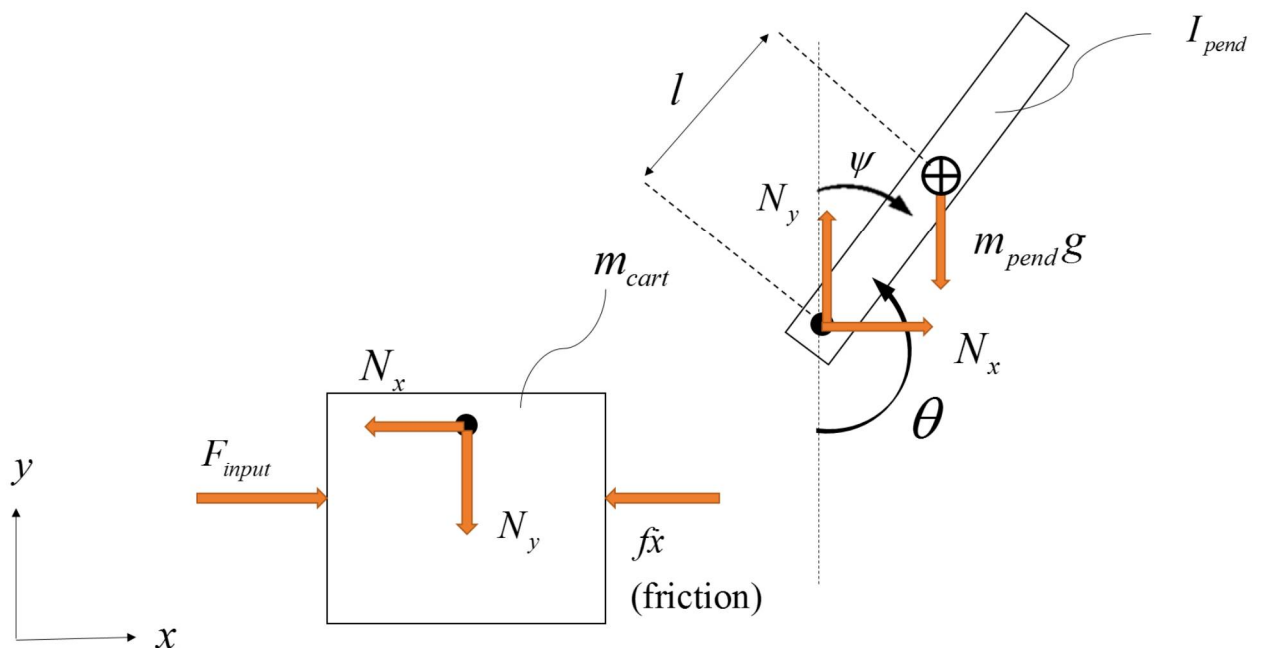


Рисунок 2.6 – Проекція сил, що діють на зворотній маятник

Підставляючи (2.7) в (2.6) отримуємо наступне рівняння:

$$F_{input} = (m_{cart} + m_{pend})\ddot{x} + f\dot{x} + m_{pend}l\ddot{\theta} \cos \theta - m_{pend}l\dot{\theta}^2 \sin \theta. \quad (2.10)$$

Поєднуючи (2.7) з (2.8) отримуємо:

$$(I_{pend} + m_{pend}l^2)\ddot{\theta} + m_{pend}gl \sin \theta = -m_{pend}l\ddot{x} \cos \theta. \quad (2.11)$$

Параметр l - це відстань до центру мас маятника, θ кут між маятником та вертикальною віссю, як показано на рис. 2.2. Параметр f – це коефіцієнт тертя.

Рівняння (2.10) і (2.11) необхідні для отримання передавальних функцій для положення x та кута відхилення ψ . Для спрощення обчислень передавальна функція має бути лінеаризована. Рівновага системи досягається коли маятник знаходиться у вертикальному положенні. Для спрощення нелінійних рівнянь (2.10), (2.11), та оскільки кут відхилення від точки рівноваги є невеликий, можна припустити що:

$$\cos \theta = \cos(\pi + \psi) \approx -1, \quad (2.12)$$

$$\sin \theta = \sin(\pi + \psi) \approx -\psi, \quad (2.13)$$

$$\dot{\theta}^2 = \dot{\psi}^2 \approx 0. \quad (2.14)$$

Підставляючи (2.12), (2.13), (2.14) до (2.10) та (2.11), отримуємо спрощене лінійне рівняння, де F_{input} замінена на значення керуючого впливу u_{input} :

$$(I_{pend} + m_{pend}l^2)\ddot{\psi} - m_{pend}gl\psi = m_{pend}l\ddot{x}, \quad (2.15)$$

$$u_{input} = (m_{cart} + m_{pend})\ddot{x} + f\dot{x} - m_{pend}l\ddot{\psi}. \quad (2.16)$$

Перетворення Лапласа

Для отримання передавальної функції, до рівнянь (2.15) і (2.16) було застосовано перетворення Лапласа:

$$(I_{pend} + m_{pend}l^2)\Psi(s)s^2 - m_{pend}gl\Psi(s) = m_{pend}lX(s)s^2, \quad (2.17)$$

$$U_{input}(s) = (m_{cart} + m_{pend})X(s)s^2 + fX(s)s - m_{pend}l\Psi(s)s^2. \quad (2.18)$$

Функції в (2.17), (2.18) після перетворення подано у верхньому регістрі.

Передавальна функція має один вхідний та один вихідний параметр, тоже необхідно виразити $X(s)$ з рівняння (2.17):

$$X(s) = \left[\frac{I_{pend} + m_{pend} l^2}{m_{pend} l} - \frac{g}{s^2} \right] \Psi(s). \quad (2.19)$$

Підставляючи (2.19) в (2.17), отримуємо:

$$U_{input}(s) = (m_{cart} + m_{pend}) \left[\frac{I_{pend} + m_{pend} l^2}{m_{pend} l} - \frac{g}{s^2} \right] \Psi(s) s^2 + \\ + f \left[\frac{I_{pend} + m_{pend} l^2}{m_{pend} l} - \frac{g}{s^2} \right] \Psi(s) s - m_{pend} l \Psi(s) s^2. \quad (2.20)$$

Наступне перетворення (2.20) дасть нам передавальну функцію $G_\psi(s)$, як залежність $\Psi(s)$ від $U_{input}(s)$:

$$\Psi(s) = \frac{\frac{m_{pend} l}{q} s}{s^3 + \frac{f(I_{pend} + m_{pend} l^2)}{q} s^2 - \frac{(m_{cart} + m_{pend}) m_{pend} g l}{q} s - \frac{f m_{pend} g l}{q}} U_{input}(s), \quad (2.21)$$

Де

$$q = [(m_{cart} + m_{pend})(I_{pend} + m_{pend} l^2) - (m_{pend} l)^2]. \quad (2.22)$$

Передавальна функція $G_x(s)$ описує положення візка $X(s)$ та має вигляд:

$$X(s) = \frac{\frac{(I_{pend} + m_{pend} l^2) s^2 - g m_{pend} l}{q}}{s^4 + \frac{f(I_{pend} + m_{pend} l^2)}{q} s^3 - \frac{(m_{cart} + m_{pend}) m_{pend} g l}{q} s^2 - \frac{f m_{pend} g l}{q} s} U_{input}(s). \quad (2.23)$$

Моделювання простору станів

Виглядає можливим описати систему в просторі станів. Матрична форма має наступний вигляд:

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} + B u_{input}, \quad (2.24)$$

$A =$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(I_{pend} + m_{pend} l^2) f}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & \frac{m_{pend}^2 g l^2}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{-m_{pend} l f}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & \frac{m_{pend} g l (m_{cart} + m_{pend})}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{I_{pend} + m_{pend} l^2}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} \\ 0 \\ \frac{m_{pend} l}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Зроблено висновок, що для всіх позитивних значень параметрів l , I_{pend} , m_{cart} , m_{pend} і g система є нестабільною, оскільки вона має полюс у правій півплощині, як можна побачити на карті нулів і полюсів, отриманої в середовищі MATLAB та зображеній на рис. 2.7.

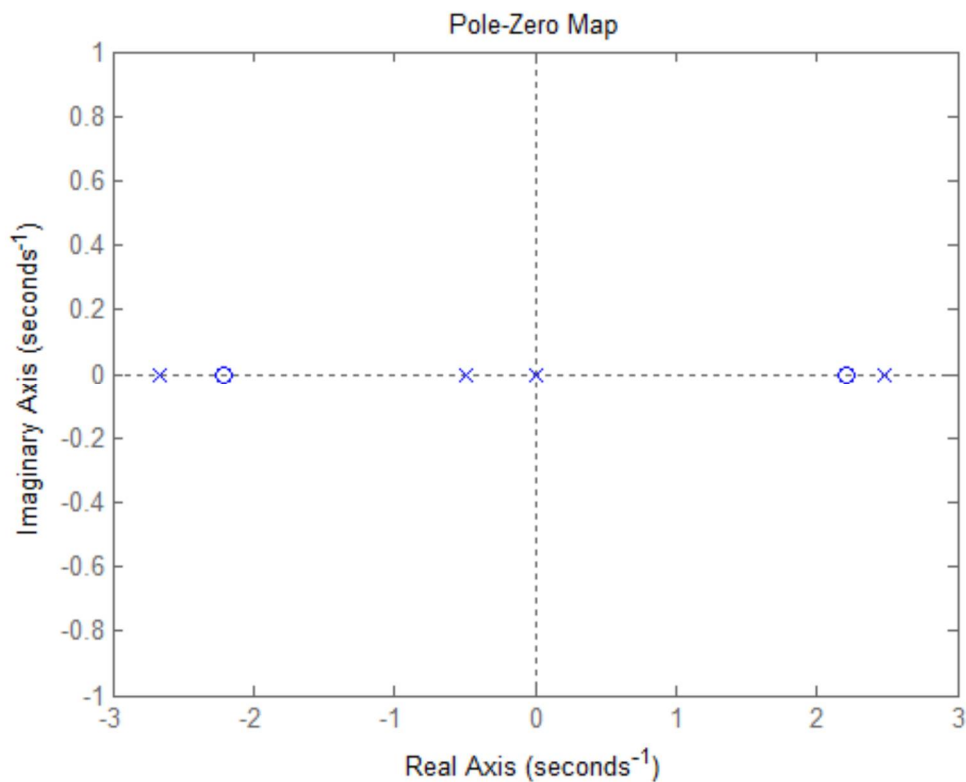


Рисунок 2.7 – Карта нулів і полюсів системи G_{Ψ}

Цей висновок є очевидним, оскільки перевернутий маятник інтуїтивно нестійкий. Наступним кроком була лінеаризація диференціальних рівнянь.

Згідно тверджень Глада і Люнга, система тоді також може бути описана у формі простору станів із станами \dot{x} , \ddot{x} , $\dot{\psi}$ та $\ddot{\psi}$. [65]

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \psi \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + B u_{input}, \quad (2.28)$$

$$y = C u_{input}, \quad (2.29)$$

де u_{input} це керуючий вплив в часовому просторі. Матриці системи A , B , C визначаються відповідно до формул:

$A =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(I_{pend} + m_{pend} l^2) f}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & \frac{m_{pend}^2 g l^2}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{-m_{pend} l f}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & \frac{m_{pend} g l (m_{cart} + m_{pend})}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{I_{pend} + m_{pend} l^2}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} \\ 0 \\ \frac{m_{pend} l}{I_{pend}(m_{cart} + m_{pend}) + m_{cart} m_{pend} l^2} \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

Система є керованою якщо матриця S , визначена як

$$S = [B \quad AB \quad A^2 B \quad A^3 B], \quad (2.33)$$

і має повний ранг. Аналогічно, система є спостережною, якщо матриця O має повний ранг, де O визначено як:

$$O = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \end{pmatrix}. \quad (2.34)$$

Ранг матриць S та O підтверджує що система керована і спостережна для будь-яких додатніх значень l , I_{pend} , m_{cart} , m_{pend} , g .

Існує декілька способів керувати системою, що досліджується в цій дипломній роботі, у випадку коли положення x ігнорується. Одним з можливих способів є ПД-контролер [64]. Оскільки є два стани, які потрібно контролювати: відхилення кута - ψ та положення - x , то можуть бути використані каскадні ПД-регулятори згідно з Гладом та Лjungом [65].

Інша можливість полягає у реалізації управління на основі машини просторових станів. Якщо стани системи відомі, вибір вхідного сигналу може базуватися на станах всередині системи, що веде до зворотного зв'язку у просторі станів. На думку Глада і Лjungа, опис простору стану містить інформацію про поведінку системи в минулих, теперішніх та майбутніх періодах часу [65].

Для управління лінійною системою може застосовуватися LQR-контролер (Лінійний квадратичний регулятор, LQR, Linear Quadratic Regulator). Стани динамічної системи, що описуються моделлю простору станів, включає матриці A , B і C як показано на рис. 2.8.

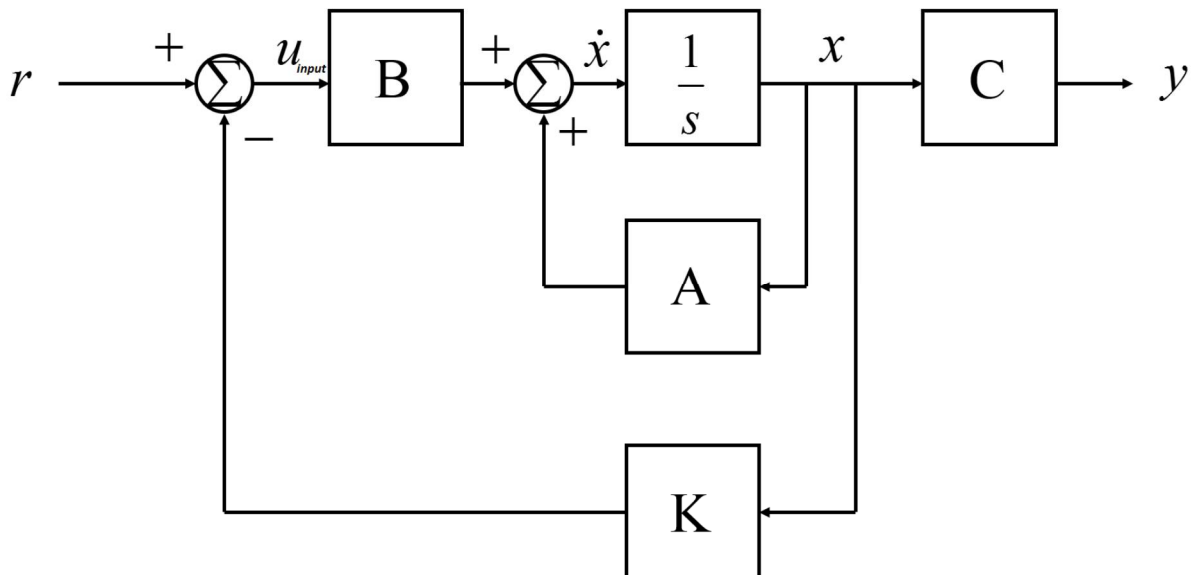


Рисунок 2.8. Блочне представлення системи простору станів, з матрицями A , B , C та матрицею підсилення K .

Матриця витрат Q , вводиться для того, щоб виміряти, наскільки швидко кожен відповідний елемент у векторі стану x , має досягти бажаного кінцевого значення. Управляюче зусилля u_{input} , визначається як

$$u_{input} = -Kx, \quad (2.35)$$

де K – це матриця підсилення визначена як:

$$K = R^{-1}B^tP, \quad (2.36)$$

і P обраховується з рівняння Ріккати:

$$Q + A^tP + PA - PBB^tP = 0. \quad (2.37)$$

Оскільки система простору станів є спостережуваною та керованою, P має унікальне рішення, тому полюси системи із зворотнім зв'язком знаходяться строго в правій півплощині [65].

Однак необхідно переконатися, що для вказаної зміни вхідного сигналу, наприклад, імпульс, прикладений до робота, керуюче зусилля u_{input} , обчислюване контролером, знаходиться в певних межах.

Отже, висновком даного дослідження є те, що система спостережна та керована за будь-яким позитивним значенням параметрів l , I_{pend} , m_{cart} , m_{pend} і g . Оскільки і кут, і положення повинні контролюватися, усі чотири стани визначення простору станів потрібно виміряти. У разі неможливості таких вимірювань деякі стани повинні бути оцінені. [65]

Як здійснюється вимірювання станів за допомогою апаратних засобів, буде представлено в третьому розділі цієї роботи.

2.3 Обґрунтування вибору елементної бази для реалізації експериментальної моделі

Процес виготовлення балансуючого робота широко задокументований і доступний для вивчення у проєктах з відкритим кодом. У деяких частинах цього проєкту використані бібліотеки з відкритим кодом, які були модифіковані відповідно до характеристик обраного обладнання. Для розробки системи управління роботом обрано платформу Arduino.

Arduino Nano входить в трійку найбільш популярних плат сімейства Arduino. Вона дозволяє створювати компактні пристрої, які використовують такий самий контролер, що і в Arduino Uno. Назва плати Nano говорить сама за себе – вона справді має невеликі розміри при тій самій функціональності.

Nano – одна з самих мініатюрних плат Arduino. Вона являє собою повний аналог Arduino Uno і також працює на базі чіпу ATmega328P (хоча зустрічаються варіанти з ATmega168). Завдяки своїм габаритам, плата часто використовується в проєктах для яких компактність грає ключову роль. На платі відсутнє винесене гніздо зовнішнього живлення, Arduino Nano працює через USB (miniUSB або microUSB). В іншому параметри співпадають з моделлю Arduino Uno. На рис. 2.9 представлена плата Arduino Nano.

Технічні характеристики плати Arduino Nano:

- напруга живлення 5 В;
- рекомендоване вхідне живлення 7-12 В;
- кількість цифрових пінів -14, 6 із них можуть бути використані як виходи ШІМ ;
- 8 аналогових входів;
- максимальний струм цифрового входу 40 мА;
- флеш-пам'ять 16 Кб або 32 Кб (в залежності від чіпу);
- RAM 1 Кб або 2 Кб (в залежності від чіпу);
- EEPROM 512 байт або 1 Кб;

- частота 16 МГц;
- розміри 19 x 42 мм;
- вага 7 г.

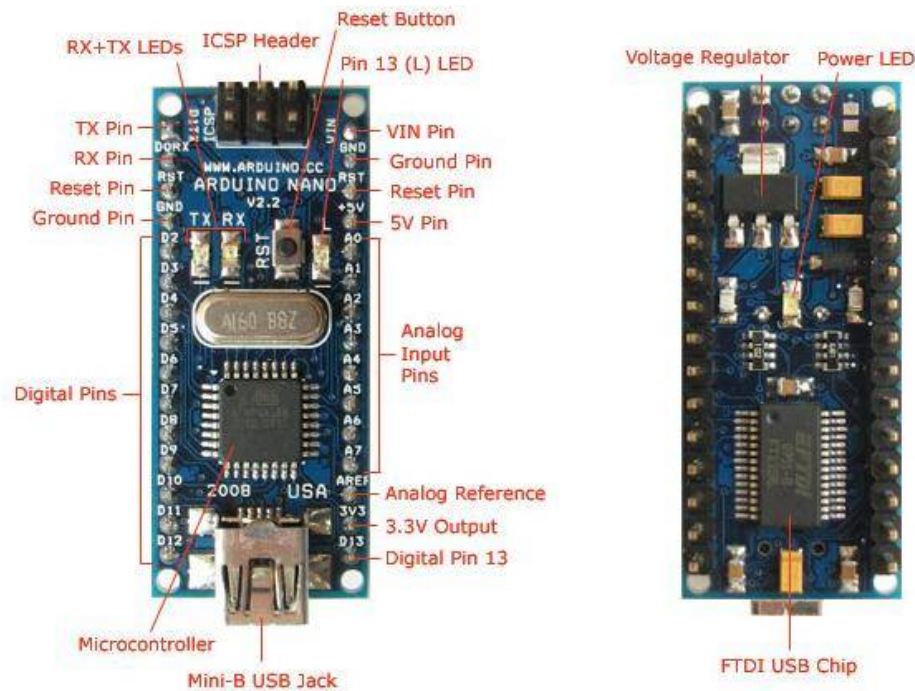


Рисунок 2.9 – Плата Arduino Nano

Живлення плати може відбуватися двома способами:

1. Через mini-USB або microUSB при підключенні до комп'ютера;
2. Через зовнішнє джерело живлення, яке має напругу 6-20 В з низьким рівнем пульсації.

При підключенні до двох джерел напруги, плата обирає джерело з найбільшим живленням.

Плата Arduino Nano має такі ж обмеження, щодо напруги та струму, для входів і виходів плати. Всі цифрові і аналогові контакти працюють в діапазоні від 0 до 5 В. При подачі живлення, яке виходить за межі цих значень, напруга буде обмежуватись захисними діодами. В цьому випадку сигнал потрібно підключати через резистор, щоб не вивести контролер з ладу. Найбільше значення вхідного або вихідного струму не має перевищувати значення у 40 мА, а загальний струм на контактах повинен бути не більший за 200 мА.

На платі є чотири світлодіоди, які показують стан сигналу. Вони позначені як TX, RX, PWR і L. Два перші світлодіоди загораються при низькому рівні сигналу. Світлодіод PWR загорається при напрузі 5 В та сигналізує про підключене живлення. Останній світлодіод (L) – світлодіод загального призначення, він загорається коли подається високий сигнал.

На даний момент випускається декілька видів Arduino Nano. Є версії 2.X, 3.0, які відрізняються тільки чіпом на базі якого вони працюють. У версії 2.X використовується чіп ATmega168 з меншим об'ємом пам'яті і пониженою тактовою частотою, а версія 3.0 працює на базі чіпу ATmega328.

Плата Arduino Nano має 14 цифрових кінтактів, які позначаються літерою D (цифровий, digital). Контакти використовуються як входи та виходи, кожен з яких має свій підтягуючий резистор (рис. 2.10).

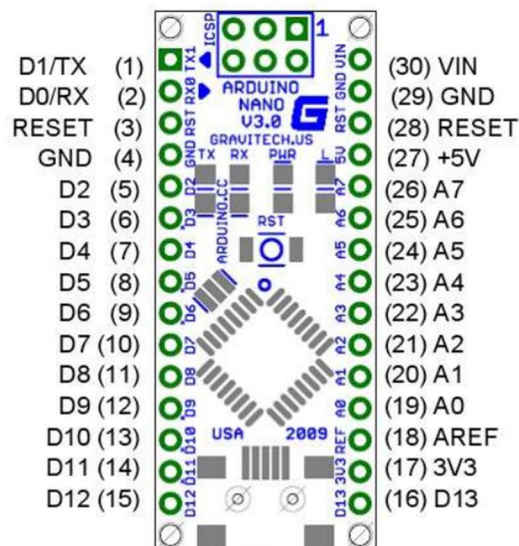


Рисунок 2.10 – Розпіновка плати Arduino Nano

Аналогові піни позначаються буквою А і використовуються як входи, також у них відсутні підтягуючі резистори. Вони вимірюють подану на них напругу і повертають значення за допомогою функції `analogRead()`.

На деяких цифрових пінах можна побачити позначку ~, такі контакти можна використовувати в якості виходів ШІМ. Плата обладнана шістьма

такими контактами – це піни D3, D5, D6, D9, D10, D11. Для роботи з ШІМ виводами використовується функція `analogWrite()`.

Опис пінів плати Arduino Nano:

- Цифрові входи/виходи: D0-D13.
- Аналогові входи/виходи: A0-A7 (10-розрядний АЦП).
- ШІМ: піни 3, 5, 6, 9, 10, 11.
- UART : D0 і D1 (TX і RX відповідно).
- I2C: SDA – A4, SCL -A5.
- SPI: MOSI – 11, MISO – 12, SCK – 13, SS(10).

Мікроконтролери мають великі функціональні можливості, але в них є один суттєвий недолік – обмежене число виводів в порівнянні з Arduino Mega. Тому на етапі складання схеми пристрою потрібно продумати яким чином можна максимально спростити проєкт, щоб скоротити число, потрібних для підключення, контактів.

Контролери Arduino Nano активно використовуються в найрізноманітніших DIY проєктах. Використання мініатюрного контролеру дозволяє створювати пристрої з невеликим форм-фактором, що є важливим для проєктів в області автоматизації та робототехніки. Ця плата досить компактна, зручна і наділена всіма можливостями Arduino Uno.

РОЗДІЛ 3

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ПОРІВНЯННЯ ХАРАКТЕРИСТИК МАТЕМАТИЧНОЇ І ФІЗИЧНОЇ МОДЕЛЕЙ БАЛАНСУЮЧОГО РОБОТА

3.1 Розробка апаратного забезпечення та конструювання експериментальної моделі

Для розробки експериментальної моделі буде використано платформу Arduino. Передбачається використання робота лише в приміщенні на рівних поверхнях. Припускається що маятник має один ступінь свободи. Тому робот буде управлятися лише в одному напрямку, як щодо кута нахилу, так і положення робота. Нижче буде подано опис апаратного забезпечення, а також буде проведений процес перевірки моделі.

Мікроконтролер, що використовується в цьому проєкті, – це Arduino Nano, що працює на базі ATmega328. Плата використовується для швидкого створення прототипів інтерактивних додатків за допомогою датчиків, що зчитують дані навколишнього середовища. Він має 14 цифрових входів/виходів і 6 аналогових входів. Він працює від напруги 5 В і з'єднується за допомогою USB-порта. Тактова частота – 16 МГц, а флеш-пам'ять – 32 кБ [66]. Всі інші обрані компоненти мають бути сумісними з платформою Arduino.

Для визначення кутового відхилення ψ та кутової швидкості $\dot{\psi}$ необхідний вимірювальний пристрій. Сенсор який задовільняє умови – це гіроскоп/акселерометр на базі мікросхеми MPU-9150. Гіроскоп може зчитувати кутову швидкість в трьох напрямках, а акселерометр визначає кутове прискорення.

Згідно специфікацій [67], передача даних від IMU і процесором відбувається через послідовний протокол I²C на частоті 400 кГц з дискретизацією 16-біт, з якою платформа Arduino може впоратись.

Модуль MPU-9150 може бути запрограмований для роботи в різних діапазонах як для швидких, так і повільних рухів, залежно від потреб. Для даного проєкту було сконфігуровано шкалу гіроскопа для вимірювання кутів до 250°, а шкалу акселерометра – до 2g. Даний модуль живиться від напруги 3.3В, яку можна отримати з відповідного виводу плати Arduino. Модуль MPU-9150 приєднано до двох із шести аналогових входів плати Arduino.

Значення гіроскопа зчитується як ціле число в діапазоні від 0 до 1023 і може бути переведене в значення кутової швидкості $\dot{\psi}$.

Значення кута ψ може бути визначено за формулою:

$$\psi_{i+1} = \psi_i + \dot{\psi}_{i+1} dt, \quad (3.1)$$

де dt – це час з моменту останнього вимірювання.

Як видно з (3.1), кут, що зчитується гіроскопом, має схильність до девіації в часі. Для зменшення впливу цих девіацій було застосовано фільтр Калмана. Фільтр Калмана – це алгоритм, який усуває викиди серед вимірювальних значень, шляхом безперервного аналізу їх вхідного потоку [68]. В якості реалізації фільтра Калмана взято бібліотеку з відкритим кодом [69].

Точність кутових даних дуже важлива. Тому, є необхідність провести дослідження роботи IMU з фільтром Калмана, з метою перевірки що вихідні дані є коректними. Процедура тестування буде описана далі.

Результати перевірки показали, що кутові дані з сенсора після згладжування повністю відповідають раптовим змінам нахилу, а затримка в часі достатньо мала, щоб нею можна було знехтувати. Амплітудою шуму, яка визначена за допомогою статичного тесту та не перевищувала 0.03 градуса, можна знехтувати.

Згідно Левгрена, найкращим варіантом будуть два мотори, які забезпечують мінімум 300 оборотів за хвилину [70]. Для реалізації проєкту

використано два двигуни постійного струму типу EMG30. Специфікація двигунів подана в таблиці 3.1

В проєкті використано двоканальний міст на базі мікросхеми L298P, спроектований для використання в проєктах Arduino Uno, як окрема плата. Він може живитися як від зовнішнього джерела, так і від плати Arduino. Максимальний струм складає 2.5 А на канал.

Таблиця 3.1 – Специфікація двигунів

Вхідна напруга, В	12
Крутний момент, Нм	0.147
Швидкість обертання двигуна, об./хв.	170
рад./с	17.8
Струм на обмотці мотора, мА	530
Швидкість обертання без навантаження, об./хв.	216
рад./с	22.62
Струм на обмотці мотора без навантаження, мА	150
Струм споживання, А	2.5
Потужність, Вт	4.22

Джерелом сили u_{input} , що прикладається до управління рівновагою, є два двигуни постійного струму, і вона може бути виражена рівнянням:

$$u_{input} = \frac{2M_{motor}}{r}, \quad (3.2)$$

де M_{motor} – це механічний крутний момент одного двигуна, а r – радіус колеса.

Згідно [71] крутний момент може бути виражений як:

$$M_{motor} = K_2 \Phi I_A, \quad (3.3)$$

де $K_2 \Phi$ – стала крутного моменту двигуна постійного струму, а I_A – струм обмотки.

Застосовуючи закон Кірхгофа для ланцюга в який включений двигун постійного струму, отримаємо:

$$U_A = R_A I_A + K_2 \Phi \omega, \quad (3.4)$$

де U_A – напруга на обмотці кожного з моторів, R_A – сума всіх опорів двигуна, а ω – кутова швидкість обертання осі. R_A визначення шляхом вимірювання і складає 8.5 Ом.

Параметр $K_2\Phi$ було розраховано теоретично за допомогою (3.4), використовуючи вимірний опір, а також дані специфікації про струм та швидкість обертання валу без навантаження. Для напруги на обмотці 12 В параметр $K_2\Phi = 0,474$ Нм/А.

З рівнянь (3.3) і (3.4) отримуємо:

$$M_{motor} = \frac{K_2\Phi}{R_A} (U_A - K_2\Phi\omega). \quad (3.5)$$

З рівнянь (3.5) і (3.2) отримуємо:

$$u_{input} = \frac{2K_2\Phi}{R_A r} (U_A - K_2\Phi\omega). \quad (3.6)$$

Припускаючи що в момент, коли до системи прикладається найбільший керуючий вплив, кутова швидкість $\omega = 0$. Підставивши це значення в рівняння (3.6) отримаємо пропорційне відношення між керуючим впливом u_{input} та напругою на обмотці двигуна постійного струму U_A .

$$u_{input} = \frac{2K_2\Phi}{R_A r} U_A. \quad (3.7)$$

Коефіцієнт пропорційного відношення між u_{input} та U_A становить 1,9. Це означає що максимальне значення сили що створюється двигунами при напрузі 12 В складає 22 Н.

Структурна схема компонентів балансуєчого робота подана на рис. 3.1.

Акумуляторна батарея – це компонент з найбільшою вагою. Розміщення батареї нагорі конструкції забезпечує розміщення центру мас над точкою прикладання сили. Всі інші компоненти розміщені близько один до одного щоб уникнути перешкод що можуть виникнути в довгих провідниках. Див. рис. 3.2.

Для забезпечення стабільної основи для робота було спроектовано нижню плиту. До неї було прикріплено двигуни та гіроскоп, що дозволило сумістити вісь гіроскопа з віссю моторів.

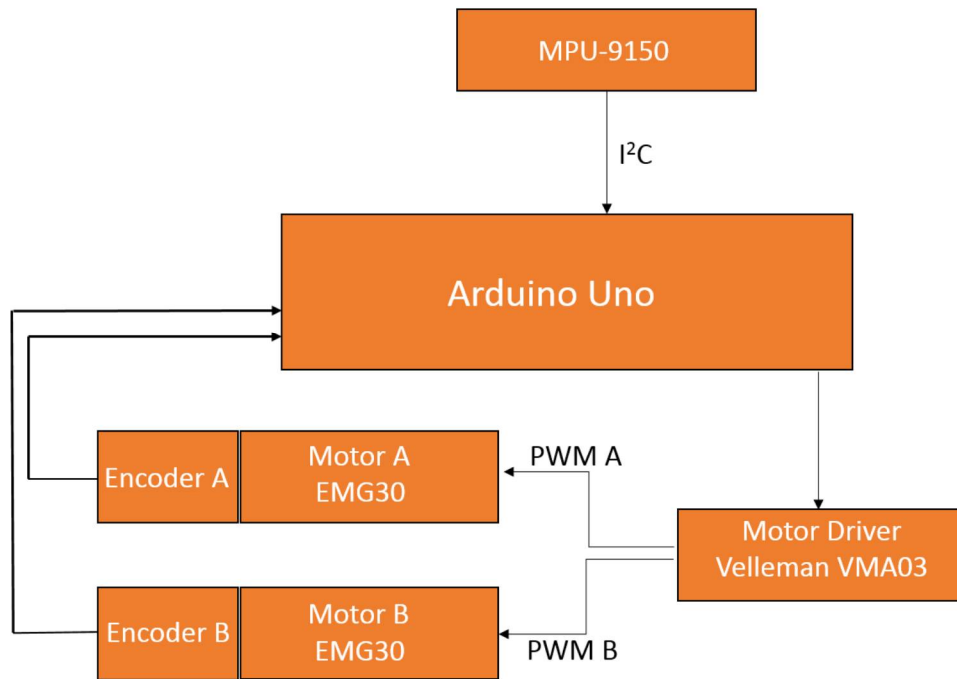


Рисунок 3.1 - Структурна схема компонентів балансуєчого робота

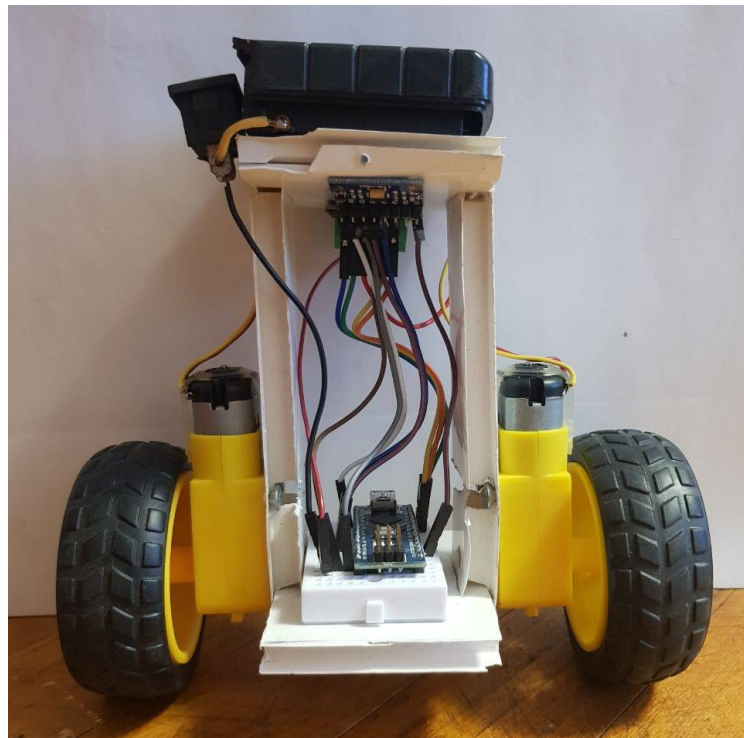


Рисунок 3.2 – Експериментальна модель

3.2 Розробка контролера управління балансом

Досліджувана модель створена на базі лінійно-квадратичного регулятора містить кілька виправданих припущень та спрощень, проте неможливо сказати як це вплине на стабільність системи до її реалізації.

У випадку коли модель контролера, реалізованого на базі такого підходу, містить помилки та модель не зможе підтримувати баланс, буде важко сказати наскільки вона близька до коректної роботи.

Тому для тестування контролеру балансу було використано ПІД-регулятор, що дало змогу налаштовувати параметри регулювання вручну. Також можливо порівнювати імпульси експериментального зразка із змодельованими імпульсами ПІД-контролера. В разі коли вони збігаються, можна зробити висновок що передавальна функція від кутового відхилення $G_{\psi}(s)$ є коректною. Оскільки передавальна функція положення $G_x(s)$ спирається на такі самі параметри та припущення, це так само дасть змогу зробити висновок про її коректність.

Суттєві відмінності між реальними та змодельованими імпульсами дасть змогу зробити висновок про помилки в моделюванні.

Перевірка моделі складається з наступних кроків:

1. Реалізація ручних налаштувань ПІД-контролера на експериментальну модель
2. Провести дослідження імпульсних характеристик.
3. Перенести параметри регулювання на модельований ПІД-контролер з тією самою передавальною функцією для кутового відхилення $G_{\psi}(s)$ та повторити дослідження імпульсних характеристик.
4. Порівняти результати та зробити висновок про відповідність теоретичної моделі.

На рис. 3.3 подано функціональну схему САР на основі ПІД-контролера, де позначено ψ – кут відхилення, $R(s)$ – опорний сигнал, $E(s)$ – похибка регулювання, $V(s)$ – зовнішнє збурення, $U(s)$ – керуючий вплив.

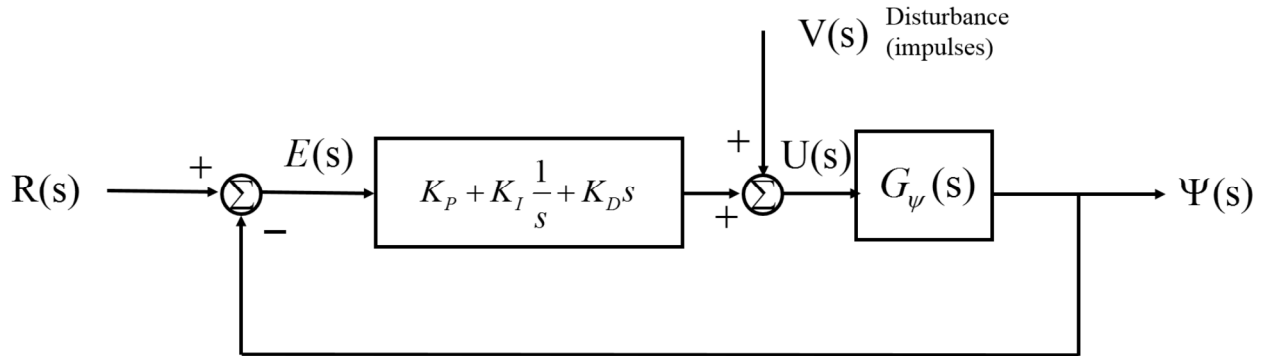


Рисунок 3.3 - Функціональна схему САР на основі ПІД-контролера

Програмне забезпечення для експериментальної моделі створено в середовищі Arduino IDE. Структурне поєднання компонентів програмного та апаратного забезпечення подано на рис. 3.4. Було використано бібліотеки з відкритим кодом, що реалізують роботу фільтра Калмана та здійснюють широто-імпульсну модуляцію.

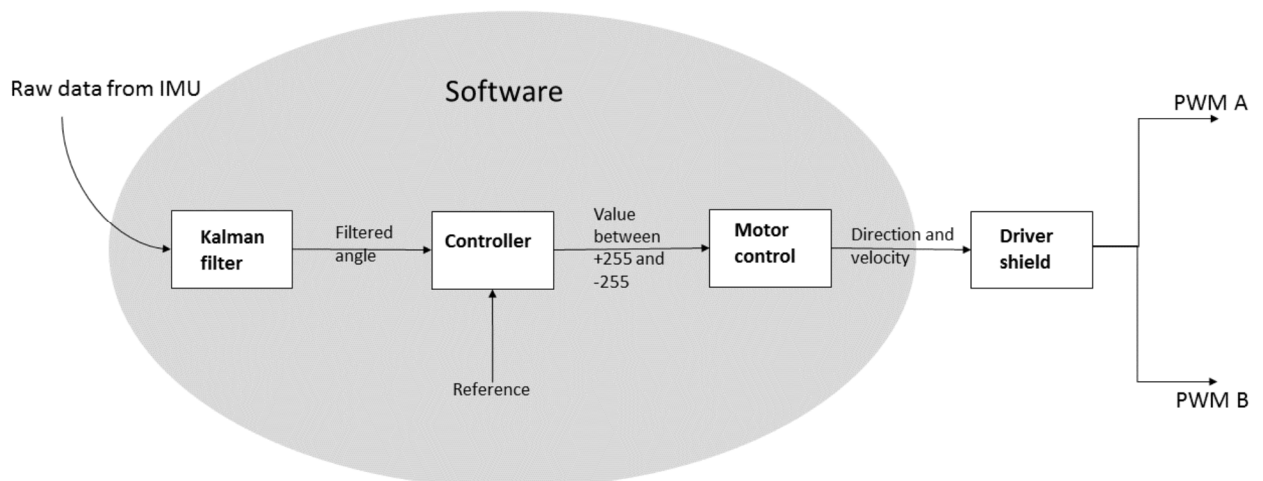


Рисунок 3.4 - Структурне поєднання компонентів програмного та апаратного забезпечення

Параметри робота подано в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Параметри експериментальної моделі

Параметр	Значення
$M_{cart}, кг$	0.558
$M_{pend}, кг$	1.267
$I_{pend}, кг \cdot м^2$	0.055
$l, м$	0.159

Дані параметри було підставлено в рівняння простору станів в системі MATLAB та отримано такі результати:

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0,007 & 3,363 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0,017 & 30,47 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0,736 \\ 0 \\ 1,704 \end{pmatrix} u_{input}, \quad (3.8)$$

$$y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} u_{input}. \quad (3.9)$$

Нестабільна система може бути стабілізована за допомогою лінійно-квадратичного регулятора з використанням матриці вагових коефіцієнтів Q .

$$Q = \begin{pmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.10)$$

де α і β – вагові коефіцієнти положення та кута відповідно. Матриця коефіцієнтів підсилення може бути визначена в MATLAB за допомогою функції `lqr()` [72]:

$$K = (k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_4). \quad (3.11)$$

Розрахований коефіцієнт пропорційності між напругою U_A , що подається на двигуни, і керуючим впливом u_{input} становить 1,9 при максимальному зусиллі двигунів в ± 22 Н.

3.3 Перевірка адекватності моделі

З метою визначення рівня шумів та затримки вимірювання кута нахилу було проведено випробування модуля MPU-9150. Вигляд випробувального стенду подано на рис. 3.5. Модуль MPU-9150 був жорстко закріплений на сервоприводі, який рухався за наперед визначеною схемою. Отримані сигнали з гіроскопа та акселерометра було проаналізовано в MATLAB.

Було поведено наступні тести:

- випробування в режимі спокою, при якому модуль MPU-9150 лежав нерухомо з кутом нахилу 0° ;
- сервопривід виконував періодичні рухи в межах від 5° до 10° ;
- сервопривід виконував різкі рухи між позначками 10° , 30° та 90° .

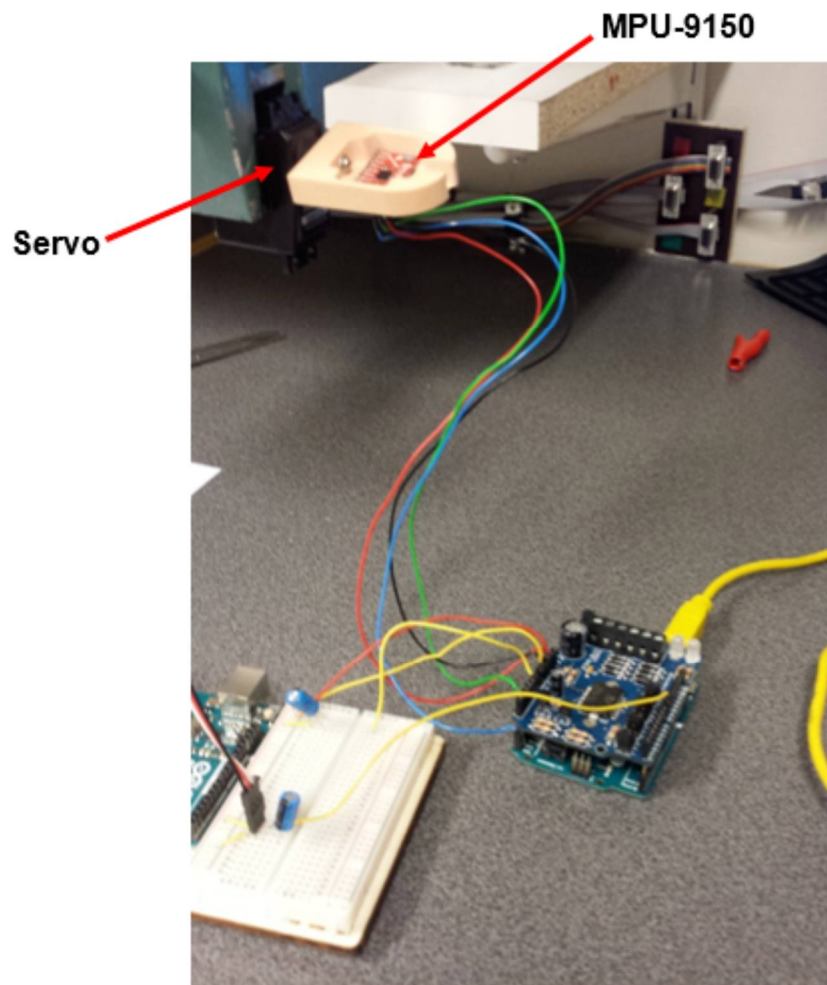


Рисунок 3.5 - Вигляд випробувального стенду

Для проведення випробування в режимі спокою сенсор розміщувався нерухомо на горизонтальній поверхні. Було проведено декілька таких тестів. Графіки двох незалежних випробувань подано на рис. 3.6.

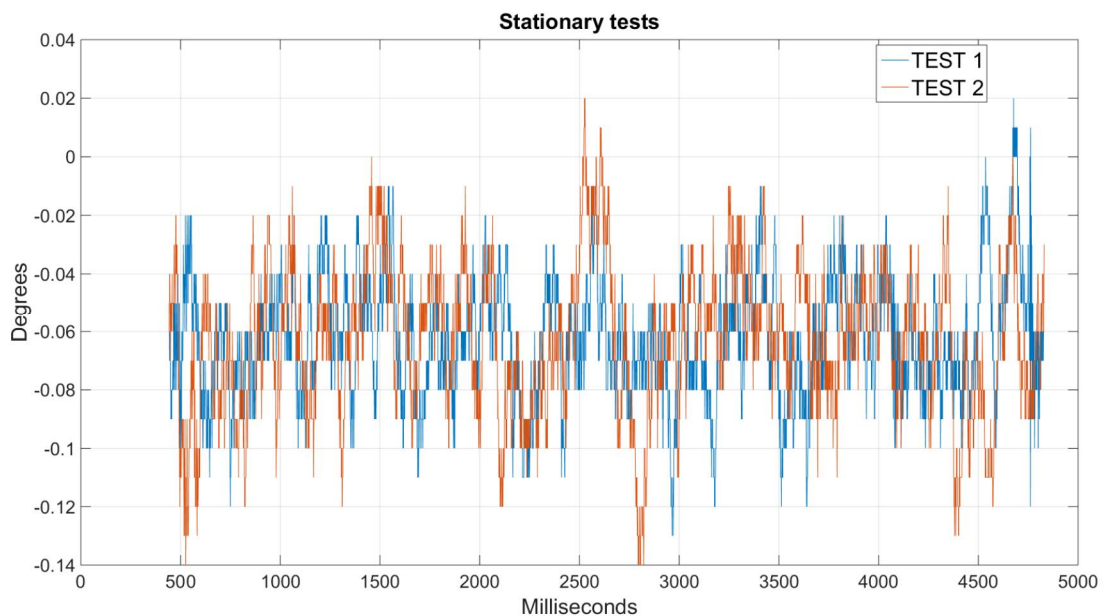


Рисунок 3.6 - Графіки двох незалежних випробувань в режимі спокою

Тест показав, що шум із сенсора знаходиться в межах $\pm 0,03^\circ$.

Використовуючи бібліотеку для сервоприводів, плата Arduino була запрограмована на виконання періодичних рухів в діапазоні від $+5^\circ$ до -5° впродовж 9 секунд. На рис. 3.7 подано суміщений графік відхилень сервопривода та показів гіроскопа.

Аналогічний тест був проведений для відхилень від $+10^\circ$ до -10° , результати якого подані на рис. 3.8.

Результати випробування третього типу, коли сервопривід виконував повороти на 10° , 30° та 90° подано на рис. 3.9, 3.10 і 3.11 відповідно.

Як показали результати випробувань, кутові відхилення, що задавались сервоприводом, миттєво приводили до змін в показах гіроскопа. Проте третій тип тестів показав суттєві відхилення (близько 20%) показів гіроскопа від заданого положення сервоприводу. Оскільки похибка залишалась стабільною для всіх тестів, було зроблено висновок, що її джерелом є невідкалібрований

сервопривід. Для подолання цієї проблеми доцільно використовувати енкодер, який буде гарантувати більш точне положення осі сервопривода.

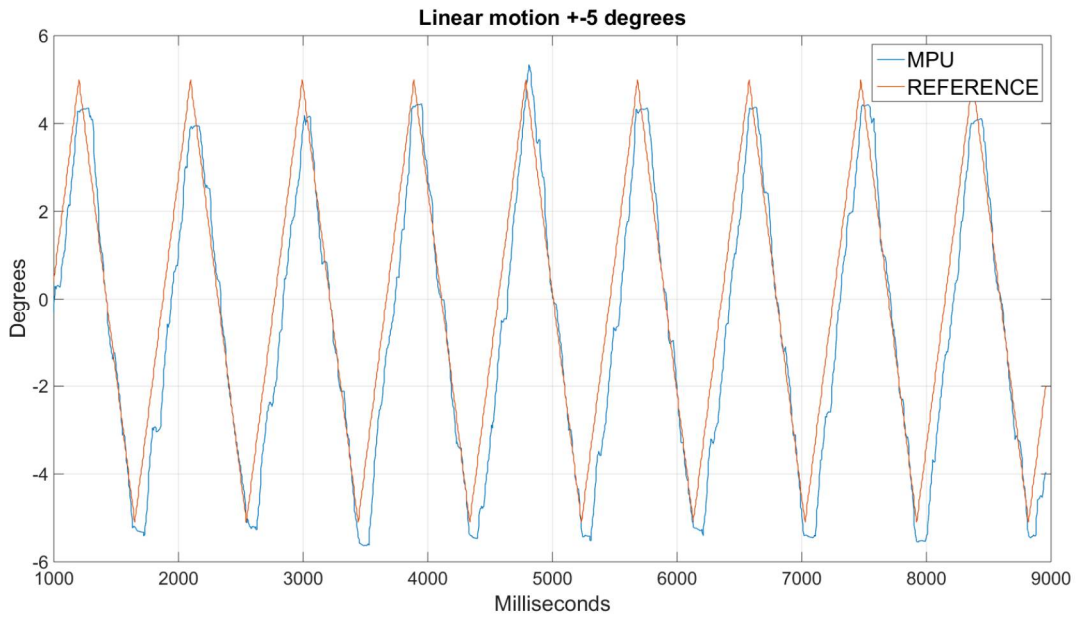


Рисунок 3.7 - Суміщений графік відхилень сервоприводу та показів гіроскопа в діапазоні від $+5^{\circ}$ до -5°

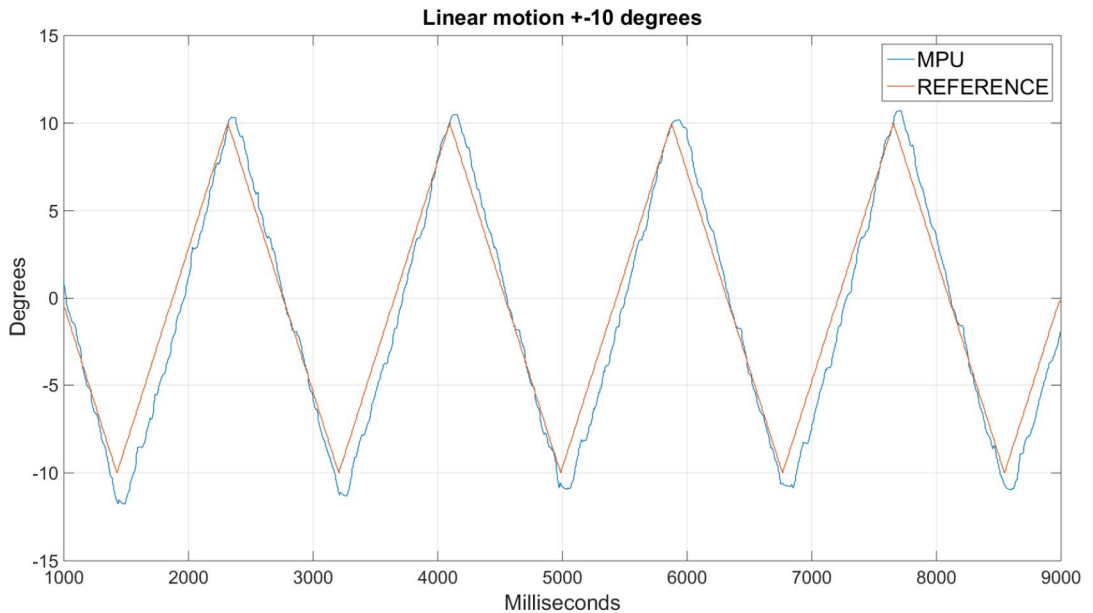


Рисунок 3.8 - Суміщений графік відхилень сервоприводу та показів гіроскопа в діапазоні від $+10^{\circ}$ до -10°

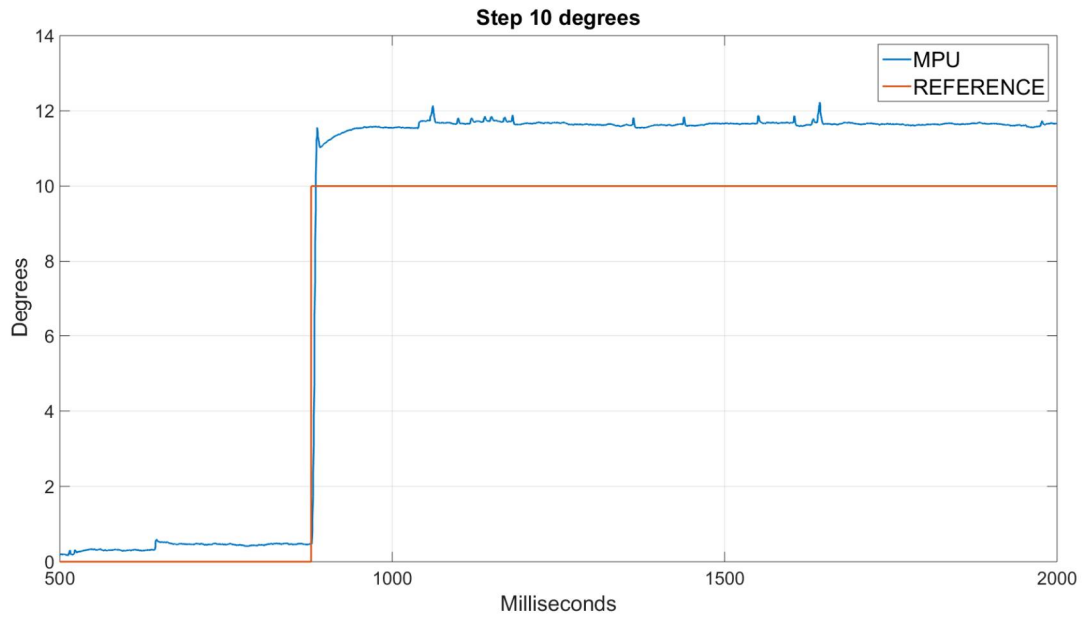


Рисунок 3.9 – Тест повороту на 10°

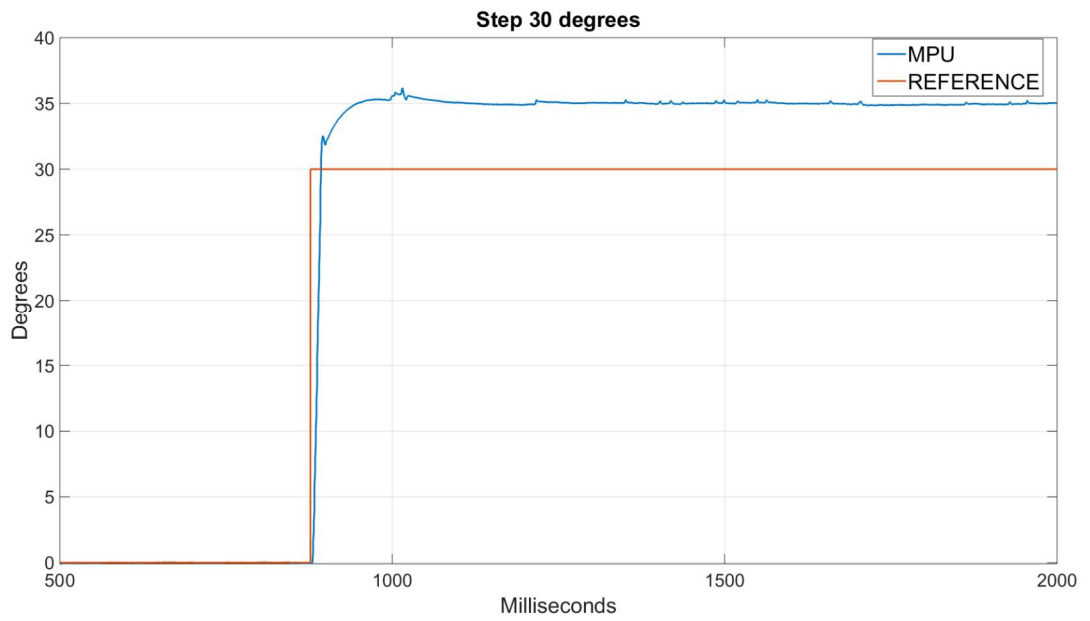


Рисунок 3.10 – Тест повороту на 30°

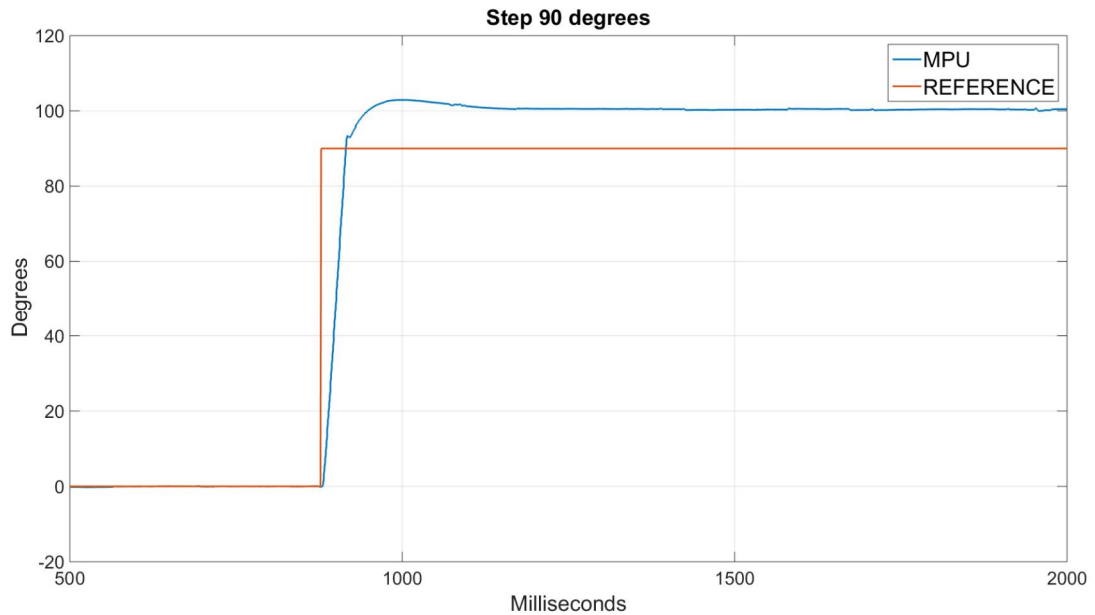


Рисунок 3.11 – Тест повороту на 90°

Для подальших випробувань рекомендовано використовувати енкодер або замінити сервопривід на кроковий двигун. Тим не менш, тести показали, що модуль MPU-9150 має прийнятні характеристики та підходить для використання в даному проєкті.

Випробування також показали, що гіроскоп добре реагує на раптову зміну кута нахилу, проте існує певна затримка між моментом зміни положення сервоприводу та даними, які поступають від гіроскопа, яка залишалась в межах до 5 мс.

Тест в режимі спокою показав, що випадкові значення похибки сенсора знаходяться в межах $\pm 0,03^\circ$. Складовими цієї похибки є шум із сенсора, а також можливі випадкові вібрації стола.

В процесі випробувань системи стабілізації на візок було подано декілька збурюючих впливів, під час яких зчитувались значення кутового відхилення. Такі параметри моделі як маса візка m_{cart} , а також маса m_{pend} , довжина l та момент інерції I_{pend} маятника взяті з фізичного прототипу. Отримані результати подано на рис. 3.12. Як можна бачити, час затухання

коливань в обох випадках складає приблизно 2,2 секунди. Їхні значення наведені в табл. 3.2.

Підставивши параметри $K_p = 24$, $K_i = 8$, $K_d = 15$, що були отримані в результаті ручного налаштування ПІД-контролера було отримано значення кутів відхилення, що подані на рис. 3.13.

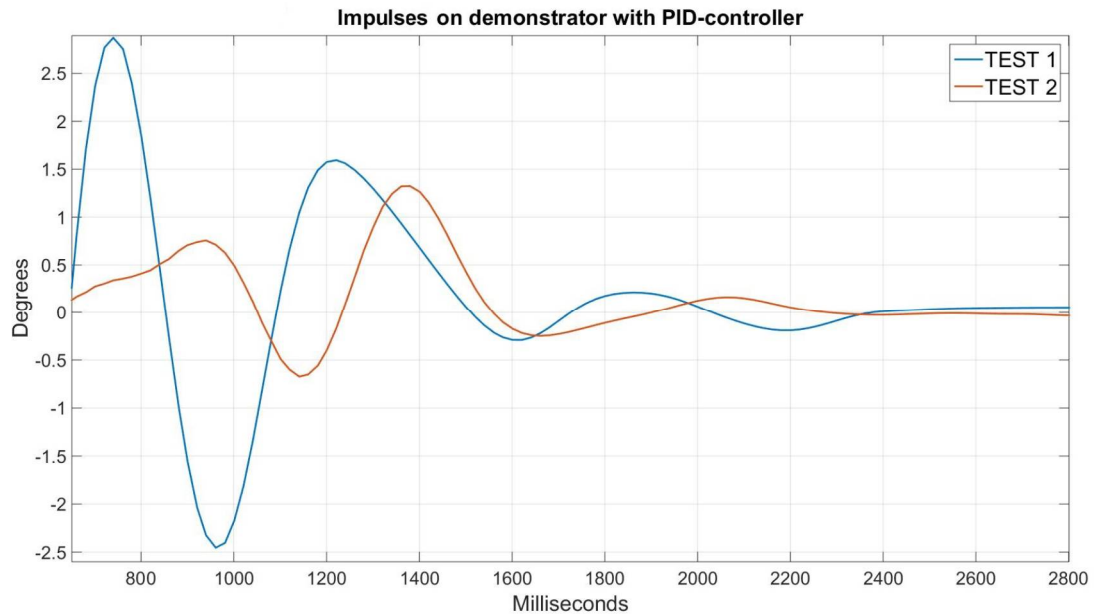


Рисунок 3.12 – Кути відхилення візка після збурення

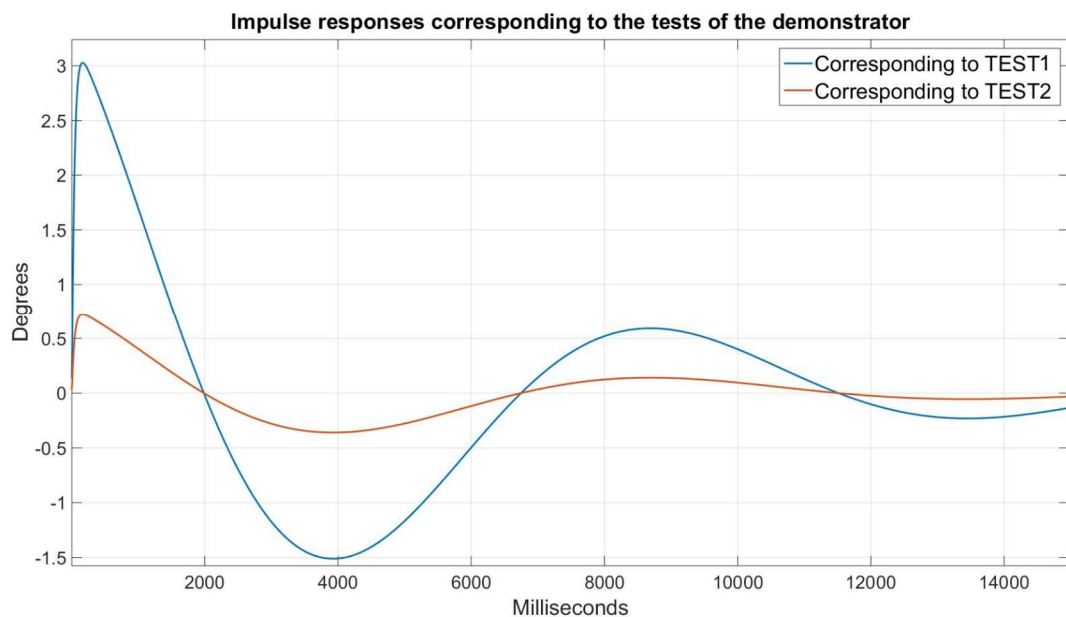


Рисунок 3.13 - Кути відхилення візка після збурення з ручними коефіцієнтами ПІД-контролера

Як можна бачити, час врівноваження в 12 секунд є неприйнятним для змодельованої системи.

Проведено моделювання простору станів для реалізації поведінки балансуєчого робота. З даної симуляції помітно, що навіть попри те, що він також перебуває в нестабільному положенні та початковому відхиленні вертикалі – з плином дуже незначного часу повертає рівновагу та зводить коливання до мінімуму. Повністю їх уникнути неможливо.

Результати тестування показали що дослідний зразок не є достатньо точним для реалізації на базі лінійно-квадратичного регулятора. Метою тестування було отримання результатів роботи для визначення частин системи які спричиняють помилки.

Неможливо зробити однозначний висновок про те що саме викликало помилку, оскільки різниця часу врівноваження між фізичним та змодельованим зразком виявилась великою. Найбільш ймовірною причиною помилки може бути одне із припущень, які були зроблені під час розробки моделі:

- робот рухається лише в одній площині;
- робот представлений у вигляді маятника приєднаного до візка;
- візок був представлений у вигляді двигунів з колесами, а маятник у вигляді решти компонентів;
- лінеаризація кута відхилення маятника в момент, коли він знаходиться у близькому до вертикального положенні;
- шуми та затримка при вимірювання кута були незначні.

Крім пунктів, зазначених вище, також був зроблений компроміс щодо швидкості моторів.

Припущення, що робот рухається лише в одній площині, вважається реалістичним, оскільки по дослідному зразку було видно, що рух робота відбувається як зазначалось.

Лінеаризація рівнянь, яка була згадана раніше, базується на припущенні що маятник коливається у вузькому діапазоні кутів, відповідно:

$$\cos \theta = \cos(\pi + \psi) \approx -1, \quad (3.12)$$

$$\sin \theta = \sin(\pi + \psi) \approx -\psi. \quad (3.13)$$

Було проведено аналіз похибок лінійної апроксимації, результати якої подано в табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Похибки лінійної апроксимації кутового відхилення

Кут відхилення	Апроксимація згідно 3.12	Похибка	Апроксимація згідно 3.13	Похибка
1°	-0,999	0,001	-0,017	0,000
5°	-0,996	0,004	-0,087	0,000
10°	-0,985	0,015	-0,174	0,001
20°	-0,940	0,060	-0,342	0,007
30°	-0,866	0,134	-0,500	0,024

З табл. 3.3 видно що похибка зростає при збільшенні кута відхилення. Найбільший кут відхилення під час випробувань становив 8°, тож похибка апроксимації тригонометричних функцій є незначною.

Одним із припущень під час реалізації проєкту було те що коефіцієнт тертя f є сталою величиною, а сила тертя пропорційна швидкості візка. Значення цього параметру було взято з аналогічного проєкту [73]. Проте сумнівним виглядає не саме значення параметрі, а припущення що всі сили тертя в системі можна звести до одного параметра пропорційного швидкості. Тертя в системі має більш складну природу, отже модель може бути розширена, зокрема в модель двигуна може бути додана статична та динамічна складова тертя і така зміна може мати серйозний вплив на роботу цілої системи адже під час роботи двигуни часто змінюють напрямок свого руху. Ці міркування можуть стати джерелом для подальших досліджень з метою удосконалення моделі.

Висновок про те що рівнем шумів та затримкою у вимірюванні кута нахилу можна знехтувати було зроблено з метою спрощення моделі та у припущенні що вони не мають серйозного впливу на роботу системи. Проте врахування цих параметрів рекомендується для подальших досліджень, крім

того, наявність цих параметрів дозволить використовувати вимірювальні елементи з іншими характеристиками, що зробить модель більш універсальною.

Одною з найбільших проблем, що були виявлені, є недостатня швидкість двигунів. Незважаючи на те що експериментальний зразок зміг підтримувати баланс з використанням ПД-регулятора, він зміг впоратись лише із збуреннями обмеженої амплітуди. В подальшому рекомендовано використовувати двигуни із більшою швидкістю обертання.

ВИСНОВКИ

Магістерська робота присвячена дослідженню моделі та оптимізації параметрів рівноваги балансуєчого робота. В ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи були отримані наступні результати.

В першому розділі проведено аналітичний огляд проблем балансування систем на основі зворотного маятника та наведено приклади використання ідеї балансування двоколісної платформи як бази мобільного робота або транспортного засобу. Показано, що більшість пристроїв залишаються на стадії прототипів. Розповсюдження набули системи, що прямо взаємодіють з людиною, як з користувачем, при цьому людиною і виконується роль балансування вже при безпосередньо використанні.

Другий розділ присвячено огляду теорії управління та, на її основі, створенню математичної моделі робота. З цією метою виведено рівняння руху зворотного маятника і колісної платформи та складено передавальні функції управління. Зроблено висновок про те, що система є спостережна та керована за будь-яким позитивним значенням своїх параметрів.

В третьому розділі створено фізичну експериментальну модель балансуєчого робота, досліджено та описано параметри апаратних модулів, та їх вплив на показники стабілізації. Параметри фізичної моделі підставлено в рівняння математичної моделі та зроблено висновок про її адекватність. Дослідження показало, що реалізація контролеру управління на базі ПД-регулятора дає кращий результат ніж з використанням лінійно-квадратичного регулятора. Проведені дослідження дозволили виявити недоліки як в математичній так і фізичній моделях, зокрема, сили тертя, що діють в системі, мають складнішу природу, ніж представлені в математичній моделі. Для реалізації ж фізичної моделі доцільно використовувати двигуни, що мають більшу швидкість обертання, а використання енкодерів збільшить точність сигналів керування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. А. М. Формальский. О стабилизации перевёрнутого маятника с неподвижной или подвижной точкой подвеса. ДАН, 2006, том 406, №2, с. 175-179.
2. Zubov V. I. Устойчивость движения. (Методы Ляпунова и их применение). М: Высшая школа, 1973.
3. Мирошник И. В. Теория автоматического управления. Линейные системы. СПб: Питер, 2005.
4. Асташев В.К., Бабицкий В.И., Веприк А.М., Крупенин В.Л. Гашение вынужденных колебаний струн и стержней подвижной шайбой// Доклады АН СССР, – 1989, – Т. 304, № 1.
5. Деменков Н.П. Нечеткое управление в технических системах. – М.: Издательство МГТУ им Н. Э. Баумана, 2005.
6. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006.
7. Kevin M. Passino, Stephen Yurkovich. Fuzzy Control, Addison-Wesley, 1998.
8. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами Matlab. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007.
9. Певзнер Л.Д., Чураков Е.П. Математические основы теории систем. – М.: Высшая школа, 2009.
10. Stephenson A. On a new type of dynamical stability. Memoirs and 55 Proceedings of the Manchester Literary and Philosophical Society. – 1908. – V. 52, – N. 8. – P. 1-10.
11. Stephenson A. On induced stability// Philosophical Magazine. – 1909. – 17. P. 765-766.

12. Van der Pol B. Stabiliseering door kleine trillingen// *Physica*. B. 5. – 1925. – P. 157-162.м
13. Strutt M.J.O. Stabiliseering en labiliseering door trillingen// *Physica*. – 1927. – B. 7, – P. 265-271.
14. Van der Pol B., Strutt, M.J.O. On the stability of solutions of Mathieu's equation// *Philosophical Magazine*. – 1928. – V. 5. – P. 18-38.
15. Ince E.L. Mathieu functions of stable type// *Phyl. Mag*. – 1928. – V. 6. – 54 P. 547-558.
16. Hirsch P. Das Pendel mit Oszillierendem Aufhängepunkt// *Z. angew. Math. Mech*. – 1930, – B. 10, – P. 41-52.
17. Erdelyi A. Über die kleinen Schwingungen eines Pendels mit oszillierendem Aufhängepunkt// *Z. angew. Math. Mech*. – 1934, – B. 14, heft 4, – p. 235-247.
18. Lowenstern E.R. The stabilizing effect of imposed oscillations of high frequency on a dynamical system// *London, Edinburgh and Dublin Phil. Mag*. – 1932, – V. – P. 458-486.
19. Cristofilos N. US Patents, n. 2,531,028 and n. 2, 567,904, – 1950 and 1951.
20. Капица П.Л. Маятник с вибрирующим подвесом// *Успехи физ. наук*, – 1951, – Т. 44, N 1, 7-20.
21. Капица П.Л. Динамическая устойчивость маятника при колеблющейся точке подвеса// *ЖЭТФ*, – 1951, – Т. 21, N 5, – С. 588-597.
22. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая механика. – М. Наука, 1988.216.
23. Боголюбов Н.Н. Теория возмущений в нелинейной механике// *Сборник трудов ин-та строительной механики АН УССР*, 1950. – Т. 14, N 2, – С. 9-34.
24. Боголюбов Н.Н. Теория возмущений в нелинейной механике// *Сборник трудов ин-та строительной механики АН УССР*, 1950. – Т. 14, N 2, – С. 9-34.

25. Bogdanoff J.L., Citron S.J. Experiments with an inverted pendulum subject to random parametric excitation// J. acoust. Soc. Am. – 1965. – V. 38. – P. 447- 452.

26. Hemp G.W., Sethna P.R. On dynamical systems with high frequency parametric excitation// International Journal of Non-Linear Mechanics. – 1968. – v.3, N. – P. 351-365.

27. Mitchel R. Stability of the inverted pendulum subjected to almost periodic and stochastic base motion – application of the method averaging International Journal of Non-Linear Mechanics. – 1972, – V. 7, N. 1, – P. 101-123.

28. Бурд В.Ш., Забрейко П.П., Колесов Ю.С., Красносельский М.А. Принцип усреднения и бифуркация почти периодических решений// Доклады АН СССР, – 1969, – т.187. – №6. – С.1219-1221.

29. Красносельский М.А., Бурд В.Ш., Колесов Ю.С. Нелинейные почти периодические колебания. М: Наука, 1970. – 352 с.

30. Бурд В.Ш. Малые почти периодические колебания в системах с быстрыми и медленными параметрическими возбуждениями// Труды IX Межд. конф. по нелинейным колебаниям. Т.1. Аналитические методы теории колебаний, – Киев: Наукова думка, 1984, – С. 96-98.

31. Levi Mark. Stability of the inverted pendulum – a topological explanation// SIAM Review. – 1988, – V. 30, N. 4, – P. 639-644.

32. Levi Mark, Weckesser W. Stabilization of the inverted linearized pendulum by high frequency vibrations// SIAM Review. – 1995, – V. 37, N 2, – p. 219- 223.

33. Levi Mark. Geometry of Kapitsa's potentials// Nonlinearity. – 1998. – V. 11. – P. 1365-1368.

34. Levi Mark. Geometry and physics of averaging with applications// Physica D. 1999, – v. 132, – P. 150-164.

35. Zharnitsky V., Mitkov I., Levi M. Parametrically forced sine-Gordon equation and domain wall dynamics in ferromagnets. – 1998. – Physical Review B. – V. 57, N 9. – P. 56-58.

36. Zharnitsky V., Mitkov I. 7r-Kinks in the parametrically driven sineGordon equation and applications. – 1998. – Physica D. – V. 123. – P. 301-307.
37. Osberghaus O., Paul W., Fischer E. Forschungsberichte des Wirtschaftsund Verkersministeriums Nordheim-Westfalen. West-deucher Verlag, Koln und Opladen 415, 1958.
38. Cristofilos N. US Patents, n. 2,531,028 and n. 2, 567,904, – 1950 and 1951.
39. Livingston M.S., Snyder H.S., Courant E.D., Blewett J.R.// Phys. Rev. – 1952, – 91.
40. Saito H., Ueda M. Dynamically stabilized bright solitons in a twodimensinal Bose – Einstein condensate// arXiv:cond-mat/0209053 v.2 12 nov 2002.
41. Зеньковская С.М., Симоненко И.Б. О влиянии вибраций высокой частоты на возникновение конвекции// Известия АН СССР, Механика жидкости и газа. – 1966, – N. 5, – С. 51-55.
42. Зеньковская С.М., Шлейкель А.Л. Влияние высокочастотной вибрации на возникновение конвекции Марангони в горизонтальном слое жидкости// Прикл. матем. мех, – 2002, – Т. 66, вып. 4, – С. 573-583.
43. Зеньковская С.М., Шлейкель А.Л. Влияние высокочастотной вибрации на возникновение конвекции в горизонтальном слое жидкости// Доклады РАН, – 2002, – Т. 382, N. 5, – С. 632-636.
44. Блехман И.И. Вибрационная механика. – М.: Физматлит, 1994, – 400 с.
45. Bishop S.R., Sudor D.J. Inverted dynamics of a tilted parametric pendulum// European Journal of Mechanics A/Solids. – 1999. – V. 18. – P. 517-526.
46. Champneus A.R., Frazer W.B. The Indian rope trick for a parametrically excited flexible rod linearized analysis// Proc. R. Soc. bond. – 2000. – A 456, – P. 553570.
47. Fidlin A. On asymptotic properties of systems with strong and very strong high-frequency excitation// J. Sound Vibr. – 2000. – V. 235. – P. 219-233.

48. Fidlin A., Thomsen J.J. Predicting vibration-induced displacement for a resonant friction slider// Eur. J. Mech. A. – 2001. – V. 20. – P. 155-166.
49. Tcherniak D. The influence of fast excitation on a continuous system// J. sound and vibration. – 1999, – V. 227(2). – P. 343-360.
50. Thomsen J.J., Tcherniak D. Slow effects of harmonic excitation for elastic structures// Nonlinear Dynamics. – 1998. – V. 17. – P. 227-246.
51. Юдович В.И. Вибродинамика систем со связями// Доклады РАН, – 1997. – Т. 354, N. 5, – С. 622-624.
52. Юдович В.И. Динамика материальной частицы на вибрирующей гладкой поверхности// Прикл. матем. мех, – 1998. – Т. 62, вып. 6. – С. 968-976.
53. Стрижак Т.Г. Методы исследования динамических систем типа "маятник", – Алма-Ата: Изд. "Наука"КазССР, 1981. – 253 с.
54. Фокин В.Г., Шаныгин С.В. Обзор и перспективы развития мобильных шагающих робототехнических систем. Молодой ученый. 2015. No18. С. 207-215.
55. nBot Balancing Robot [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.geology.smu.edu/~dpa-www/robo/nbot/>
56. JOE: A Mobile, Inverted Pendulum / F. Grasser, A. D'Arrigo, S. Colombi, A. Rufer // Swiss Federal Institute of Technology Lausanne, EPFL
57. One is Enough! / T. Lauwers, G. Kantor, R. Hollis // Carnegie Mellon University, 2005
58. Control Bootcamp: Overview [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2IA8E4I>
59. PID control system analysis, design and technology [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/31pAclN>
60. PID control explained conceptually and mathematically [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2I8eGKP>
61. Tutorial: The Kalman Filter [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2K2gNSO>

62. Loram, I, 2002. Human balancing of an inverted pendulum: position control by small, ballistic-like, throw and catch movements. *Journal of Physiology*, 540.3, 1111.
63. Jin, D. 2015. Development of a Stable Control System for a Segway [электронный ресурс] – режим доступа: <http://www.raysforexcellence.se/wp-content/uploads/2013/01/Dennis-Jin-Development-of-a-stable-control-system-for-a-segway.pdf>.
64. MathWorks. 2012. Control Tutorials for MATLAB and SIMULINK, Inverted Pendulum [электронный ресурс] – режим доступа: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php.exampleInvertedPendulumsection-SystemModeling>.
65. Glad, Torkel. Ljung, Lennart. 2006. *Reglerteknik – Grundläggande teori*. 4th edn. Studentlitteratur.
66. Arduino Uno. 2015. Arduino – ArduinoBoardUno [электронный ресурс] – режим доступа: <http://www.arduino.cc/en/main/arduinoBoardUno>.
67. InvenSense Inc. 2013. MPU-9150 Product Specification. Sunnyvale, USA. Revision 4.3 [электронный ресурс] – режим доступа: <http://www.invensense.com/mems/gyro/documents/PS-MPU-9150A-00v43.pdf>.
68. Faragher, Ramsey. 2012. Understanding the Basis of the Kalman Filter Via a Simple and Intuitive Derivation. *IEEE signal processing magazine*.
69. Lauszus, Kristian. 2012. Kalman Filter [электронный ресурс] – режим доступа: <https://github.com/TKJElectronics/KalmanFilter>
70. Lövgren, Samir. 2015. Self balancing Robot [электронный ресурс] – режим доступа: <http://samirlovgren.se/pageid647>.
71. Johansson, Hans. Lindahl, Per-Erik. Meyer, Robert. Grimheden, Martin. Sandqvist, William. Paulsson, Magareta. 2013. *Elektroteknik*. KTH
72. MathWorks Nordic. 2015. MATLAB – The Language of Technical Computing [электронный ресурс] – режим доступа: <http://se.mathworks.com/products/matlab/>.

73. MathWorks. 2012. Control Tutorials for MATLAB and SIMULINK, Inverted Pendulum [электронный ресурс] – режим доступа: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php.exampleInvertedPendulumsection-SystemModeling>.