

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра електромеханічних та комп'ютерних систем

До захисту допущено

Завідувач кафедри


(підпис)

Інна НЕФЬОЛОВА
(ім'я, прізвище)

«05» грудня 2024 року

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА (ПРОЄКТ)

рівень вищої освіти другий (магістерський)

спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

освітньо-професійна Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

тема «Синтез електромеханічної системи модального керування швидкістю із спостерігачем стану»

Виконав(ла)

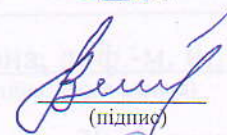
здобувач(ка) групи БД-П23МГ
(шифр групи)

Сергій МИРОШНИЧЕНКО
(ім'я, прізвище)


(підпис)

Керівник роботи


к.ф.-м.н., доц. Галина ЗАЛУЖНА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Рецензент роботи

к.т.н., доц. Ольга ЧОРНА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Засвідчую, що у цій роботі
немає цитат та вилучень з
праць інших авторів без
відповідних посилань
здобувач (ка) 
(підпис)

Харків – 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ННІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститутКафедра Електромеханічних та комп'ютерних системРівень вищої освіти другий (магістерський)Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханікаОсвітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(ім'я, прізвище)



(підпис)

«08» жовтня 2024 рокуЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)Мирошниченко Сергій Віталійович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи модального керування швидкістю із спостерігачем станукерівник роботи Залужна Галина Володимирівна, д. ф.-м. н., доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-5/32362. Строк подання здобувачем роботи «02» грудня 2024 р.3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та силового електрообладнання, математична модель електромеханічного об'єкта, розрахунок статичних та динамічних параметрів електроприводу, синтез системи керування та дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи шляхом моделювання.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Огляд літературних джерел, нових розробок, опублікованих даних та іншої інформації, пов'язаної з темою роботи
2	Обґрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи модального керування швидкістю із спостерігачем стану
5	Розробка електромеханічної системи модального керування швидкістю із спостерігачем стану
6	Оформлення першого варіанту тексту, подання його на ознайомлення науковому керівнику
7	Усунення недоліків, написання остаточного варіанту тексту, оформлення дипломної роботи
8	Подання роботи на кафедру, перевірка на плагіат та зовнішнє рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК

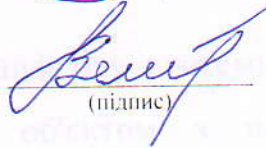
5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

Здобувач(ка)


(підпис)

Сергій МИРОШНИЧЕНКО
(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


(підпис)

Галина ЗАЛУЖНА
(ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Проведено синтез та дослідження динамічних режимів електропривода системи цифрового модального керування положенням з лінійним модальним регулятором та спостерігачем стану, на основі чого отримано ряд результатів. Було вирішено завдання синтезу цифрового модального регулятора та спостерігача стану з використанням програмного середовища MatLab для об'єкта керування, що містить двохмасову електромеханічну підсистему, при врахуванні обмежень часу перехідного процесу та перерегулювання.

Встановлено, що динамічні властивості електроприводу в вертикальній площині значною мірою залежать від об'єкта керування, до складу якого входить двохмасова пружна підсистема, що піддається впливу змінних моментів інерції та навантаження під час роботи. Визначено, що основним недоліком електромеханічних систем з модальним регулятором є наявність статичної похибки за навантаженням, від якої можливо позбутися шляхом впровадження інтегралу помилки.

Синтезовано аналогову та цифрову системи автоматичного керування двохмасовим електромеханічним об'єктом з покращеними динамічними властивостями.

СИНТЕЗ, ДИНАМІЧНІ РЕЖИМИ, ЕЛЕКТРОПРИВОД, ЦИФРОВІ СИСТЕМИ, МОДАЛЬНЕ КЕРУВАННЯ, РЕГУЛЯТОР, АВТОМАТИЧНЕ КЕРУВАННЯ

ABSTRACT

The synthesis and study of the dynamic modes of the electric drive of the digital modal position control system with a linear modal regulator and a state observer were carried out, on the basis of which a number of results were obtained. The problem of synthesizing a digital modal regulator and a state observer using the MatLab software environment for a control object containing a two-mass electromechanical subsystem was solved, taking into account the time constraints of the transient process and overshoot.

It was established that the dynamic properties of the electric drive in the vertical plane largely depend on the control object, which includes a two-mass elastic subsystem that is exposed to variable moments of inertia and load during operation. It was determined that the main disadvantage of electromechanical systems with a modal regulator is the presence of a static error in the load, which can be eliminated by introducing an error integral.

An analog and digital automatic control system for a two-mass electromechanical object with improved dynamic properties was synthesized.

SYNTHESIS, DYNAMIC MODES, ELECTRIC DRIVE, DIGITAL SYSTEMS, MODAL CONTROL, REGULATOR, AUTOMATIC CONTROL

ВСТУП

Сфера використання електроприводів у промисловості, транспорті та побуті постійно розширюється. Наразі більше 60% усієї виробленої у світі електричної енергії споживається електричними двигунами, що підкреслює важливість застосування методів зменшення енерговитрат, одним із яких є регулювання роботи електроприводів. Протягом усіх етапів розвитку електроприводу значну увагу приділяли пошуку можливостей заміни електромашинних перетворювачів на статичні вентильні перетворювачі. Це завдання було вирішене лише після створення тиристорів та вдосконалення систем імпульсно-фазового керування на основі мікроелектроніки. На сьогодні більшість силових перетворювачів для електроприводів проектується на базі повністю керованих ключів IGBT або MOSFET транзисторів, частота комутації яких значно вища, ніж у тиристорів.

Постійне зростання вимог до якості електромеханічних систем зумовлює потребу в підвищенні точності та швидкодії електроприводів для різних об'єктів, наприклад, у транспорті та космічних апаратах. Однією з найпоширеніших концепцій таких систем є двохмасова пружна система. Вона складається з електродвигуна (першої маси), який через пружну трансмісію керує обертанням робочого органу (другої маси). Динамічні властивості електропривода в системах наведення озброєння броньованих автомобілів істотно залежать від об'єкта управління, що включає двохмасову пружну підсистему, яка підлягає збуренню в процесі роботи через змінні моменти інерції та навантаження. У цих умовах зростають вимоги до регулятора, що управляє вказаним об'єктом. При проектуванні систем автоматичного управління часто виникає необхідність зміни їх структури для досягнення оптимальних динамічних показників. Для цього використовуються різні коригуючі зв'язки. Останнім часом набули популярності системи, засновані на методах паралельної корекції, зокрема системи модального управління, які

представляють собою одноконтурні системи автоматичного контролю, замкнуті за вектором стану.

Варто зазначити, що більшість сучасних систем автоматичного контролю створюються на основі мікропроцесорних технологій, які дозволяють реалізувати алгоритми управління будь-якої складності, забезпечуючи компактність та простоту систем. Завдяки розвитку елементної бази та появі потужних програмних засобів значно зріс інтерес до систем автоматичного керування зі спостерігачами стану (СС). Необхідність у застосуванні СС викликана їхньою здатністю оцінювати значення координат, які важко або неможливо виміряти безпосередньо. Додаткова інформація про стан системи дозволяє значно покращити якість регулювання та енергетичні показники системи. У електромеханічних системах зазвичай використовуються спостерігачі потокозчеплення, швидкості двигуна або виконавчого органу механізму. Системи автоматичного контролю зі спостерігачами характеризуються складною структурою з великою кількістю перехресних зв'язків і високим порядком диференційних або різницевих рівнянь, які описують їхню поведінку в динамічних режимах.

Одним із ключових етапів синтезу систем зі спостерігачами стану є вибір бажаного розташування їх полюсів і нулів. У цій сфері також існує безліч невирішених питань, що стосуються критеріїв вибору існуючих стандартних поліномів (СП) та розробки нових канонічних розподілів полюсів і нулів. Поява вдосконалених операційних систем і програмних продуктів, що працюють в реальному часі, дозволяє здійснити поступ у напрямку більш якісної та швидкої розробки й налаштування цифрових систем контролю (СС) та регуляторів, які входять до складу цифро-аналогових систем автоматичного керування (САК) і систем з прямим цифровим управлінням. Отже, завдання створення електроприводних систем зі спостерігачами стану залишається актуальним. Розв'язанню цієї проблеми сприятиме розробка нових методів аналізу та синтезу таких систем, а також автоматизація цих процесів.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СУЧАСНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

Синтез регуляторів лінійних систем автоматичного керування

Під синтезом регуляторів лінійних систем автоматичного керування (САК) розуміється процес визначення керуючих дій, які оптимально вирішують поставлену задачу. При цьому передбачається, що рішення відповідає всім вимогам технічного завдання [1-3].

Зазвичай під час синтезу регуляторів вирішуються дві основні задачі. Перша полягає в забезпеченні необхідних динамічних характеристик системи, що проектується. Друга призводить до досягнення необхідної точності цієї системи [4].

Перша задача є складнішою, оскільки збільшення швидкодії системи може викликати підвищену коливальність в перехідних процесах. Це, в свою чергу, потребує використання більш дорогої елементної бази, що підвищує допустимий рівень сигналів в САК.

Друга задача є більш простою в порівнянні з першою, оскільки необхідну точність можна досягти шляхом зміни коефіцієнта передачі розімкнутого контуру, підвищення порядку астатизму, або введення компенсуючих зв'язків у алгоритм керування, що реагують на завантаження або збурення [5-7].

За способом реалізації розрізняють два типи регуляторів САК: аналогові та цифрові. Аналогові регулятори реалізуються на базі операційних підсилювачів, тоді як цифрові регулятори створюються на основі мікропроцесорних технологій. У більшості випадків такі регулятори синтезуються за методом модального управління [9].

Огляд цифрових систем керування

В багатьох сучасних системах керування використовуються дискретні елементи і цифрові процесори. Деякі переваги цифрових систем керування полягають в наступному: підвищена чутливість, більша надійність, відсутність дрейфу, більш висока стійкість до завад і збурень, менші габаритні розміри і маса, менша вартість [10].

Одною із суттєвих переваг цифрових контролерів являється їх більша гнучкість порівняно з аналоговими регуляторами. Програма цифрового регулятора може бути змінена у відповідності з потребами проектувальника або пристосована до характеристик об'єкту без змін в апаратній частині.

Мікроконтролери

Мікроконтролер – це пристрій, який містить в собі мікропроцесор, пам'ять, вхідні/вихідні порти і блоки зі спеціальними функціями (лічильники, компаратори, АЦП та інші) [11].

Мікроконтролери зустрічаються в багатьох сучасних пристроях, таких як телефони та пральні машини; вони відповідають за функціонування двигунів і систем гальмування у новітніх автомобілях, а також використовуються для створення систем контролю та збору інформації.

Сьогодні існують мікроконтролери, які спеціально розроблені для управління електроприводами. Основні особливості таких мікроконтролерів такі:

1. вбудовані ШІМ генератори (від 2 до 24);
2. реалізовані режими симетричного та несиметричного керування силовими ключами однофазного моста;
3. захист від одночасного включення верхнього та нижнього ключів з налаштуванням часу затримки між перемиканням верхнього та нижнього ключів;
4. інтерфейс для енкодера.

Цифрові сигнальні контролери

Вперше термін "цифровий сигнальний контролер" (ЦСК) був представлений компанією Microchip Technology в 2002 році. Наразі цей термін було прийнято більшістю світових виробників цифрових сигнальних контролерів.

Структурно мікроконтролери і цифрові сигнальні контролери майже не мають відмінностей. Вони характеризуються швидкодійними перериваннями, високою розрядністю акумулятора і можливістю створення цифрових фільтрів для кожного каналу аналогово-цифрового перетворювача (АЦП). Деякі цифрові сигнальні контролери також підтримують числа з плаваючою комою, що суттєво спрощує цифрову обробку сигналів.

Цифрові сигнальні процесори

Цифровий сигнальний процесор (ЦСП) - це спеціалізований програмований мікропроцесор, призначений для маніпулювання в реальному масштабі часу потоком цифрових даних. Швидкодія сучасних багатоядерних цифрових сигнальних процесорів складає понад 160 GFLOPS.

Системи зі спостерігачами стану

Своїм виникненням спостерігачі стану зобов'язані розвитку методів простору станів у теорії автоматичного керування. Ці методи спочатку використовувалися в теорії стійкості [12, 13], у математиці при розв'язанні задач лінійної алгебри і при розв'язанні систем звичайних диференціальних рівнянь [14], у квантовій механіці і деяких інших областях. Стимулом до застосування цих методів у теорії автоматичного керування в другій половині 50-х років стала поява робіт Р. Беллмана з динамічного програмування [15, 16], Л.С. Понтрягіна з оптимального керування [17], Р. Калмана із загальної теорії фільтрації і керування [18-20] та ін.

При побудові системи автоматичного керування зручно вважати, що вектор стану системи є вимірюваним.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du,\end{aligned}\tag{1.1}$$

де $x \in \mathbb{R}^n$ – вектор змінних стану, $u \in \mathbb{R}^k$ – вектор вхідних змінних, $y \in \mathbb{R}^r$ – вектор вихідних змінних, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ – матриця стану, $B \in \mathbb{R}^{n \times k}$ – матриця входу, $C \in \mathbb{R}^{r \times n}$ – матриця виходу, $D \in \mathbb{R}^{r \times k}$ – матриця наскрізного проходу.

Можна побудувати закон керування в формі

$$u(t) = \psi(x(t))\tag{1.2}$$

Якщо вектор стану системи не може бути вимірний, що характерно для багатьох складних систем, застосувати закон керування (1.2) стає неможливим. Цю проблему можна вирішити, розробивши новий алгоритм керування, який враховує недоступність вектора змінних стану. Альтернативним підходом є визначення задовільної апроксимації вектора стану, яку можна використовувати в законі керування.

На рисунку 1.1 зображена структурна схема неперервної системи модального керування з одним входом, замкнута за власними змінними стану за умови, що усі ці змінні можуть бути вимірні.

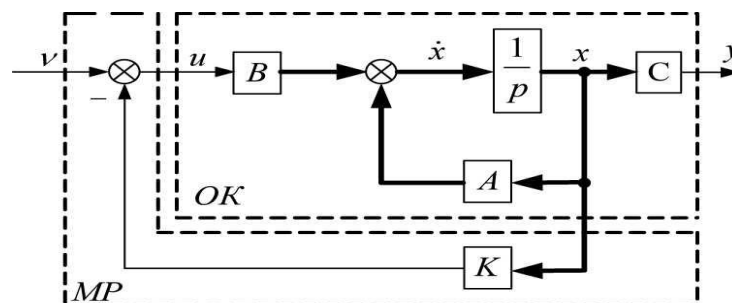


Рисунок 1.1 – Структурна схема неперервної системи керування

Об'єкт керування (ОК) та система модального керування (СМК) описуються рівняннями

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ \dot{x} &= A_{oz}x + Bv,\end{aligned}\tag{1.3}$$

де K – вектор коефіцієнтів модального регулятора (МР) розміром $1 \times n$.

Матриця стану замкненої системи

$$A_{oz} = A - BK\tag{1.4}$$

Задача синтезу полягає у визначенні коефіцієнтів модального регулятора K з умов бажаного розташування полюсів замкненої системи

$$\text{eig}(A - BK) = P_{\bar{o}} = [p_{\bar{o}1} \quad p_{\bar{o}2} \quad \dots \quad p_{\bar{o}n}]\tag{1.5}$$

З умови забезпечення бажаного характеристичного поліному

$$\det(pI - A + BK) = G_{\bar{o}}(p),\tag{1.6}$$

де бажаний характеристичний поліном системи модального керування визначається як

$$G_{\bar{o}}(p) = p^n + \gamma_{n-1}p^{n-1} + \dots + \gamma_1p + \gamma_0 = \prod_{i=1}^n (p - p_{\bar{o}i})\tag{1.7}$$

Цей результат можна знайти тільки при повній керованості об'єкта регулювання за станом, тобто при здатності сигналу керування впливати на

всі змінні стану [21], [22].

Математична умова повної керованості для системи (1.1) вимагає, щоб матриця $[B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]$ розміром $n \times nr$ мала ранг n .

Керованість об'єкта фізично означає можливість переведення об'єкта з будь-якого початкового стану (режиму роботи) $x(t_0) = x_0$ в будь-який кінцевий стан $x(t_k) = x_k$ за кінцевий час шляхом прикладення допустимого керування $u(t)$. Об'єкт, що володіє зазначеною властивістю, називається повністю керованим.

Якщо одна або кілька змінних стану не можуть бути виміряні, для їх ідентифікації використовується спостерігач стану. Задачі, в яких не відомі або не можуть бути виміряні всі компоненти вектора стану, відносяться до категорії задач управління або компенсації збурень при неповній інформації про об'єкт регулювання.

Вхідними сигналами спостерігача є вхідні та вимірювані вихідні сигнали досліджуваної системи. Для того, щоб оцінений вектор стану об'єкта відповідав реальному вектору x , спостерігач стану включає вузол самонастроювання. Цей вузол представляє собою масив зворотних зв'язків за помилкою оцінки вимірюваного вихідного сигналу, які подаються на входи інтеграторів з певними коефіцієнтами L .

Перетворена структурна схема еквівалентного спостерігача стану зображена на рисунку 1.2

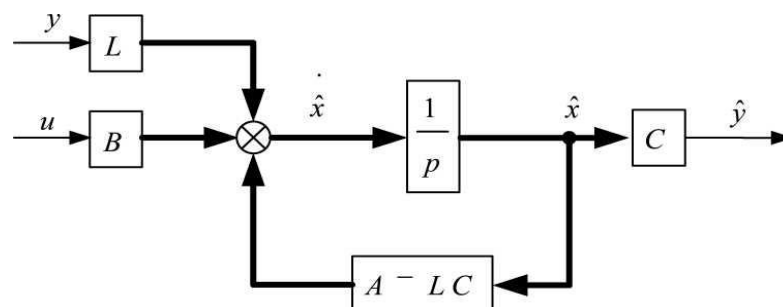


Рисунок 1.2 – Перетворена структурна схема спостерігача стану

За цією схемою зручно виконати математичний опис спостерігача стану

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \\ \hat{y} &= C\hat{x},\end{aligned}\tag{1.8}$$

де $A - LC = A_{cz}$ – матриця стану замкненого спостерігача.

Синтез спостерігача стану полягає у виборі коефіцієнтів коригувальних зворотних зв'язків L .

Основний підхід до синтезу СС був вироблений на прикладі використання спостерігачів у системах модального керування (СМК). Структурна схема СМК зі спостерігачем стану повного порядку зображена на рисунку 1.3.

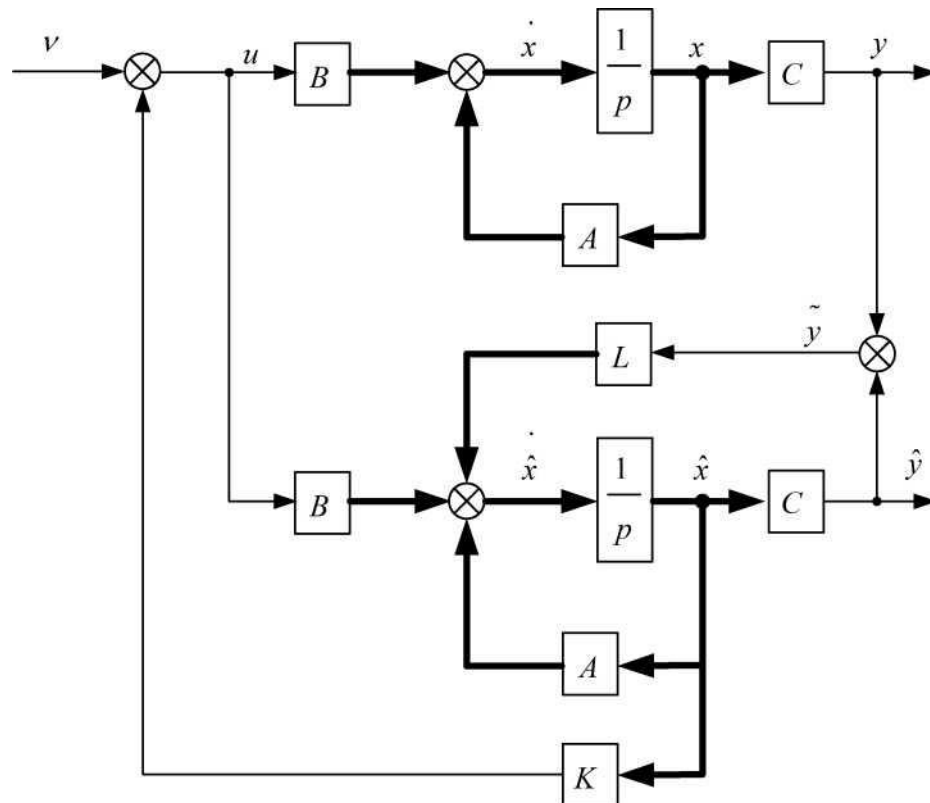


Рисунок 1.3 – Структурна схема СМК, замкненої за оцінкою вектора стану

Математичний опис системи (рисунок 1.3) можна перетворити до вигляду

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\tilde{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A-BK) & BK \\ 0 & (A-LC) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \tilde{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} v, \quad (1.9)$$

де вектор похибок оцінювання змінних стану

$$\tilde{x} = x - \hat{x} \quad (1.10)$$

Матриця стану СМК, замкненої за вектором стану спостерігачем

$$\begin{bmatrix} (A-BK) & BK \\ 0 & (A-LC) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{oz} & -BK \\ 0 & A_{es} \end{bmatrix} = A_3. \quad (1.11)$$

Спостерігачі, у яких помилка оцінювання затухає до нуля при $t \rightarrow \infty$ називаються асимптотичними.

З (1.9) слідує, що похибки оцінювання не залежать від коефіцієнтів модального регулятора

$$\dot{\tilde{x}} = (A-LC)\tilde{x} = A_{es}\tilde{x}, \quad (1.12)$$

а характеристичний поліном СМК, замкнений за змінними стану спостерігача

$$G_3(p) = \det(pI - A_3), \quad (1.13)$$

дорівнює добутку характеристичного полінома системи модального керування, замкненої за власними змінними стану

$$G_{oz}(p) = \det(pI - A_{oz}) = \det(pI - A + BK) \quad (1.14)$$

і характеристичного полінома спостерігача

$$G_{cs}(p) = \det(pI - A_{cs}) = \det(pI - A + LC), \quad (1.15)$$

тобто

$$G_z(p) = G_{oz}(p) \cdot G_{cs}(p). \quad (1.16)$$

Відповідно, полюси системи, замкненої через спостерігач стану, являють собою сукупність полюсів системи без спостерігача і полюсів спостерігача

$$P_z = [P_{oz} \quad P_{cs}]. \quad (1.17)$$

На підставі формули (1.16) була сформульована теорема розподілу [23], згідно з якою синтез регулятора стану і спостерігача стану можна виконувати незалежно один від одного.

Відповідно до цієї теореми коефіцієнти модального регулятора в СМК із СС визначають з тих же рівнянь (1.5), (1.6) що і для СМК без СС, а коефіцієнти коригувальних зв'язків спостерігача - з аналогічних умов

$$\text{eig}(A - LC) = P_{c\bar{o}} = [p_{c\bar{o}1} \quad p_{c\bar{o}2} \quad \dots \quad p_{c\bar{o}n}], \quad (1.18)$$

$$\det(pI - A + LC) = G_{c\bar{o}}(p), \quad (1.19)$$

де бажаний характеристичний поліном пристрою спостереження дорівнює

$$G_{c\bar{o}}(p) = p^n + \delta_{n-1}p^{n-1} + \dots + \delta_1p + \delta_0 = \prod_{i=1}^n (p - p_{c\bar{o}i}) \quad (1.20)$$

Рівняння (1.18), (1.19) мають розв'язок тільки коли об'єкт регулювання повністю спостерігається [24], тобто при можливості оцінювання всіх змінних стану за вимірюваним вихідним сигналом.

Математична умова повної спостережуваності вимагає, щоб матриця $[C' \ A'C' \ (A')^2C' \ \dots \ (A')^{n-1}C']$ розміром $n \times nt$ мала ранг n , де C' та A' – транспоновані матриці C та A .

Для того, щоб поведінка системи, замкненої за вимірюваними координатами, якнайменше відрізнялася від поведінки системи, замкненої за координатами, оціненими за допомогою СС, його полюси $P_{c\bar{o}}$ рекомендується розташовувати на комплексній площині ліворуч від полюсів $P_{o\bar{z}}$ [25].

Модальне керування

Суть модального керування полягає в забезпеченні бажаного розміщення полюсів замкнутої системи, яка складається з лінійного об'єкта і регулятора [26].

Корені характеристичного рівняння САК повністю визначають її вільний рух

$$x(t) = c_1e^{-p_1t} + c_2e^{-p_2t} + \dots + c_n e^{-p_n t} \quad (1.21)$$

Кожна складова $c_i e^{-p_i t}$ такого руху, що відповідає окремому кореню p_i (або парі комплексно спряжених коренів), називається модою – звідси і термін «модальне керування» [27].

Чотири найважливіші переваги модального керування:

1. Синтезована модальна САК не вимагає перевірки на стійкість (вона заздалегідь повинна бути стійкою і володіти необхідним ступенем стійкості).
2. Синтезована модальна САК не вимагає введення додаткових

корегуючих пристроїв (вона вже задовольняє необхідним показникам якості).

3. Введення модальних ЗЗ в силу їх безінерційності не підвищує порядок об'єкту і не порушує його керованість та спостережуваність.

4. Відносна простота і економічність технічної реалізації модальних САК.

Висновки до розділу. Зростаючі вимоги до покращення динамічних характеристик систем електропривода обумовлюють необхідність звертати увагу на пружні властивості кінематичних зв'язків і при необхідності вирішувати задачі керування за допомогою модальних регуляторів та спостерігачів стану.

Огляд та аналіз існуючих електромеханічних систем зі спостерігачами стану, спеціалізованої елементної бази для побудови цифрових систем керування електроприводами, сутності модального керування та розроблена методика автоматизованого синтезу аналогових та дискретних систем модального керування зі спостерігачами стану для електроприводів постійного струму дозволяє сформулювати задачі поточних досліджень:

1. Розробка математичної моделі двохмасової пружної електромеханічної системи керування модулем озброєння;

2. Синтез лінійного модального регулятора при повній інформації про вектор стану об'єкта керування;

3. Синтез модального регулятора зі спостерігачем стану при неповній інформації про вектор стану об'єкта керування, розробка астатичної системи модального керування;

4. Моделювання та дослідження динамічних режимів електропривода системи цифрового модального керування положенням модуля озброєння.

2. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ДВОХМАСОВОЇ ЕМС КЕРУВАННЯ МОДУЛЕМ ОЗБРОЄННЯ

Рівняння руху механічної частини електропривода

Механічну частину електропривода (ЕП) можна представити системою твердих тіл, рух яких обмежений механічними зв'язками [28]. Найбільш загальною формою запису диференціальних рівнянь, які описують рух такої системи, є відоме рівняння Лагранжа 2-го роду

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W_K}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial W_K}{\partial q_i} = Q'_i - \frac{\partial W_{II}}{\partial q_i} - \frac{\partial W_D}{\partial \dot{q}_i}, \quad (2.1)$$

де W_K – кінетична енергії системи; W_{II} – потенціальна енергії системи; W_D – енергія дисипації (розсіювання) системи; Q'_i – узагальнена сила; q_i – узагальнена координата; $\dot{q}_i = \frac{dq_i}{dt}$ – узагальнена швидкість; i – кількість рівнянь, яка визначається степенем вільності механічної системи.

В механічній частині електропривода кожна маса обертається на осі, тобто має одну степінь вільності, тому кількість рівнянь дорівнює кількості мас розрахункової схеми. Для обертального руху узагальненою координатою є кут повороту валу $q_i = \varphi_i \text{ рад}$, а узагальненою швидкістю – кутова швидкість валу $\dot{q}_i = \omega_i [\text{рад} / \text{с}]$. Відповідно для поступального руху це – лінійне переміщення $q_i = S \text{ м}$ та лінійна швидкість $\dot{q}_i = V [\text{м} / \text{с}]$

Рівняння руху та структурна схема досліджуваної двомасової механічної підсистеми

Досліджувана електромеханічна система (ЕМС) виконує управління кутовим положенням модуля озброєння броньованої машини (БМ). Під броньованою машиною маються на увазі танки, легкоброньовані автомобілі та інші аналогічні транспортні засоби.

На рисунку 2.1 схематично показано взаємне розташування корпусу броньованої машини – 1, башти – 2 та модуля озброєння – 3. Маса модуля озброєння (МО) БМ при максимальному завантаженні боєприпасами схожа на масу башти і значно зменшується в процесі витрати боєприпасів. Це, в свою чергу, призводить до зміни мас і моментів інерції елементів механічної частини.

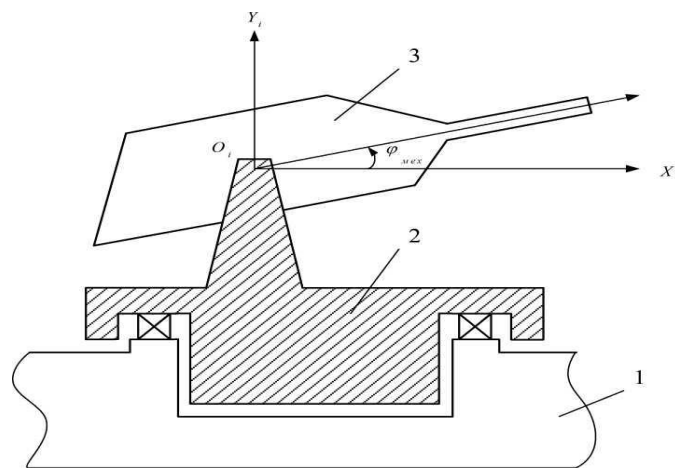


Рисунок 2.1 – Кінематична схема взаємного розміщення модуля озброєння та башти на корпусі броньованої машини

Припустимо для простоти, що відсутні збудження руху снаряду (немає вітрових навантажень, неоднорідності повітря і т.д.). Керування дальністю стрільби реалізується за рахунок зміни кута підйому ствола модулю озброєння (при цьому змінюється вектор швидкості снаряда \vec{V} ; $|\vec{V}| = const$). За цих умов траєкторія руху снаряду у вертикальній площині буде являти собою параболу,

рівняння якої має вигляд [29]

$$z(x) = x \operatorname{tg} u - \frac{gx^2}{2V^2 \cdot \cos^2 u}, \quad (2.2)$$

де $g = 9.8 \text{ м / с}^2$ – прискорення вільного падіння, u – кут підйому ствола.

Розрахунок дальності стрільби відповідає таким умовам: $z = 0$, $x = D$.
Отримаємо наступне рівняння дальності руху снаряду в залежності від кута нахилу ствола модулю озброєння

$$D = \frac{2V^2}{g} \cdot \operatorname{tg} u \cdot \cos^2 u = \frac{V^2}{g} \cdot \sin 2u \quad (2.3)$$

Якщо дальність до цілі дорівнює, то необхідний кут підйому ствола

$$u^* = \frac{1}{2} \arcsin \frac{D_0 g}{V^2} \quad (2.4)$$

(2.3) демонструє залежність дальності пострілу від кута підйому ствола модуля озброєння на броньованій машині (БМ). У цих умовах до регулятора, що управляє зазначеним об'єктом, висуваються суворі вимоги щодо точності освоєння кутового положення.

На рисунку 2.2 представлено кінематичну схему двохмасової пружної електромеханічної системи для керування кутовим положенням модуля озброєння в вертикальній площині броньованої машини.

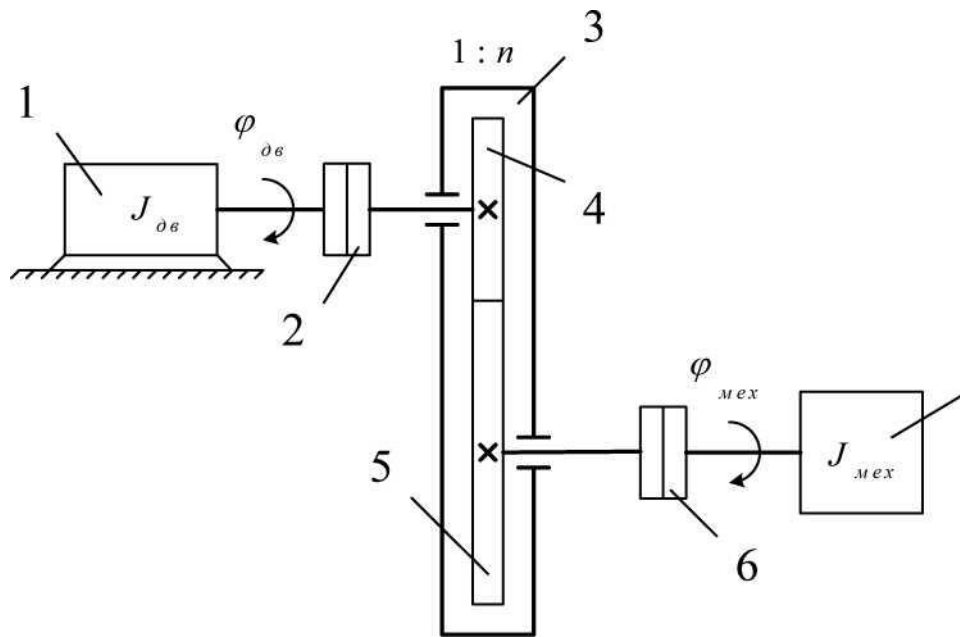


Рисунок 2.2 – Кінематична схема двохмасової електромеханічної системи

Перша маса характеризується моментом інерції J_1 , кутовою швидкістю ω_1 та кутовим переміщенням φ_1 , на яку діють момент двигуна M та статичний момент M_{c1} , що є сумарним моментом втрат на валу двигуна та в жорстко зв'язаних з ним елементах [30]. На другу масу, з моментом інерції J_2 , кутовою швидкістю ω_2 та кутовим положенням φ_2 діє статичний момент M_{c2}

Кінетична енергія даної системи дорівнює

$$W_K = \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_2 \omega_2^2}{2} \quad (2.5)$$

Потенціальна енергія

$$W_{II} = \frac{c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2)^2}{2}, \quad (2.6)$$

де c_{12} – коефіцієнт жорсткості пружної частини.

Енергія дисипації

$$W_d = 0 \quad (2.7)$$

Рівняння Лагранжа складається для кожної маси. Для першої маси похідна потенціальної енергії за кутом

$$\frac{\partial W_{\Pi}}{\partial \varphi_1} = -c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (2.8)$$

Похідна кінетичної енергії за швидкістю

$$\frac{\partial W_K}{\partial \omega_1} = J_1 \omega_1 \quad (2.9)$$

Узагальнена сила

$$Q'_1 = M - M_{c1} \quad (2.10)$$

Після підстановки (2.5) – (2.7) у (2.1) отримується рівняння руху першої маси механічної частини електропривода

$$\frac{d}{dt} J_1 \omega_1 + c_{12} \varphi_1 - \varphi_2 = M - M_{c1}, \quad (2.11)$$

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - c_{12} \varphi_1 - \varphi_2 - M_{c1} \quad (2.12)$$

Аналогічно для другої маси похідна потенціальної енергії за кутом

$$\frac{\partial W_{\Pi}}{\partial \varphi_2} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial W_{\kappa}}{\partial \omega_2} = J_2 \omega_2, \quad (2.14)$$

$$Q'_2 = -M_{c2}, \quad (2.15)$$

$$\frac{d}{dt} J_2 \omega_2 - c_{12} \varphi_1 - \varphi_2 = -M_{c2}, \quad (2.16)$$

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = c_{12} \varphi_1 - \varphi_2 - M_{c2}, \quad (2.17)$$

$$M_{12} = c_{12} \varphi_1 - \varphi_2, \quad (2.18)$$

$$\frac{dM_{12}}{dt} = c_{12} \left(\frac{d\varphi_1}{dt} - \frac{d\varphi_2}{dt} \right) = c_{12} \omega_1 - \omega_2, \quad (2.19)$$

Наведені рівняння (2.9), (2.1), (2.16) описують рух електропривода, представленого двохмасовою розрахунковою схемою

$$\begin{cases} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_{12} - M_{c1}, \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2}, \\ \frac{dM_{12}}{dt} = c_{12} \omega_1 - \omega_2. \end{cases} \quad (2.20)$$

На основі рівнянь (2.17) складається структурна схема кожної ланки та системи в цілому (рисунок 2.3).

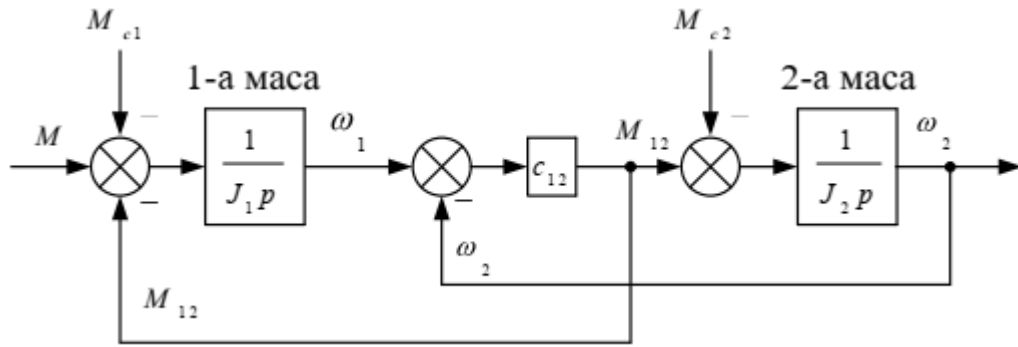


Рисунок 2.3 – Структурна схема двохмасової механічної підсистеми керування швидкістю

Для систем керування положенням робочих органів механізмів необхідно мати інформацію про переміщення мас. Для цього рівняння (2.17) доповнюються інтеграторами, з урахуванням передаточного числа редуктора, і набувають наступного вигляду::

$$\left\{ \begin{array}{l} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - n^{-1}M_{12} - M_{c1}, \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2}, \\ \frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_1, \\ \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2, \end{array} \right. \quad (2.21)$$

де $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ – передаточне число редуктора, $M_{12} = c_{12} n^{-1}\varphi_1 - \varphi_2$.

Відповідна структурна схема представлена на рисунку 2.4.

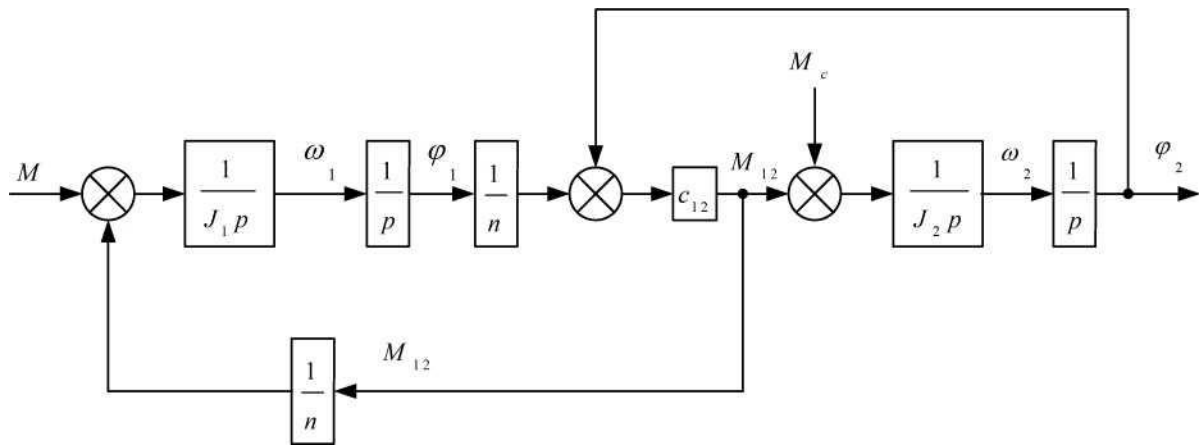


Рисунок 2.4 – Структурна схема двохмасової механічної підсистеми керування положенням

Математична модель досліджуваної ЕМС

Обмотка збудження (ОЗ) підключається до окремого джерела живлення (U) незалежно від обмотки якоря (ОЯ). Виводи ОЗ позначаються символами Ш1 та Ш2, тоді як обмотки якоря маркуються Я1 та Я2. Двигун позначається латинською буквою М, а обмотка збудження – буквою L, при цьому через дефіс вказується, до якого двигуна вона відноситься, наприклад, L-М. Виводи компенсаційної обмотки (КО) та обмотки додаткових полюсів (ДП) маркуються як С1, С2 та Д1, Д2.

Узагальнена схема підключення двигуна постійного струму з незалежним збудженням (ДПС з НЗ) схематично представлена на рисунку 2.5.

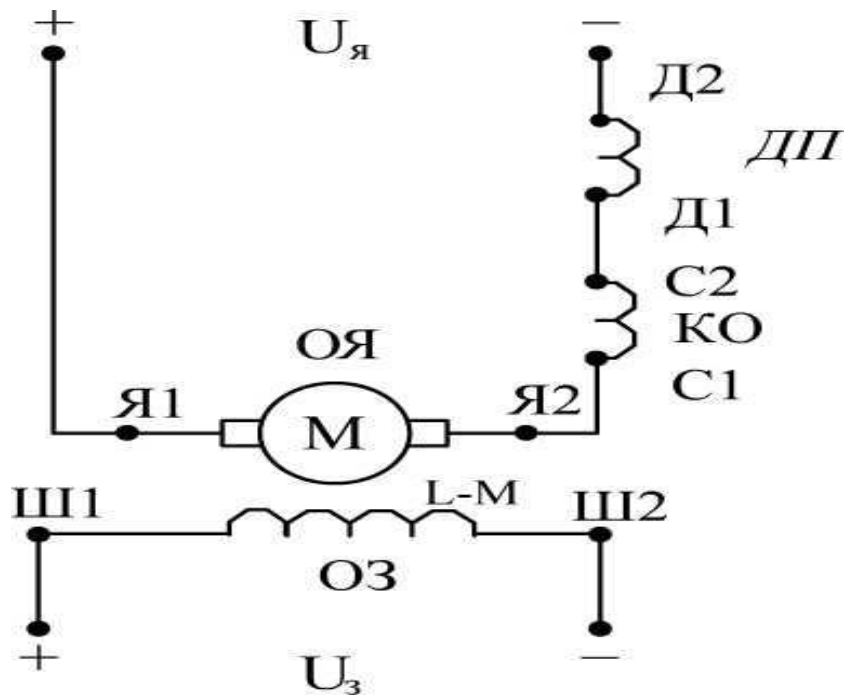


Рисунок 2.5 – ДПС з незалежним збудженням

При живленні якоря від джерела напруги магнітний потік двигуна не змінюється. Найчастіше встановлюється номінальний потік $\Phi = \Phi_n = const$ при якому система є лінійною. Рівняння за законом Кірхгофа для якорного кола має вигляд

$$u_{я} = i_{я} R_{я\Sigma} + E + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt}, \quad (2.22)$$

де $u_{я}$ – напруга якоря, $i_{я}$ – струм якоря, $R_{я\Sigma}$ – сумарний опір якорного кола, E – електрорушійна сила двигуна (ЕРС), $L_{я\Sigma}$ – сумарна індуктивність якорного кола.

Для отримання передаточної функції кола якоря рівняння (2.22) ділиться на опір $R_{я\Sigma}$

$$\frac{u_{я}}{R_{я\Sigma}} = i_{я} + \frac{E}{R_{я}} + \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}} \frac{di_{я}}{dt} \quad (2.23)$$

або

$$\frac{u_{я} - E}{R_{я\Sigma}} = i_{я} \left(1 + T_{я} \frac{d}{dt} \right), \quad (2.24)$$

де $T_{я} = L_{я\Sigma} / R_{я\Sigma}$ – електромагнітна стала часу якоря, яка характеризує тривалість електромагнітних перехідних процесів у колі якоря.

Вихідною величиною кола якоря є струм якоря, а вхідною – різниця між

напругою та ЕРС, тоді внаслідок заміни $\frac{d}{dt} = p$ із рівняння (2.24) отримується передаточна функція

$$W_{я}(p) = \frac{i_{я}(p)}{u_{я}(p) - E(p)} = \frac{1 / R_{я\Sigma}}{1 + T_{я}p} \quad (2.25)$$

Як видно з (2.22) передаточна функція кола якоря представляє собою аперіодичну ланку першого порядку.

Момент двигуна та ЕРС визначаються залежностями

$$M = c\Phi_n i_{я}, \quad (2.26)$$

$$E = c\Phi_n \omega \quad (2.27)$$

де $c\Phi_n$ – коефіцієнт двигуна постійного струму.

Передаточна функція перетворювача напруги описується аперіодичною ланкою першого порядку

$$W_{пн}(p) = \frac{k_{пн}}{T_{\mu}p + 1}, \quad (2.28)$$

де $k_{ПН} = U_{\max} / U_{з\max}$ – коефіцієнт передачі перетворювача, T_{μ} – стала часу, що врахує інерційність перетворювача частоти.

Сталою часу T_{μ} можна знехтувати через велику частоту широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

На основі рівнянь (2.19), (2.23), (2.24), (2.25) з урахуванням рівнянь, що описують двохмасову механічну підсистему (2.18) записується система диференціальних рівнянь першого порядку, що описує досліджуваний об'єкт керування

$$\begin{cases} L_{я} \frac{di_{я}}{dt} + R_{я\Sigma} i_{я} = k_{ПН} u_{я} - c\Phi_n \omega_{\partialв}, \\ J_{\partialв} \frac{d\omega_{\partialв}}{dt} = M_{\partialв} - n^{-1} c_{12} (n^{-1} \varphi_{\partialв} - \varphi_{мех}), \\ J_{мех} \frac{d\omega_{мех}}{dt} = c_{12} (n^{-1} \varphi_{\partialв} - \varphi_{мех}) - M_c, \\ \frac{d\varphi_{\partialв}}{dt} = \omega_{\partialв}, \\ \frac{d\varphi_{мех}}{dt} = \omega_{мех}, \end{cases} \quad (2.29)$$

де $J_{\partialв}$, $J_{мех}$ – моменти інерції ротора двигуна та механізму; $\varphi_{мех}$, $\varphi_{\partialв}$ – кути повороту; M_c – моменти навантаження.

Запишемо рівняння стану для електромеханічної системи п'ятого порядку, що описана системою диференціальних рівнянь (2.29)

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = a_{11}x_1(t) + a_{12}x_2(t) + a_{13}x_3(t) + a_{14}x_4(t) + a_{15}x_5(t) + b_1u_1(t) \\ \dot{x}_2(t) = a_{21}x_1(t) + a_{22}x_2(t) + a_{23}x_3(t) + a_{24}x_4(t) + a_{25}x_5(t) + b_2u_1(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_5(t) = a_{51}x_1(t) + a_{52}x_2(t) + a_{53}x_3(t) + a_{54}x_4(t) + a_{55}x_5(t) + b_5u_1(t) \end{cases} \quad (2.30)$$

Введемо заміну $i = x_1$, $\dot{i} = \dot{x}_1$, $\varphi_{\text{дв}} = x_2$, $\dot{\varphi}_{\text{дв}} = \dot{x}_2 = x_3$, $\ddot{\varphi}_{\text{дв}} = \dot{x}_3$, $\varphi_{\text{мех}} = x_4$, $\dot{\varphi}_{\text{мех}} = \dot{x}_4 = x_5$, $\ddot{\varphi}_{\text{мех}} = \dot{x}_5$ та перетворимо систему в нормальній формі Коші (2.29) до виду (2.30)

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_{\Sigma}}{L_{\text{я}}} x_1 - \frac{c\Phi_{\text{н}}}{L_{\text{я}}} x_3 + \frac{k_{\text{ПН}}}{L_{\text{я}}} u_{\text{я}} \\ \dot{x}_3 = \frac{c\Phi_{\text{н}}}{J_{\text{дв}}} x_1 - \frac{c_{12}}{J_{\text{дв}} n^2} x_2 + \frac{c_{12}}{J_{\text{дв}}} x_4 \\ \dot{x}_5 = \frac{c_{12}}{J_{\text{мех}} n} x_2 - \frac{c_{12}}{J_{\text{мех}}} x_4 - \frac{1}{J} M_{\text{с}} \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_4 = x_5 \end{cases} \quad (2.31)$$

Структурна схема досліджуваної ЕМС відповідно до системи диференціальних рівнянь (2.27) зображена на рисунку 2.6.

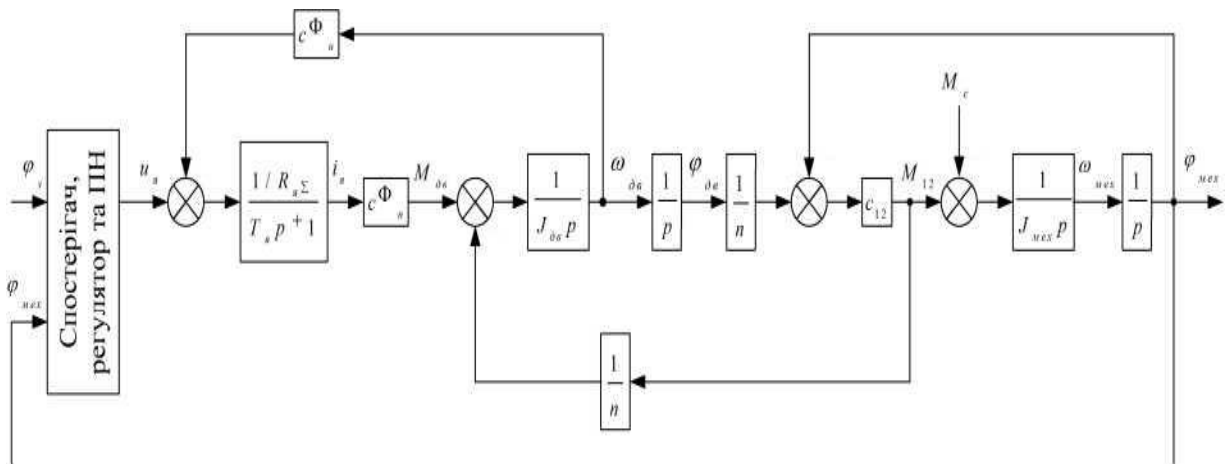


Рисунок 2.6 – Структурна схема ЕМС керування модулем озброєння у вертикальній площині

Висновки до розділу.

Не зважаючи на різноманітність технологічних та транспортних систем, космічних апаратів і систем озброєння, в них можна виділити однотипні блоки. Одним із найпоширеніших блоків є двохмасова пружна підсистема (див. рисунок 2.2). Ця підсистема складається з електродвигуна (перша маса), який через пружну трансмісію управляє поворотом робочого органу (друга маса). Розглянута двохмасова підсистема реалізує управління переміщенням робочого органу.

Динамічні властивості електроприводу систем наведення озброєння броньованих машин суттєво залежать від об'єкта управління, до складу якого входить двохмасова пружна підсистема, що підлягає збуренню в процесі роботи через змінні моменти інерції та навантаження. У цих умовах вимоги до регулятора, що керує зазначеним об'єктом, значно збільшуються.

3 СИНТЕЗ КОНТУРУ КЕРУВАННЯ МОДАЛЬНИМ МЕТОДОМ

Перехід до векторно-матричної форми представлення досліджуваної системи

Синтез модального регулятора проводиться за допомогою методу простору стану, відповідно до якого об'єкт керування (ОК) може бути представленим у формі векторно-матричних рівнянь наступного вигляду:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_1u(t) + B_2f(t) \\ y(t) &= Cx(t) + D_1u(t) + D_2f(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Для визначення передаточної функції досліджуваної системи за керуючою дією скористаємося інструментом Tools – Control design – Linear Analysis, який призначений для аналізу лінійних стаціонарних систем.

Для цього необхідно створити структурну схему, зображену на рисунку 3.1, у Simulink та виконати команду Linear Analysis, попередньо задавши точки входу (Input Point) та виходу (Output Point) на вході (u) та виході (φ_{мех}) системи відповідно.

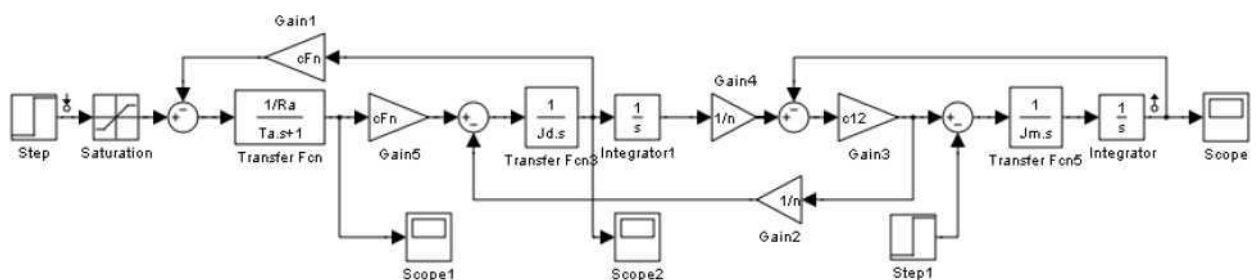


Рисунок 3.1 – Структурна схема досліджуваної ЕМС в Simulink

Дотримуючись вказівок наведених в [31] здійснимо експорт моделі з назвою *Model* до робочої області MatLab. В командному вікні виконавши команду *tf(Model)* отримаємо передаточну функцію по керуючій дії $W_u(p)$

$$W_u(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{m_0}{a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} \quad (3.2)$$

Для математичного описання об'єкта використаємо метод послідовного інтегрування [32].

Запишемо операторне рівняння

$$(a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0) \cdot Y(p) = b_0 \cdot U(p) \quad (3.3)$$

З виразу (3.3) отримаємо

$$Y(p) \cdot p^5 = -b_0 \cdot U(p) - a_0 \cdot Y(p) + p(-a_1 \cdot Y(p)) + p^2 \cdot (-a_2 \cdot Y(p)) + p^3(-a_3 \cdot Y(p)) + p^4(-a_4 \cdot Y(p)) \quad (3.4)$$

Рівняння (3.4) приводимо до машинної форми, тобто

$$Y(p) = \frac{1}{p^5} \cdot [-b_0 \cdot F(p) - a_0 \cdot Y(p)] + \frac{1}{p^4} \cdot [-a_1 \cdot Y(p)] + \frac{1}{p^3} \cdot [-a_2 \cdot Y(p)] + \frac{1}{p^2} \cdot [-a_3 \cdot Y(p)] + \frac{1}{p} \cdot [-a_4 \cdot Y(p)] \quad (3.5)$$

Згідно з отриманим рівнянням (3.5) будемо структурну схему аналогової моделі (рисунок 3.2).

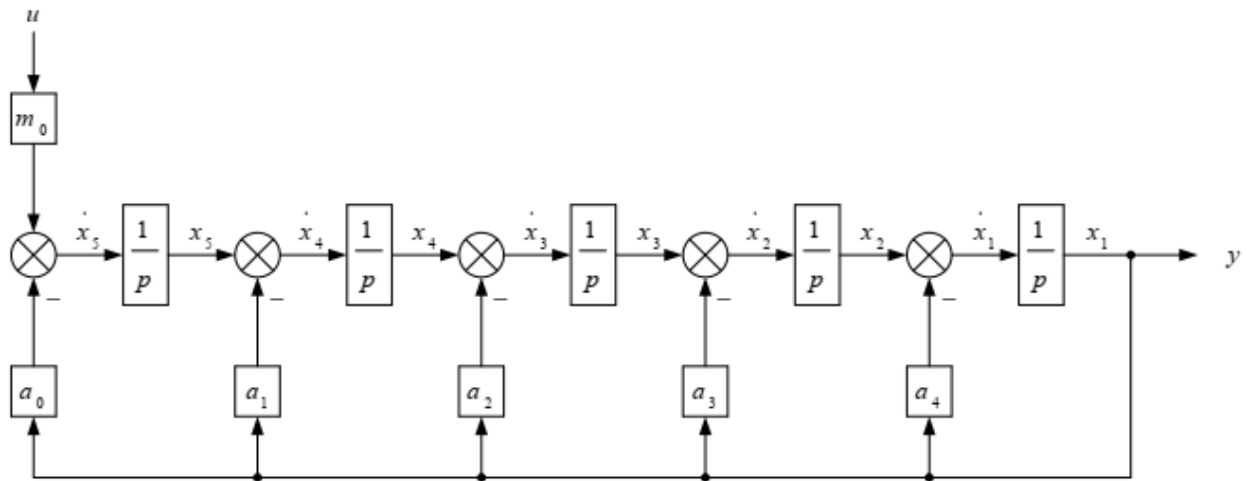


Рисунок 3.2 – Структура аналогової моделі по керуючій дії

За фазові координати простору стану беремо вихідні координати інтеграторів. Тоді, відповідно до структурної схеми (рисунок 3.1) складаємо диференціальні рівняння першого порядку враховуючи, що $y = x_1$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_4 x_1 + x_2, \\ \dot{x}_2 = -a_3 x_1 + x_3, \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_1 + x_4, \\ \dot{x}_4 = -a_1 x_1 + x_5, \\ \dot{x}_5 = -a_0 x_1 + m_0 u. \end{cases} \quad (3.6)$$

Запишемо систему рівнянь (3.6) у векторно-матричній

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1 u \\ y &= Cx + D_1 u, \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \frac{1}{a_5} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ a_5 m_0 \end{bmatrix}, D_1 = 0$$

$$A = \frac{1}{a_5} \begin{bmatrix} -a_4 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_2 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \frac{1}{a_5} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ a_5 m_0 \end{bmatrix}, D_1 = 0 \quad (3.8)$$

Аналогічним чином визначимо передаточну функцію системи за збуренням. Для цього, виконавши команду Linear Analysis, попередньо встановимо точки входу (Input Point) та виходу (Output Point) на вході (Mc) та виході (фмех) системи відповідно, а також виконаємо експорт моделі до робочої області MatLab.

$$W_f(p) = \frac{Y(p)}{F(p)} = -\frac{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0}{a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} \quad (3.9)$$

Запишемо операторне рівняння

$$\begin{aligned} (a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0) \cdot Y(p) = \\ = -(b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0) \cdot F(p), \end{aligned} \quad (3.10)$$

Рівняння (3.10) приводимо до машинної форми, тобто

$$\begin{aligned} Y(p) = \frac{1}{p^5} \cdot [-b_0 \cdot F(p) - a_0 \cdot Y(p)] + \frac{1}{p^4} \cdot [-b_1 \cdot F(p) - a_1 \cdot Y(p)] + \\ + \frac{1}{p^3} \cdot [-b_2 \cdot F(p) - a_2 \cdot Y(p)] + \frac{1}{p^2} \cdot [-b_3 \cdot F(p) - a_3 \cdot Y(p)] + \\ + \frac{1}{p} \cdot [-a_4 \cdot Y(p)] \end{aligned} \quad (3.11)$$

З (3.11) формуємо структурну схему аналогової моделі (див. рисунок 3.3) на основі передаточної функції (3.9). Для цього потрібно використовувати п'ять інтеграторів, п'ять суматорів та кілька підсилювачів.

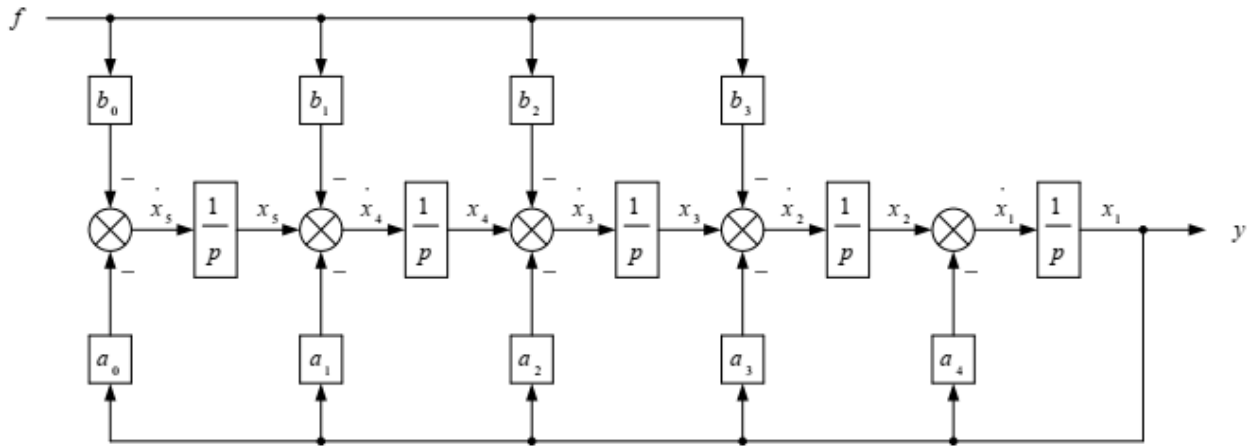


Рисунок 3.3 – Структура аналогової моделі по збуренню

За фазові координати простору стану беремо вихідні координати інтеграторів. Тоді, відповідно до структурної схеми (рисунок 3.2) складаємо диференціальні рівняння першого порядку враховуючи, що $y = x_1$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_4 \cdot x_1 + x_2, \\ \dot{x}_2 = -a_3 x_1 + x_3 - b_3 f, \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_1 + x_4 - b_2 f, \\ \dot{x}_4 = -a_1 x_1 + x_5 - b_1 f, \\ \dot{x}_5 = -a_0 x_1 - b_0 f. \end{cases} \quad (3.12)$$

Система рівнянь (3.12) у векторно-матричній формі має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_2 f \\ y &= Cx + D_2 f, \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$B_2 = \frac{1}{a_5} \begin{bmatrix} 0 \\ -b_3 \\ -b_2 \\ -b_1 \\ -b_0 \end{bmatrix}, C = 1/a_5 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0, D_2 = 0 \quad (3.14)$$

Векторно-матричне рівняння для всієї системи матиме вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax + B_1u + B_2f \\ y(t) &= Cx \end{aligned} \quad (3.15)$$

Керованість та спостережуваність досліджуваної ЕМС

Проведемо перевірку електромеханічної системи на керованість та спостережуваність. Структура системи не повинна накладати обмеження на здатність відновлювати невимірювані координати, а також на можливість управління її станом через вхідний вплив. Відповідно до критеріїв Калмана, матриці керованості (Q_k) та спостережуваності (Q_c) для даної електромеханічної системи мають наступний вигляд:

$$Q_k = [B \quad AB \quad A^2B \quad A^3B \quad A^4B], \quad (3.16)$$

$$Q_c = [C^T \quad A^T C^T \quad (A^T)^2 C^T \quad (A^T)^3 C^T \quad (A^T)^4 C^T] \quad (3.17)$$

Об'єкт є спостережуваним і керованим, якщо ранг цих матриць дорівнює порядку системи. Спостережуваність об'єкта фізично означає можливість визначення початкового стану об'єкта (x_0) на основі спостережень за його виходом ($y(t)$) на визначеному кінцевому інтервалі. Об'єкт, що має цю властивість, називається повністю спостережуваним.

У пакеті Control System Toolbox програмного середовища MatLab є спеціальні функції для проведення описаних вище досліджень, які формують матриці спостережуваності та керованості для заданих матриць (A), (B) та (C).

$$Q_c = \text{obsv}(A, C), \quad (3.18)$$

$$Q_k = \text{ctrb}(A, B) \quad (3.19)$$

Ранг матриць обраховується за допомогою функцій $\text{rank}(Q_c)$ та $\text{rank}(Q_k)$ відповідно.

Побудова необхідного характеристичного поліному

Як доведено в [33], характеристичний поліном об'єкта з регулятором, замкнутого через спостерігач, представляє собою добуток полінома системи «об'єкт-регулятор» H_p та полінома спостерігача H_c .

$$H_p(p) = \det[pI - (A - BK)] \quad (3.20)$$

$$H_c(p) = \det[pI - (A - LC)] \quad (3.21)$$

Звідси випливає, що полюси замкненої системи розбиваються на дві незалежні групи, кожна з яких можна розміщати відповідним вибором матриці $(A - BK)$ або $(A - LC)$.

Процедура знаходження необхідних характеристичних поліномів складається з наступних кроків [34]

- визначення порядку необхідного характеристичного полінома; він повинен збігатися з порядком об'єкта управління;
- на основі заданого в технічному завданні перерегулювання і порядку об'єкта керування вибирається необхідний поліном. Найбільш часто при синтезі систем керування електромеханічними об'єктами використовують поліноми Баттерворта [35, 36, 33] та поліноми з біноміальними коефіцієнтами [33];
- побудова нормованої перехідної функції, тобто необхідно прирівняти значення параметра ω_0 до одиниці і подати одиничний ступінчастий сигнал на

вхід системи, яка визначається наступною передаточною функцією (ПФ)

–

$$W(p) = 1 / D(p) \Big|_{\omega_0=1}, \quad (3.22)$$

де $D(p)$ – поліном Ньютона або Баттерворта, що відповідає вибраному порядку;

– визначити час перехідного процесу t_n^* за отриманою нормованою перехідною функцією;

– на основі заданого в технічному завданні часу перехідного процесу знаходження параметра ω_0 за наступною формулою

$$\omega_0 = t_n^* / t_n \quad (3.23)$$

– знаходження коефіцієнтів необхідних характеристичних поліномів.

Для розміщення полюсів регулятора бажаним чином [1-2] скористаємося стандартною формою Баттерворта для системи п'ятого порядку, вигляду

$$D(p) = p^5 + 3.24\omega_0 p^4 + 5.24\omega_0^2 p^3 + 5.24\omega_0^3 p^2 + 3.24\omega_0^4 p + \omega_0^5 \quad (3.24)$$

У стандартному поліномі Баттерворта всі корені розподілені в лівій півплощині комплексної площини коренів на півколі з радіусом $< \omega_0$. Корені такого полінома знаходяться за формулою

$$\lambda_i^* = \omega_0 (\cos(\pi(2i-1)/n) + j \sin(\pi(2i-1)/n)), i = \overline{1, n} \quad (3.25)$$

Поліноми Баттерворта з першого по шостий порядок включно

представлені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Поліноми Баттерворта

Порядок системи	Стандартний поліном Баттерворта
1	$\lambda + \omega_0$
2	$\lambda^2 + 1.4\omega_0\lambda + \omega_0^2$
3	$\lambda^3 + 2\omega_0\lambda^2 + 2\omega_0^2\lambda + \omega_0^3$
4	$\lambda^4 + 2.6\omega_0\lambda^3 + 3.4\omega_0^2\lambda^2 + 2.6\omega_0^3\lambda + \omega_0^4$
5	$\lambda^5 + 3.24\omega_0\lambda^4 + 5.24\omega_0^2\lambda^3 + 5.24\omega_0^3\lambda^2 + 3.24\omega_0^4\lambda + \omega_0^5$
6	$\lambda^6 + 3.86\omega_0\lambda^5 + 7.46\omega_0^2\lambda^4 + 9.13\omega_0^3\lambda^3 + 7.46\omega_0^4\lambda^2 + 3.86\omega_0^5\lambda + \omega_0^6$

Для формування полінома Баттерворта необхідно знати значення параметра (ω_0). Визначення цього параметра можливе за допомогою методу стандартних перехідних функцій.

Щоб зв'язати значення (ω_0) з часом перехідного процесу, вводиться поняття нормованої перехідної функції. Нормування виконується за часом відносно параметра (ω_0). У результаті для будь-якого значення (ω_0) нормується перехідна функція при фіксованому порядку полінома.

Вигляд перехідної функції відповідає передаточній функції, що має лише полюси, а відношення вільних коефіцієнтів цих поліномів дорівнює одиниці. Нормовані перехідні функції отримуються шляхом підставлення значення параметра (ω_0) на одиницю в формули, що визначають поліном Баттерворта при заданому порядку.

Графіки нормованих перехідних функцій для випадку полінома Баттерворта зображені на рисунку 3.4. Як видно з цього рисунка, перерегулювання нормованих стандартних перехідних функцій становить

менше 20%.

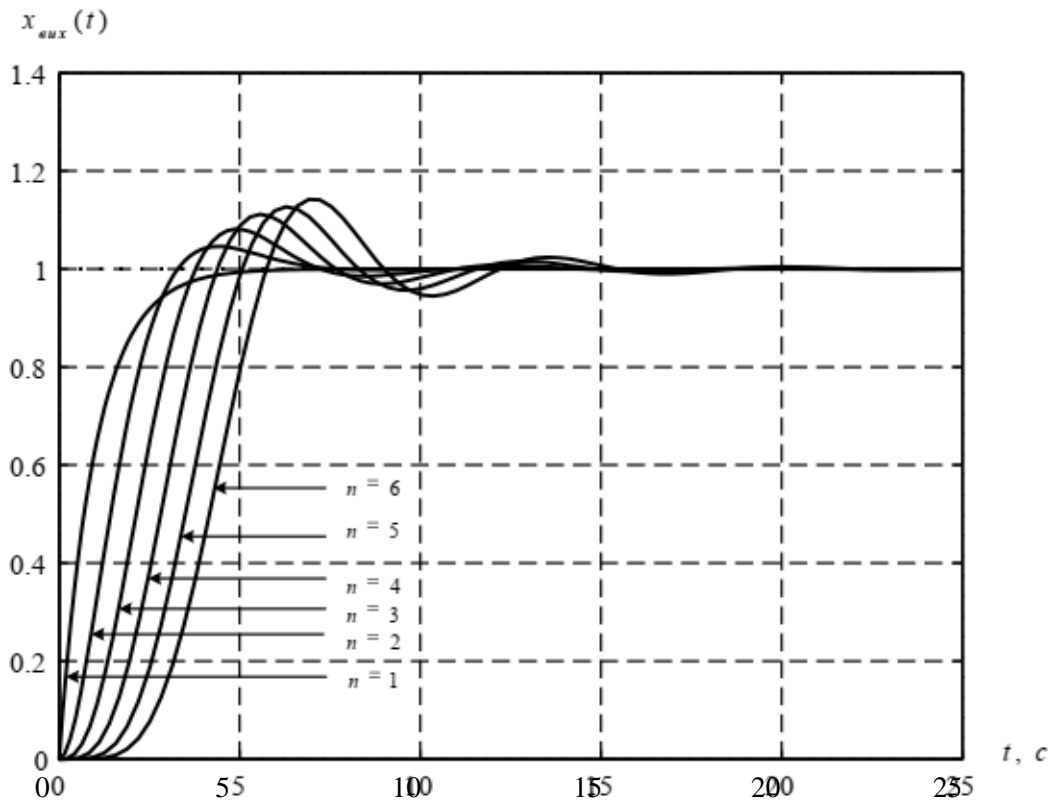


Рисунок 3.4 – Нормовані перехідні функції для полінома Баттерворта

При знаходженні параметра ω_0 , що визначає радіус півкола розташування коренів характеристичного поліному, скористаємося процедурою, що описана вище.

Графік кореневого годографа для системи Баттерворта п'ятого порядку наведено на рисунку 3.5. Для його побудови скористаємося функцією $rlocus(W_1)$, де W_1 – передаточна функція (3.22).

Як видно з рисунку 3.5 корені розподіляються по півколу радіуса ω_0 в лівій уявній півплощині.

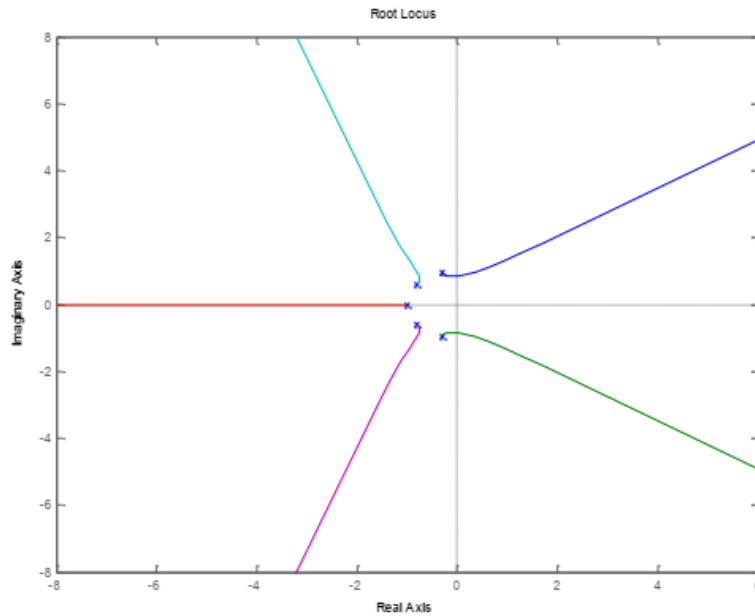


Рисунок 3.5 – Кореневий годограф системи Баттерворта при $\omega_0 = 1$

Час перехідного процесу t_n^* визначається з графіка нормованої перехідної функції зображеної на рисунку 3.6 і рівний $t_n^* = 7.75$ с.

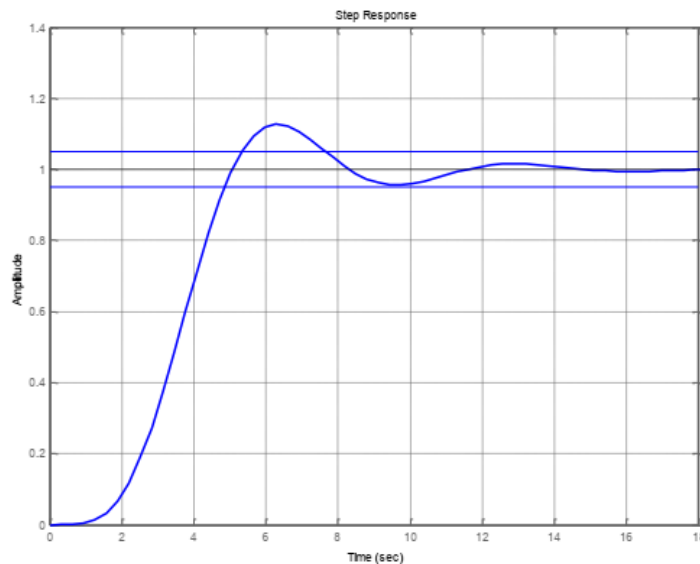


Рисунок 3.6 – Графік нормованої перехідної функції

Параметр ω_0 визначає вимоги до швидкодії системи (чим більше ω_0 тим менший час перехідного процесу).

Для забезпечення заданого часу перехідного процесу для досліджуваної

ЕМС $t_{n.n.} = 0.13$ с, що наведено в [1, 2] знайдемо значення параметра ω_0 за формулою (3.23), в результаті отримуємо $\omega_0 = 59.6$.

Графік кореневого годографа для системи описаної передаточною функцією (3.22) при значенні $\omega_0 = 59.6$ наведено на рисунку 3.7.

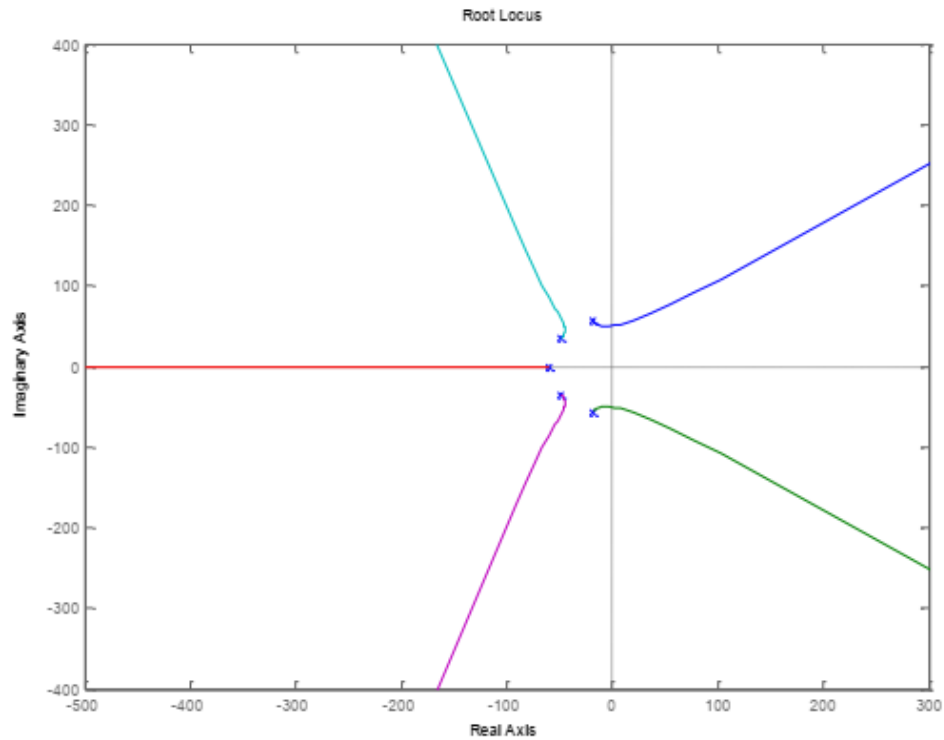


Рисунок 3.7 – Кореневий годограф системи Баттерворта п'ятого порядку при $\omega_0 = 59.6$

Проектування лінійного МР при повній інформації про стан ОК

Для знаходження матриці K потрібно записати вираз для H_p в розгорнутому вигляді, прирівняти коефіцієнти при p до відповідних коефіцієнтів вибраного полінома (3.24) та знайти з отриманих рівнянь коефіцієнти $k_1 - k_5$. Для спрощення процедури синтезу регулятора використаємо функцію

$$K = \text{place}(A, B, p) \quad (3.26)$$

Вона повертає матрицю коефіцієнтів K в чисельному вигляді. Тут p – вектор бажаних полюсів. Для його знаходження необхідно завчасно задати вектор коефіцієнтів бажаного поліному $vec = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6]$ та виконати функцію $roots(vec)$.

На рисунку 3.8 зображено структурну схему досліджуваної ЕМС з модальним регулятором при повній інформації про стан ОК.

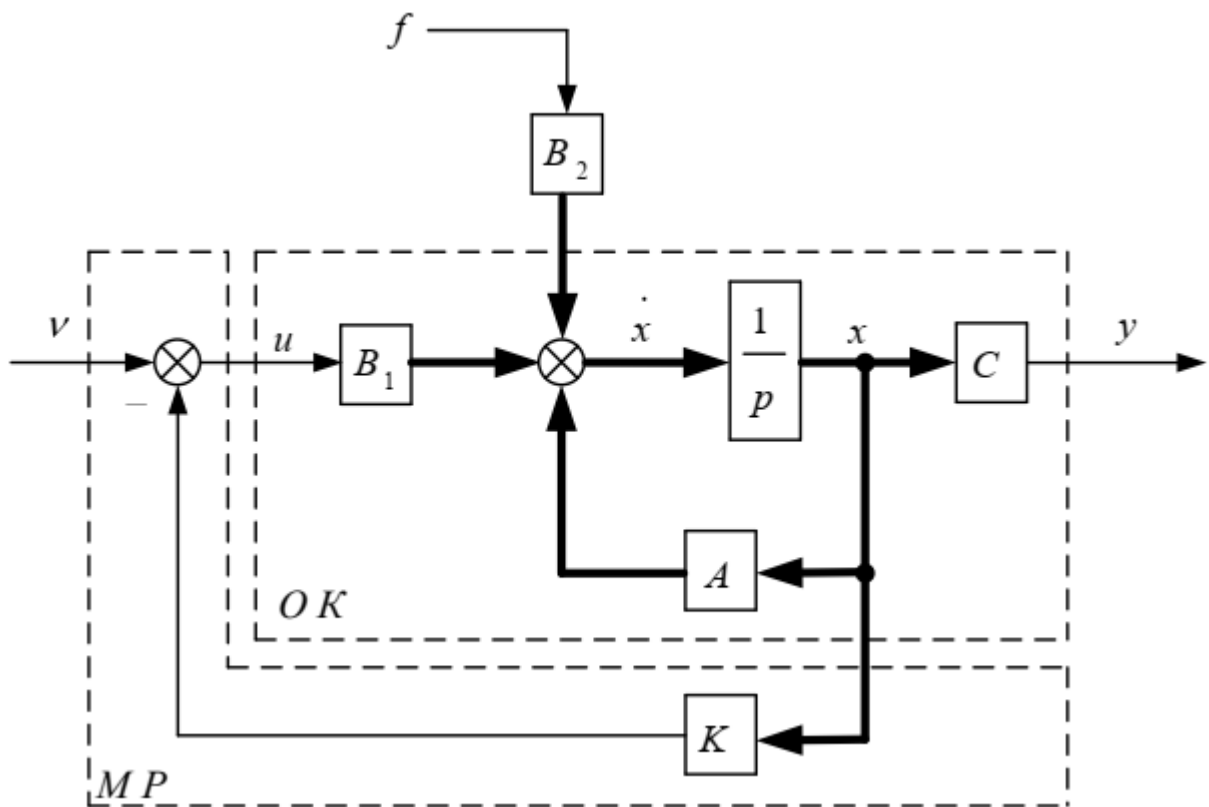


Рисунок 3.8 – Структурна схема досліджуваної системи з лінійним модальним регулятором

Висновки до розділу. Синтезований лінійний МР для системи керування кутовим положенням МО при повній інформації про вектор стану ОК дозволяє отримати задані в [1, 2] перерегулювання та швидкість перехідного процесу, оскільки зворотній зв'язок за вектором стану дозволяє розмістити полюси

системи будь-яким бажаним чином.

1. Синтез модального регулятора суттєво спрощується при використанні програмного середовища MatLab.

2. Характеристичний поліном об'єкта з регулятором, замкнутого через спостерігач, представляє собою добуток полінома системи «об'єкт-регулятор» H_p (3.26) та полінома спостерігача H_c (3.27). Звідси випливає, що полюси замкненої системи розбиваються на дві незалежні групи, кожна з яких можна розміщати відповідним вибором матриці $(A - BK)$ або $(A - LC)$. Отже синтез регулятора стану і спостерігача стану можна виконувати незалежно один від одного.

4 СИНТЕЗ СПОСТЕРІГАЧА МОДАЛЬНИМ МЕТОДОМ

4.1 Проектування лінійного модального регулятора при неповній інформації про стан ОК

Спостерігач створюється у вигляді точної копії (моделі) об'єкта керування, він має спільний вхід з об'єктом керування [39]. Додатковий канал виконує порівняння виходу об'єкта керування $y(t)$ з оцінкою виходу $\hat{y}(t)$. В результаті роботи схеми (рисунок 4.1) $\hat{x}(t)$ наближається до істинних значень змінних стану $x(t)$. Динаміка похибки спостереження визначається полюсами характеристичного рівняння спостерігача $\det[pI - (A - LC)] = 0$.

Структурна схема досліджуваної ЕМС з модальним регулятором та спостерігачем зображена на рисунку 4.1.

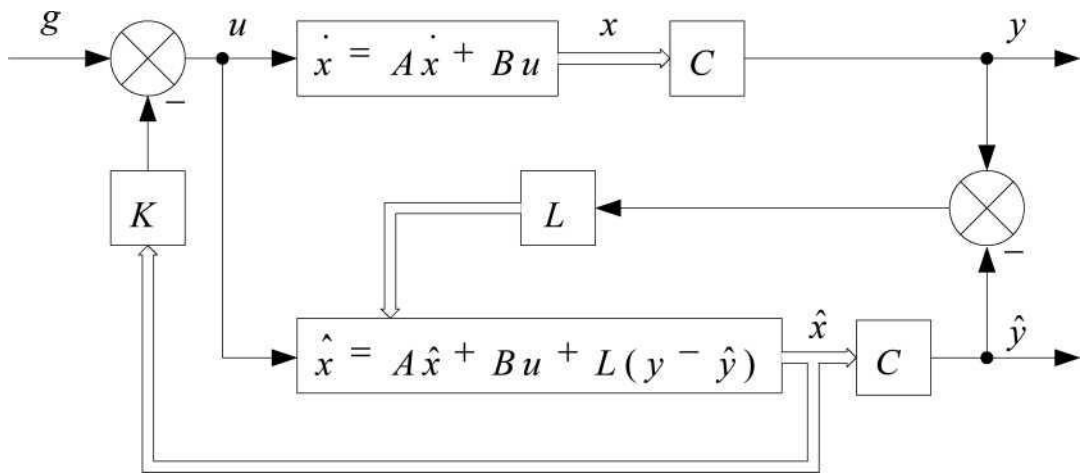


Рисунок 4.1 – Структурна схема ЕМС наведення озброєння БМ

Синтез матриці L здійснюється аналогічно за допомогою функції

$$L = \text{place}(A', C', p), \quad (4.1)$$

де p – вектор бажаних полюсів.

Значення параметру ω_0 вибирається таким чином, щоб корені

спостерігача були розміщені в 2-4 рази лівіше коренів системи «об'єкт-регулятор».

На схемі САК (рисунок 4.1) рівняння спостерігача записано відносно оцінки вектору стану $\hat{x}(t)$. Але більш зручно це рівняння записувати відносно розширеного вектора координат, який охоплює систему і спостерігач. При цьому враховуються початкові умови вектору стану x та вектор похибки оцінювання $\varepsilon = x(t) - \hat{x}(t)$. Рівняння зворотного зв'язку записується відносно оцінок вектору стану, тобто $u = -K\hat{x}$.

Рівняння, що описує динамічний режим замкненої системи має вигляд

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\varepsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A - BK) & BK \\ 0 & (A - LC) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \varepsilon \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Незначні перетворення дають рівняння для розширеного стану та похибки оцінювання при повному зворотному зв'язку через спостерігач [40]

$$At = [A - BK, \quad BK; \quad \text{zeros}(\text{size}(A)), \quad A - LC]; \quad (4.3)$$

$$Bt = [B; \quad \text{zeros}(\text{size}(B))]; \quad (4.4)$$

$$Ct = [C, \quad \text{zeros}(\text{size}(C))]. \quad (4.5)$$

Розгорнута структурна схема досліджуваної ЕМС з модальним регулятором та спостерігачем зображена на рисунку 4.2.

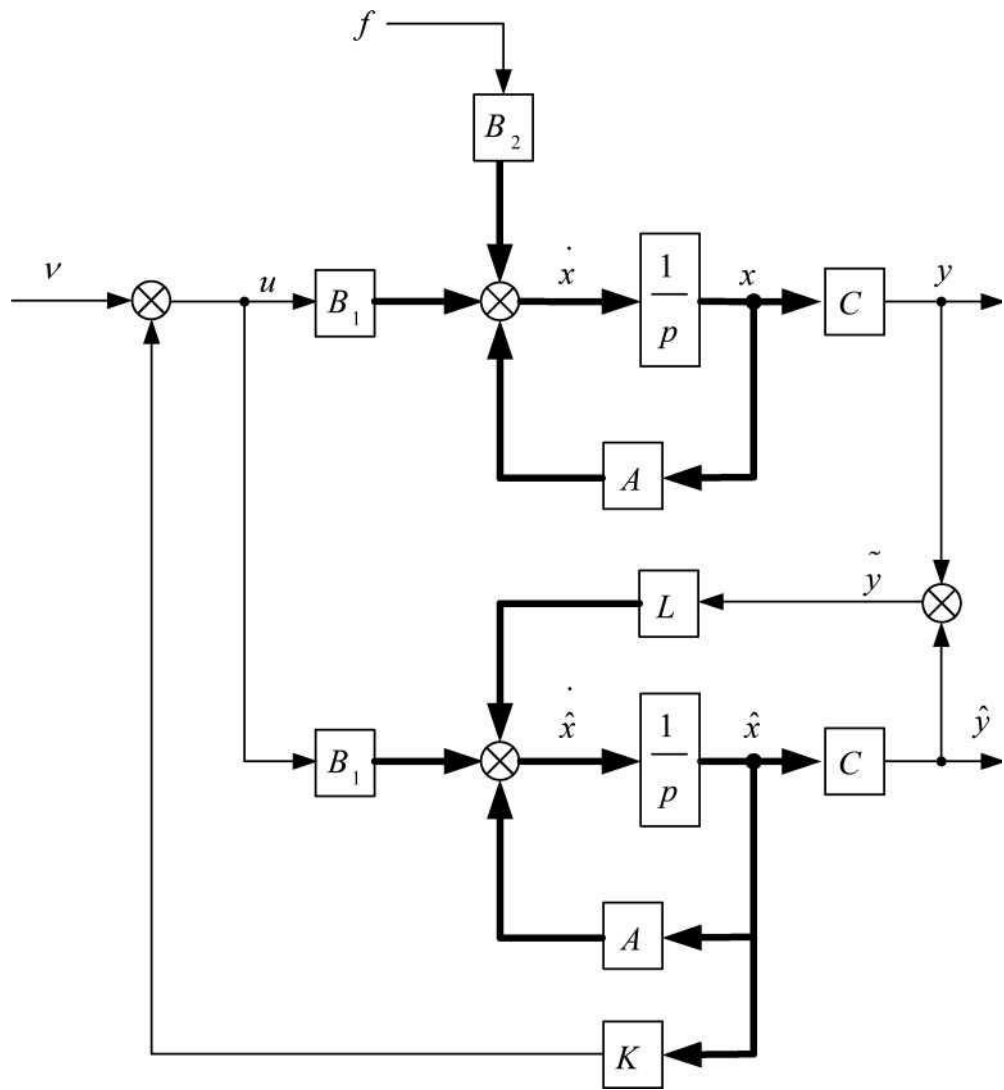


Рисунок 4.2 – Структурна схема ЕМС наведення модуля озброєння

4.2 Розробка астатичної системи модального керування

Для забезпечення астатизму за навантаженням доповнимо систему з МР інтегральним регулятором (ІР) вихідної координати [21, 22]. Структурна схема у просторі стану такої неперервної системи з одним входом та одним виходом зображена на рисунку 4.3.

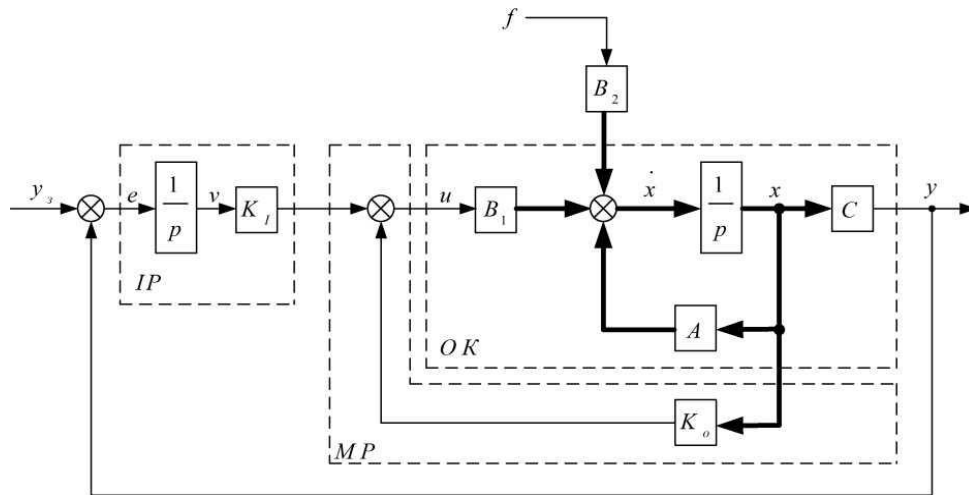


Рисунок 4.3 – Структурна схема аналогової СМК з інтегральним регулятором вихідної координати в зовнішньому контурі

Задачею синтезу є вибір коефіцієнтів K_o та K_I з умов забезпечення бажаного розташування полюсів замкненої системи. Введення інтегралу помилки $e(t)$ у закон керування дозволяє підвищити робастність системи і досягти в ній астатизму першого порядку щодо завдання й збурень.

Після включення в рівняння стану прямого каналу ОК рівняння інтегратора помилки системи отримаємо розширене рівняння стану у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{v}}(t) \\ \dot{\mathbf{x}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ \mathbf{0} & & \mathbf{A} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}(t) \\ \mathbf{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} u(t), \quad (4.6)$$

де $v(t)$ – вихід інтегратора.

За відомими розширеним рівнянням стану (4.6) та бажаними коефіцієнтами характеристичного полінома (ХП) (таблиця 4.1) визначимо коефіцієнти зворотних зв'язків модального регулятора

$$\mathbf{K} = -\mathbf{K}_I \mid \mathbf{K}_o. \quad (4.7)$$

Висновки до розділу.

Для реалізації зворотних зв'язків по змінним стану важливо мати інформацію про значення цих змінних у кожен момент часу. Для відновлення інформації про невимірювані змінні застосовується спостерігач.

Щоб поведінка системи, замкненої за вимірюваними координатами, якомога менше відрізнялася від поведінки системи, замкненої за координатами, оціненими за допомогою спостерігачів, рекомендується розташування полюсів (P) на комплексній площині ліворуч від полюсів (P). Ця вимога забезпечує швидке згасання власних перехідних процесів спостерігача.

Недоліком електромеханічних систем із модальним регулятором (MP) є наявність статизму.

Включення інтеграла помилки ($e(t)$) у закон керування дозволяє підвищити робастність системи та досягти астатизму першого порядку щодо завдань і збурень.

5. СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО МОДАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА ЗІ СПОСТЕРІГАЧЕМ СТАНУ

5.1 Розробка функціональної схеми

На рисунку 5.1 представлена функціональна схема системи модального керування положенням модуля озброєння (МО) на броньованій машині (БМ). Широтно-імпульсний перетворювач (ШП) живиться від бортових акумуляторів та генератора. Для зменшення пульсацій напруги використовується електролітичний конденсатор С. ШП розроблений на основі MOSFET транзисторів, які, на відміну від IGBT, мають нижчі активні та динамічні втрати при низьких напругах.

Мікроконтролер призначений для реалізації алгоритму модального керування, захисту електродвигуна від перенавантаження, обробки сигналів від енкодера та генерації сигналів для MOSFET транзисторів, які проходять через блок гальванічної ізоляції та драйвери. Датчик напруги служить для підвищення точності формування вихідної напруги. Інформація про кутове положення МО отримується за допомогою енкодера. Період ШІМ має бути меншим за період квантування. Задатчик інтенсивності (ЗІ) призначений для забезпечення постійного прискорення.

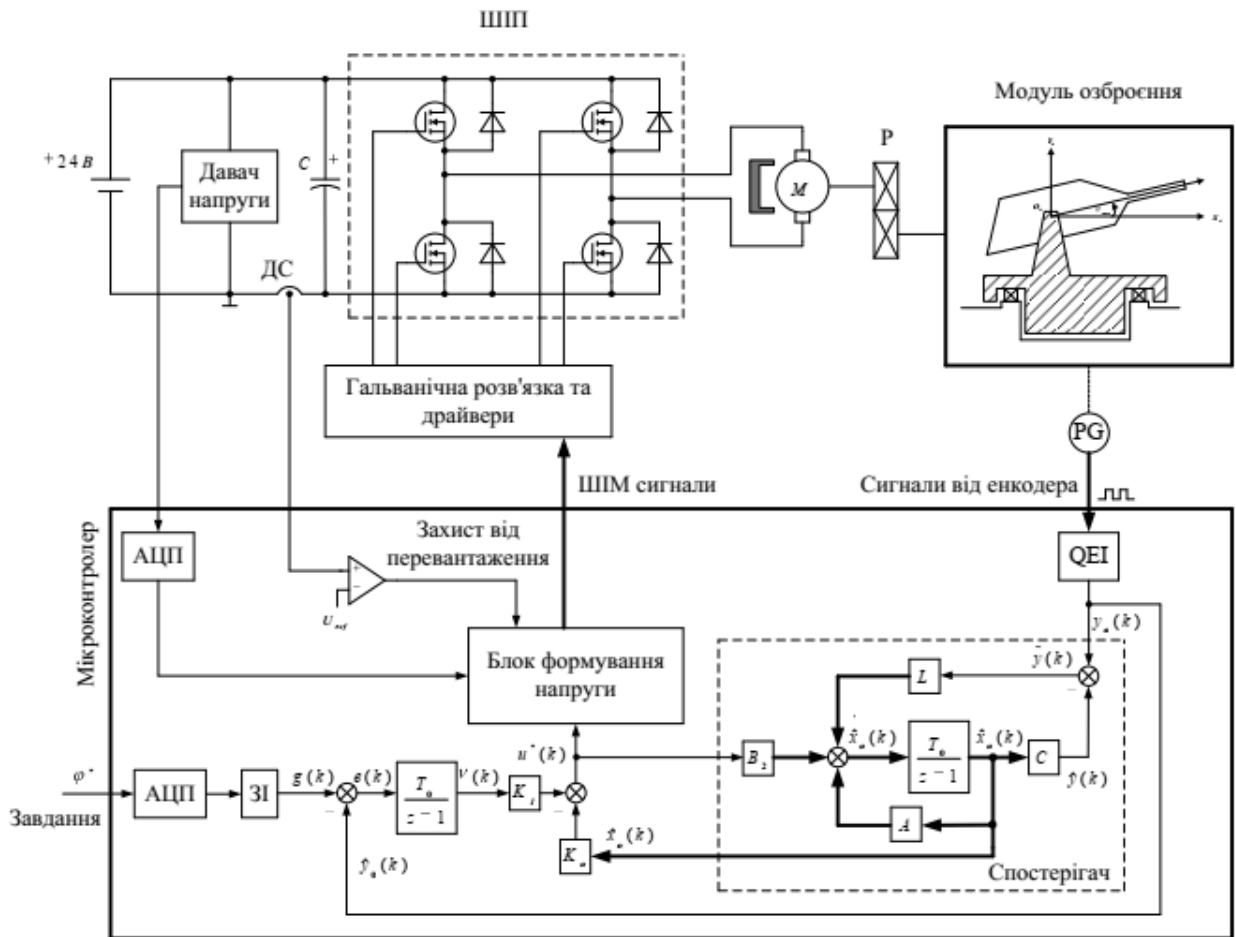


Рисунок 5.1 – Функціональна схема системи модального керування положенням МО на БМ

5.2 Складання рівнянь в кінцевих різницях

Для побудови дискретної системи стеження запишемо передаточну функцію екстраполятора (фіксатора) нульового порядку

$$W_{\phi}(p) = \frac{(1 - e^{-pT_0})}{p}, \quad (5.1)$$

де T_0 – період дискретності.

Тоді Z – перетворення, що є одним з математичних методів розроблених для аналізу та проектування дискретних систем, оператора інтегрування за

методом прямокутників [42], дорівнює

$$W(z) = Z \left\{ W_{\phi}(p) \cdot \frac{1}{p} \right\} = Z \left\{ \frac{(1 - e^{-pT_0})}{p} \cdot \frac{1}{p} \right\} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1}{p^2} \right\}, \quad (5.2)$$

звідки

$$W(z) = \frac{z-1}{z} \left[\frac{T_0 z}{(z-1)^2} \right] = \frac{T_0}{z-1} \quad (5.3)$$

Введемо до розгляду два оператори J – інтегрування, D – диференціювання. Між ними є натуральний зв'язок $J = D^{-1}$ та $D = J^{-1}$. З урахуванням введених операторів перепишемо рівняння спостерігача стану (1.10) у вигляді

$$D\hat{x} = (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly \quad (5.4)$$

або

$$\hat{x} = J (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly, \quad (5.5)$$

Вводимо Z-перетворення [43], що є одним з математичних методів розроблених для аналізу та проектування дискретних систем, відповідно до методу прямокутників в рівняння спостерігача (5.5), отримаємо

$$\hat{x} = \frac{T_0}{z-1} (A - LC)\hat{x} + Bu + Ly, \quad (5.6)$$

де змінні стану також перетворені за Z, тобто $x = x(z)$.

З рівняння (5.4) маємо

$$(z-1)\hat{x}(z) = T_0 (A - LC)\hat{x}(z) + Bu + Ly, \quad (5.7)$$

Якщо в (5.5) перейти до дискретного часу $t = kT_0$ ($k = 0, 1, 2, \dots$), отримаємо

$$\hat{x}(k+1) - \hat{x}(k) = T_0 (A - LC)\hat{x}(z) + Bu + Ly, \quad (5.8)$$

звідки остаточно маємо рівняння в кінцевих різницях

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + T_0 (A - LC)\hat{x}(z) + Bu + Ly, \quad (5.9)$$

Функція *c2dm* в програмному середовищі MatLab перетворює безперервну систему в форматі передаточної функції або в форматі диференціальних рівнянь в просторі стану на дискретну систему, використовуючи принцип фіксації сигналів нульового порядку. Функція *c2dm* записується в одній з двох форм

$$[numDz, denDz] = c2dm(num, den, Ts, 'zoh') \quad (5.10)$$

$$[Ad, Bd, Cd, Dd] = c2dm(A, B, C, D, Ts, 'zoh') \quad (5.11)$$

Використовуючи теорему Котельнікова-Шеннона [45, 46] знайдемо період квантування

$$T_0 \leq \frac{2\pi}{6\omega_c}, \quad (5.12)$$

де частота зрізу ω_c може бути знайдена [44] з формули

$$t_{n.n.} = \frac{3.2 \div 3.3}{\omega_c}, \quad (5.13)$$

звідки

$$\omega_c = \frac{3.2 \div 3.3}{t_{n.n.}} \quad (5.14)$$

Структурна схема дискретної системи керування модулем озброєння у вертикальній площині, що еквівалентна структурній схемі аналогової системи модального керування з інтегральним регулятором вихідної координати в зовнішньому контурі (рисунок 4.3) та спостерігачем стану, зображена на рисунку 5.2.

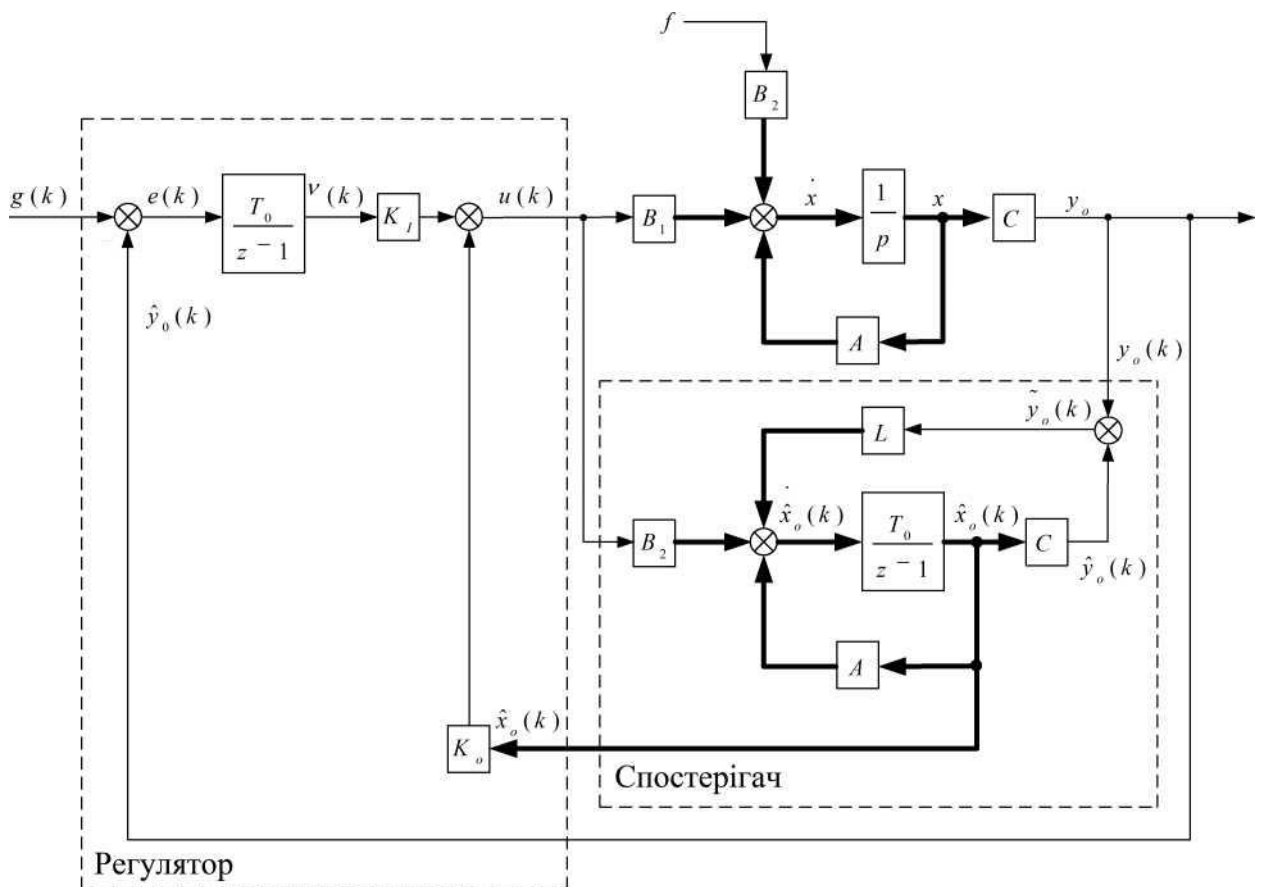


Рисунок 5.2 – Структурна схема дискретної системи наведення модуля озброєння на БМ

Висновки до розділу.

Використання цифрових систем управління електроприводами приносить ряд переваг у порівнянні з аналоговими системами, зокрема: значно менші габарити та вага керуючої електроніки, істотне підвищення надійності, а також швидка і якісна інтеграція приводу в системи комплексної

автоматизації виробництва завдяки уніфікованим інтерфейсам для підключення до систем управління більш високого рівня та відповідним програмним засобам (RS-232, RS-485, CAN).

Цифрові системи дозволяють реалізувати як місцеве, так і дистанційне керування, а також забезпечити вбудований і віддалений моніторинг стану приводу, попереджаючи про аварійні ситуації, що можуть виникнути в результаті спрацьовування захистів або виявлення відмов у приводі.

Користувач може конфігурувати структуру системи управління під час запуску приводу в експлуатацію, що дає змогу адаптувати систему до конкретної технології або специфіки застосування. Водночас здійснюється розподілене управління приводами роботів, маніпуляторів, кабельних ліній тощо з використанням локальних промислових мереж, таких як CAN, що пропонує широкі можливості для синхронізації.

Додатковою перевагою є уніфікація вбудованих засобів управління приводами (контролерів, модулів введення-виведення, пультів оперативного керування) незалежно від типу виконавчого двигуна, структури силового каналу та видів використовуваних датчиків зворотного зв'язку. Крім того, цифрові системи відкривають можливості для впровадження найсучасніших структур і алгоритмів управління, що часом неможливо реалізувати на аналоговій елементній базі, таких як векторне керування двигунами змінного струму, пряме управління моментом, пряме частотно-струмове керування, управління з елементами фазової логіки та програмна реалізація дискретних керуючих автоматів будь-якої складності.

6 ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ СИСТЕМИ МОДАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ З ЛІНІЙНИМ МР ТА СС

При моделюванні спроектованої системи модального керування приймаються наступні параметри [27, 28], що наведені в таблиці 6.1. Обрано двигун фірми MAXON за номером в каталозі виробника RE65-353295.

Таблиця 6.1

Параметри для математичного моделювання

Номінальна напруга живлення $U_{я}, B$	$U_{я} = 27 B$
Номінальна потужність двигуна $P_n, Вт$	$P_n = 250 Вт$
Номінальна швидкість двигуна $n_n, об / хв$	$n_n = 4000 об / хв$
Номінальний струм двигуна I_n, A	$I_n = 10.7 A$
Номінальний електромагнітний момент $M_n, Н \cdot м$	$M_n = 0.665 Н \cdot м$
Активний опір кола якоря $R_{я}, Ом$	$R_{я} = 0.075 Ом$
Індуктивний опір якоря $L_{я}, мГн$	$L_{я} = 33.75 мГн$
Момент інерції ротора двигуна $J_{дв.}, кг \cdot м^2$	$J_{дв.} = 27 \cdot 10^{-5} кг \cdot м^2$
Коефіцієнт ЕРС двигуна $c\Phi_n, \frac{В \cdot с}{рад}$	$c\Phi_n = 0.062 \frac{В \cdot с}{рад}$
Електромагнітна стала часу якоря $T_{я}, с$	$T_{я} = 0.0045 с$
Пусковий струм двигуна I_n, A	$I_n = 360 A$
Момент інерції ОК $J_{мех}, кг \cdot м^2$	$J_{мех} = 250 кг \cdot м^2$
Коефіцієнт жорсткості $c_{12}, \frac{Н \cdot м}{рад}$	$c_{12} = 3 \cdot 10^5 \frac{Н \cdot м}{рад}$
Передаточне число редуктора n	$n = 377$
Момент навантаження $M_c, Н \cdot м$	$M_c = 0 \dots 500 Н \cdot м$

На рисунках 6.1 – 6.7 наведені графіки перехідних процесів, що виникають при подачі ступінчастого сигналу керування величиною 3° ($\varphi_3 = 0.05236$ рад) при номінальному моменті інерції ОК. Навантаження $f = 500 \text{ Н} \cdot \text{м}$ у вигляді ступінчастого сигналу прикладалася на 1 с та знімалося на 1.5 с. На рисунку 6.1 показано весь перехідний процес кутового положення ОК, а на рисунку 6.2 його фрагмент. Рисунок 6.2 показує, що система є астатичною до навантаження. На рисунку 6.3 показана швидкість ОК. Графіки напруги та струму зображені на рисунку 6.4 та рисунку 6.5 відповідно. Необхідно зазначити, що на час перехідного процесу негативно впливає обмеження напруги. На рисунку 6.6 та рисунку 6.7 наведено графіки кутового положення та швидкості повороту ротора двигуна та їх оцінка за допомогою спостерігача.

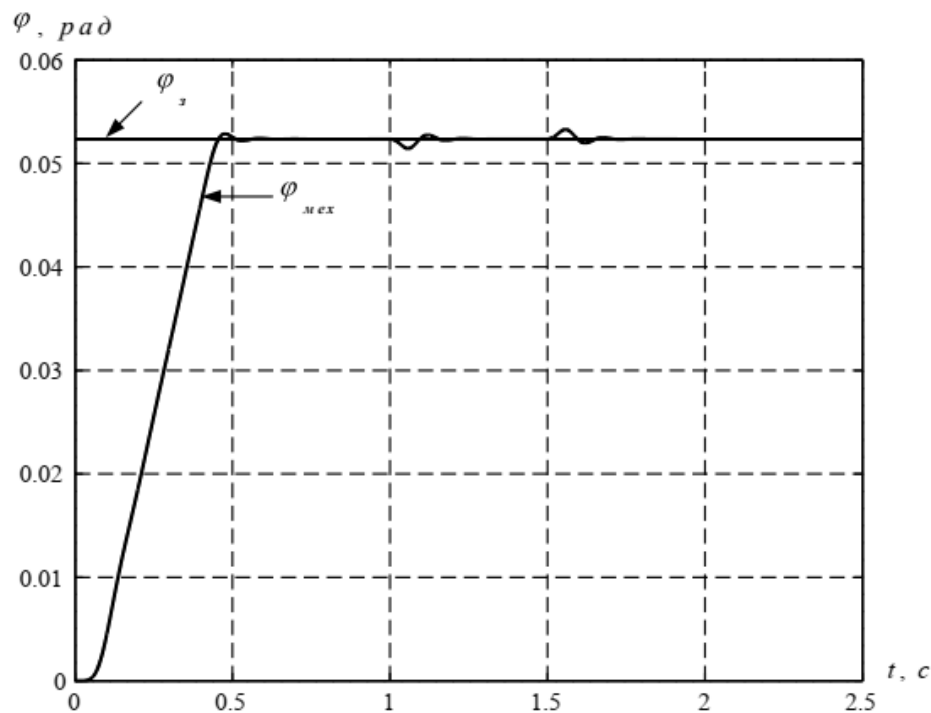


Рисунок 6.1 – Графік зміни кутового положення ОК

Перерегулювання з графіка зміни кутового положення для рисунку 6.1 розрахуємо за формулою

$$\sigma = \frac{\Delta\varphi_{\max}}{\varphi_{уст}} \cdot 100\% = 0,95\% \quad (6.1)$$

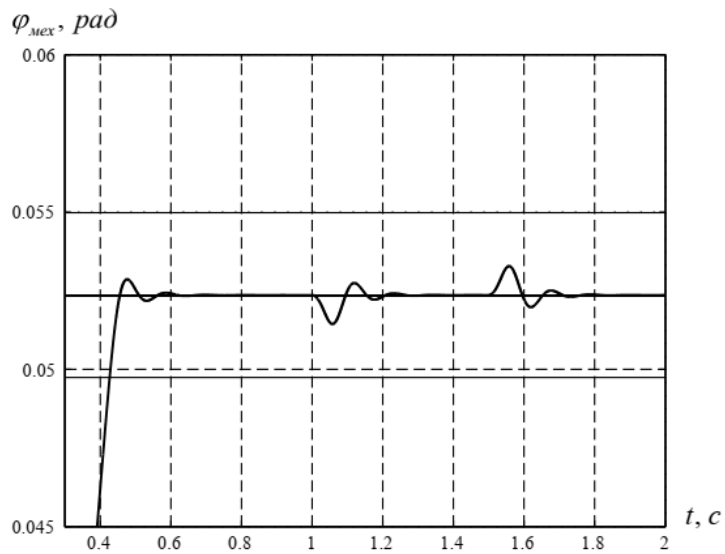


Рисунок 6.2 – Фрагмент перехідного процесу приведенного на рисунку 6.1

З рисунку 6.2 час перехідного процесу кутового положення об'єкта керування для цифрової системи модального керування складає $t_{n.n.} = 0.43$ с.

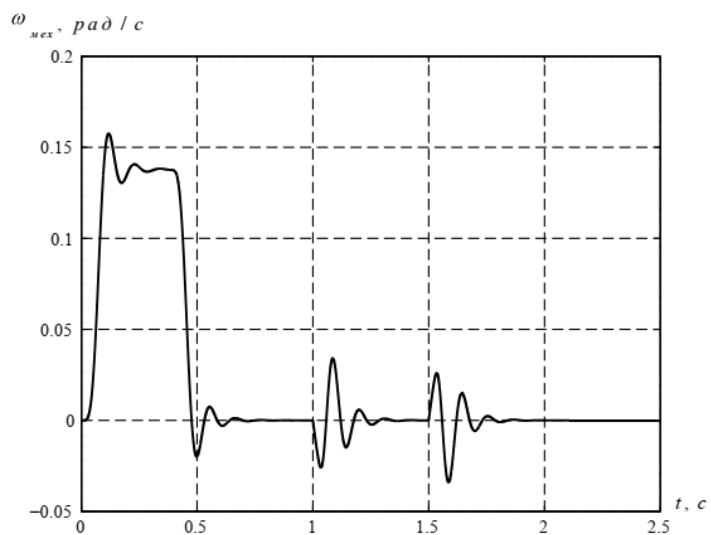


Рисунок 6.3 – Графік перехідного процесу кутової швидкості ОК

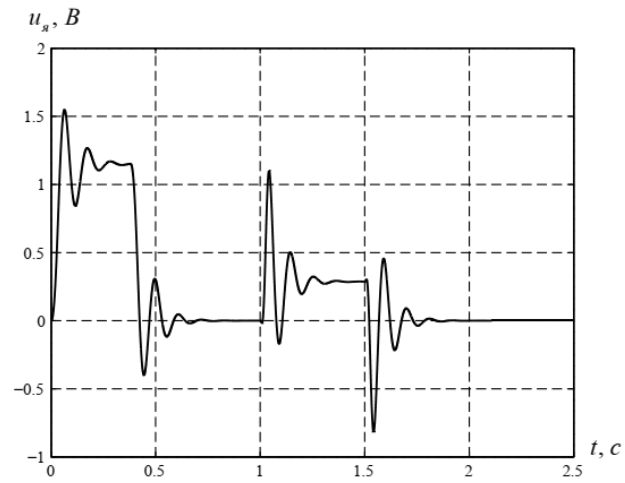


Рисунок 6.4 – Графік перехідного процесу напруги якоря ДПС

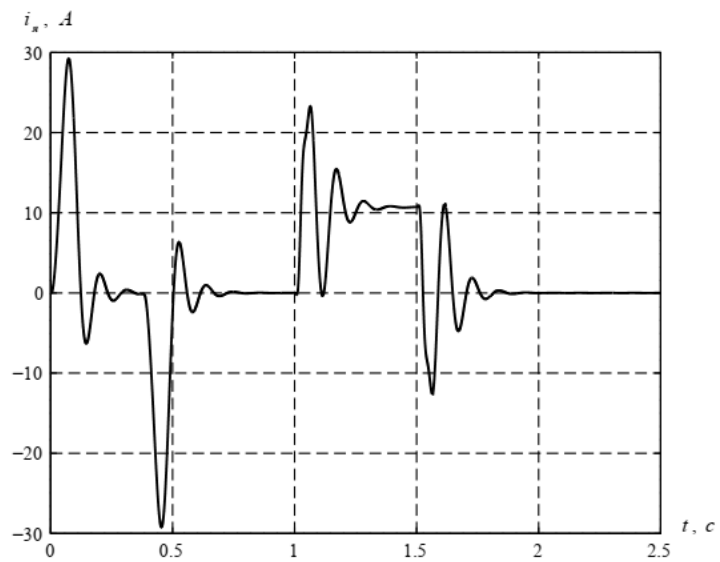


Рисунок 6.5 – Графік перехідного процесу струму якоря ДПС

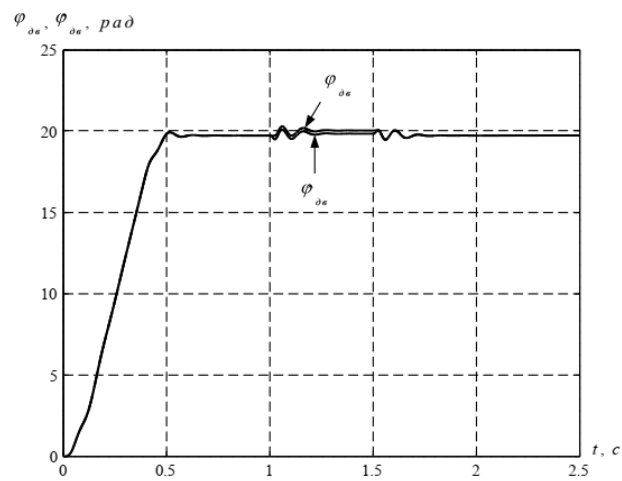


Рисунок 6.6 – Графік зміни кута повороту ротора ДПС та його оцінки

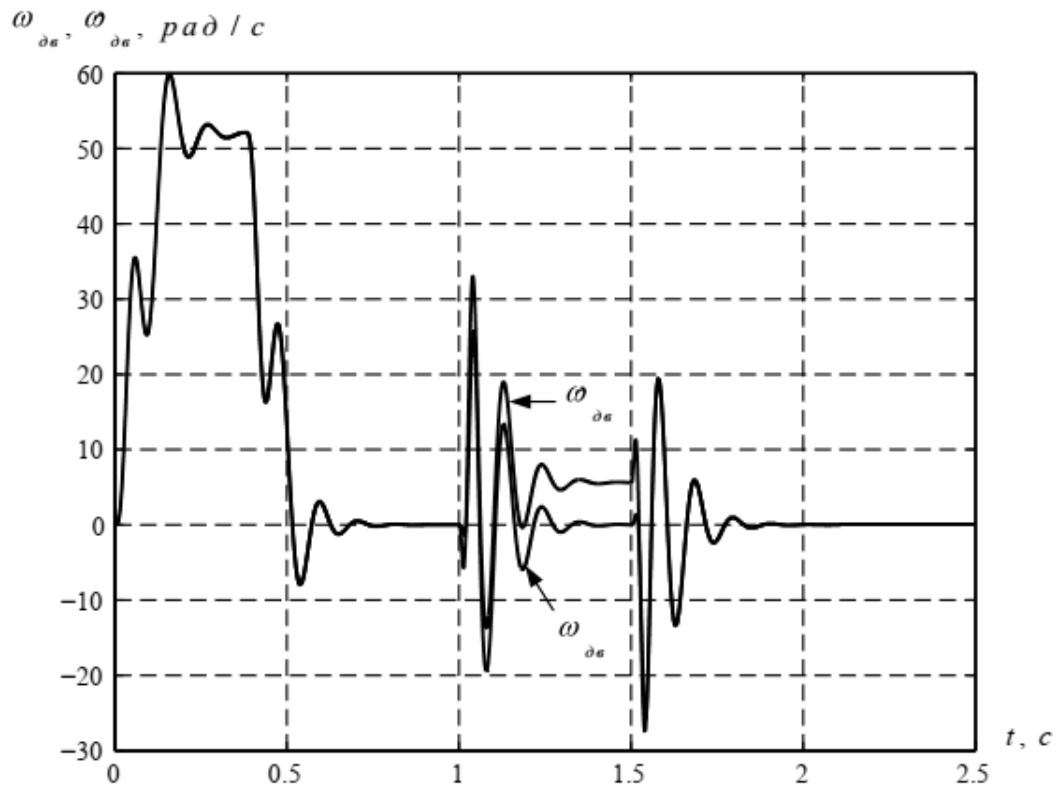


Рисунок 6.7 – Графік зміни кутової швидкості ДПС та її оцінки

Висновки до розділу.

Було виконано моделювання та отримано динамічні характеристики приводу для системи модального керування кутовим положенням модуля озброєння за допомогою лінійного модального регулятора та спостерігача стану повного порядку. Моделювання проводилося на основі структурної схеми, що представлена на рисунку 5.2, з використанням пакетів Simulink та Control System Toolbox у середовищі MatLab.

Показники якості при відпрацюванні збурення становлять: 1. Статична похибка $(\Delta \varphi = 0)$ рад. 2. Перерегулювання $(\sigma = 0.95\%)$. 3. Час перехідного процесу $(t_{n.n.} = 0.43)$ с.

Додавання інтегрального регулятора до системи з модальним регулятором забезпечує відсутність статичної похибки під впливом статичного моменту.

ВИСНОВКИ

У цій роботі було здійснено синтез та аналіз динамічних режимів електропривода системи цифрового модального керування положенням, з використанням лінійного модального регулятора і спостерігача стану. На основі цього були отримані наступні результати:

- Вирішено задачу синтезу цифрового модального регулятора та спостерігача стану за допомогою програмного середовища MatLab для об'єкта управління з двохмасовою електромеханічною підсистемою, враховуючи обмеження на час перехідного процесу та перерегулювання;

- Встановлено, що динамічні характеристики електроприводу у вертикальній площині суттєво залежать від об'єкта управління, до складу якого входить двохмасова пружна підсистема, що піддається збуренням у процесі роботи через змінні моменти інерції та навантаження;

- Визначено, що основним недоліком електромеханічних систем з модальним регулятором (МР) є наявність статизму під впливом навантаження, який можна усунути шляхом введення інтегралу помилки;

- Розроблено методику для автоматизованого синтезу в чисельному та аналітичному вигляді систем модального керування і спостерігачів стану;

- Синтезовано аналогову та цифрову системи автоматичного керування для двохмасового електромеханічного об'єкта з покращеними динамічними характеристиками.

