

# 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 НЕФЬОДОВА  
(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 векторного керування положенням асинхронного двигуна із частотним перетворювачем»

Виконав(ла)

здобувач(ка) групи БД-П23мг  
(шифр групи)

Антон ЛАЩИНСЬКИЙ  
(ім'я, прізвище)

Керівник роботи

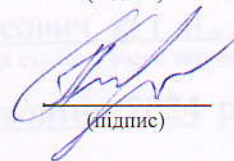
к.т.н., доц. Борис КОБИЛЯНСЬКИЙ  
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

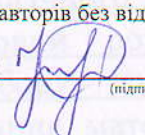
Рецензент роботи

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

  
(підпис)

  
(підпис)

  
(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/ІНІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут

Кафедра Електромеханічних та комп'ютерних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

## ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(ім'я, прізвище)

(підпис)

«08.» жовтня 2024 року

## ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Лашинський Антон Іванович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи векторного керування положенням асинхронного двигуна із частотним перетворювачем

керівник роботи Кобилянський Борис Борисович, к. т. н., доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-5/3236

2. 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 векторного керування положенням асинхронного двигуна із частотним перетворювачем |
| 5     | Розробка електромеханічної системи векторного керування положенням асинхронного двигуна із частотним перетворювачем            |
| 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                                                                                                   |

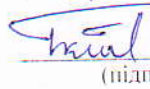
5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

Здобувач(ка)

  
 (підпис)

Антон ЛАЩИНСЬКИЙ  
 (ім'я, прізвище)

Керівник роботи

  
 (підпис)

Борис КОБИЛЯНСЬКИЙ  
 (ім'я, прізвище)

## АНОТАЦІЯ

У даній роботі проведено дослідження позиційних електроприводів без використання зворотного зв'язку за положенням, зокрема, шляхом заміни двигуна постійного струму на асинхронний двигун. Для реалізації поставленої задачі було виконано аналітичний огляд автоматизованих систем регулювання положення механізму, в якому описані основні характеристики таких систем. Показано, що для належного регулювання кутового положення не обов'язково використовувати інформацію про фактичне кутове положення.

Сформульовано основні вимоги до позиційних електроприводів без зворотного зв'язку за положенням. Обговорені методи формування руху, які дозволяють досягати заданого переміщення максимальною швидкістю або оптимізувати активні втрати. У розглянутих випадках присутні динамічні похибки, викликані тим, що сформовані діаграми не враховують обмеження на ривок. При накладенні статичного моменту спостерігається збільшення динамічної похибки під час виконання кутового положення в усіх розглянутих випадках.

Ці діаграми можуть бути застосовані в позиційних електроприводах з режимами стопоріння. Запропоновані алгоритми розрахунку діаграм руху можуть бути реалізовані в програмних контролерах, які формуватимуть тахограму руху для електроприводу.

**ЕЛЕКТРОПРИВОД, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ, КУТОВЕ ПОЛОЖЕННЯ, ПОХИБКИ**

## ABSTRACT

This paper studies positional electric drives without position feedback, in particular, by replacing the DC motor with an asynchronous motor. To achieve the task, an analytical review of automated mechanism position control systems was performed, which describes the main characteristics of such systems. It is shown that for proper angular position control it is not necessary to use information about the actual angular position.

The main requirements for positional electric drives without position feedback are formulated. Methods of motion generation are discussed, which allow achieving a given displacement at maximum speed or optimizing active losses. In the considered cases, there are dynamic errors caused by the fact that the formed diagrams do not take into account the jerk limit. When a static moment is applied, an increase in the dynamic error is observed during the execution of the angular position in all considered cases.

These diagrams can be used in positional electric drives with locking modes. The proposed algorithms for calculating motion diagrams can be implemented in software controllers that will generate a motion tachogram for an electric drive.

ELECTRIC DRIVE, ASYNCHRONOUS MOTOR, AUTOMATED CONTROL SYSTEM, ANGULAR POSITION, ERRORS

## ВСТУП

Основні вимоги, що ставляться до позиційних електроприводів, включають: точність позиціонування, яка визначається як зона відстаней з обох боків від заданої точки, в якій виконавчий механізм повинен зупинятися; стабільність, яка оцінюється як повторюваність точності результатів під час багаторазового виконання однієї і тієї ж операції; продуктивність, що залежить від часу виконання конкретного переміщення та часу на позиціонування; економічність, яка проявляється у зменшенні капітальних і експлуатаційних витрат.

Слідкующим електроприводом (СЕП) називається електромеханічна система, призначена для автоматичного відтворення кутових переміщень за допомогою силового механізму. СЕП в загальному вигляді є замкнутою системою з жорстким зворотним зв'язком за координатами. Він вирізняється від інших автоматизованих електроприводів відсутністю попередньо встановленої програми.

За принципом дії слідкуючі системи нагадують автоматизовані системи управління (АСР), але головна відмінність полягає у відсутності програматора, оскільки закон зміни  $X(t)$  заздалегідь не визначений, а формується в процесі роботи системи відповідно до умов навколишнього середовища. Слідкуючі системи часто використовуються у зварювальних процесах для автоматичного ведення електрода вздовж зварювальних кромок під час дугового зварювання.

Принцип роботи слідкуючого приводу полягає у тому, що зміна параметрів роботи машини або технологічного процесу призводить до переміщення задаючого пристрою, що викликає неузгодженість у системі. Сигнал про неузгодженість впливає на підсилювач, а через нього — на виконавчий механізм. Переміщення виконавчого механізму, яке викликане цим сигналом, через зворотний зв'язок усуває неузгодженість і повертає систему до початкового стану.

Позиційний електропривод забезпечує переміщення виконавчого механізму з однієї точки простору в іншу, і при цьому основною вимогою є досягнення заданої точності позиціонування за якомога коротший час. На сьогодні найбільш розповсюдженими системами управління позиційними електроприводами є системи, засновані на принципі підлеглого регулювання параметрів. Такі системи

передбачають опис об'єкта управління у вигляді системи лінійних диференціальних рівнянь. Однак часто найбільшу частину створюваного моменту опору руху складає момент, що виникає внаслідок тертя, математичний опис якого не підлягає лінеаризації при невисоких швидкостях переміщення виконавчого механізму, що спостерігається під час виконання середніх і малих переміщень. Тому під час синтезу необхідно використовувати математичні моделі, що враховують нелінійність моменту опору, обумовлену силами тертя.

# 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ

## *Класифікація систем керування кутовим положенням:*

Слідкуючим електроприводом (СЕР) називають електромеханічну систему, що автоматично відтворює кутові переміщення за допомогою силового виконавчого механізму. У загальному випадку СЕР є замкнутою системою із жорстким зворотним зв'язком за положенням. Він відрізняється від інших автоматизованих електроприводів тим, що не має попередньо встановленої програми.

Блок-схема слідкуючого приводу (див. рис. 1.1) складається з основних компонентів: пристрою, що задає (ЗУ), де формується сигнал управління, пропорційний необхідному переміщенню виконавчого механізму (датчики, які реагують на зміни умов роботи або параметрів технологічного процесу); порівнюючого пристрою (СУ) або датчика неузгодженості, який порівнює сигнал, що надходить від виконавчого механізму, із сигналом управління; підсилювача (П), який підвищує потужність сигналу управління за рахунок зовнішнього джерела енергії (ЗДЕ); виконавчого механізму (ВМ), що переміщує об'єкт управління та відтворює програму, визначену пристроєм; зворотного зв'язку (ЗВ), який з'єднує виконавчий механізм і порівнюється з пристроєм або підсилювачем. Зворотний зв'язок є характерною складовою слідкуючого приводу. Величина  $x = f(t)$  (переміщення або швидкість), що надходить від пристрою, іменується "входом", тоді як  $y = \varphi(t)$  (переміщення або швидкість), отримана від виконавчого механізму, – це "вихід". Різниця  $(x - y) = \varepsilon$  називається помилкою стеження або неузгодженістю системи.

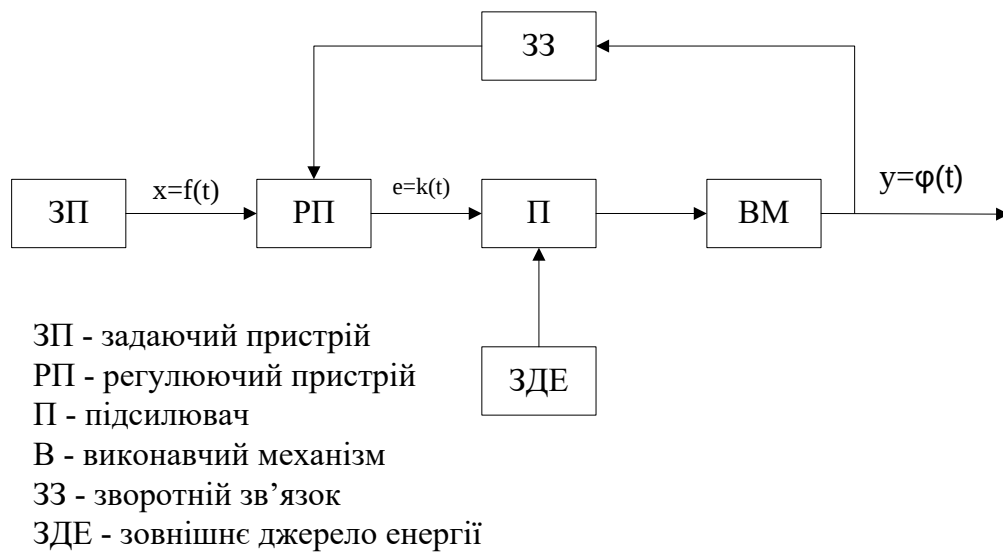


Рисунок 1.1. Система керування слідкуючим електроприводом

За характером роботи слідкуючі системи подібні до автоматизованих систем управління (АСР), але головною їхньою відмінністю є відсутність програматора, оскільки закон зміни  $X(t)$  заздалегідь не визначений і формується в процесі функціонування системи, залежачи від умов, що існують поза її межами. Слідкуючі системи в зварюванні використовують переважно для автоматичного ведення електрода по стику зварюваних кромок під час дугового зварювання.

Принцип дії слідкуючого приводу полягає в наступному: зміна умов роботи машини або технологічних параметрів викликає переміщення задаючого пристрою, що створює неузгодженість у системі. Сигнал про неузгодженість впливає на підсилювач, через який відбувається вплив на виконавчий механізм. Переміщення виконавчого механізму, викликане цим сигналом, за допомогою зворотного зв'язку усуває неузгодженість і повертає систему до початкового стану.

Позиційний електропривод переміщує виконавчий механізм з однієї точки простору в іншу, причому основною вимогою є досягнення заданої точності позиціонування за мінімальний проміжок часу. На сьогодні найбільш поширеними стають системи управління позиційними електроприводами, які будуються на принципі підлеглого регулювання параметрів. Такі системи передбачають опис об'єкта управління у формі системи лінійних диференціальних рівнянь. Проте

часто найбільшу частину моменту опору руху складає момент, що створюється силами тертя, математичний опис якого не піддається лінеаризації при малих швидкостях переміщення виконавчого механізму, що спостерігається під час виконання середніх і малих переміщень. Тому при синтезі слід використовувати математичні моделі, які враховують нелінійність моменту опору, викликану силами тертя.

Для кількох електроприводів, які здійснюють узгоджене позиціонування виконавчих механізмів, поряд із традиційними вимогами до швидкості роботи та точності виникає необхідність мінімізації енергоспоживання. Це пов'язано з тим, що швидкодія системи з багатокординатним позиціонуванням визначається електроприводом, який виконує найбільш тривалу операцію позиціонування. У такому випадку електропривод повинен працювати з максимальною швидкістю, тоді як інші приводи можуть функціонувати повільніше, що забезпечує економію в енергоспоживанні за рахунок гальмування, спровокованого дисипативними силами. Прикладом технічних систем, які реалізують багатокординатне позиціонування виконавчих механізмів, є координатно-пробивні преси, порталні маніпулятори та багатокординатні обробні центри. Схожі проблеми виникають при узгодженні процесу позиціонування з іншими технологічними операціями, коли подовження часу позиціонування не впливає на загальний час технологічного циклу (як, наприклад, при роботі електроприводів маніпуляторів у конвеєрному складанні).

Системи, що базуються на крокових двигунах, є частиною класу моторів, які відомі як безщіткові двигуни. Обмотки крокового двигуна належать до статора. На роторі може бути розміщений постійний магніт або, у випадках із змінним магнітним опором, зубчастий блок із магнітокріпкого матеріалу. Всі комутаційні процеси виконуються зовнішніми схемами. Зазвичай система, що складається з мотора і контролера, розробляється так, щоб забезпечити можливість позиціонування ротора в будь-яку заздалегідь визначену позицію, тобто систему управляють за положенням. Циклічність позиціонування ротора залежить від його геометричних характеристик.

Існує декілька способів управління кроковими двигунами: повний крок, півкрок і мікрокрок.

Повний крок – у такій системі завжди задіяно два електромагніти. Для обертання валу один з електромагнітів вимикається, а інший увімкнений, що викликає обертання валу на  $1/4$  зуба.

Півкрок – для обертання валу спочатку під напругою перебуває перший електромагніт, потім підключається другий, а перший продовжує працювати. При третьому кроці вимикається перший електромагніт, а на четвертому – обертання на третьому електромагніті, при цьому другий електромагніт залишається активним.

Мікрокрок – це метод, що забезпечує найменший розмір кроку серед усіх зазначених стилів. Момент обертання, що супроводжує цю техніку, залежить від струму, який проходить через котушки в певний момент часу, але завжди буде меншим, ніж при виконанні повного кроку.

Системи на основі синхронних двигунів з постійними магнітами. Синхронний двигун з постійними магнітами відрізняється від двигуна з обмоткою збудження тим, що магнітне поле ротора створюється постійними магнітами. Цей двигун не має ковзних контактів, не потребує джерела живлення постійного струму і має досить близькі до двигунів з обмоткою збудження постійного струму пускові та робочі характеристики.

*Системи на базі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором:*

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором здобули найбільше поширення в електроприводах робочих машин. Їх доцільно використовувати в електроприводах, де:

- не потрібно регулювання швидкості в процесі роботи;
- допустиме незначне (як правило, до 10%) зниження швидкості при зміні навантаження від нуля до номінального;
- пуски не відбуваються часто;
- момент опору під час старту електропривода значно менший за його значення при номінальному навантаженні;
- номінальна потужність не перевищує 400 кВт для низьковольтних двигунів і 8000 кВт для високовольтних.

Двигуни з короткозамкненим ротором простіші, надійніші в експлуатації та значно дешевші за двигуни з фазним ротором. Однак, як буде показано далі, двигуни з фазним ротором мають переваги в пускових і регулювальних характеристиках. Наразі асинхронні двигуни переважно виготовляються з короткозамкненим ротором, а фазна обмотка ротора застосовується тільки для великих потужностей або у спеціальних випадках. Попри важливі позитивні якості, такі як простота конструкції, легкість в обслуговуванні та низька вартість, асинхронні двигуни мають і деякі недоліки, з яких найсуттєвішим є відносно низький коефіцієнт потужності ( $\cos \varphi$ ).

Системи на базі двигунів постійного струму з незалежним збудженням: двигуни постійного струму використовуються в різних промислових і транспортних системах, де потрібно плавно регулювати швидкість обертання або підтримувати сталий момент (наприклад, у прокатних станах, ліфтах, металорізальних верстатах).

При прямому пуску двигуна, пусковий струм значно перевищує номінальний ( $I_p \gg I_n$ ), що призводить до сильного нагрівання якоря, що може призвести до його пошкодження. Крім того, великі пускові струми мають негативний вплив на щітково-колекторний вузол. Тому початковий струм зазвичай обмежують шляхом введення додаткового опору в ланцюг якоря. Максимальне перевищення пускового струму над номінальним може становити від 2 до 5 разів ( $I_p = (2-5) * I_n$ ), в залежності від конструкції і типу двигуна постійного струму.

Типи зворотних зв'язків за положенням: Система зворотного зв'язку використовується для визначення реальних значень швидкості і положення в сервосистемі. На рис. 1.2 представлена класифікація датчиків, які використовуються в сучасних сервоприводах.

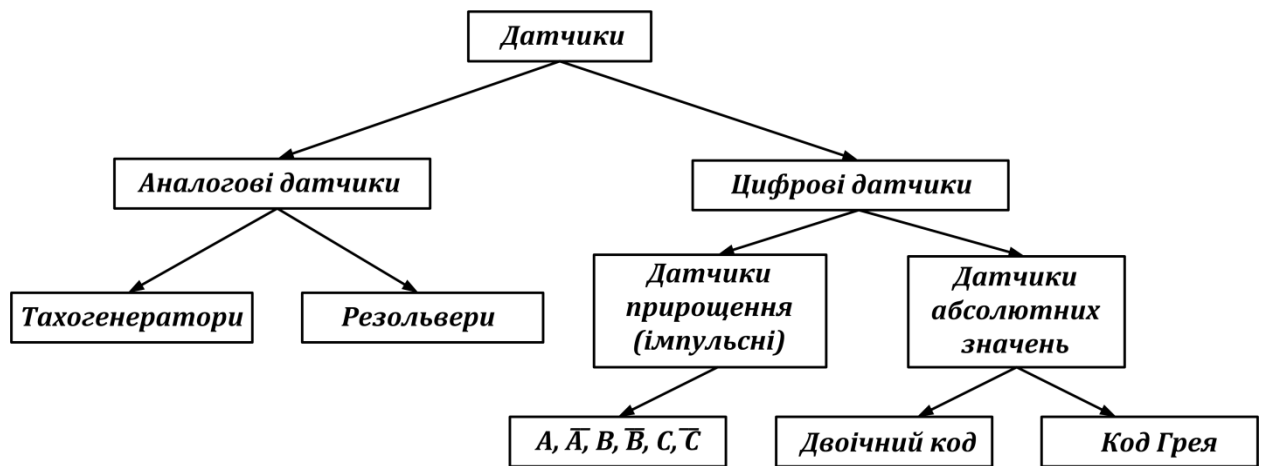


Рисунок 1.2. Класифікація датчиків

Енкодер: Контролер (датчик) позиції обертового об'єкта, або ж енкодер, є електромеханічним пристроєм, що дозволяє визначити положення обертального вала. Цей пристрій перетворює механічний рух на електричні сигнали, які визначають положення об'єкта, а також надають інформацію про кут повороту вала, його позицію та напрямок обертання. З допомогою енкодера можна також вимірювати довжину та відстань, а також встановлювати переміщення інструменту.

Енкодери знаходять широке застосування в друкарській промисловості, металообробці, ліфтовій техніці, автоматах для фасування, пакування та розливу, а також у випробувальних стендах, роботах та інших машинах, що потребують точної реєстрації руху частин. Вони практично повністю витіснили раніше поширені селесини.

Виділяють два основних типи енкодерів: інкрементальні (інкрементні) та абсолютні.

Інкрементальний енкодер — це пристрій, що визначає кут повороту обертового об'єкта, видаючи імпульсний цифровий код. Він використовується для вимірювання швидкості обертання валу (осі) без необхідності зберігати абсолютне

кутове положення після вимкнення живлення. Іншими словами, якщо вал зупиняється, подача імпульсів припиняється. При повторному увімкненні енкодера відлік повороту кута починається з нуля, а не з кутового значення, на яке він був виставлений до вимкнення. Осі об'єкта і енкодера з'єднуються за допомогою спеціальної гнучкої перехідної муфти або жорсткої втулки, або ж енкодер може бути безпосередньо встановлений на валу. Основними перевагами інкрементальних енкодерів є їхня простота, надійність та відносно низька вартість.

Абсолютний енкодер видає унікальний цифровий код для кожного положення об'єкта, що дозволяє визначити кут повороту осі навіть при відключенні живлення й без необхідності повернення об'єкта в початкове положення, що є значною перевагою цього типу енкодерів. Оскільки кут повороту завжди відомий, лічильник імпульсів в такому випадку не потрібен. Сигнал від абсолютного енкодера має високу стійкість до перешкод та вібрацій, тому не вимагає точної установки валу. Абсолютні енкодери застосовуються у високоточних системах, таких як робототехніка, верстати з числовим програмним управлінням тощо.

Резольвери: Для синхронних двигунів з постійними магнітами, які використовують синусну комутацію, застосовується спеціальна система зворотного зв'язку з аналоговим індукційним датчиком типу «Резольвер». На рисунку 1.3.2 показано зовнішній вигляд резольвера.



Рисунок 1.3. Резольвер

Резольвер використовується для вимірювання абсолютного положення роторного вала. Він функціонує за принципом обертового трансформатора. На

рисунку 1.4 показано електричну схему резольвера. Пристрій складається зі статора, на якому розташовані дві основні обмотки  $L_2$  і  $L_3$ , зміщені одна відносно одної на  $90^\circ$ , а також додаткова обмотка  $L_5$ . На роторі знаходиться основна обмотка  $L_1$  та додаткова обмотка  $L_4$ . Котушки  $L_4$  і  $L_5$  формують кільцевий трансформатор, до якого подається напруга на обмотку  $L_1$ .

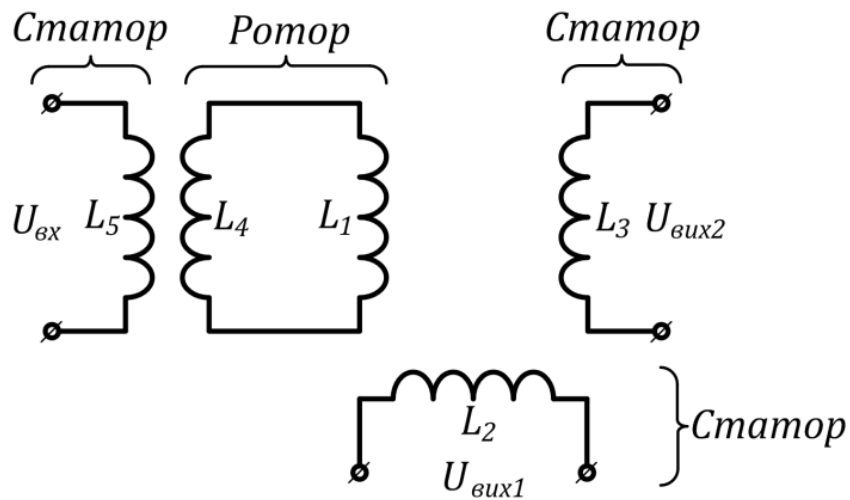


Рисунок 1.4. Електрична схема резольвера

На рис. 1.5. показане конструктивне виконання. 1 й 2 - кільцевий трансформатор, 3-екран, 4-роторна обмотка  $L_1$ , 5-статорні обмотки  $L_4$   $L_5$ .

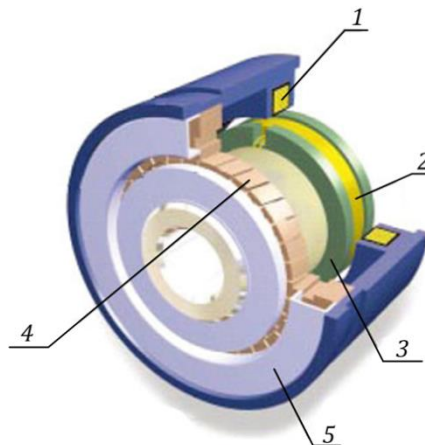


Рисунок 1.5. Конструктивне виконання резольвера

Принцип роботи резольвера полягає в наступному. На обмотку  $L_1$  подається змінна напруга  $U_{vx}$ , яка проходить через кільцевий трансформатор. В результаті цього утворюється магнітний потік, під дією якого в обмотках  $L_2$  та  $L_3$  індукуються електромоторна сила (ЕРС), величина якої залежить від положення вала ротора

щодо відповідної обмотки. При зміні кутового положення ротора змінюється магнітна провідність повітряного зазору. Оскільки магнітна провідність змінюється за гармонійним законом, відповідно, індуковані вихідні напруги також змінюються за гармонійним законом. Напруга  $U_{вих1}$  змінюється за косинусним законом, тоді як напруга  $U_{вих2}$  змінюється за синусним законом, оскільки обмотка  $L_3$  зсунута відносно обмотки  $L_2$  на  $90^\circ$ . На рис. 1.6 зображено просторове розташування обмоток резольвера.

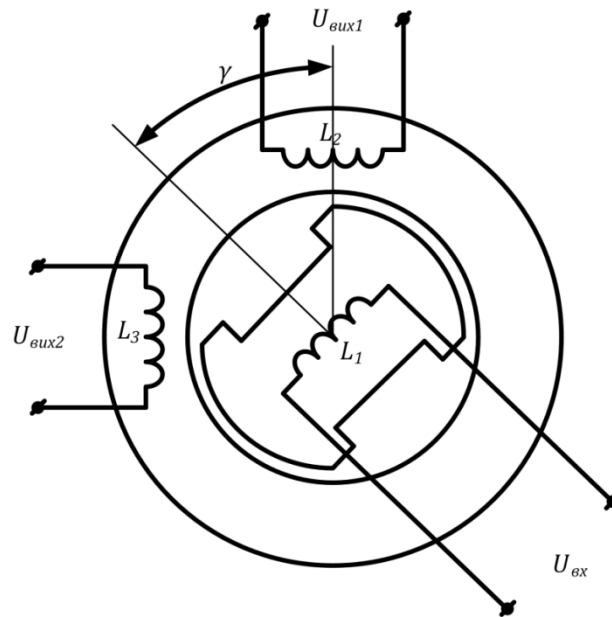


Рисунок 1.6. Просторове розташування обмоток резольвера

На рис. 1.7. представлені вхідна й вихідні напруги резольвера.

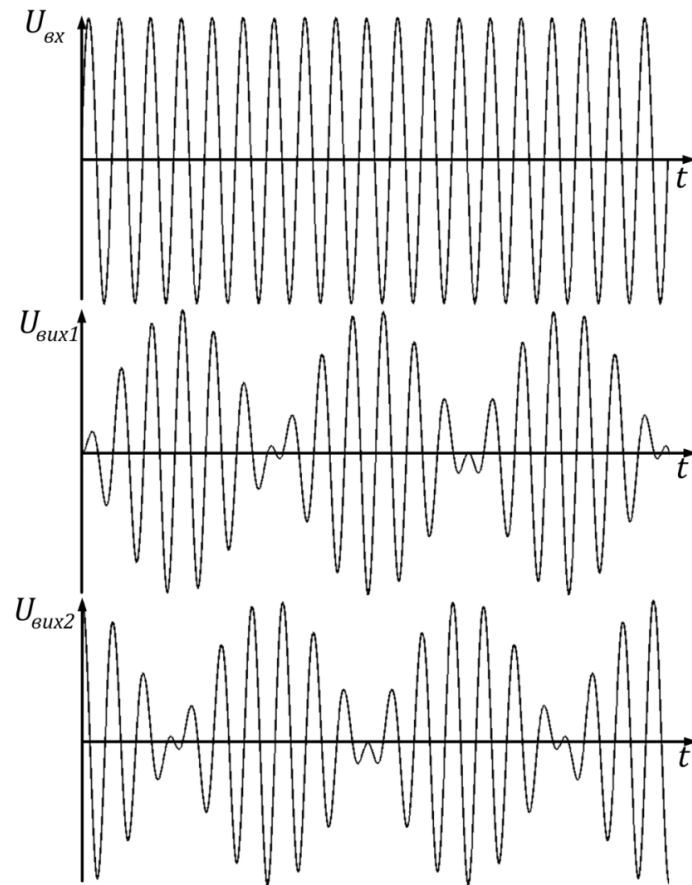


Рисунок 1.7. Вхідна й вихідна напруги резольвера

Для подальшого використання вихідних сигналів резольвера їх потрібно обробити певним чином. Обробка вихідних напруг виконується за допомогою системи резольвер-код перетворювач (РК-перетворювач). На рис. 1.8 показано процес обробки сигналів резольвера.

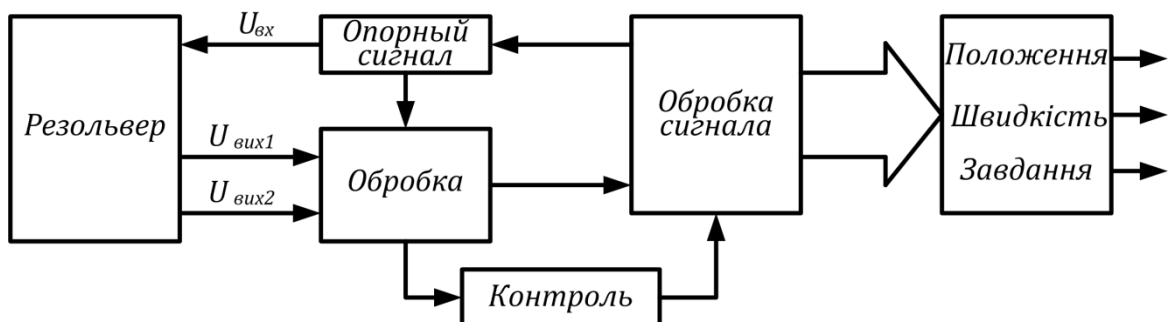


Рисунок 1.8. Структурна схема процесу обробки сигналів резольвера

На рис. 1.9. представлена структурна схема РК-перетворювача.

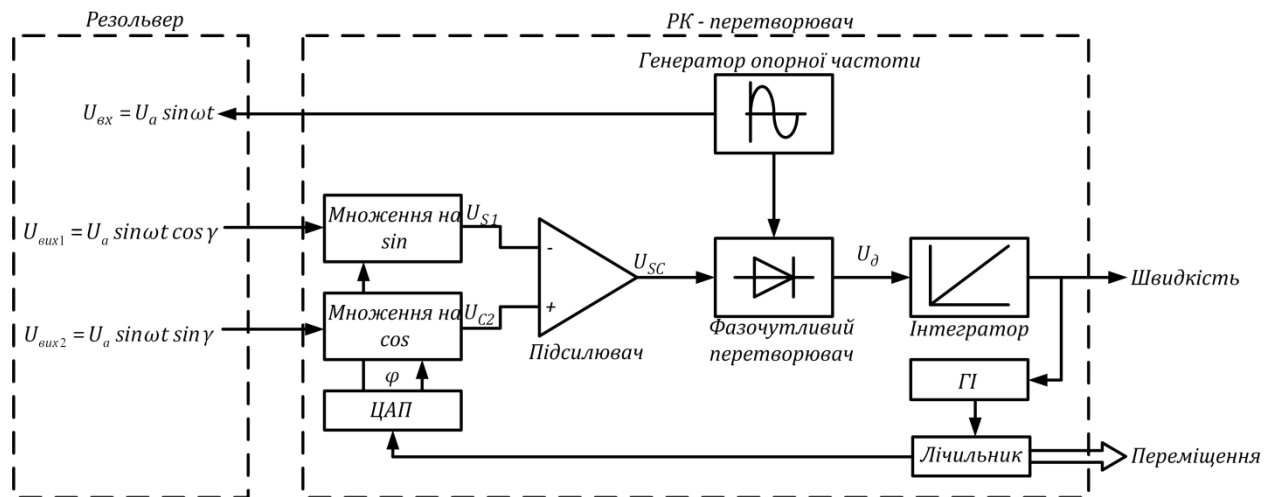


Рисунок 1.9. структурна схема РК – перетворювача

РК-перетворювач функціонує наступним чином: генератор опорної частоти формує та подає на роторну обмотку L1 змінну напругу з частотою приблизно 10 кГц і амплітудою 10 В. Вихідні сигнали револьвера (напруги  $U_{вих1}$  й  $U_{вих2}$ ) множаться відповідно на синус і косинус обмірюваного значення  $\varphi$ :

$$\begin{aligned} U_{S1} &= U_{вих1} \cdot \sin \varphi = U_a \sin \omega t \cdot \cos \gamma \cdot \sin \varphi \\ U_{C2} &= U_{вих2} \cdot \cos \varphi = U_a \sin \omega t \cdot \sin \gamma \cdot \cos \varphi \end{aligned} \quad (1.1)$$

де:

$\gamma$  – дійсне кутове положення вала револьвера;

$\varphi$  – розраховане положення вала револьвера

Далі в підсилювачі ці сигнали, віднімаються один від одного:

$$U_{SC} = U_{S1} - U_{C2} = U_a \sin \omega t (\sin \gamma \cos \varphi - \cos \gamma \sin \varphi) = U_a \sin \omega t \sin(\gamma - \varphi) \quad (1.2)$$

У фазочутливому випрямлячі цей сигнал демодулюється, щоб виключити несучу частоту:

$$U_{\alpha} = \sin(\gamma - \varphi) \quad (1.3.)$$

Ця напруга після інтегрування надходить на вхід генератора імпульсів (ГІ). Якщо між дійсним кутом і вимірним кутом є різниця, інтегратор на виході генерує напругу, пропорційну цій різниці. Генератор імпульсів формує імпульси на вході лічильника до того моменту, поки різниця між аналоговим сигналом та дискретним сигналом не стане рівною, тобто поки кутове переміщення ротора не буде зрівноважене. Це також означає, що вихідний сигнал інтегратора є пропорційним сигналу швидкості обертання вала резольвера.

В позиційному електроприводі (ЕП) основною регульованою координатою є переміщення робочого органу. Такі системи широко використовуються в різних технологічних процесах. Прикладами можуть бути підйомно-транспортні установки, деякі типи роботів і маніпуляторів. В даний час існує багато варіантів реалізації позиційного ЕП, більшість з яких використовують зворотний зв'язок за положенням у зовнішньому контурі.

Можливий спрощений варіант реалізації позиційного ЕП без застосування зворотного зв'язку за положенням (на рисунку 1.10 пунктиром показані елементи, що відкидаються). У цьому випадку на вході контуру швидкості за допомогою цифрового задавального пристрою (ЗП) формується тахограма (сигнал ), що забезпечує виконання заданого переміщення з обмеженням на прискорення та швидкість. Відсутність регулятора положення спрощує систему, але у випадку непередбаченого збільшення навантаження вище рівня, що відповідає максимально допустимому струму двигуна, система починає працювати в режимі струмообмеження, що призводить до похибки в позиціюванні. Отже, така система може стати оптимальним рішенням для механізмів, у яких описаний вище режим є малоімовірним або не викликає аварій.

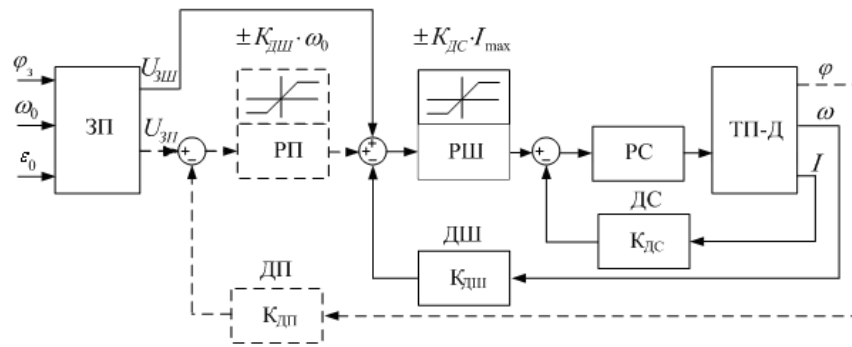


Рисунок 1.10. Система регулювання положення з контуром положення та без нього при використанні задаючого пристрою сигналу положення.

Розглянемо особливості програмної реалізації цифрового задавача позицій (ЗП) для системи регулювання положення, оптимальної за швидкодією (з трикутними чи трапецеїдальними тахограмами). Основною особливістю роботи цього пристрою є попередній розрахунок координат точок зламу бажаної тахограми та подальше формування сигналу для завдання швидкості в реальному часі. Зазвичай координати точок зламу розраховуються без урахування періоду дискретності. Це може призвести до неточного формування сигналу завдання на швидкість, як це видно на рис. 1.10, отриманому під час цифрового моделювання досліджуваного пристрою.

Для усунення цієї проблеми можна запропонувати алгоритм, який враховує час дискретності під час формування бажаної тахограми. Суть алгоритму полягає в округленні часів розгону, гальмування та роботи з усталеною швидкістю до найближчого більшого значення, кратного періоду дискретності, а також подальшому перерахунку значень прискорення і максимальної швидкості.

Серед переваг цього методу керування можна виділити: спрощення системи управління ЕП завдяки відсутності контуру позиції; можливість реалізації за допомогою апаратних засобів комплектного ЕП (з використанням карт програмованого логічного контролера); можливість застосування різних алгоритмів (оптимальних за швидкодією або по нагріву, з обмеженням ривків тощо); а також при використанні ПІ-регулятора швидкості забезпечується можливість роботи зі змінним навантаженням.

## 2.ФОРМУВАННЯ ЕТАЛОННИХ ДІАГРАМ ВІДПРАЦЮВАНЬ ЗАДАНИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ

*Основні принципи формування управління, оптимального за тепловим втратам*

Основні механічні координати переміщуваного механізму, приведеного до валу двигуна, пов'язані між собою наступними співвідношеннями:

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega(t), \quad \frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} = \varepsilon(t), \quad (2.1)$$

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \frac{d^2\omega(t)}{dt^2} = \frac{d^3\varphi(t)}{dt^3} = \rho(t),$$

$$M - M_c = M_j = J \frac{d\omega(t)}{dt} = J\varepsilon(t). \quad (2.2)$$

де  $\varepsilon(t)$  – прискорення двигуна,

$\varphi(t)$  – переміщення,

$\omega(t)$  – швидкість двигуна,

$\rho(t)$  – ривок,

$M$  – електромагнітний момент двигуна,

$M_c$  – статичний момент навантаження на валу двигуна,

$J$  – момент інерції.

Формула (2.2.) справедлива при  $J = const$ .

Для асинхронного двигуна з полеорієнтованим векторним керуванням при підтримці сталості потокозчеплення ротора  $\Psi_p = const$  електромагнітний момент двигуна

$$M = \frac{3}{2} p_n \Psi_2 i_q = c_2 i_q \quad (2.3)$$

де  $i_q$  - моментостворююча складова струму статора;  $p_n$  - число пар полюсів АД.

Для синхронного двигуна з постійними магнітами на валу двигуна електромагнітний момент

$$M = \frac{3}{2} p_n \Phi_{\max} i_q = c_3 i_q \quad (2.4)$$

Причому для цих двигунів  $d$  - складова струму.  $I_d = 0$ .

Таким чином, рівняння електромагнітного моменту для розглянутих електроприводів можна узагальнити:

$$M = c i \quad (2.5)$$

Тоді активні втрати в якорі двигуна постійного струму або в статорі та роторі асинхронного або в статорі синхронних двигунів можна також представити узагальненою формулою:

$$Q = R \int_0^t i^2(t) dt = \frac{R}{c} \int_0^t M^2(t) dt \quad (2.6)$$

де  $R$  - активний опір якорного ланцюга для двигуна постійного струму або ланцюга статора для двигуна змінного струму.

Беручи до уваги, що електромагнітний момент двигуна, згідно з рівнянням руху приводу (2.2), являє собою суму динамічної та статичної складових, теплові втрати також можна розділити на втрати, що виникають внаслідок динамічних та статичних складових відповідних струмів.

Для позиційних механізмів, які працюють в умовах напруженого повторно-короткочасного режиму з малими моментами статичного опору, зазвичай нехтують втратами від статичних струмів. У будь-якому разі, в більшості початкових джерел в системах позиційного електроприводу акцентується увага на мінімізації втрат від динамічної складової струму, що створює момент.

$$Q_j = R \int_0^t i_j^2(t) dt = \frac{R}{c} \int_0^t M_j^2(t) dt \quad (2.7)$$

Відповідно до рівняннями (2.1.-2.2., 2.7.) структурна схема механічної частини приводу, доповнена вузлом розрахунку втрат від динамічного струму має вигляд:

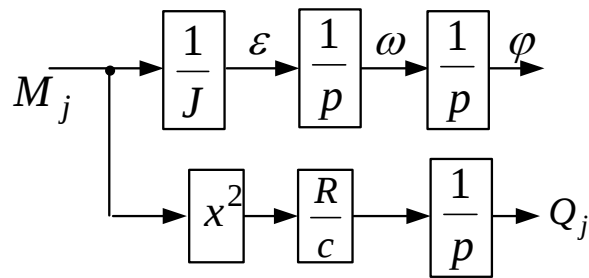


Рисунок 2.1. Структурна схема механічної частини приводу

Як зазначалося раніше, задачу оптимального управління найчастіше розглядають без урахування моменту статичного опору. У цьому контексті найбільш поширеним є управління, оптимальне за швидкодією, яке реалізується за допомогою трикутних або трапецеїдальних тахограм (див. рис. 2.5., 2.6.). У модулях позиціонування комплектних електроприводів використовуються саме такі тахограми, оскільки вони є найбільш простими в реалізації.

Теплові втрати при використанні цих тахограм залежать від їхніх параметрів. На рис. 2.7. показано, що одне й те саме переміщення за заданий час може бути виконано за допомогою трикутних і трапецеїдальних тахограм із різними співвідношеннями часів розгону, гальмування та руху на усталеною швидкістю. Можна показати, що величина втрат залежить від параметра

$$\beta = \frac{\tau_p}{\tau_{\max}} \quad (2.8)$$

і може бути розрахована за такими формулами:

для трикутної тахограми:

$$Q = \frac{4\phi_3^2}{\tau_{\max}^3} \cdot \frac{1}{\beta(1-\beta)}; \quad 0 < \beta < 1; \quad (2.9)$$

для трапецеїдальної при  $\tau_p = \tau_T$

$$Q = \frac{2\phi_3^2}{\tau_{\max}^3} \cdot \frac{1}{\beta(1-\beta)^2}; \quad 0 < \beta < 1/2. \quad (2.10)$$

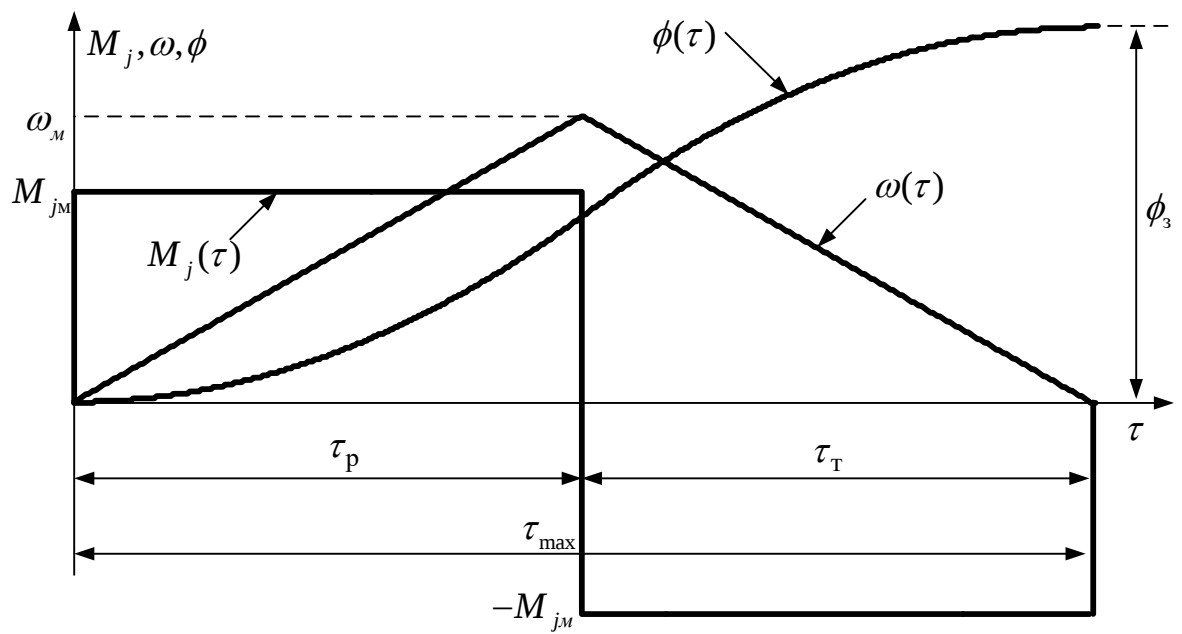


Рисунок 2.2. Трикутна діаграма відпрацювання заданого переміщення  $\phi_3$

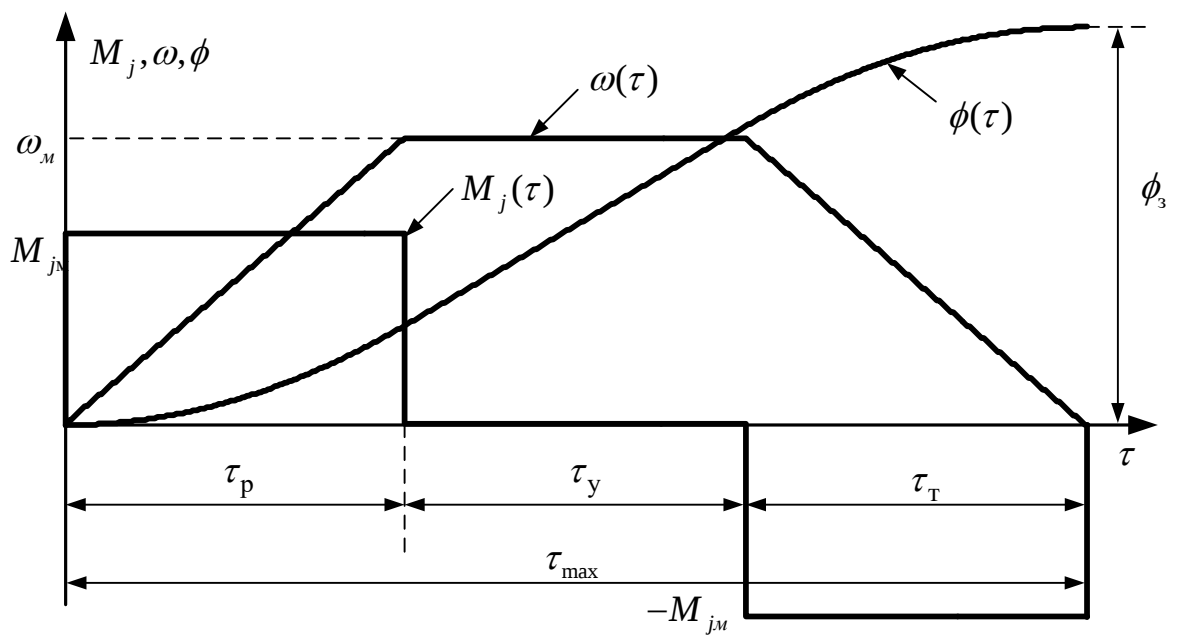


Рисунок 2.3. Трапецеїдальних діаграма відпрацювання заданого переміщення  $\phi_3$

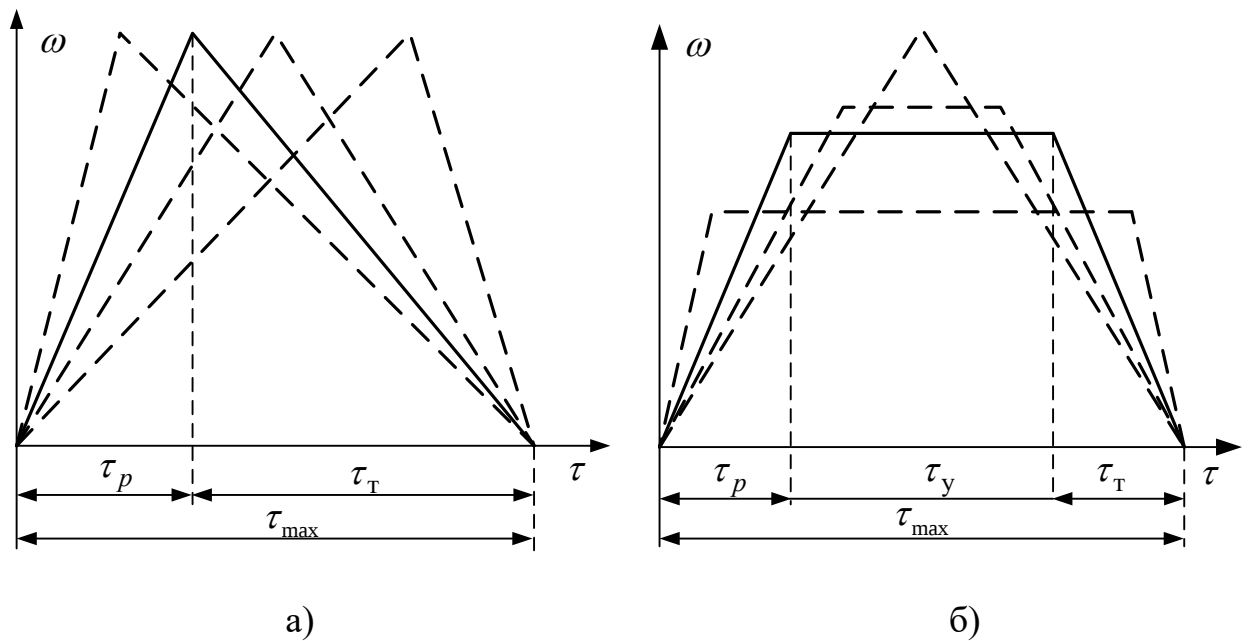


Рисунок 2.4. Варіанти тахограм при відпрацюванні одного і того ж переміщення а) трикутна б) трапецеїдальних

Графіки залежностей  $Q(\beta)$ , побудовані за рівнянням (2.9) і (2.10) представлені на рис 2.7. Вони підтверджують відоме положення про те, що мінімальний нагрів двигуна динамічним струмом забезпечується для трикутної тахограми при

$$\tau_p = \tau_T = \tau_{max} / 2, \quad (2.11)$$

а для трапецеїдальної при

$$\tau_p = \tau_T = \tau_y = \tau_{max} / 3 \quad (2.12)$$

Розглянуті діаграми з указаними співвідношеннями параметрів називаються квазіоптимальними за тепловими втратами. Ці діаграми забезпечують виконання заданого переміщення з мінімально можливим часом. Якщо є запас часу, то теплові втрати можна зменшити, не змінюючи форму тахограм, а тільки варіюючи їх параметри (змінюючи максимальне прискорення або максимальну швидкість). Мінімальні втрати тепла при виконанні заданого переміщення за зазначений час досягаються при трикутній діаграмі прискорення та параболічній діаграмі

швидкості (див. рис. 2.5).

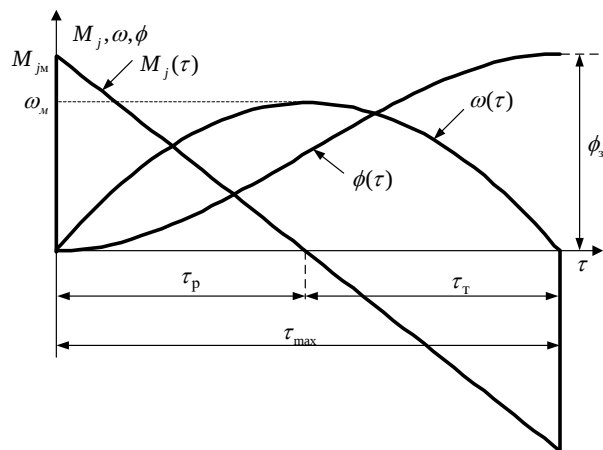


Рисунок 2.5. Оптимальна по теплових втрат діаграма відпрацювання заданого переміщення  $\phi_3$

Аналіз показує, що теплові втрати в системах позиційного електроприводу знаходяться в оберненій пропорції до кубу часу відпрацювання переміщення. Це означає, що навіть незначне збільшення часу може суттєво знизити теплові втрати.

Діаграма, яка забезпечує мінімальні теплові втрати (див. рис. 2.5), відповідає випадку, коли швидкість та (або) прискорення не досягають своїх максимальних значень. Розглянемо всі можливі сценарії виконання переміщень за трикутною діаграмою прискорення, враховуючи обмеження на координати. У цьому випадку можливі чотири типи діаграм: без обмежень (рис. 2.5), з обмеженням швидкості (рис. 2.6), з обмеженням прискорення (рис. 2.7) і з обмеженням як швидкості, так і прискорення (рис. 2.8).

Виведемо формули для розрахунку характерних точок всіх цих діаграм і розглянемо методику визначення типу діаграми на основі аналізу параметрів конкретного переміщення. Розглянуті діаграми відповідають варіанту, в якому враховано обмеження швидкості та прискорення без урахування обмеження на струм, коли  $\tau_{max} < \tau_{max\_lim}$ . Таким чином, відносне прискорення дорівнює відносному динамічному моменту та динамічній складовій струму ..



Для діаграми на рис. 2.5 можна записати наступний вираз для прискорення і швидкості:

$$M_{jM} = \frac{6\phi_3}{\tau_{\max}^2}, \quad \omega_M = \frac{M_{jM}\tau_{\max}}{4} = \frac{3}{2} \frac{\phi_3}{\tau_{\max}}. \quad (2.13)$$

Ця діаграма симетрична, тому час розгону  $\tau_p$  і гальмування  $\tau_T$  рівні:

$$\tau_p = \tau_T = \frac{\tau_{\max}}{2}. \quad (2.14)$$

Якщо максимальна швидкість перевищує гранично допустиму

$$|\omega_M| > \omega_{\max}, \quad (2.15)$$

а необхідна величина прискорення менше максимально-допустимого значення  $M_{\max}$

$$|M_{jM}| < M_{\max}, \quad (2.16)$$

то слід розглядати варіант з обмеженням швидкості (рис. 2.10). Час розгону при цьому обчислюється як

$$\tau_p = \frac{3}{2} \left( \tau_{\max} - \frac{\phi_3}{\omega_{\max}} \right). \quad (2.17)$$

При цьому максимальне прискорення розраховується вже за іншою формулою:

$$M_{jM} = \frac{2\omega_{\max}}{\tau_p}. \quad (2.18)$$

Якщо  $|M_{jM}| < M_{\max}$  (де  $M_{jM}$  з (2.18)), то формується діаграма з обмеженням швидкості. Час роботи на сталій швидкості визначається як

$$\tau_p = \tau_{\max} - 2\tau_p, \quad (2.19)$$

де  $\tau_p$  визначено за формулою (2.17).

При невиконанні умови (2.16)  $|M_{jM}| > M_{\max}$  і у випадку, коли швидкість не досягає свого граничного значення  $|\omega_M| < \omega_{\max}$ , необхідно формувати діаграму з обмеженням прискорення (рис. 2.7). У цьому випадку час руху з постійним прискоренням обчислюється за формулою:

$$\tau_1 = \frac{\tau_{\max} - \sqrt{3\tau_{\max}^2 - 12 \frac{\phi_3}{M_{\max}}}}{2}, \quad (2.20)$$

а максимальна швидкість для цієї діаграми визначається як

$$\omega_M = \frac{M_{\max}}{4}(\tau_{\max} + 2\tau_1) \quad (2.21)$$

При  $|\omega_M| < \omega_{\max}$  (де з (2.21)) формується діаграма з обмеженням прискорення, інакше - діаграма з обмеженням швидкості і прискорення (рис. 2.7). Задане переміщення для останньої діаграми визначається як

$$\phi_3 = M_{\max} \tau_1^2 + 2M_{\max} \tau_1(\tau_p - \tau_1) + \omega_{\max}(\tau_{\max} - 2\tau_p) + \frac{2}{3}M_{\max}(\tau_p - \tau_1)^2 \quad (2.22)$$

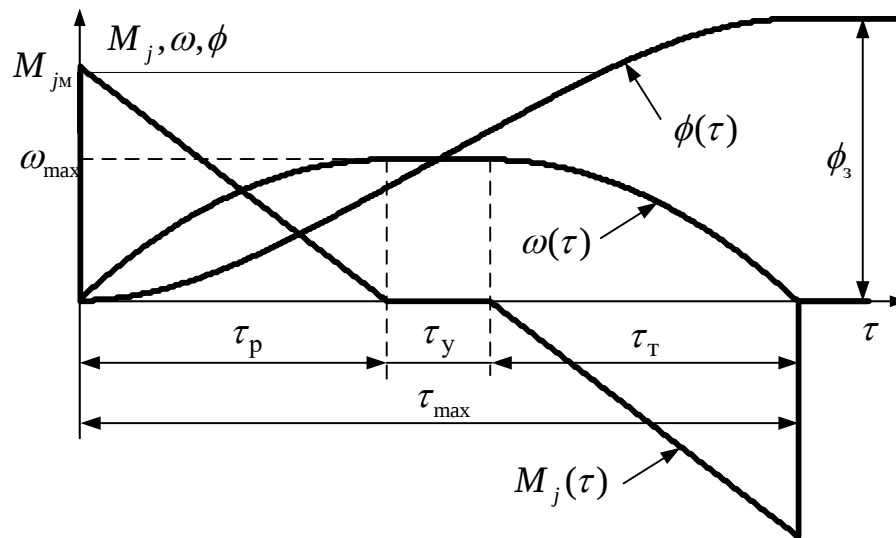


Рисунок 2.6. Оптимальна по теплових втрат діаграма з обмеженням швидкості

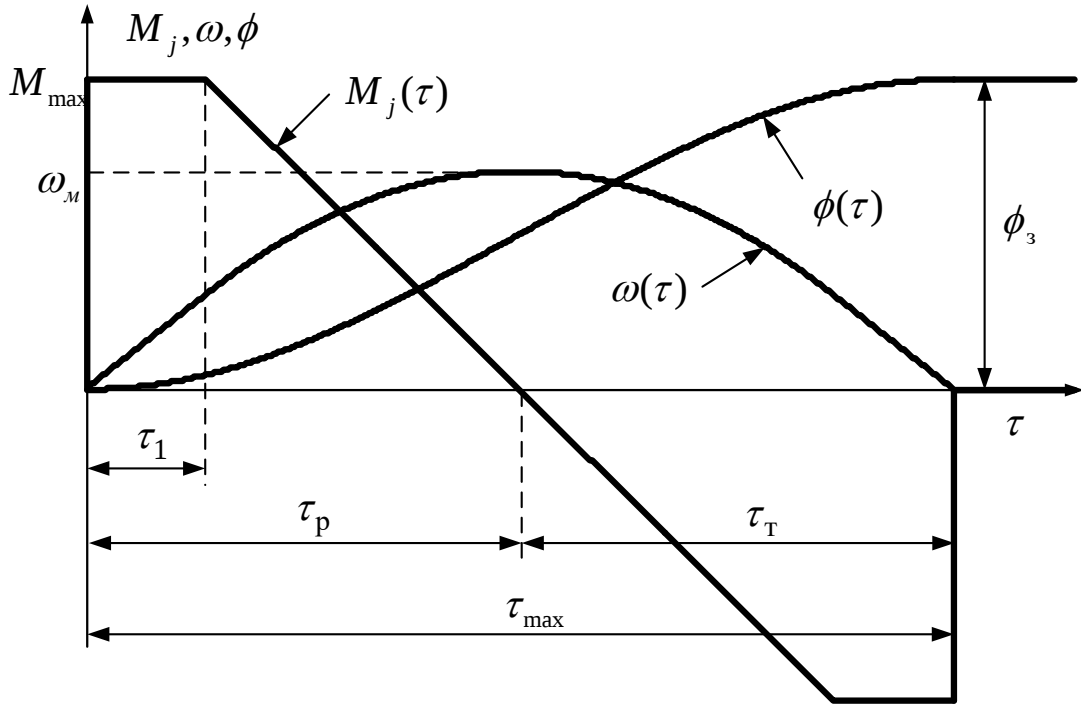


Рисунок 2.7. Оптимальна по теплових втрат діаграма  
з обмеженням прискорення

роботи зі постійним прискоренням:

$$\tau_1 = \frac{2\omega_{\max}}{M_{\max}} - \tau_p. \quad (2.23)$$

Підставляючи (2.22) в (2.23), отримуємо квадратне рівняння

$$M_{\max} \tau_p^2 - 2\omega_{\max} \tau_p + 4 \frac{\omega_{\max}^2}{M_{\max}} - 3\omega_{\max} \tau_{\max} + 3\phi_3 = 0, \quad (2.24)$$

звідки знаходиться час розгону

$$\tau_p = \frac{\omega_{\max} + \sqrt{\omega_{\max}^2 - M_{\max} \left( 4 \frac{\omega_{\max}^2}{M_{\max}} - 3\omega_{\max} \tau_{\max} + 3\phi_3 \right)}}{M_{\max}}. \quad (2.25)$$

Теплові втрати в загальному випадку можна визначити за формулою:

$$Q = \frac{2}{3} M_{jm}^2 (\tau_p + 2\tau_1). \quad (2.26)$$

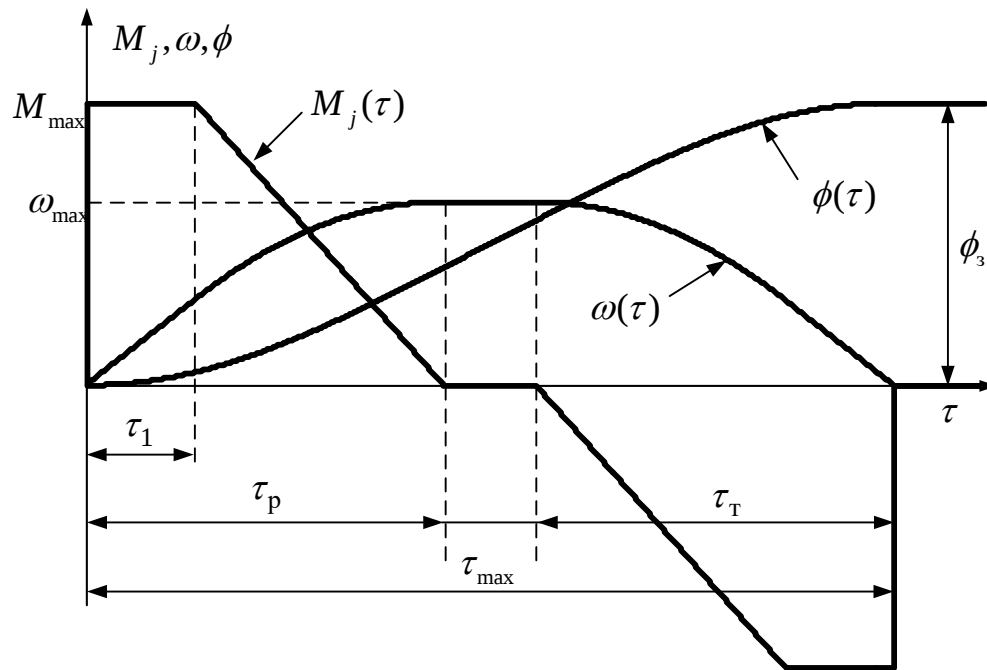


Рисунок 2.8. Оптимальна по теплових втрат діаграма з обмеженням прискорення і швидкості

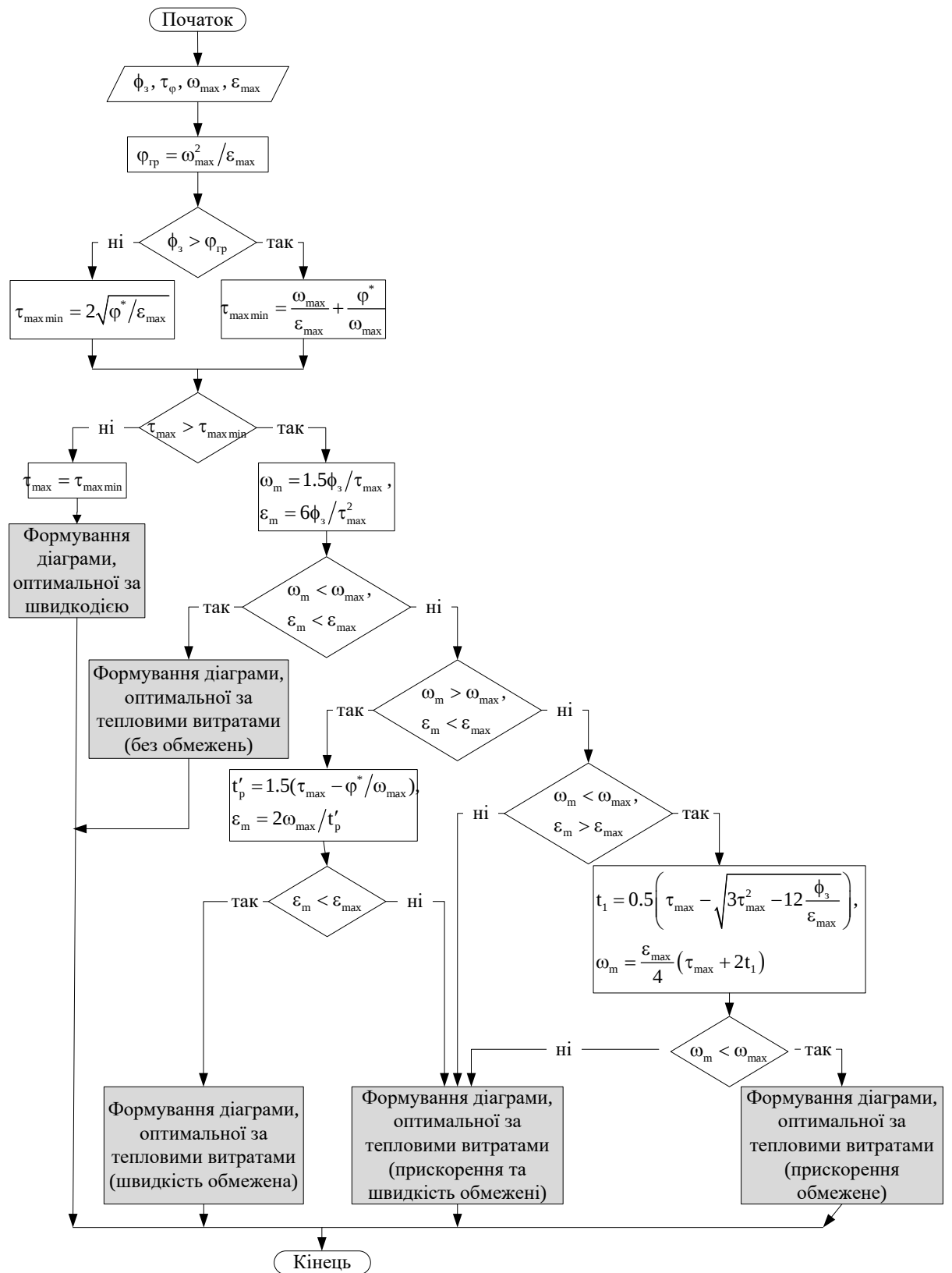


Рисунок 2.9. Алгоритм вибору потрібної діаграми

Таблиця 2.2.

Теплові втрати оптимальних діаграм.

| Діаграма                             | Прискорення<br>$M_j$                              | Швидкість<br>$\omega$                               | $\tau, Q$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|--------------------------------------|---------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Без обмеження                        | $M_{jm} = \frac{6\phi_3}{\tau_{\max}^2}, \quad .$ | $\omega_m = \frac{3}{2} \frac{\phi_3}{\tau_{\max}}$ | $\tau_p = \tau_{\tau} = \frac{\tau_{\max}}{2}; \quad Q = 12 \frac{\phi_3}{\tau_{\max}^3}$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| З обмеженням прискорення             | $M_{jm} = M_{\max}$                               | $v_m = \frac{i_{\max}}{4} (\tau_{\max} + 2\tau_1)$  | $\tau_1 = \frac{\tau_{\max} - \sqrt{3\tau_{\max}^2 - 12 \frac{\phi_3}{M_{\max}}}}{2}; \quad Q = M_{\max}^2 \tau_{\max} - M_{\max}^2 \frac{2}{3} \sqrt{3\tau_{\max}^2 - 12 \frac{\phi_3}{M_{\max}}}$                                                                                                                                                                                                        |
| З обмеженням швидкості               | $M_{jm} = \frac{2\omega_{\max}}{\tau_p}$          | $\omega_m = \omega_{\max}$                          | $\tau_p = \frac{3}{2} (\tau_{\max} - \frac{\phi_3}{\omega_{\max}}); \quad Q = \frac{16}{9} \frac{\omega_{\max}^3}{(\omega_{\max} \tau_{\max} - \phi_3)} \quad \tau_p = \tau_{\max} - 2\tau_p;$                                                                                                                                                                                                             |
| З обмеженням прискорення і швидкості | $M_{jm} = M_{\max}$                               | $\omega_m = \omega_{\max}$                          | $\tau_1 = \frac{2\omega_{\max}}{M_{\max}} - \tau_p; \quad \tau_p = \frac{\omega_{\max} + \sqrt{\omega_{\max}^2 - M_{\max} (4 \frac{\omega_{\max}^2}{M_{\max}} - 3\omega_{\max} \tau_{\max} + 3\phi_3)}}{M_{\max}};$<br><br>$Q = 2M_{\max} \omega_{\max} - \frac{2}{3} M_{\max} \sqrt{\omega_{\max}^2 - M_{\max} \left( 4 \frac{\omega_{\max}^2}{M_{\max}} - 3\omega_{\max} \tau_{\max} + 3\phi_3 \right)}$ |

### **3. ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ БЕЗ ЗВОРОТНЬОГО ЗВ'ЯЗКУ ЗА ПОЛОЖЕННЯМ**

У цьому розділі було розглянуто, як відпрацювати задане переміщення за визначений час. Для цього можна виділити два основні варіанти:

- з максимальною швидкістю;
- з мінімізацією активних втрат (теплових) в машині.

Було продемонстровано, що залежно від величини заданого переміщення та бажаного часу виконання кутової траєкторії, можна використовувати трикутні, трапецеїдальні та параболічні тахограми. Сформовані діаграми можуть бути застосовані для різних типів електроприводів.

Розглянемо випадок використання розроблених діаграм у системі векторного керування магнітним потоком і кутовою швидкістю асинхронного двигуна.

Асинхронний двигун (АД) є найпоширенішим електродвигуном. Завдяки новому принципу управління - векторному керуванню - в електроприводах з АД були досягнуті хороші регульовальні характеристики. Подальше поліпшення регульовальних характеристик дозволить суттєво розширити сферу використання цих дешевих і надійних електродвигунів. В даний час близько половини виробленої в світі електроенергії, в тому числі й в Україні, споживається асинхронними двигунами (АД). Приблизно 80% працюючих АД є нерегульованими. Однак більшість технологічних процесів вимагають регулювання швидкості або координат. В багатьох технологічних процесах регулювання швидкості АД може забезпечити економію електроенергії до 50-60%.

Регулювання швидкості загальнопромислових АД можливо за допомогою сучасних методів управління, зокрема векторного керування (ВК). В даний час електроприводи з ВК розробляються і продаються кількома

потужними компаніями за кордоном, тоді як в Україні такі електроприводи не виробляються. Вартість і ремонт наявних електроприводів дуже високі, тому існує нагальна потреба в організації виробництва сучасних електроприводів з ВК в Україні. Основною проблемою створення сучасних електроприводів змінного струму є розробка високоефективних і обчислювально простих методів векторного керування. Особливо важливим є розширення діапазону регулювання швидкості АД, оскільки це дозволить збільшити область їх використання.

#### *Алгоритм непрямого векторного керування АД*

Структура алгоритму непрямого векторного керування містить:

- розімкнутий регулятор модуля векторного потокозчеплення

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) \quad (3.1)$$

$$\dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*) \quad (3.2)$$

$$\ddot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \ddot{\psi}^* + \dddot{\psi}^*) \quad (3.3)$$

$\psi^*, \dot{\psi}^*, \ddot{\psi}^*$  де - задане значення модуля вектора потокозчеплення ротора та його перша і друга похідні відповідно,  $\phi$  - робастифікуючий зв'язок, який буде визначено далі. В стандартному випадку .

- регулятор струму по осі (d) (польові складові струму статора)

$$u_{1d} = \sigma (\dot{i}_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_i \tilde{i}_{1d} - x_d), \quad (3.4)$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_{1d},$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu \psi^*} (-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \nu \omega^*) \quad (3.5)$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega} \tilde{\omega} \quad (3.6)$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu\psi^*} [-k_{\omega} (-k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu\psi^* \tilde{i}_q) + \dot{\hat{M}}_c + \ddot{\omega}^* + \nu\dot{\omega}^*] - \frac{\dot{\psi}}{\psi^*} i_{1q}^* \quad (3.7)$$

- регулятор струму по осі (q) (моментної складової струму статора)

$$u_{1q} = \sigma(\dot{i}_{1q}^* - \omega_0 i_{1d} - \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q), \quad (3.4)$$

На рис 3.1. показана структурна схема моделюючої програми, яка використовувалась при моделюванні оптимальних діаграм по нагріву.

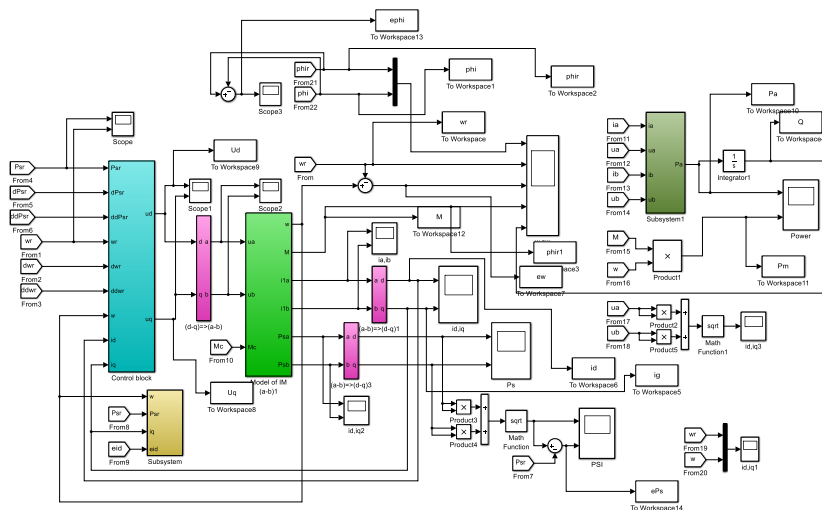


Рисунок 3.1. Структура моделюючої програми для дослідження оптимальних діаграм по нагріву

### Перехідні процеси оптимальні по нагріву навантаження моменту

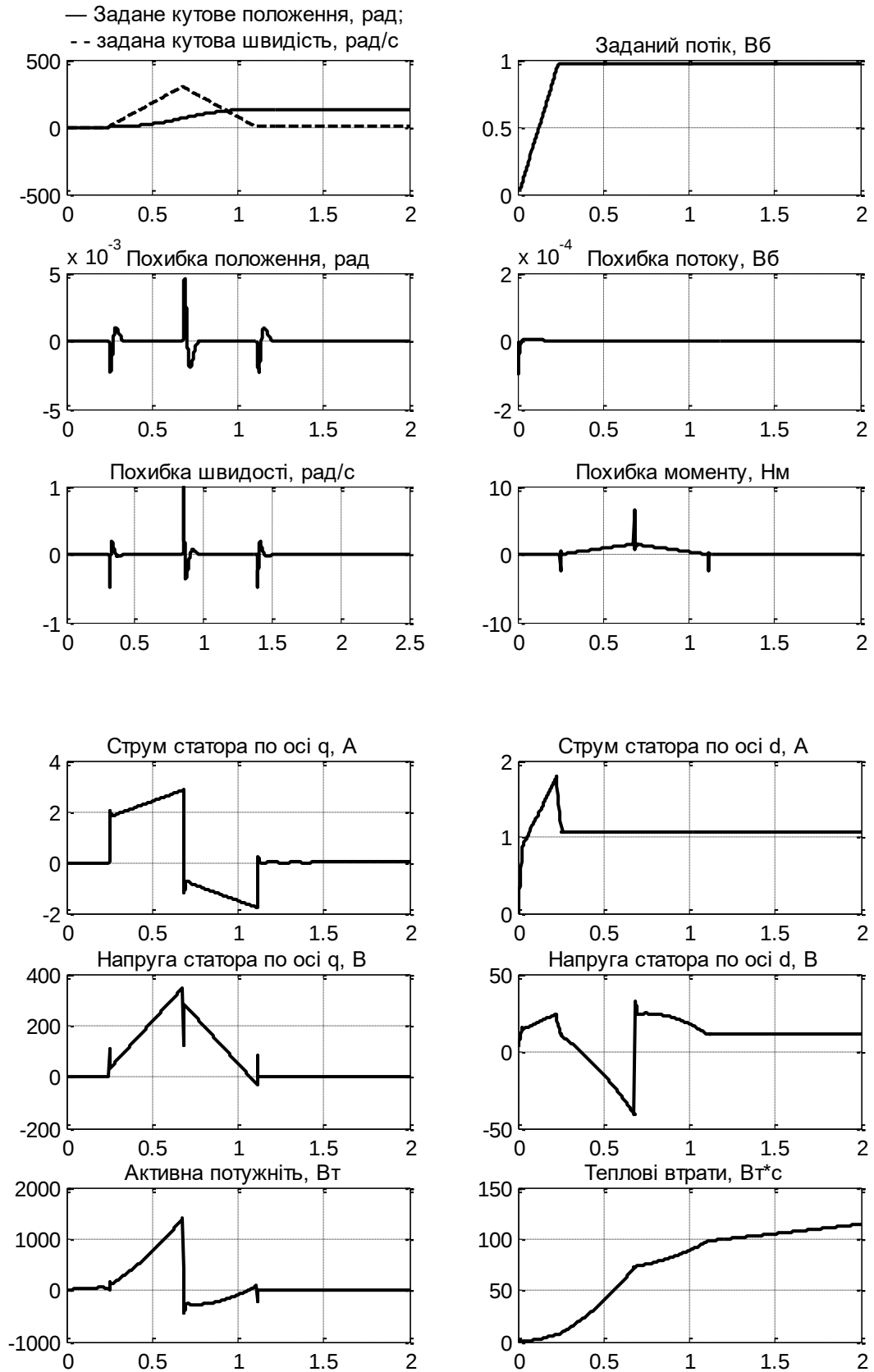


Рисунок 3.2. Перехідні процеси відпрацювання переміщення  $\varphi_3 = \varphi_{ep}$ .

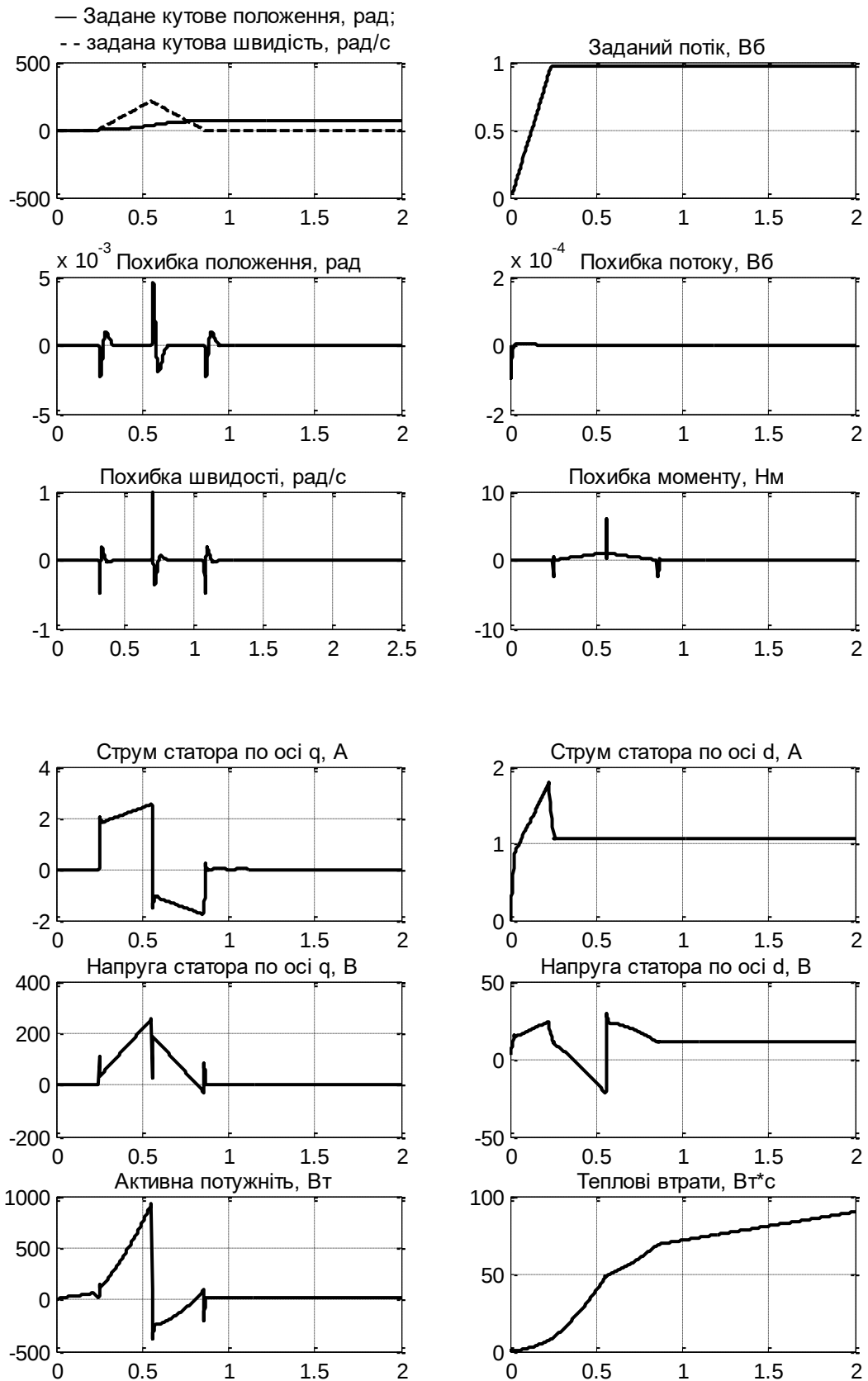


Рисунок 3.3. Перехідні процеси відпрацювання переміщення  $\varphi_3 < \varphi_{zp}$ .

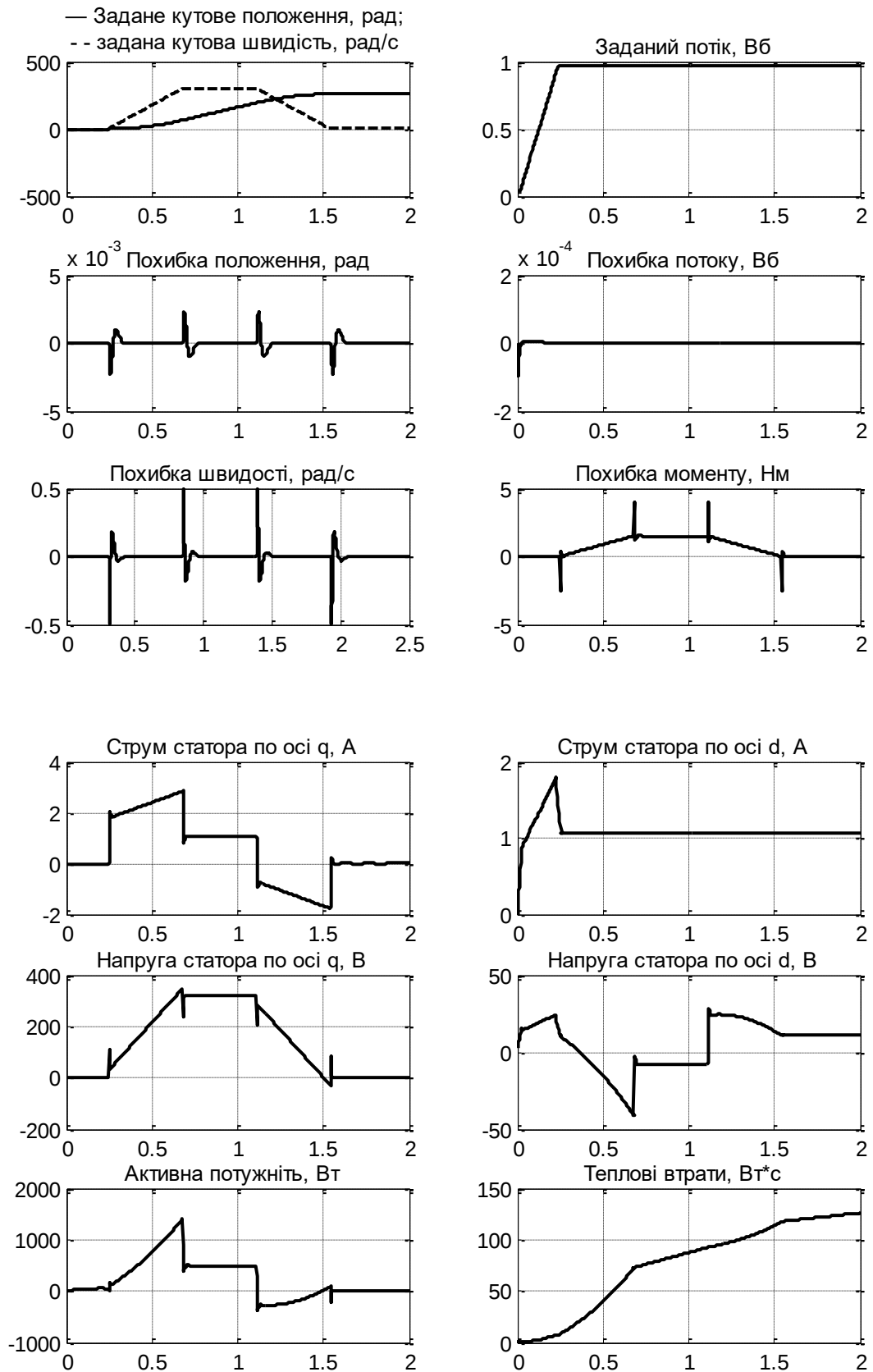


Рисунок 3.4. Перехідні процеси відпрацювання переміщення  $\varphi_3 > \varphi_{zp}$ .

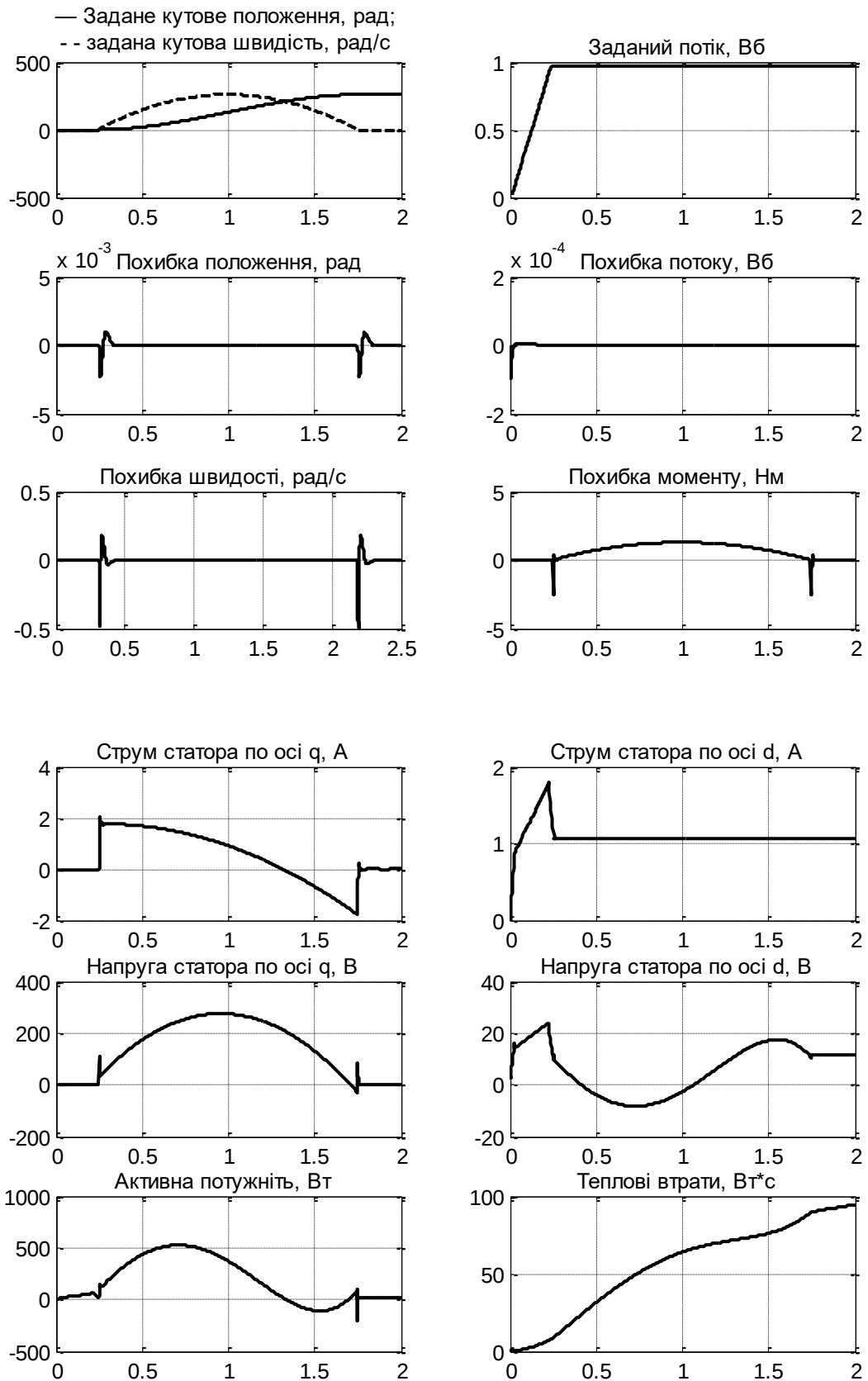


Рисунок 3.5. Перехідні процеси оптимальні по нагріву.

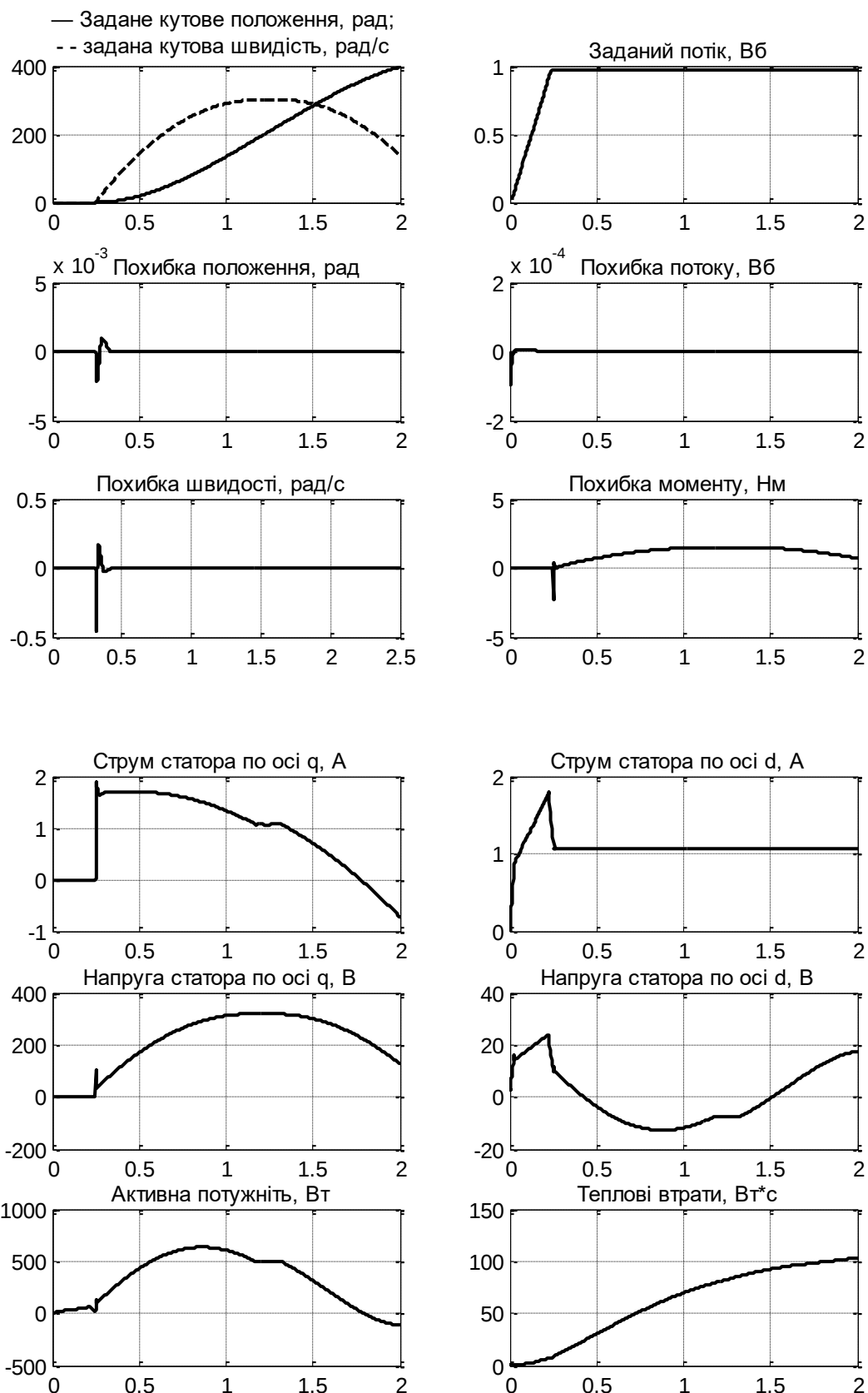


Рисунок 3.6. Перехідні процеси оптимальні по нагріву з обмеженням швидкості.

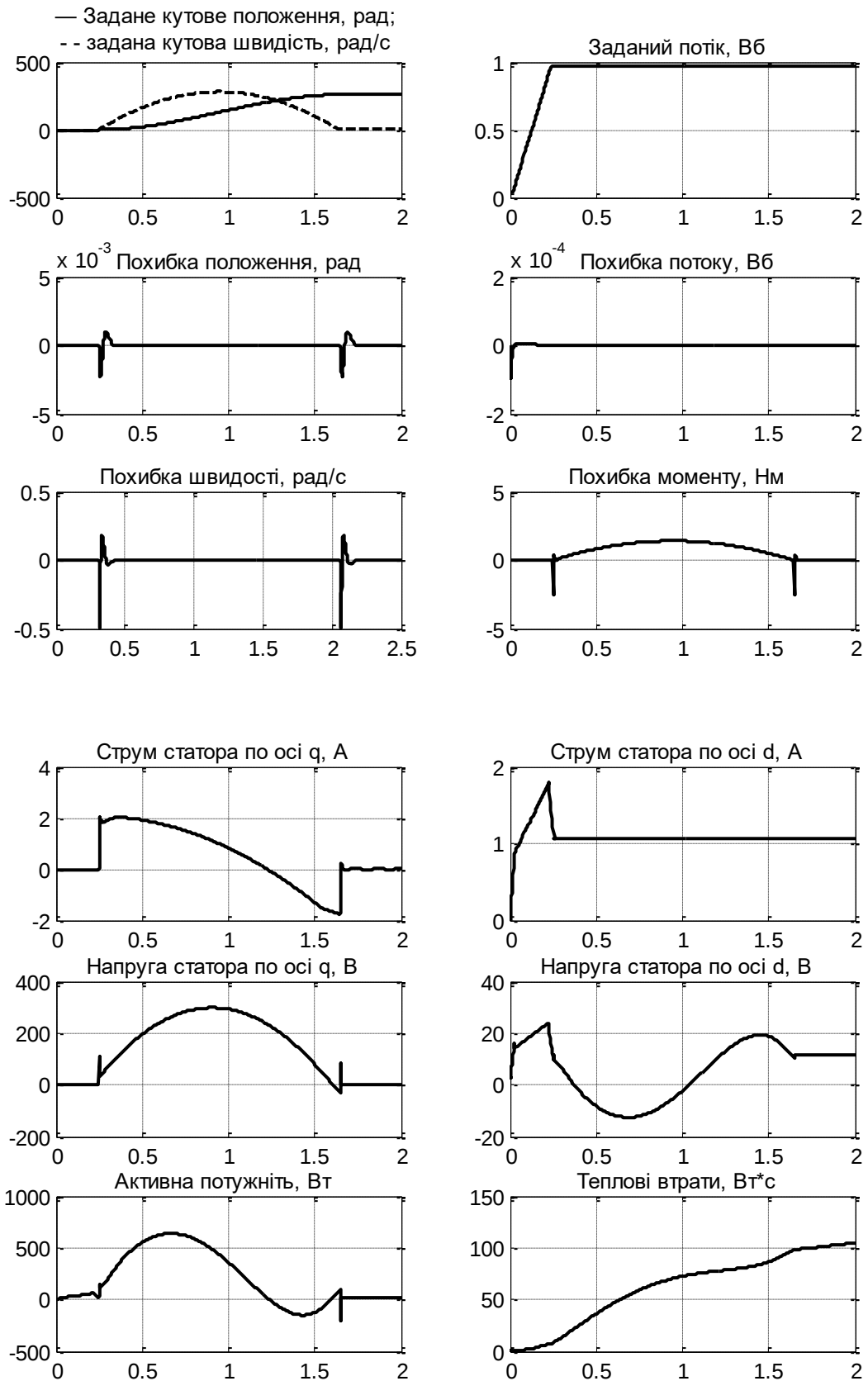


Рисунок 3.7. Перехідні процеси оптимальні по нагріву з обмеженням прискорення.

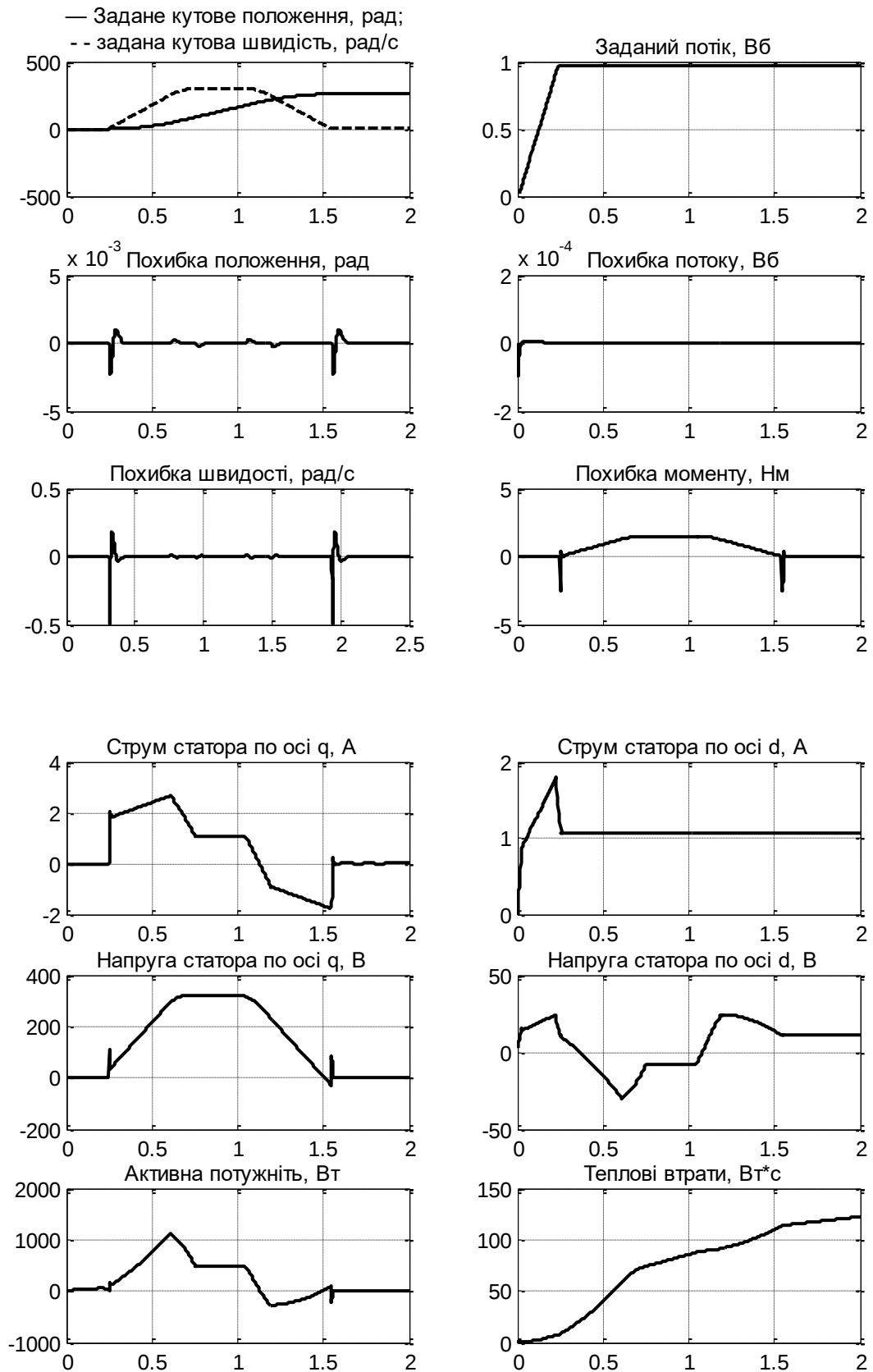


Рисунок 3.8. Перехідні процеси оптимальні по нагріву з обмеженням швидкості і прискорення.

Перехідні процеси оптимальні по нагріву з навантаженням моменту

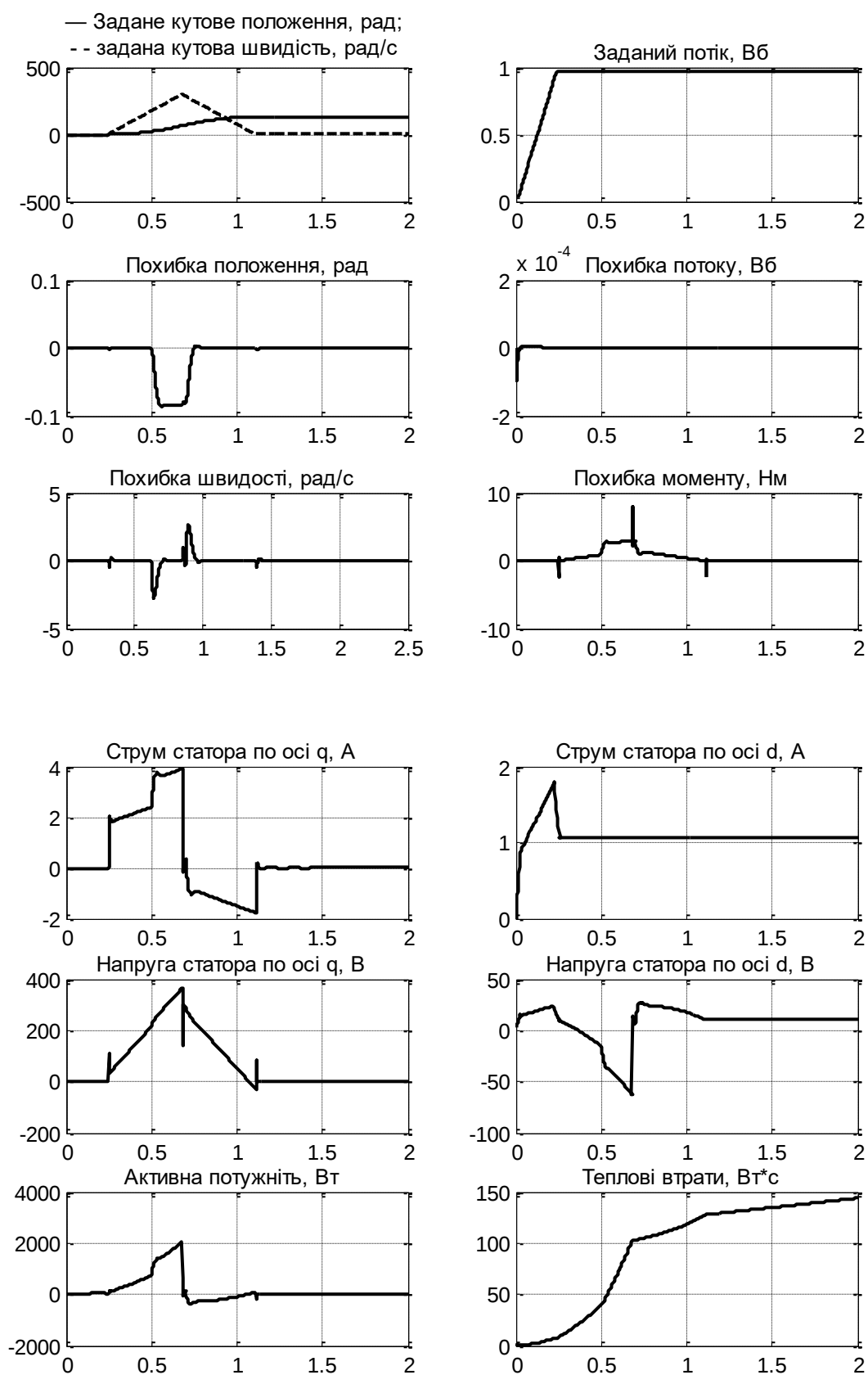


Рисунок 3.9. Перехідні процеси відпрацювання переміщення  $\varphi_3 = \varphi_{cp}$ .

Розглянуті методи формування руху дозволяють відпрацювати задане переміщення максимальною швидкістю або з оптимізацією активних втрат. В розглянутих випадках присутні динамічні похибки викликані тим, що сформовані діаграми не враховують обмеження на ривок. При накиданні статичного моменту збільшується динамічна похибка при відпрацюванні кутового положення у всіх розглянутих випадках. Дані діаграми можуть бути застосовані в позиційних електроприводах, в яких включені режими стопоріння. Запропоновані алгоритми розрахунку діаграм руху, можуть бути реалізовані в програмних контролерах, які будуть формувати тахограму руху для електропривода.

#### **4. ПИТАННЯ ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПОЛОЖЕННЯМ НА БАЗІ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ**

*Типові вимоги до перетворювачів та функціональна схема асинхронного електропривода.*

На основі аналізу технічних характеристик сучасних перетворювачів частоти від основних закордонних виробників, таких як Alien Bradley, Siemens, ABB, Danfoss, Mitsubishi та інших, можна визначити такі загальні вимоги, які кінцеві споживачі ставлять до перетворювальних пристроїв асинхронних електроприводів: напруга живлення – 3 фази  $\sim 380$  В, 50 Гц або 1 фаза  $\sim 220$  В, 50 Гц; вихідна частота — 0...400 Гц.

Алгоритми управління, які реалізуються в перетворювачах:

- традиційне частотне керування з квадратичною або лінійною  $U/f$  характеристикою з можливістю IR-компенсації та компенсації ковзання;
- бездатчикове векторне керування;
- векторне керування з датчиком швидкості.

У стандартній конфігурації електропривод має забезпечувати наступні мінімальні інтерфейсні можливості:

- 6 дискретних гальванічно розв'язаних входів;
- 1 аналоговий вхід 0...10 В та 1 канал 4...20 мА;
- аналоговий вихід 0...10 В;
- 2 релейних виходи;
- гальванічно розв'язані інтерфейси зв'язку з системами верхнього рівня RS-485, CAN;
- вбудований ПД-регулятор технологічного параметра;
- внутрішній ключ клампера для малих потужностей (до 15 кВт);
- можливість підключення фотоімпульсного датчика швидкості (енкодера);

- наявність джерел живлення +10 В та +24 В для обслуговування зовнішніх підключень аналогових та дискретних сигналів.

Типова функціональна схема сучасного електроприводу змінного струму, побудованого на основі перетворювача частоти з ланкою постійного струму, представлена на рисунку 4.1. Як видно з рисунка 4.1, основою асинхронного електроприводу є перетворювач частоти, який поєднує в одному пристрої функції перетворення та управління, відповідно до класичного визначення електроприводу. Через це досить часто перетворювачі частоти називають електроприводами, хоча в загальному випадку це некоректно.

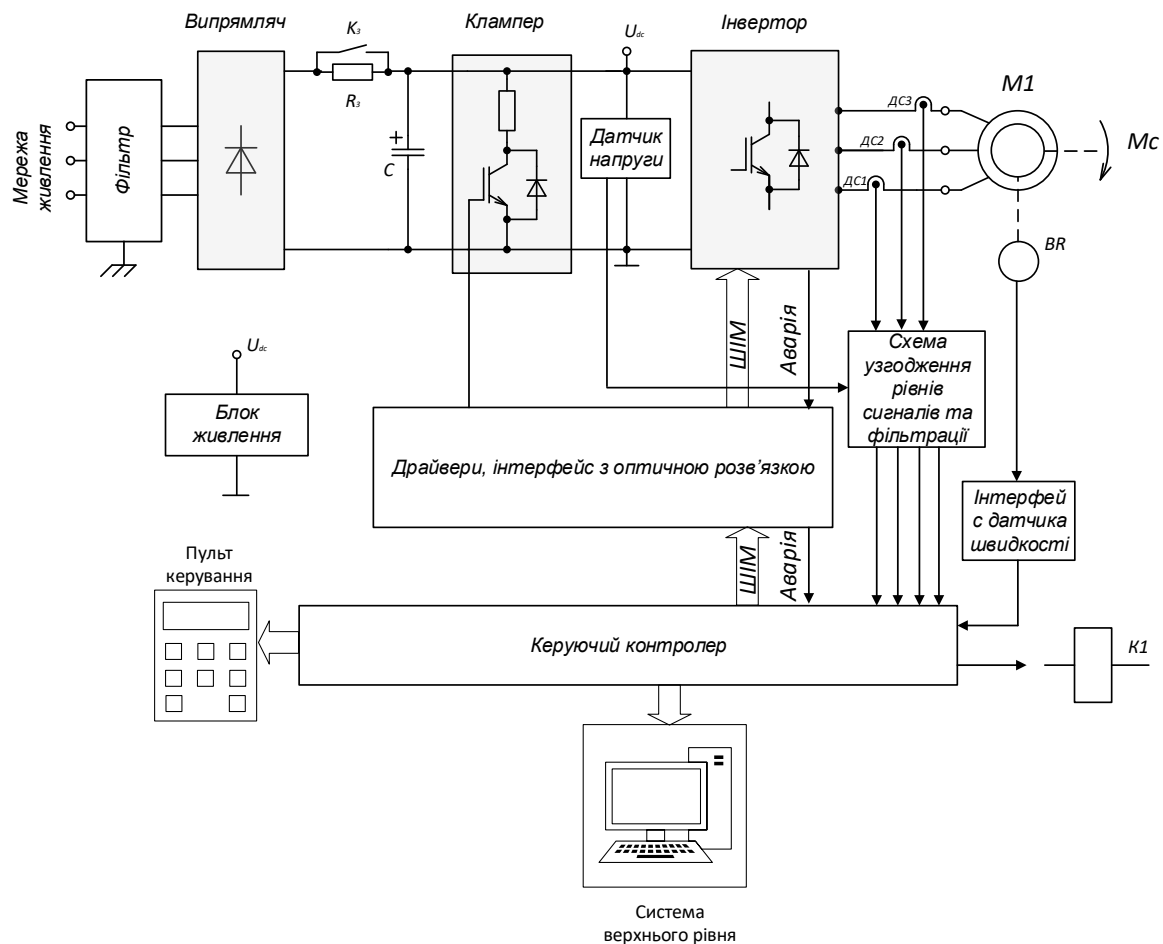


Рисунок 4.1. Функціональна схема асинхронного електроприводу

У стандартному перетворювачі можна виділити дві основні компоненти: силову частину, яка включає в себе вхідний фільтр, некерований випрямляч, зарядний контур, ємність фільтру випрямляча, клампер, датчик напруги ланки

постійного струму, інвертор, датчики вихідного струму, схеми драйверів і гальванічної розв'язки для сигналів управління ключами інвертора та клампера, а також блок живлення; та керуючий контролер, що складається з цифрового контролера, зазвичай заснованого на цифровому сигнальному процесорі, з відповідними схемами узгодження сигналів.

Функції, які виконує керуючий контролер в електроприводі змінного струму, визначають вимоги до його апаратного та програмного забезпечення. Умовно їх можна поділити на кілька груп:

- Функції керування – ця група включає розрахунок алгоритмів для управління електричною машиною, генерування імпульсів управління для ключів інвертора, розрахунок регуляторів технологічних параметрів та інші. Ці функції виконуються в режимі реального часу, що значною мірою формує вимоги до швидкодії процесора. До функцій керування також належать вимірювання та обробка сигналів зворотного зв'язку.

- Функції автоматизації – сюди входять керування елементами перетворювача (наприклад, зарядним реле, системою охолодження тощо), виконання захисних функцій, отримання й обробка команд з каналів дискретних входів або від віддалених систем, формування станів дискретних виходів та аналогових сигналів, аналіз сигналів з зовнішніх аналогових входів.

- Інтерфейсні функції – забезпечують обмін інформацією з панеллю оператора та системами верхнього рівня.

Враховуючи сучасні вимоги до електроприводів та розглянуті функції керуючого контролера, його типовий функціональний модуль має вигляд, представлений на рисунку 4.2. На рисунку 4.2 сірим кольором виділена спеціалізована частина, що містить модулі, необхідні для управління електромеханічними системами.

Ядро контролера відповідає за виконання всіх необхідних обчислень та маніпуляцій з даними.

Енергонезалежна пам'ять програм зберігає програму, за якою працює керуючий контролер. Зазвичай вміст цієї пам'яті не може бути змінений кінцевим користувачем.

Оперативна пам'ять призначена для стандартних функцій, тобто в ній зберігаються різноманітні робочі дані, значення системних змінних та інша оперативна інформація. Вміст оперативної пам'яті втрачається після відключення живлення контролера.

Енергонезалежна пам'ять параметрів – призначена для збереження налаштувань системи, які здійснюються кінцевим користувачем. Наприклад параметрів підключеного двигуна, час розгону/гальмування тощо.

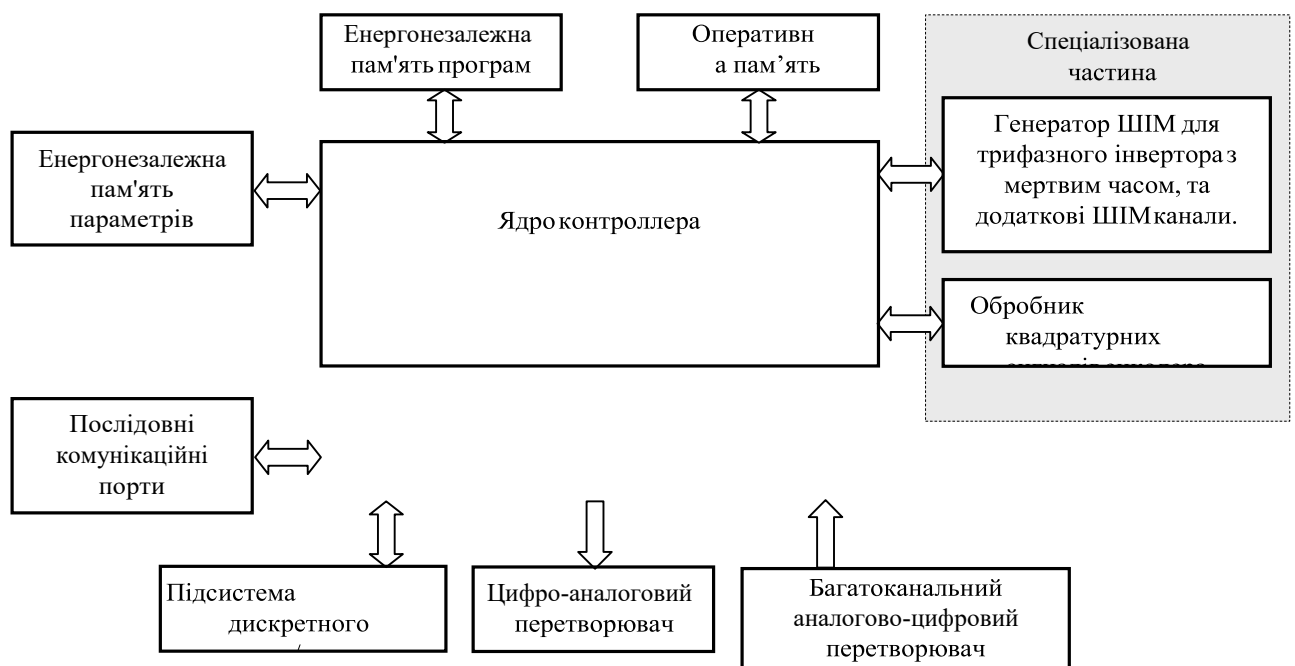


Рисунок 4.2 – Типова функціональна схема керуючого контролера

Генератор ШІМ для трифазного інвертора з "мертвим часом" виконує формування шести імпульсів для управління силовими ключами інвертора, при цьому імпульси генеруються у вигляді трьох компліментарних пар (по одній парі для кожного плеча інвертора). Імпульси в кожній парі мають регульований "мертвий час".

Додаткові ШІМ-канали призначені для керування ключем клампера, формування аналогового виходу та інших функцій.

Аналогово-цифровий перетворювач виконує перетворення аналогових даних, отриманих від датчиків та задаючих елементів, у цифрову форму.

Цифро-аналоговий перетворювач зазвичай використовується для організації аналогового виходу з перетворювача частоти.

Підсистема дискретного вводу/виводу містить набір дискретних входів і виходів, призначених для виконання необхідних функцій автоматизації, як внутрішніх, так і зовнішніх щодо перетворювача частоти.

Послідовні комунікаційні порти забезпечують апаратну підтримку функцій інтерфейсу керуючого контролера.

Загальна інформація про датчики струму на основі ефекту Холла та фотоімпульсні датчики швидкості (енкодери):

У сучасних електроприводах, побудованих на основі транзисторних перетворювачів з ШІМ, до систем вимірювання струму висувуються вимоги високої швидкодії та гальванічної розв'язки між силовим колом і інформаційним сигналом.

Розглянемо три пристрої для вимірювання струму, які забезпечують гальванічну розв'язку каналу вимірювання: трансформатори струму, датчики струму на основі ефекту Холла та аналогові датчики з гальванічною розв'язкою. Трансформатор струму, схема підключення якого представлена на рис. 4.3, є найпростішим пристроєм для вимірювання струму.

Перевагами трансформаторів струму є простота конструкції, наявність гальванічної розв'язки та висока перешкодозахищеність завдяки формуванню струмового сигналу на виході. Серед недоліків: низька точність вимірювання струму на малих частотах і при широких діапазонах вимірювання, неможливість вимірювання постійного струму, а також незадовільні масо-габаритні характеристики. Наявність цих недоліків значно обмежує, а у багатьох випадках унеможливорює використання трансформаторів струму в сучасних регульованих електроприводах.

Іншим методом вимірювання великих струмів є використання датчиків Холла відкритого та компенсаційного типу. Принцип роботи цих датчиків ґрунтується на ефекті, відкритому Едвардом Холлом у 1879 році, що ілюструється на рисунку 4.4. Суть ефекту полягає в тому, що коли через провідник, розташований у магнітному полі, проходить струм, напрямком якого перпендикулярний до магнітного поля, на електрони в провіднику діє сила з боку магнітного поля. Ця сила відхиляє електрони в поперечному напрямку, в результаті чого виникає поперечна електрорушійна сила (ЕРС), яка називається ЕРС Холла. ЕРС Холла є перпендикулярною до струму та магнітного поля, і її величина прямо пропорційна струму та інтенсивності магнітного поля.

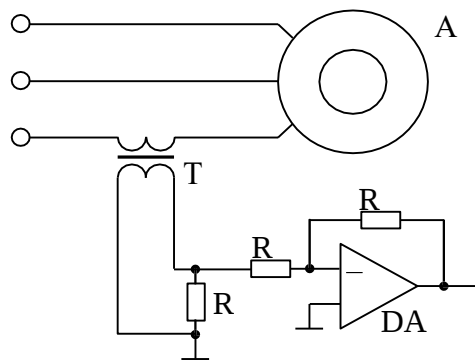


Рисунок 4.3 Схема включення трансформатора струму

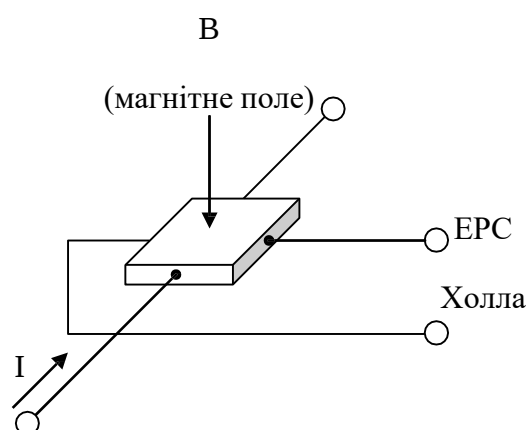


Рисунок 4.4 Ефект Холла

Існують два основних різновиди датчиків на ефекті Холла для вимірювання струму і напруги: відкритого і компенсаційного типу.

Конструкція датчика відкритого типу показана на рис. 4.5. Провідник зі струмом пропускається через отвір магнітного осердя. При протіканні струму через провідник в осерді створюється магнітне поле, лінії якого пронизують чутливий елемент – безпосередньо датчик Холла. За допомогою операційного підсилювача DA1 отримана з датчика Холла ЕРС підсилюється до необхідного рівня.

Очевидно, що датчик Холла забезпечує гальванічну розв'язку, так як вимірювання здійснюється за посередництва магнітного поля, без наявності електричного контакту датчика з елементами, через які протікає вимірюваний струм. Відповідно одним з недоліків датчиків відкритого типу, є вплив на покази вимірювань гістерезису магнітного осердя, тобто можливість існування зсуву нуля вихідного сигналу при нульовому струмі на вході.

Датчики компенсаційного типу на виході формують струм, який протікає через обмотку зворотного зв'язку і компенсує вихідний магнітний потік (див. рис. 4.6). Датчики компенсаційного типу працюють при нульовому потоку в осерді і тому є менш чутливі до гістерезису.

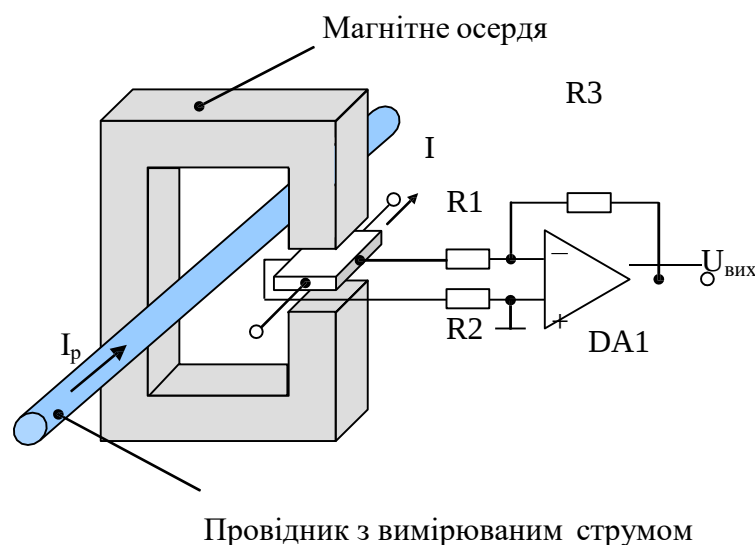


Рисунок 4.5. Датчик струму відкритого типу на ефекті Холла

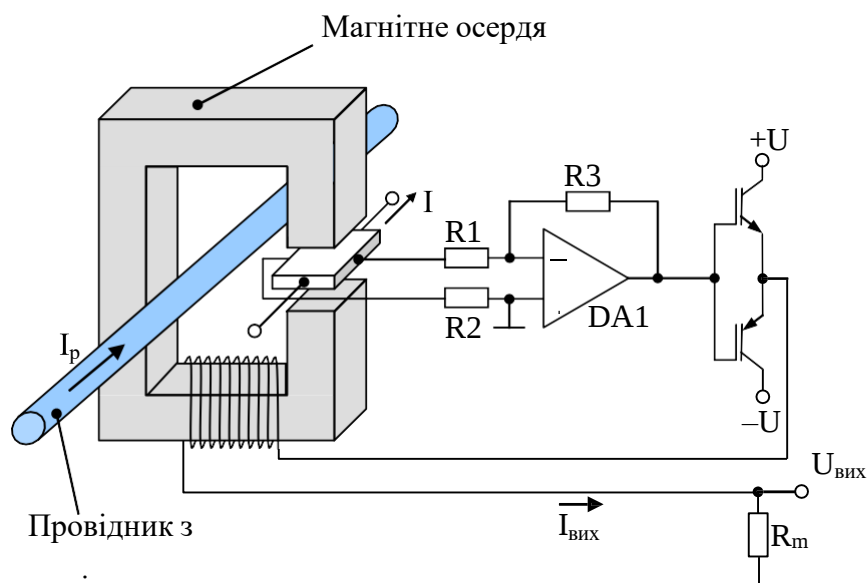


Рисунок 4.6. Датчик струму компенсаційного типу

Датчики компенсаційного типу вирізняються високою точністю, лінійністю та захищеністю від завад, що досягається завдяки використанню струмового сигналу на виході. Як результат, вартість цих датчиків вища порівняно з датчиками відкритого типу.

Серед додаткових переваг датчиків на основі ефекту Холла – їхня широка смуга пропускання, що зазвичай дозволяє вимірювати струми в діапазоні від нуля до 100 кГц.

Вимірювання кутової швидкості та положення:

Фотоімпульсний датчик швидкості (енкодер) є пристроєм, що складається з валу, на якому закріплено диск з рівномірно розташованими отворами по колу; набору світлодіодів та фотоприймачів (оптичних пар), розміщених по обидва боки диска, як показано на рисунку 4.7; електронних схем для живлення світлодіодів та формування вихідних імпульсів.

Під час обертання вала датчика, завдяки наявності у диску рівномірно розташованих отворів, світло від світлодіодів періодично потрапляє на фотоприймачі, які генерують електричні імпульси на виході, частота яких пропорційна швидкості обертання диска.

Для визначення напрямку обертання (знаку кутової швидкості) використовують дві оптичні пари, які формують «пряму» (А) та «зворотну» (В) послідовності імпульсів. Геометричне розташування цих оптичних пар виконується таким чином, щоб зсув між вихідними імпульсами у послідовностях А та В становив одну четверту періоду. Щоб визначити напрямок руху, аналізується, наприклад, стан сигналу послідовності В у момент надходження переднього фронту послідовності А. Припустимо, що вал датчика обертається проти годинникової стрілки, отже, імпульси на рис. 4.7 умовно «рухаються» вліво. У цьому випадку передній фронт послідовності А з'являється, коли  $V=0$ . Якщо ж вал рухається у зворотному напрямку (імпульси «рухають» вправо), передній фронт послідовності А з'являється, коли  $V=1$ . Таким чином, стан послідовності В у момент надходження переднього фронту сигналу А визначає напрямок обертання вала датчика. Подібний аналіз можна провести для будь-якого з фронтів імпульсів послідовностей А і В.

Крім того, використання двох послідовностей імпульсів дозволяє підвищити роздільну здатність фотоімпульсних датчиків швидкості в чотири рази. Це досягається шляхом формування однієї результуючої послідовності АВ на основі сигналів А і В, що впливає із виділення передніх і задніх фронтів імпульсів сигналів А та В, як показано на рис. 4.8. Для вимірювання кутового положення або кутової швидкості підраховуються імпульси результуючої послідовності АВ.

Третя оптична пара використовується для отримання послідовності імпульсів, яку називають нульовою або Z-послідовністю. Для формування імпульсів цієї послідовності в диску датчика створюється окремий отвір (нульова мітка), завдяки якому генерується один імпульс на один оберт (див. рис. 4.7). Основне призначення нульової мітки полягає в визначенні початкового положення робочого органу або вала двигуна, а також у корекції вимірювання кутового положення.

## Фотоприймачі

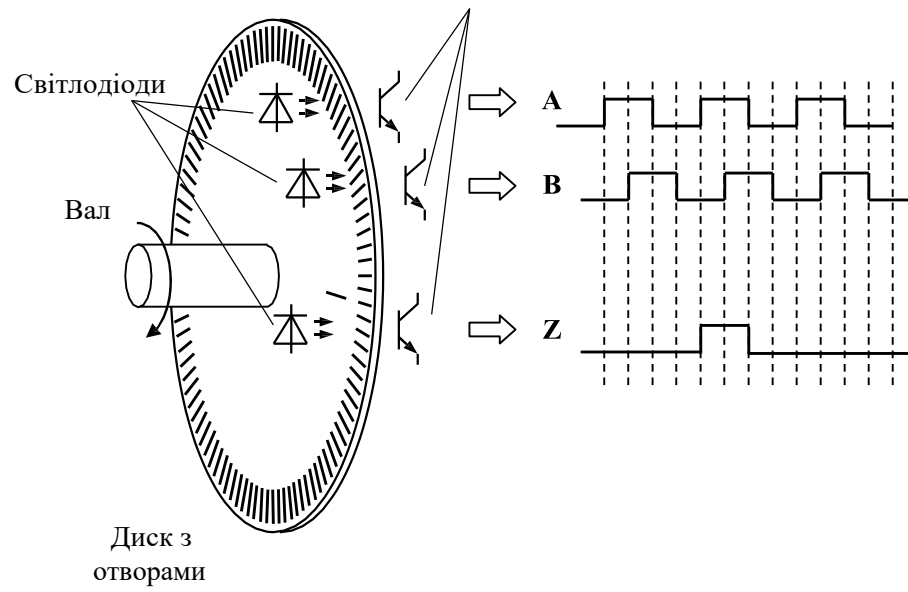


Рисунок 4.7. Принцип дії фото-імпульсного датчика швидкості

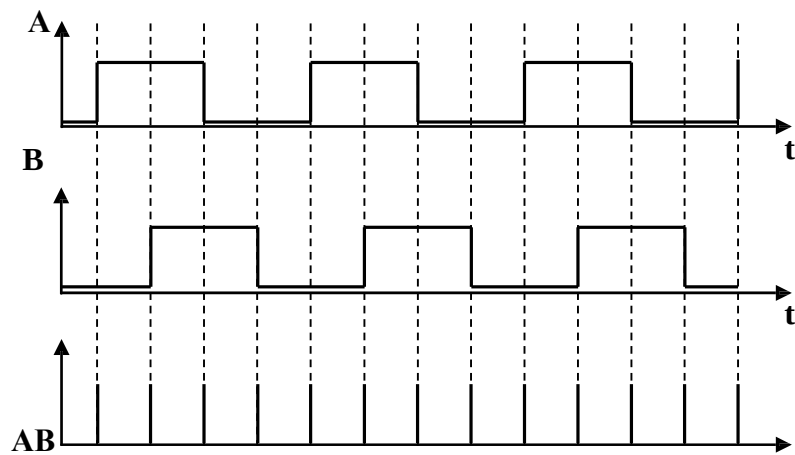


Рисунок 4.8. Формування результуючої послідовності імпульсів

Для виконання розрахунків основних елементів перетворювача потрібно мати значення таких параметрів: напруга і кількість фаз мережі живлення, потужність двигуна, ККД двигуна, номінальний струм двигуна.

Номінальні діючі значення фазної напруги статора

$$U_n = U_{in} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В.}$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора

$$U_{na} = \sqrt{2} \cdot U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В,}$$

$$I_{na} = \sqrt{2} \cdot I_{in} = \sqrt{2} \cdot 1.7 = 2.4 \text{ А.}$$

Максимальне значення струму в фазі двигуна визначається переважувальною здатністю електроприводу  $K_p$ , який у даному випадку складає 1.5.

Максимальний струм на виході перетворювача

$$I_{max} = K_p \cdot I_{na} = 1.5 \cdot 2.4 = 3.6 \text{ А.}$$

При живленні перетворювача від трифазної мережі живлення напруга в ланці постійного струму при ідеальній фільтрації буде рівною:

$$U_{dc} = \sqrt{2} \cdot U_{мер} = \sqrt{2} \cdot 380 = 540 \text{ В.}$$

Максимальна напруга в ланці постійного струму сучасних перетворювачів визначається граничною напругою встановлених електролітичних конденсаторів фільтру і становить приблизно 750 В для перетворювачів з трифазним живленням.

При виборі IGBT для автономних інверторів максимальна допустима напруга колектор-емітер повинна бути як мінімум у 1,5 рази більшою за максимальну напругу в ланці постійного струму, тобто:

$$U_{ce} > 1.5 \cdot U_{мер} = 1.5 \cdot 750 = 1125 \text{ В.}$$

IGBT транзистори, які випускаються сучасною промисловістю, мають стандартний ряд максимальних напруг колектор-емітер: 250, 600, 1200, 1700, 3300, 4500, 6500 В

Вибір IGBT був здійснений на сайтах виробників з критерієм:

$$I_c > I_{\max}, U_{ce \max} > U_{ce},$$

де  $I_c$  та  $U_{ce \max}$  – відповідно тривалий струм колектора та напруга колектор-емітер, які вказані в паспортних даних IGBT. Обов'язковою є умова наявності антипаралельного діода, який в більшості випадків є вбудованим в один корпус із транзистором і не потребує окремого розрахунку.

Для побудови силової частини перетворювача зручно використовувати так звані IGBT-модулі, які в одному корпусі містять 6 або 7 транзисторів з антипаралельними діодами та вбудований випрямляч. Обираємо по каталогу IGBT модуль типу FP10R12W1T4 з параметрами  $U_{ce} = 1200\text{В}$ ,  $I_c = 10\text{А}$ .

Ємність ланки постійного струму визначається за формулою

$$C = \frac{1}{2\pi k_p m f R_0},$$

де  $k_p$  – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, який для перетворювачів частоти вибирають в діапазоні (0.02 – 0.05),  $m$  – число фаз випрямляча,  $f$  – частота напруги мережі живлення,  $R_0$  – еквівалентний опір навантаження ланки постійного струму.

Для визначення  $R_0$  необхідно знати значення струму ланки постійного струму з врахуванням перевантаження. Він розраховується наступним чином:

$$I_{dc} = \frac{K_{\Pi} P_n}{U_{dc} \eta_{дв} \eta_{inv}} = \frac{1,5 \cdot 750}{540 \cdot 0,81 \cdot 0,96} = 2,7 \text{ А},$$

де  $\eta_{inv} = (0,95 - 0,97)$  – коефіцієнт корисної дії інвертора напруги.

Тоді еквівалентний опір навантаження розраховується як

$$R_0 = \frac{U_{dc}}{I_{dc}} = \frac{540}{2.7} = 200 \text{ Ом.}$$

Розрахункове значення ємності фільтра при  $k_p = 0,04$  буде дорівнювати

$$C = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 0,04 \cdot 3 \cdot 50 \cdot 200} = 132 \text{ мкФ.}$$

З каталогу вибираємо конденсатори типу В43510 ємністю  $C = 330 \text{ мкФ}$  та максимальною напругою 358 В. Потрібна ємність та робоча напруга фільтру досягається включенням двох конденсаторів, як це показано на рис. 4.2. При цьому сумарна ємність буде

$$C_{1,2} = \frac{C_c}{2} = \frac{330}{2} = 165 \text{ мкФ.}$$

Опір зарядного опору складає

$$R_3 = \frac{U_{dc}}{I_{vd}} = \frac{540}{50} = 10.8 \text{ Ом.}$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо  $R_3 = 12 \text{ Ом.}$

Опір клампера:

$$R_k = \frac{U_{dc\max}^2}{P_n} = \frac{750^2}{750} = 750 \text{ Ом.}$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо  $R_k = 750 \text{ Ом.}$

Вибір датчиків струму проводиться на основі максимального струму, який потрібно виміряти, тобто вимірювальний діапазон датчика повинен перевищувати максимально допустимий струм в системі. Для вимірювання струмів на виході перетворювача використовуються дані про максимальний струм. Вибір датчика струму було проведено на сайті. Необхідно встановити два датчики струму після інвертора. Згідно з розрахованими значеннями, обрано датчик типу LTS 15-NP, номінальний струм якого становить 5 А, а діапазон вимірювання – 48 А.

Канал вимірювання напруги в ланці постійного струму може бути змонтовано з використанням датчика типу LV-25-1200, схема підключення якого представлена на рисунку 4.2.

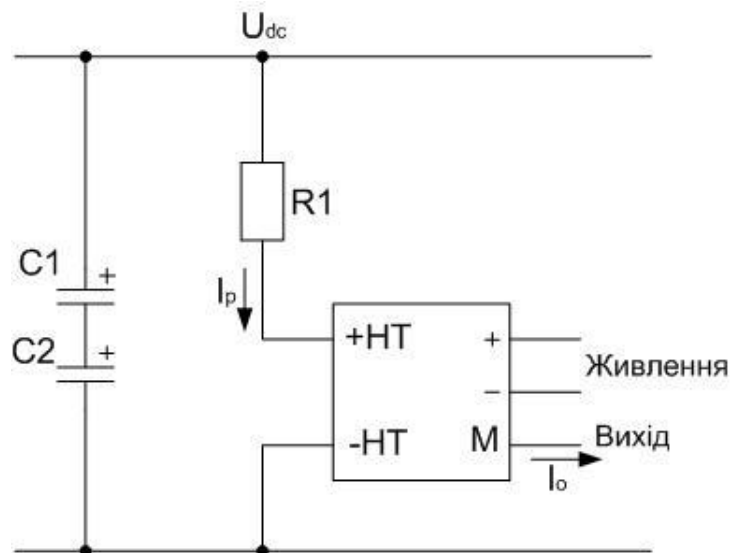


Рисунок 4.9 – Схема підключення датчика напруги

В документації на датчик вказано, що максимальний струм первинного кола  $I_{p\max} = 14 \text{ мА}$ , тому значення опору резистора  $R1$  дорівнює

$$R_1 = \frac{U_{dc\max}}{I_{p\max}} = \frac{750}{0.014} = 53571 \text{ Ом.}$$

Зі стандартного ряду резисторів обираємо  $R1 = 56 \text{ кОм}$ .

## ВИСНОВКИ

У цій роботі було проведено дослідження позиційних електроприводів без використання зворотного зв'язку за положенням, а саме, заміну двигуна постійного струму на асинхронний двигун. Для реалізації поставленої задачі було виконано наступні кроки:

Проведено аналітичний огляд автоматизованих систем регулювання положення механізму, в якому описано основні особливості таких систем. Показано, що для організації регулювання кутового положення немає необхідності використовувати інформацію про виміряне кутове положення. Сформульовано основні вимоги до позиційних електроприводів без зворотного зв'язку за положенням.

Описано процедуру формування еталонних діаграм для відпрацювання заданих переміщень, оптимальних за швидкодією або тепловими витратами. Процес формування діаграм розглянуто без урахування моменту статичного опору. Розроблено блок-схему для вибору та розрахунку діаграм, які отримали найбільше поширення, на основі інформації про величину заданого переміщення та бажаного часу його виконання.

Розглянуті методи формування руху дозволяють виконати задане переміщення з максимальною швидкістю або з оптимізацією активних втрат. У наведених випадках присутні динамічні похибки, викликані тим, що сформовані діаграми не враховують обмеження на ривок. При наявності статичного моменту динамічна похибка зростає під час виконання кутового положення в усіх розглянутих випадках. Ці діаграми можуть бути застосовані в позиційних електроприводах, в яких реалізовано режим стопоріння. Запропоновані алгоритми розрахунку діаграм руху можуть бути реалізовані в програмованих контролерах, що формуватимуть тахограму руху для електропривода.

Також було розглянуто питання практичної реалізації систем управління положенням на базі векторно-керованих асинхронних двигунів. Обговорено типові вимоги до перетворювачів і функціональну схему векторно-керованого

асинхронного електроприводу. Надано загальну інформацію про датчики струму на основі ефекту Холла, фотоімпульсні датчики швидкості (енкодери) та проведено розрахунок основних елементів силової частини перетворювача для асинхронного двигуна 4AO80B2.