

# 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 частотного керування швидкістю синхронного двигуна із частотним перетворювачем»

**Виконав(ла)**

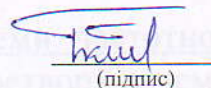
здобувач(ка) групи БД-П23МГ  
(шифр групи)

Костянтин МЕДВЕДЕВ  
(ім'я, прізвище)

  
(підпис)

**Керівник роботи**

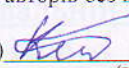
к.т.н., доц. Борис КОБИЛЯНСЬКИЙ  
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

  
(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 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



(підпис)

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(ім'я, прізвище)

«08» жовтня 2024 року

## ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Медведєв Костянтин Романович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи частотного керування швидкістю 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 частотного керування швидкістю асинхронного двигуна із частотним перетворювачем
5	Розробка електромеханічної системи частотного керування швидкістю 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)

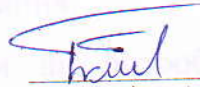


(підпис)

Костянтин МЕДВЕДЕВ

(ім'я, прізвище)

Керівник роботи



(підпис)

Борис КОБИЛЯНСЬКИЙ

(ім'я, прізвище)

## АНОТАЦІЯ

У роботі була розрахована та розроблена електромеханічна система керування. Зокрема, виконано розрахунок необхідної потужності двигуна, обрано силове електрообладнання та розроблено систему керування на базі цифрового сигнального процесора. Також досліджено динамічні процеси електромеханічної системи.

З проведених досліджень видно, що система успішно відпрацьовує задані траєкторії. Таким чином, у роботі розглянуто електромеханічну систему автоматизації. Для досягнення оптимальних результатів важливо, щоб системи мали високодинамічні електроприводи, які здатні забезпечити необхідну динаміку, стабільність швидкості та енергетичну ефективність.

Як основу для керування цим електроприводом обрано частотне керування, зокрема, закон керування  $U/f$  для асинхронних двигунів при живленні від джерела струму. Опираючись на наукові роботи та статті в цій області, було проведено синтез алгоритму керування.

Отже, можна стверджувати, що розроблена електромеханічна система забезпечить енергоефективне керування.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, СИСТЕМА КЕРУВАННЯ,  
АВТОМАТИЗАЦІЯ, ЧАСТОТНЕ КЕРУВАННЯ, АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ

## ABSTRACT

The work has calculated and developed an electromechanical control system. In particular, the calculation of the required engine power has been performed, power electrical equipment has been selected and a control system based on a digital signal processor has been developed. The dynamic processes of the electromechanical system have also been investigated.

The conducted studies show that the system successfully works out the given trajectories. Thus, the work has considered an electromechanical automation system. To achieve optimal results, it is important that the systems have highly dynamic electric drives that are able to provide the necessary dynamics, speed stability and energy efficiency.

Frequency control has been chosen as the basis for controlling this electric drive, in particular, the U/f control law for asynchronous motors when powered from a current source. Based on scientific works and articles in this area, a synthesis of the control algorithm has been carried out.

Therefore, it can be stated that the developed electromechanical system will provide energy-efficient control.

ELECTROMECHANICAL SYSTEM, CONTROL SYSTEM,  
AUTOMATION, FREQUENCY CONTROL, CONTROL ALGORITHM

## ВСТУП

Сформулюємо вимоги до електроприводу: робочий режим має бути неперервним; забезпечена реверсивність приводу; плавний запуск; надійність; економічність; діапазон регулювання - 1.5:1. Для забезпечення безпеки передбачені механічні та електричні блокування, а також різноманітні види захисту. Необхідно забезпечити такі види захисту: захист від максимального струму, захист від перегріву, захист від обриву фаз, а також захист від перевищення швидкості. У разі спрацьовування будь-якого з цих захистів або блокувань система керування не видає команду на початок роботи. Якщо захист спрацьовує під час роботи, система формує сигнал для екстреного припинення обертання.

Система керування повинна здійснювати контроль за процесом плавного пуску та гальмування, підтримуючи задану швидкість руху, а також обмежувати прискорення і ривок під час розгону і гальмування. Коли надходить команда від кнопок на панелі управління, система має визначити, з якого попереху надійшов виклик, та на якому поперсі знаходиться кабіна, а також вибрати відповідний напрямок руху.

На основі вихідних даних і характеристик досліджуваного механізму визначимо потужність приводного двигуна. З переліку обираємо асинхронний двигун з короткозамкненим ротором типу 4А315S12У3 потужністю 45 кВт, який відповідає умовам технологічного процесу та вимогам до електроприводу.

Виходячи з різниці швидкостей обертання корообдирального барабана і швидкості обертання приводного двигуна, визначимо передаточне число редуктора (46,45). На основі цього значення обираємо циліндричний двохступінчатий редуктор РМ-1000 з коефіцієнтом передачі 45.

## 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТА ОПИС ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ

Целюлозно-паперове виробництво використовує значні обсяги деревини, як хвойних, так і листяних порід. Однак спочатку цю деревину потрібно підготувати до використання. Первинною підготовкою сировини є корообдирання, яке виконується за допомогою спеціального обладнання. Організація цього процесу впливає не лише на кількість сировини-тріски, але й на вихід готової целюлози, ступінь механізації праці, заходи з охорони навколишнього середовища і утилізацію відходів. Для корообдирання використовують різноманітні машини – корообдиральні верстати і барабани.

У сучасному виробництві зросла кількість не спавної деревини, що призвело до значного збільшення витрат води і, як наслідок, збільшення обсягів промислових стоків, які забруднюють водойми, території підприємств і ускладнюють процес утилізації відходів деревної кори. Відсутність надійних технічних засобів для очищення великої кількості кори створює труднощі в роботі цехів деревної підготовки.

У зв'язку з цим важливим стає сухе корообдирання деревини. Процес корообдирання без використання води дозволяє ефективно вирішувати ряд питань, пов'язаних з утилізацією відходів деревини, охороною навколишнього середовища, раціональним використанням виробничих площ і потужностей обладнання, спрощенням технологічних ліній та поліпшенням якісних показників роботи підприємств. Сухе корообдирання в барабанах використовують на підприємствах, які виробляють різні продукти.

Для сухого корообдирання застосовують корообдиральні барабани, які входять до складу установок для виробництва тріски. При обробці свіжозрубаної деревини на цих барабанах досягають високої якості корообдирання, причому втрати не перевищують 6-10%. Взимку якісне корообдирання може потребувати значних витрат, оскільки втрати деревини зростають до 20-25%, а

продуктивність знижується в 2-3 рази. Для інтенсифікації процесу корообдирання в зимовий період використовують пар, який подається безпосередньо в барабан. Наразі таке корообдирання практикують багато підприємств. На процес сухого корообдирання впливає великою мірою ряд чинників, одним з яких є характеристики оброблюваної деревини.

В Україні промислове значення мають сосна, ялина, ялиця, модрина, береза та осика. Деревина берези та модрини суттєво відрізняється від інших порід підвищеним вмістом кори та її міцністю, а також низьким коефіцієнтом тертя. У зв'язку з цим для сухого корообдирання цих порід деревини необхідно використовувати барабани з великою кількістю щілин та іншими конструктивними особливостями. Основною умовою сухого корообдирання є наявність сил тертя, які перевищують сили зчеплення кори з деревиною. Оскільки деревина надходить на підприємство різної довжини, при виборі обладнання для сухого корообдирання важливо враховувати обсяг і вид сировини, спосіб доставки, породу деревини та вид готової продукції, що виробляється підприємством.

Використання води при корообдиранні в барабанах викликає безліч проблем, адже більша частина гнилі вимивається разом з корою, заважаючи дренажним транспортером і приводячи до швидкого зносу насосів. Тому підприємства переважно використовують сухе корообдирання деревини в корообдиральних барабанах.

Необхідність зняття кори з деревини в целюлозно-паперовому виробництві обумовлена будовою та хімічним складом деревної кори. Вміст кори на деревині коливається від 6 до 30% за обсягом, при цьому частина кори має не волокнисту структуру, що знижує механічні властивості готового продукту при використанні необкоруваної деревини.

Вимоги до якості корообдирання визначаються типом вироблюваної продукції, технічним оснащенням підприємства та використовуваним способом варіння. Розрізняють два види корообдирання: грубе та чисте. При грубому

корообдиранні знімається кора та частково луб, тоді як при чистому знімаються тільки кора і луб. Чистому корообдиранню піддаються баланси, призначені для виробництва високоякісної розчинної целюлози, а також целюлози для електроізоляційних паперів. Якість корообдирання деревини визначається відсотком обкоруваної поверхні, тобто ступенем обробки.

Процес корообдирання залежить від багатьох чинників, зокрема: породи деревини, її температури та вологості. Під час зниження температури сили зчеплення кори з деревиною зростають в 3-5 разів. Влітку на сили зчеплення суттєво впливає вологість деревини; при підвищенні вологості відбувається значне зниження межі міцності кори на сколювання в області камбію вздовж волокон.

*Основні способи корообдирання деревини. Класифікація машин для корообдирання деревини*

Механічний, фрикційний і струменевий це є основні способи корообдирання. Механічний метод базується на видаленні кори за допомогою гострих (ножі, фрези) або тупих (кулачки) корообдиральних інструментів. Цей спосіб, який ґрунтується на використанні гострого інструменту, називають ножовим. При ножовому корообдиранні одночасно з корою видалається й частина деревини, що забезпечує високу якість обробки, але призводить до втрат деревини в межах 5-20%. Значні втрати є головним недоліком ножового методу, через що його використання в сучасному целюлозно-паперовому виробництві практично не застосовується.

Видалення кори тупим інструментом здійснюється в кулачкових корообдиральних верстатах, у яких втрати деревини невеликі — від 0,5% до 1,0%. Кулачкові верстати мають обмежене використання в целюлозно-паперовій промисловості та частіше використовуються на деревообробних підприємствах.

При фрикційному методі видалення кори відбувається за рахунок тертя між брусами і спеціальними поверхнями корообдиральних машин. На цьому принципі працюють корообдиральні барабани та бункерні установки. Цей спосіб

дозволяє ефективно очищати деревину з меншими втратами — від 1,5% до 3%. У бункерних установках бруси укладаються впорядковано, паралельно один одному, що зменшує пошкодження деревини. Бункерні установки, як правило, використовуються для довгомірної деревини. Бруси з підвищеною кривизною, сучками та поглибленнями на поверхні добре обробляються в корообдиральних барабанах. Барабани безперервної дії з неупорядкованим укладанням брусів стали найбільш популярними в практиці вітчизняного виробництва.

Струменевий метод ґрунтується на впливі струменя води або повітря високого тиску на поверхню бруса. Даний метод реалізується у багатьох конструкціях гідравлічних корообдиральних верстатів. Енергетичні витрати при використанні води під тиском  $4,5 \cdot 10^6 - 8 \cdot 10^6$  Па є значними, а втрати деревини становлять 1-2%. Основними недоліками гідравлічних верстатів є високе споживання енергії та води, а також забруднення водою. Такі машини не використовуються в вітчизняній практиці.

Відповідно до розглянутих основних способів, машини для корообдирання класифікуються за принципом роботи на ріжучі, скребкові (з тупими корообдиральними інструментами), фрикційні та струменеві. Залежно від кількості брусів, що обробляються одночасно, розрізняють машини індивідуальної та групової обробки.

#### *Склад, принцип дії і класифікація корообдиральних барабанів*

Корообдиральні барабани є найпоширенішим обладнанням, призначеним для групового корообдирання брусів. Їхнє широке використання в целюлозно-паперовій промисловості обумовлено відносно високою продуктивністю, значним ступенем механізації процесу та невеликими втратами деревини.

Корообдиральний барабан представляє собою горизонтально встановлений порожнистий циліндр, який обертається та заповнюється деревиною (див. рис. 1.1). Під час обертання барабана бруси захоплюються внутрішньою поверхнею, що призводить до їх перемішування та взаємного тертя. В результаті кора відділяється від деревини і, під дією сили тяжіння,

проходить через щілини на бічній поверхні барабана, видаляючись за допомогою гідролотка або конвеєра.

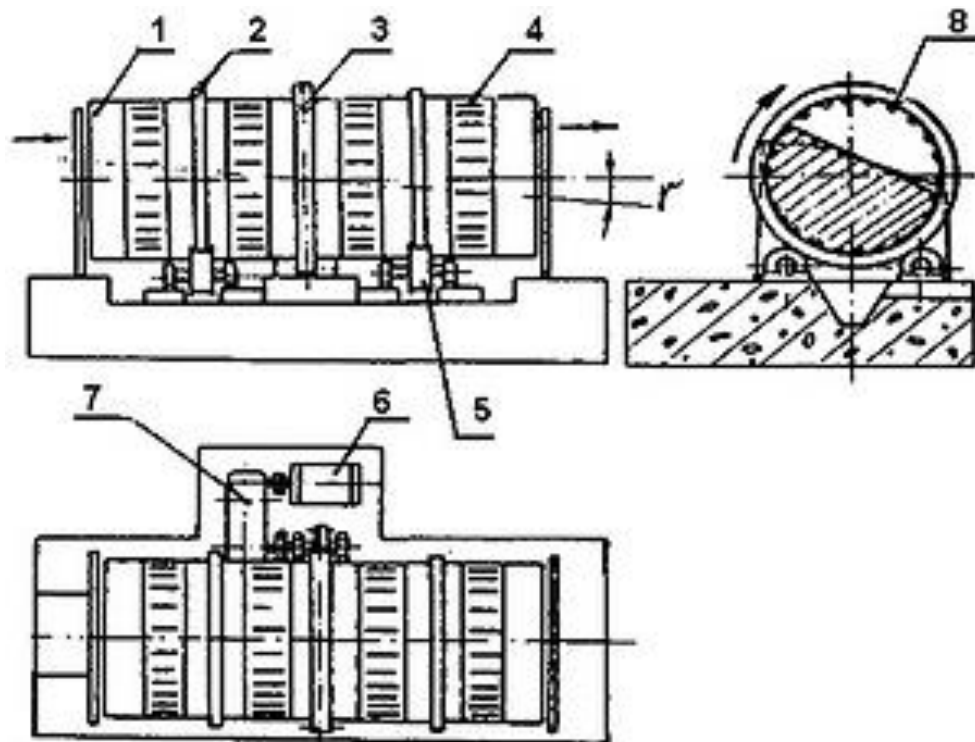


Рисунок 1.1 Схема корообдирального барабану:

1 – барабан, 2 – бандаж, 3 – зубчасте колесо, 4 – наскрізні щілини на поверхні барабану, 5 – опорний ролик, 6 – ЕД приводу барабану, 7 – редуктор, 8 – корообдиральна балка

Стрічкові конвеєри є поширеним обладнанням, призначеним для безперервного переміщення вантажів. Основні характеристики цих конвеєрів, що впливають на їх продуктивність, включають швидкість руху стрічки, конструкцію тягового органу та тип вантажів, які вони транспортують.

Широкозастосовувані стрічкові конвеєри відрізняються високою продуктивністю, малими енерговитратами і простотою в експлуатації, що робить їх дуже ефективними для переміщення сипучих і штучних вантажів. Проте у них є певні недоліки. Серед основних: висока вартість стрічки та роликів, обмеження на переміщення при кутах нахилу більше 18-20°, а також обмежене використання для транспортування пилоподібних, гарячих та важких штучних вантажів.

Конвеєри звичайної конструкції мають такі серйозні недоліки:

- 1) Оскільки стрічка піддається великим тяговим зусиллям, необхідно застосовувати дорогі та важкі багатошарові стрічки;
- 2) Бічні краї стрічки швидко зношуються при її перекосі, особливо за наявності вологи, що призводить до загнивання оголеної тканини й руйнування стрічки;
- 3) Численні опорні ролики вимагають постійного контролю та обслуговування.

Останнім часом все більше поширення отримують канатно-стрічкові конвеєри, які мають два сталевих канати, розташованих по обидва боки стрічки, що беруть на себе основне навантаження. В такій конструкції стрічка виконує лише функцію підтримки, сприймаючи мінімальні тягові сили, що дозволяє виготовляти її з одного шару бавовняної тканини, покритого гумою з обох сторін.

Вдосконалення механічного обладнання також відбувається за рахунок впровадження мотор-барабанних приводу або навісного мотор-редукторного приводу та створення більш досконалих конструкцій роликоопор.

Зважаючи на значні зміни, які сталися зі стрічковими конвеєрами за останні десятиліття, їх подальше вдосконалення проходитиме в основному через розвиток конструктивних рішень, а також впровадження невеликих стрічкових конвеєрів як елементів різних вантажно-розвантажувальних машин для насипних і штучних вантажів, з боку полегшення та зниження вартості технології виробництва сучасних високопродуктивних конвеєрних стрічок.

#### *Односекційні корообдиральні барабани*

Конвеєри призначені для групового (сухого або мокрого) корообдирання деревини хвойних і листяних порід з використанням пари або підігрітої води як інтенсифікатора процесу. Їх основна область застосування – целюлозно-паперові та лісозаготівельні підприємства. Конструкція включає перфоровану суцільнозварну секцію з опорними бандажами, приводну і опорно-упорні

станції, випускний пристрій з гідроприводом, завантажувальну стінку та лотки для відводу відходів після корообдирання.

Секція встановлюється з ухилом 1:150 на дві опорно-упорні станції і приводиться в обертання від двосторонньої приводної станції через зубчастий вінець. Випускний пристрій із діагональним затвором забезпечує регулювання ступеня заповнення секції та повне її спорожнення під час обслуговування і ремонту.

Двосекційні корообдиральні барабани призначені для групового (сухого або мокрого) корообдирання хвойних і листяних порід дерева з використанням пари або підігрітої води як інтенсифікатора. Їх основна область застосування – целюлозно-паперові виробництва. Структура таких барабанів включає одну повністю перфоровану (відкриту) секцію і одну частково перфоровану (глуху) секцію, дві опорні та дві опорно-упорні станції, два приводи, випускний пристрій з гідроприводом або пневмоприводом затвора, завантажувальну стінку та лотки для відводу відходів корообдирання.

Секції монтуються співвісно на опорну та опорно-упорну станції і приводяться в обертання від автономних приводів через зубчастий вінець. Привід забезпечує обертання секцій зі швидкістю 6 або 9 хв-1, залежно від вимог замовника. Випускний пристрій з горизонтальним затвором дозволяє регулювати ступінь заповнення секції і може повністю зупинити вивантаження деревини.

У сучасних конструкціях корпус барабана складається з 1-3 секцій. Відкрита (перфорована) секція є обечайкою з листової сталі, виконаною у вигляді звареної конструкції. На її внутрішній поверхні приварені поздовжні корообдиральні балки, які підвищують жорсткість і міцність секції, а також виконують функцію захоплення для підйому і перемішування брусів. Наскрізні щілини на бічній поверхні служать для видалення кори.

Глуха секція має конструкцію, аналогічну відкритій, але без бічних щілин. Кількість корообдиральних балок у глухій секції зазвичай менша, ніж в її відкритій частині. В обох секціях до торців приварюються порогові кільця-діафрагми, що забезпечують жорсткість секції та підтримують рівень води в глухій секції.

Корообдиральні барабани є найбільш поширеним обладнанням для групового (сухого або мокрого) корообдирання деревини хвойних і листяних порід з використанням пари або підігрітої води для підвищення ефективності процесу. Їхня область застосування охоплює целюлозно-паперові та лісозаготівельні підприємства. Конструкція містить повністю перфоровану (відкрити) та частково перфоровану (глуху) секції, дві опорні станції, два приводи, а також випускний пристрій з гідроприводом.

Секції монтуються на опорних станціях і приводяться в обертання автономними приводами через зубчастий вінець. Привід забезпечує обертання секцій з частотою 6 або 9 хв-1, залежно від вимог. Випускний пристрій з горизонтальним затвором дозволяє регулювати ступінь заповнення секції та припиняти вивантаження деревини.

Корпус барабана зазвичай складається з 1-3 секцій. Відкрита секція виготовляється з листової сталі у вигляді звареної конструкції, а на її внутрішній поверхні розташовані корообдиральні балки, які підвищують жорсткість і міцність, а також виступають у ролі захоплень для підйому і перемішування брусів. Бічні щілини служать для видалення кори.

Також останнім часом суттєво розширилося використання просочених водою корообдиральних барабанів. Вони дозволяють досягти високої продуктивності, зменшуючи втрати деревини і покращуючи якість обробки. Проте їхнє застосування також супроводжується певними недоліками, зокрема, великими витратами води і енергії.

Встановимо вимоги до електроприводу:

1. Неперервний режим роботи.

2. Реверсивність приводу.
3. Плавний запуск.
4. Висока надійність.
5. Економічність.
6. Діапазон регулювання 1.5:1.

Для забезпечення безпеки працюючих механізмів на корообдиральному барабані впроваджуються механічні та електричні блокування, а також різні види захисту. Основні блокування включають заборону на запуск при наявності людини в барабані, а також заборону запуску при несправному випускному пристрої або пошкодженні опорних роликів. Система повинна також мати такі захисти: від максимального струму, перегріву, обриву фаз і перевищення швидкості. Якщо спрацьовує будь-яке блокування або захист, система управління не передає команди на початок роботи. У разі спрацьовування захисту під час експлуатації, система керування формує сигнал для екстреної зупинки обертання.

Крім того, система керування має контролювати процес плавного пуску та гальмування, забезпечуючи задану швидкість руху, а також обмежувати прискорення і ривок під час розгону та гальмування. При отриманні команди від кнопок на панелі управління, система повинна визначити, з якого поверху надійшов виклик, на якому поверсі знаходиться кабіна, і відповідно до цих даних вибрати напрямок руху. [6]

### **Висновки до розділу**

Отже, було проведено огляд барабанів, їх функціональних можливостей та сфер застосування. Наразі, з точки зору енергоефективності та функціональності, найбільший інтерес викликають двосекційні корообдиральні барабани, які, у порівнянні з односекційними, здатні виконувати більше завдань. У відповідності до теми, в подальшому буде виконано розрахунок електропривода для корообдирального барабана на базі асинхронного двигуна.

## 2. РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА

Згідно з розрахунковою методикою, представленою в методичних рекомендаціях [3], необхідно визначити транспортну та технологічну продуктивність корообдирального барабана КБ-3 в літній період при 50% заповненості барабана. Для корообдирання використовуються березові баланси діаметром 18 см, довжиною 2 м та вологістю 80%. Вимога до ступеня корообдирання складає 98%. Щільність деревини при 50% вологості становить 1060 кг/м<sup>3</sup>.

Необхідно також розрахувати потужність, яка витрачається на обертання барабана. Відповідно до технічної характеристики корообдирального барабана, його діаметр становить 3 м, а частота обертання — 10,5 об/хв. Таким чином, кутова швидкість обертання барабана дорівнює:

$$\omega = \frac{10.5 \cdot 2\pi}{60} = 1.099 \text{ рад/с}.$$

При 50% заповненні об'єму барабана половина центрального кута сегмента заповнення буде  $\alpha=90^\circ$ . Коефіцієнт повнодеревності для барабанів з механічними інтенсифікаторами приймається рівним  $k=0.85$  [3]. Коефіцієнт використання машинного часу встановлюється на рівні 0.9 [3].

Відповідно, транспортна продуктивність рівна:

$$Q_T = \frac{300 \cdot D^3 \cdot \omega \cdot \sin \alpha \cdot \sin \gamma \cdot \left(1 - \frac{\sin 2\alpha \cdot 180}{\pi \cdot 2\alpha}\right) \cdot k \cdot k_1}{\left(\frac{180 \cdot \omega}{\pi \cdot 2\alpha} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot D \cdot \sin \alpha}{3 \cdot g \cdot (\sin \beta - f \cdot \cos \beta)}} + 1\right) \cdot \text{tg} \beta} =$$

$$= \frac{300 \cdot 3^3 \cdot 1.099 \cdot \sin 90^\circ \cdot \sin 2.5^\circ \cdot \left(1 - \frac{180 \cdot \sin 2 \cdot 90^\circ}{3.14 \cdot 2 \cdot 90^\circ}\right) \cdot 0.85 \cdot 0.9}{\left(\frac{180 \cdot 1.099}{3.14 \cdot 2 \cdot 90^\circ} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 3 \cdot \sin 90^\circ}{3 \cdot 9.81 \cdot (\sin 50^\circ - 0.4 \cdot \cos 50^\circ)}} + 1\right) \cdot \text{tg} 50^\circ} = 189.89 \text{ м}^3/\text{год}.$$

Для розрахунку технологічної продуктивності прийmemo наступні коефіцієнти рівними  $k_w = 1.3$  [3,ст.13],  $k_l = 0.84$  [3,ст.14],  $k_s = 0.8$  [3,ст.14].

Визначимо коефіцієнт, який враховує частоту обертання барабану:

$$k_n = 0.079 \cdot n \cdot \sqrt{D} = 0.079 \cdot 10.5 \cdot \sqrt{3} = 1.437$$

По таблиці 8 [3,ст.14] виберемо питому базову продуктивність корообдирального барабану, яка рівна  $1.4 \text{ м}^3/(\text{год} \cdot \text{м})$ .

Таким чином, технологічна продуктивність складає:

$$Q = k_w \cdot k_l \cdot k_s \cdot k_n \cdot Q_0 \cdot L = 1,3 \cdot 0,84 \cdot 0,8 \cdot 1,437 \cdot 1,4 \cdot 14,3 = 25,128 \frac{\text{м}^3}{\text{год}}.$$

Потужність приводу знайдемо по формулі:

$$N = \frac{1}{\eta} \cdot (N_{\text{ТЕР}} + N_{\text{ПОВ}}).$$

Для розрахунку потужності, що витрачається на подолання тертя, візьмемо діаметри бандажу, опорного ролика та цапфи осі опорного ролика рівними  $D_b=3 \text{ м}$ ,  $d_p=0.7 \text{ м}$  та  $d_c=0.15 \text{ м}$  відповідно.

Визначимо масу деревини, що одночасно перебуває в барабані.:

$$G = \frac{\pi \cdot D^2}{4} \cdot L \cdot 0.5 \cdot k \cdot \rho = \frac{3.14 \cdot 3^2}{4} \cdot 14.3 \cdot 0.5 \cdot 0.85 \cdot 1060 = 45540 \text{ кг}.$$

Відповідно сумарна маса металоконструкції барабану та деревини, які одночасно знаходяться в барабані рівна:

$$\sum G = G + m = 45540 + 26000 = 71540 \text{ кг}.$$

Звідси розраховуємо потужність, яка затрачається на подолання тертя:

$$N_{TEP} = \frac{n \cdot v \cdot \sum G}{9.81 \cdot 975 \cdot d_p \cdot \cos \delta} \cdot \left[ (D_{\sigma} + d_p) \cdot \mu + f \cdot D_{\sigma} \cdot \frac{d_y}{2} \right] =$$

$$= \frac{10.5 \cdot 1.05 \cdot 71.5 \cdot 10^3 \cdot 10^4}{9.81 \cdot 975 \cdot 0.7 \cdot \cos 30^{\circ}} \cdot \left[ (3.5 + 0.7) \cdot 0.0015 + 0.0125 \cdot 3.5 \cdot \frac{0.15}{2} \right] = 13.03 \text{ кВт}.$$

Корисна потужність барабану дорівнює:

$$N_{ПОВ} = 0.88 \cdot 10^{-2} \cdot k \cdot \rho \cdot n \cdot D^3 \cdot L \cdot \sin^3 \alpha \cdot \sin \beta =$$

$$= 0.88 \cdot 10^{-2} \cdot 0.85 \cdot 1060 \cdot 10.5 \cdot 3^3 \cdot 14.3 \cdot \sin^3 90 \cdot \sin 50 = 24.62 \text{ кВт}.$$

Таким чином, споживана потужність корообдирального барабану при коефіцієнті корисної дії привода, рівному 0.85, складає:

$$N = \frac{1}{\eta} \cdot (N_{TEP} + N_{ПОВ}) = \frac{1}{0.85} \cdot (13.03 + 24.62) = 44.3 \text{ кВт}.$$

По розрахованим даним обираємо асинхронний електродвигун з короткозамкненим ротором типу 4А315S12У3 [5] потужністю 45.

У відповідності з методикою розрахунку необхідних коефіцієнтів для проведення моделювання [4], використовуємо дані двигуна, з каталожних даних.

## 2.1 Розрахунок номінальних даних двигуна

Розрахуємо параметри номінального режиму двигуна.

Кутова частота напруги статора:

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314, \text{ рад/с}.$$

Швидкість ідеального холостого ходу двигуна:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{6} = 52.36, \text{ рад/с}.$$

Номінальна швидкість двигуна:

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - S_n) = 52.36 \cdot (1 - 0.025) = 51.051, \text{ рад/с}.$$

Для роботи на заданій частоті розрахуємо передаточний коефіцієнт редуктора:

$$i_p = \frac{\omega_{дв}}{\omega_{зад}} = \frac{51.051}{1.099} = 46.45.$$

Зі стандартного ряду обираємо двохступінчастий циліндричний редуктор РМ-1000 [28] з передаточним коефіцієнтом 45.

Номінальний момент двигуна:

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{45 \cdot 10^3}{51.051} = 881.474, \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності  $\lambda$  з каталогу):

$$M_k = M_n \cdot \lambda = 881.474 \cdot 1.8 = 1587, \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора:

$$U_n = \frac{U_{1n}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219.393, \text{ В};$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 \cdot U_n \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{45 \cdot 10^3}{3 \cdot 219.393 \cdot 0.9 \cdot 0.75} = 101.29, \text{ А}.$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора:

$$U_{na} = \sqrt{2} U_n = \sqrt{2} \cdot 219.393 = 310.269, \text{ В};$$

$$I_{na} = \sqrt{2} I_n = \sqrt{2} \cdot 101.29 = 143.245, \text{ А}.$$

Амплітудне значення потокозчеплення статора в режимі холостого ходу при  $R_1 = 0$ :

$$\Psi_{1xx} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{310.269}{314.159} = 0.988, \text{ Вб}.$$

## 2.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення

Математична модель АД отримана для Т-подібної схеми заміщення, що показана на рис 2.1.

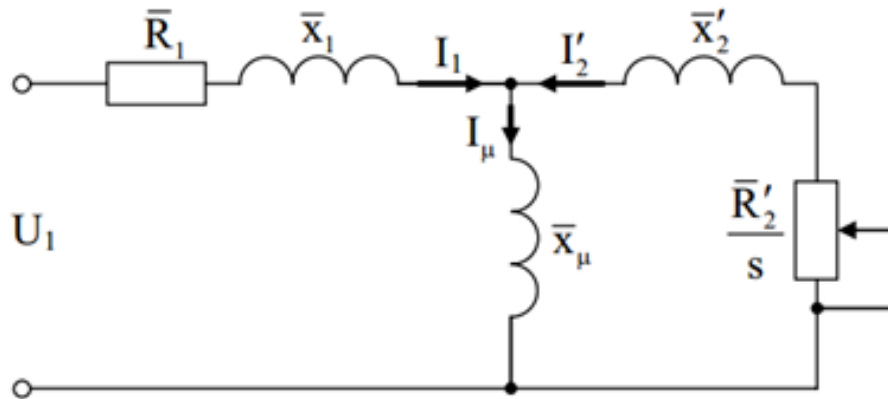


Рисунок 2.1. Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Наведені в таблиці 1 параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення, рисунку 2.2.

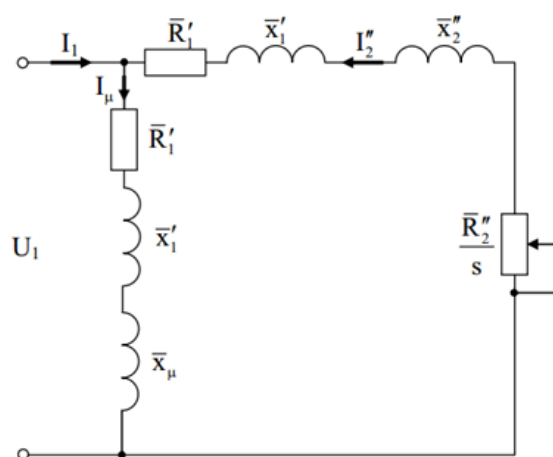


Рисунок 2.2 Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується наступна методика:

Коефіцієнти перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення:

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{(\bar{x}_\mu)^2 + 4 \cdot \bar{x}_1^| \cdot \bar{x}_\mu}}{2 \cdot \bar{x}_\mu} = \frac{2.1 + \sqrt{2.1^2 + 4 \cdot 0.14 \cdot 2.1}}{2 \cdot 2.1} = 1.0627.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях:

$$\bar{X}_1 = \frac{\bar{X}_1^|}{c_1} = \frac{0.14}{1.0627} = 0.132, \text{ Ом}; \quad \bar{R}_1 = \frac{\bar{R}_1^|}{c_1} = \frac{0.037}{1.0627} = 0.035, \text{ Ом};$$

$$\bar{X}_2^| = \frac{\bar{X}_2^||}{c_1^2} = \frac{0.19}{1.0627^2} = 0.168, \text{ Ом}; \quad \bar{R}_2^| = \frac{\bar{R}_2^||}{c_1^2} = \frac{0.033}{1.0627^2} = 0.029, \text{ Ом}.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях:

$$X_1 = \bar{X}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.132 \cdot \frac{219.393}{101.29} = 0.2853, \text{ Ом};$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.035 \cdot \frac{219.393}{101.29} = 0.0754, \text{ Ом};$$

$$X_2^| = \bar{X}_2^| \frac{U_n}{I_n} = 0.168 \cdot \frac{219.393}{101.29} = 0.3644, \text{ Ом};$$

$$R_2 = \bar{R}_2^| \frac{U_n}{I_n} = 0.029 \cdot \frac{219.393}{101.29} = 0.0633, \text{ Ом};$$

$$X_\mu = \bar{X}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 2.1 \cdot \frac{219.393}{101.29} = 4.5486, \text{ Ом}.$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора:

$$L_{1\sigma} = \frac{X_1}{\omega_0} = \frac{0.2853}{314.159} = 0.000908, \text{ Гн};$$

$$L_{2\sigma} = \frac{X_2^l}{\omega_0} = \frac{0.3644}{314.159} = 0.00116, \text{ Гн.}$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_m = \frac{X_\mu}{\omega_0} = \frac{4.5486}{314.159} = 0.014479, \text{ Гн.}$$

Індуктивності статора і ротора:

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.014479 + 0.000908 = 0.015387, \text{ Гн;}$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.014479 + 0.00116 = 0.015639, \text{ Гн.}$$

На основі проведених розрахунків обчислюємо значення наступних параметрів:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{0.0633}{0.0115639} = 4.04696, \text{ Ом/Гн;}$$

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0.0754}{0.015387} = 4.90101, \text{ Ом/Гн;}$$

$$\sigma = L_1 \cdot \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2}\right) = 0.015387 \cdot \left(1 - \frac{0.014479^2}{0.015387 \cdot 0.015639}\right) = 0.001982, \text{ Гн;}$$

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_2} = \frac{0.014479}{0.001982 \cdot 0.015639} = 467.090471, \text{ Ом/Гн;}$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \cdot \beta \cdot L_m = \frac{0.0754}{0.001982} + 4.04696 \cdot 467.090471 \cdot 0.014479 = 65.41467, \text{ Ом/Гн;}$$

$$\mu = \frac{3 \cdot p \cdot L_m}{2 \cdot L_2} = \frac{3 \cdot 6 \cdot 0.014479}{2 \cdot 0.015639} = 8.33248.$$

## **Висновки до розділу**

На основі вихідних даних і характеристик досліджуваного механізму визначаємо потужність приводного двигуна. З наданого переліку обираємо асинхронний двигун з короткозамкненим ротором типу 4А315S12У3, потужністю 45 кВт, який відповідає умовам технологічного процесу та вимогам до електроприводу.

Виходячи з різниці швидкостей обертання корообдирального барабана та швидкості обертання приводного двигуна, обчислюємо передаточне число редуктора (46,45). На основі цього значення вибираємо циліндричний двохступінчатий редуктор РМ-1000 з коефіцієнтом передачі 45.

### 3. РОЗРАХУНОК ТА ВИБІР СИЛОВОГО ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

За методикою розрахунку силового електрообладнання [6], проводимо такі розрахунки:

*Розрахунок силової частини перетворювача*

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора

$$U_n = U_{ln} = 380, \text{ В};$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos \varphi} = \frac{45 \cdot 10^3}{3 \cdot 380 \cdot 0.9 \cdot 0.75} = 58.48(\text{А}).$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 380 = 537.4(\text{В});$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 58.48 = 82.7(\text{А}).$$

Прийmemo перевантажувальну здатність приводу для корообдирального барабану -  $k_{ovl} = (1.4 \div 2)$ . Приймаємо, що  $k_{ovl} = 1.4$ .

Для правильного вибору діодів випрямляча необхідно розрахувати величину діючого струму, який протікає через діод, з урахуванням коефіцієнтів запасу.

Розрахунок номінального значення випрямленого струму

$$I_{dc} = \frac{k_{ovl} \cdot P_n}{U_{dcn} \cdot \eta \cdot \eta_{inv}} = \frac{1.4 \cdot 45 \cdot 10^3}{540 \cdot 0.9 \cdot 0.95} = 136.45 \text{ А},$$

де  $U_{dcn}$  – номінальне значення випрямленої напруги;  $P_n$  – номінальна потужність перетворювача;  $\eta_{inv}$  – коефіцієнт корисної дії перетворювача.

При живленні перетворювача від трифазної мережі живлення  $U_{\text{grid}} = 380 \text{ В}$ , напруга в ланці постійного струму при ідеальній фільтрації буде приблизно рівною  $U_{\text{dcn}} = \sqrt{2}U_{\text{grid}} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537.401 \approx 540 \text{ В}$ .

Для силових діодів і IGBT в автономних інверторах максимально допустима зворотна напруга (колектор-емітер) має бути щонайменше в 1.5 рази вищою за максимальну напругу в ланці постійного струму, тобто .

Максимальна напруга в ланці постійного струму сучасних перетворювачів визначається граничною напругою встановлених електролітичних конденсаторів фільтру і становить приблизно 800 В для перетворювачів з трифазним живленням таким чином:

$$U_{\text{ce}} = 1.5U_{\text{dcmax}} = 1.5 \cdot 800 = 1200 \text{ В}.$$

Вибір силових діодів може бути здійснений за критерієм  $I_{\text{VD}} > I_{\text{max}}$ ,  $U_{\text{VDmax}} > U_{\text{ce}}$ , де  $I_{\text{VD}}$  та  $U_{\text{VDmax}}$  – відповідно тривалий струм діода та зворотня напруга, які вказані в паспортних даних діода. Оберемо діод типу СС611216С [8], тому що:  $I_{\text{VD}} = 160, \text{ А} > I_{\text{max}} = 136.45, \text{ А}$ ,  $U_{\text{VDmax}} = 1200, \text{ В} \geq U_{\text{ce}} = 1200, \text{ В}$ .

#### *Розрахунок автономного інвертора напруги*

Прийнявши перевантажувальну здатність для привода вентилятора  $k_{\text{ovl}} = 1.4$ , розрахуємо максимальний струм на виході перетворювача

$$I_{\text{max}} = k_{\text{ovl}} \cdot I_{\text{na}} = 1.4 \cdot 82.7 = 115.78 \text{ А}.$$

Вибір IGBT може бути здійснений за критерієм

$$I_{\text{c}} > I_{\text{max}}, \quad U_{\text{cemax}} > U_{\text{ce}},$$

де  $I_{\text{c}}$  та  $U_{\text{cemax}}$  – 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.

Вибираємо IGBT модуль типу CM150DU-24F [9] фірми POWEREX з параметрами:  $I_c=150$  А,  $U_{к.в.}=1200$  В.

#### *Розрахунок зарядного кола для заряду конденсаторів фільтра*

При підключенні перетворювача необхідно забезпечити зарядку конденсаторів фільтра з обмеженням струму. Для цього в ланку постійного струму вводиться резистор з шунтуючим контактом (див. рис. 3.1б). Схема управління реле показана на рисунку 3.1а.

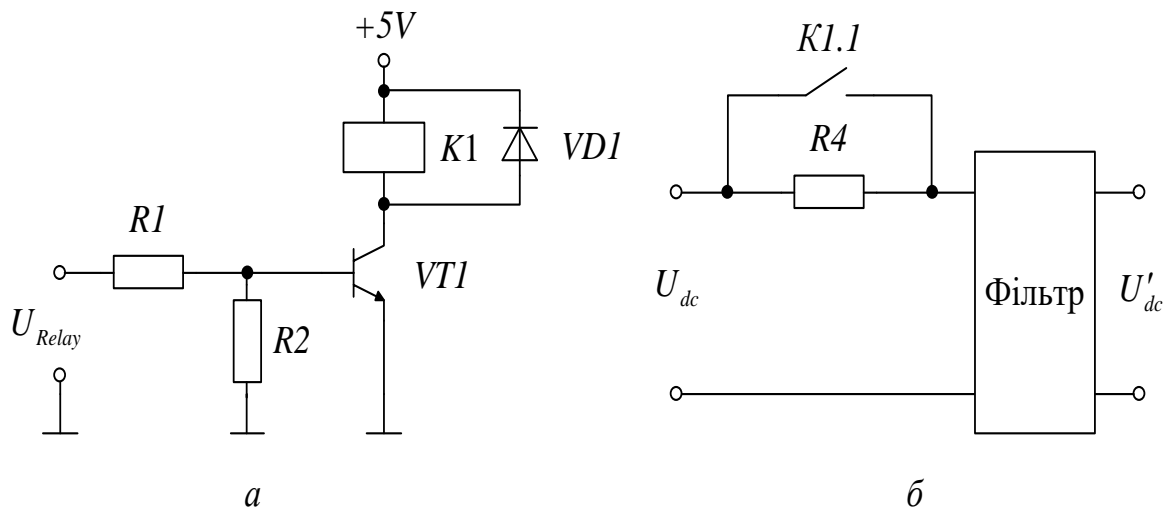


Рисунок 3.1 – Зарядне коло конденсаторів фільтра

Опір резистора  $R_4$  необхідно розрахувати таким, щоб зарядний струм не перевищував допустимого для діодів випрямляча значення

$$R_4 = \frac{U_{dcn}}{I_{cmax}} = \frac{540}{115.78} = 4.66 \text{ Ом.}$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо  $R_4 = 4.7$  Ом.

Вибираємо резистор типу DFP10112 [10] на 4.7 Ом та напругою 500 В.

## Ємнісний фільтр

Ємність випрямляча 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  $(0.02 \div 0.05)$ ,  $m$  – число фаз випрямляча,  $f$  – частота напруги мережі живлення,  $R_0$  – еквівалентний опір навантаження ланки постійного струму.

Для визначення  $R_0$  розрахуємо значення струму ланки постійного струму з врахуванням перевантаження

$$I_{dc} = \frac{k_{ovl} P_n}{U_{dcn} \eta \eta_{inv}} = \frac{1.4 \cdot 45000}{540 \cdot 0.9 \cdot 0.95} = 136.45 \text{ А},$$

де  $\eta_{inv} = (0.95 \div 0.97)$  – коефіцієнт корисної дії інвертора напруги.

Тоді еквівалентний опір навантаження розраховується як

$$R_0 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}} = \frac{540}{136.45} = 3.96 \text{ Ом}.$$

Розрахункове значення ємності фільтра для  $k_p = 0.03$  буде дорівнювати

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 0.03 \cdot 3 \cdot 50 \cdot 3.96} = 8935 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо з каталогу конденсатор типу В43458А9190М003 [11] ємністю  $C = 10000$  мкФ та максимальною напругою 400 В.

Клампер складається з резистора, діода та напівпровідникового ключа (див. рис. 3.2), який підключає резистор паралельно до ланки постійного струму для розсіювання надлишкової енергії, що виникає в гальмівному режимі роботи привода.

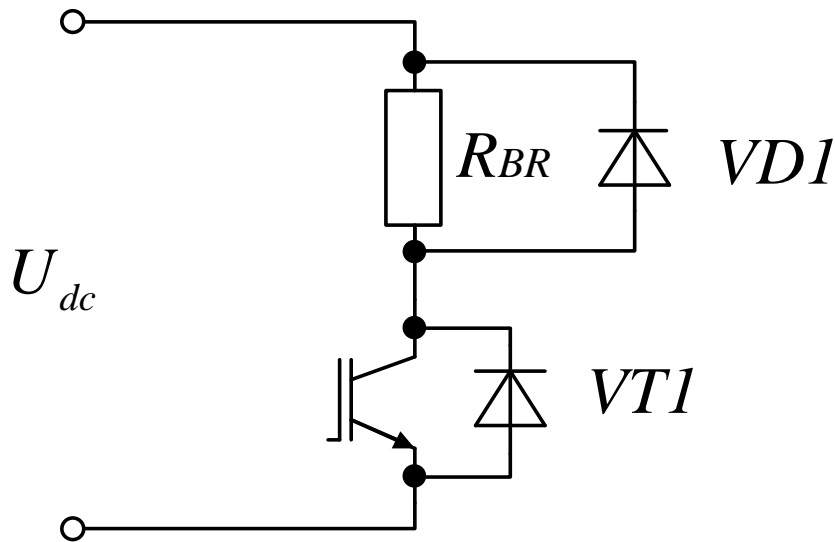


Рис.3.2 – Схема клампера

Ключ клампера обирається відповідно до струму, який проходить через нього в тривалому режимі. Якщо під час роботи вся активна потужність передається в ланку постійного струму..., то

$$I_{BR} = \frac{P_n}{U_{dcn}} = \frac{45 \cdot 10^3}{540} = 83.33 \text{ A}.$$

Оберемо IGBT модуль типу CM100DU-24H [12] фірми POWEREX з параметрами:  $I_c=100 \text{ A}$ ,  $U_{к.в.}=1200 \text{ В}$ .

Знайдемо середнє за робочий цикл значення потужності, що необхідно розсівати на резисторі клампера з врахуванням того, що генераторний режим займає 25–30 % від загального часу циклу

$$P_{cp} = 0.3 \cdot P_n = 0.3 \cdot 45 = 13.5 \text{ кВт}.$$

Необхідний опір резистора клампера буде складати

$$R_k = \frac{U_{dc \max}^2}{P_n} = \frac{800^2}{13.5 \cdot 10^3} = 47.4 \text{ Ом},$$

де  $U_{DC \max} = 800 \text{ В}$  – максимальне значення напруги в ланці постійного струму.

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо  $R_k = 51 \text{ Ом}$ . З каталогу вибираємо резистор типу PCF2C560K [13] номіналом 56 Ом.

### Розрахунок датчиків струму та напруги

Вибір датчиків струму здійснюють за максимальним струмом, який необхідно вимірювати, тобто щоб вимірюваний діапазон датчика був більшим від максимально допустимого струму в системі. Для вимірювання струмів на виході перетворювача для вибору використовують значення максимального струму.

Вибір датчика струму може бути здійснений на сайті [14]. Для вимірювання значення струму в ланці постійного струму, то по розрахованому значенню вибираємо датчик типу LA 130-P фірми LEM, номінальний струм якого складає 130 А, діапазон вимірювання 200А.

Канал вимірювання напруги ланки постійного струму може бути побудований з використанням датчика типу LV 25-800 [15] фірми LEM, діапазон вимірювання 1200А, схема підключення якого показана на рисунку 3.3.

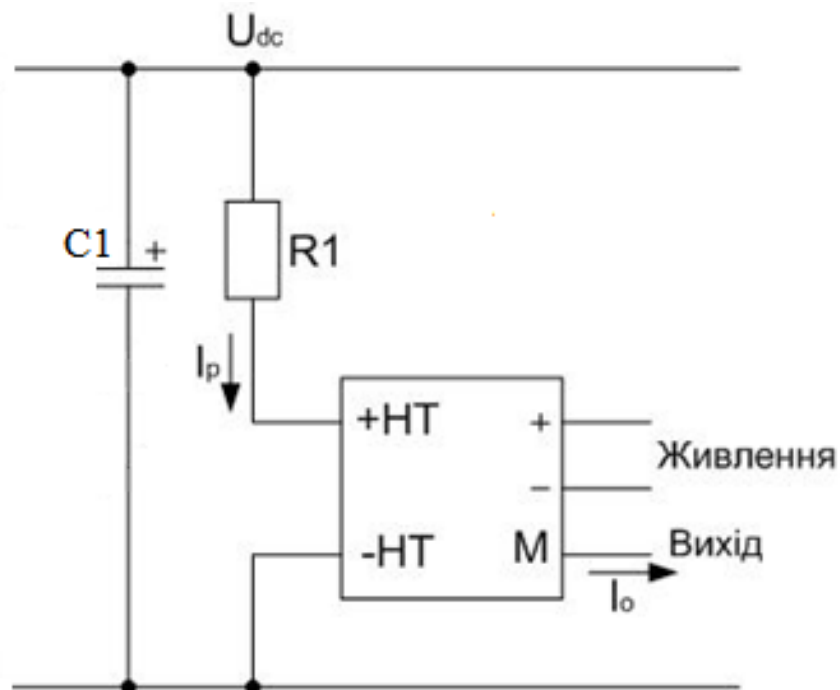


Рисунок 3.3. Підключення датчика напруги

В документації на датчик вказано, що максимальний струм первинного кола  $I_{pmax} = 25$  мА. Тому значення опору резистора  $R1$  дорівнює:

$$R_1 = \frac{U_{dc \max}}{I_{p \max}} = \frac{800}{0.025} = 32 \text{кОм}$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо  $R_1 = 32 \text{кОм}$ .

### **Висновки до розділу**

Здійснено розрахунок силової частини перетворювача частоти для двигуна 4A315S12Y3, що включає: некерований випрямляч, для якого було обрано 6 діодів типу СС611216С; ємнісний фільтр, що складається з одного конденсатора типу В43458А9190М003; зарядний резистор, розрахований для зарядки ємності фільтру випрямляча при подачі живлення на перетворювач; автономний інвертор напруги на основі IGBT модуля типу СМ150DU-24F.

Оскільки механізм може працювати у режимі рекуперації, для ланки постійного струму було розраховано клампер, який служить для розсіювання надлишкової енергії. Для забезпечення більш комфортної роботи також були розраховані датчик струму LA 130-P — для передачі інформації про фазні струми двигуна в керуючий контролер, а також датчик напруги LV 25-800 — для передачі інформації про напругу в ланці постійного струму в керуючий контролер.

#### 4. РОЗРОБКА КЕРУЮЧОГО КОНТРОЛЕРА

Для спроектованої силової частини перетворювача частоти розробимо схему управління на основі цифрового сигнального процесора TMS320LF2406A. Плата управління повинна відповідати наступним вимогам:

- наявність аналогових входів і виходів;
- наявність дискретних входів і виходів;
- можливість роботи з послідовним портом;
- інтерфейс для підключення зовнішньої панелі оператора.

Цифрові сигнальні процесори (ЦСП) призначені для використання в системах цифрової обробки сигналів, що передбачає роботу в режимі реального часу. Вони поєднують високу обчислювальну потужність та широкий спектр периферійних можливостей. ЦСП оптимізовані для виконання математичних операцій з максимальною швидкістю.

TMS320LF240xA і TMS320LC240xA є новими представниками сімейства TMS320C24x цифрових сигнальних процесорів з фіксованою точкою, розроблених на платформі TMS320C2000x. Пристрої сімейства 240xA мають поліпшену архітектуру ЦСП TMS320 з ядром C2xx, що забезпечує низьку вартість, низьке енергоспоживання і високу продуктивність. Оскільки ці контролери оснащені різноманітними периферійними пристроями, такими як модулі для управління двигунами та контролю руху, вони слугують повноцінними однокристальними контролерами для цифрової обробки сигналів.

Контролери сімейства 240xA пропонують широкий вибір обсягу програмної пам'яті та набору периферійних модулів, що дає можливість знайти оптимальне співвідношення ціни та продуктивності для різноманітних завдань. Моделі з Flash-пам'яттю обсягом до 32К слів є економічно вигідним рішенням для масового виробництва, яке передбачає можливість перепрограмування. Крім того, контролери 240xA мають опцію захисту програми паролем, яка

забезпечує надійний захист від несанкціонованого доступу та копіювання вбудованої Flash/PROM. Моделі цієї серії з Flash-пам'яттю також мають завантажувальний ПЗП об'ємом 256 слів, що дозволяє реалізувати внутрішнє програмування.

Сімейство 240xA включає мікросхеми з одноразовим програмуванням, які повністю сумісні з аналогами на Flash. Усі контролери цього сімейства обладнані принаймні одним модулем управління подіями (event manager), оптимізованим для завдань керування двигунами та перетворювачами напруги. Ці модулі здатні генерувати ШІМ-сигнали з вирівнюванням по фронту або по центру, а також програмувати "мертвий час" для запобігання наскрізним струмам і синхронізувати роботу з перетвореннями АЦП.

Пристрої сімейства, оснащені двома модулями управління подіями, можуть одночасно керувати кількома двигунами або перетворювачами напруги з використанням одного ЦСП-контролера 240xA. Виходи EV обладнані "кваліфікаторами", які зменшують ризик випадкового перемикання під впливом завад.

Високопродуктивний 10-бітний аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) забезпечує мінімальний час перетворення в 375 нс і має до 16 аналогових входів. Наявність секвенсера дозволяє виконувати до 16 послідовних перетворень без участі ЦПУ.

Всі контролери з даного сімейства мають вбудований послідовний інтерфейс SCI, що забезпечує асинхронний зв'язок з іншими пристроями в системі. Окрім цього, пристрої 2407A, 2406A, 2404A та 2403A мають 16-бітний синхронний послідовний інтерфейс SPI. Моделі 2407A, 2406A і 2403A також містять вбудований контролер шини CAN, що відповідає стандарту версії 2.0B.

Для забезпечення максимальної гнучкості всі виводи спеціального призначення можуть бути налаштовані на використання в якості входів/виходів загального призначення (GPIO).

Всі пристрої сімейства оснащені сумісним зі стандартом JTAG вбудованим емулятором, що дозволяє значно зменшити час, необхідний для розробки. Це забезпечує можливість налагодження в режимі реального часу без втручання в процес виконання програми, що є вкрай важливим при налагодженні пристроїв цифрового управління потужними силовими елементами.

Програмна підтримка включає повний набір необхідних інструментів, починаючи з C-компіляторів і закінчуючи інтегрованим середовищем розробки Code Composer Studio. Окрім цього, багато сторонніх виробників пропонують як засоби розробки, так і готові системи налагодження з підтримкою розробки.

Цифровий сигнальний процесор серії TMS320LF2406A зображений на рисунку 4.1.

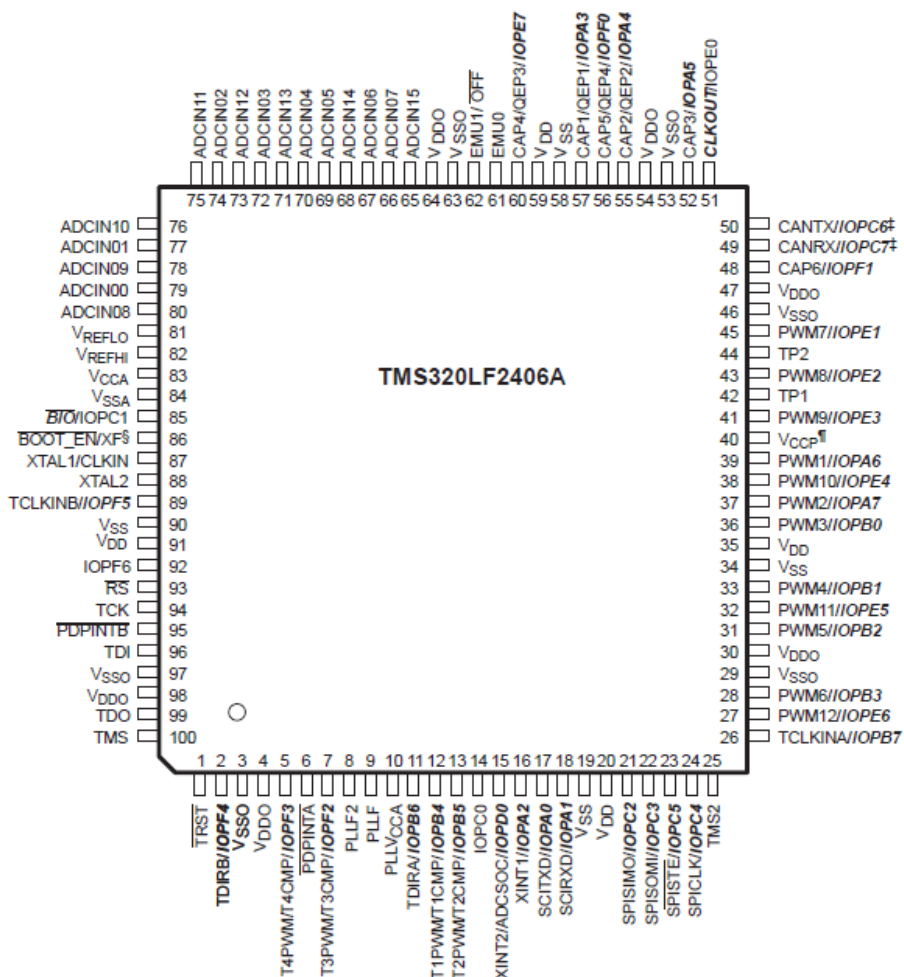


Рисунок 4.1 – Цифровий сигнальний процесор

## Призначення виводів процесора

$V_{dd}, V_{ss}$  – живлення ядра контролера;

$V_{dd0}, V_{ss0}$  – живлення вводу/виводу;

$V_{ccA}, V_{ssA}$  – живлення блоку АЦП;

$PLL V_{ccA}$  – генерує типову частоту модуля живлення PLL;

$V_{ccp}$  – живлення +5 В, яке необхідне для запису даних у внутрішню flash-пам'ять;

$VREFHI$  – аналоговий вхід АЦП високої напруги опорного сигналу;

$VREFLO$  – аналоговий вхід АЦП низької напруги опорного сигналу;

$ADCN00 \div ADCN15$  – аналогові входи АЦП;

$\overline{RS}$  – пристрій скидання контролера;

$\overline{PDPINTA}, \overline{PDPINTB}$  – силовий привід захисту/вхід переривання;

$XINT1 / OPA2, XINT2 / ADCSOC / IOPD0$  – зовнішній користувач переривання;

$CLKOUT / IOPE0$  – вихідний годинник;

$XTAL1 / CLKIN, XTAL2$  – вхідний контакт PLL осцилятора;

$PLLF, PLLF2$  – фільтр;

$IOPF6$  – вхід загального призначення;

$\overline{BOOT\_EN} / XF$  – включення режиму завантаження програми /  $XF$ ;

$TP1, TP2$  – тестовий піп;

$\overline{BIO} / IOPC1$  – відділення вхідного контролю;

$EMU0, EMU1$  – емулятор з внутрішньою підтяжкою;

$\overline{TRST}$  – тестове скидання;

$CAP1 / QEP1 / IOPA3, CAP2 / QEP2 / IOPA4, CAP3 / IOPA5$  – захоплення входів №1,2,3;

$PWM1 / IOPA6, PWM2 / IOPA7, PWM3 / IOPB0, PWM4 / IOPB1, PWM5 / IOPB2, PWM6 / IOPB3$  – входи ШІМ;

$T1PWM / T1CMP / IOPB4, T2PWM / T2CMP / IOPB5$  – порти вводу/виводу;

*TDIRA / IOPB6, TCLKINA / IOPB7* – порти вводу/виводу;  
*CAP4 / QEP3 / IOPE7, CAP5 / QEP4 / IOPF0, CAP6 / IOPF1* – порти вводу/виводу;  
*PWM7 / IOPE1, PWM8 / IOPE2, PWM9 / IOPE3, PWM10 / IOPE4, PWM11 / IOPE5, PWM12 / IOPE6* – порти вводу / виводу;  
*T3PWM / T3CMP / IOPF2, T4PWM / T4CMP / IOPF3* – порти вводу/виводу;  
*TDIRB / IOPF4, TCLKINB / IOPF5* – порти вводу/виводу;  
*CANRX / IOPC7, CANTX / IOPC6* – порти підключення до CAN-інтерфейсу;  
*SCITXD / IOPA0, SCIRXD / IOPA1* – порти для підключення послідовного асинхронного порту передачі даних;  
*W /  $\bar{R}$  / IOPC0* – порти читання/запису даних;  
*SPICLK / IOPC4* – порт підключення годинника реального часу;  
*SPISIMO / IOPC2, SPISOMI / IOPC3* – порти передачі даних від ведучого до відомого і навпаки.

#### *Кондиціонування сигналів з датчиків струму та напруги*

Для підключення датчиків струму до цифрового сигнального процесора (ЦСП) необхідно перетворити напругу 7.2 В, що видається датчиком, у напругу 3.3 В, з якою працює контролер. Для цього слід розробити схему узгодження сигналів на основі операційних підсилювачів (див. рис. 4.2).

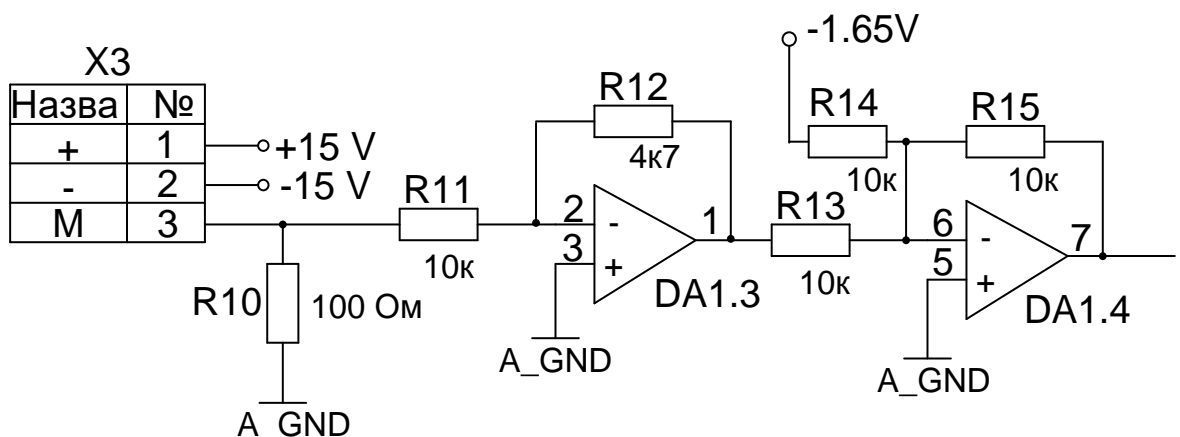


Рисунок 4.2. – Схема узгодження сигналів з датчика струму

датчика надходить струмовий сигнал, який пропорційний струму у фазі двигуна. Використовуючи резистор  $R_{10}=100$  Ом, ми отримуємо напругу в діапазоні  $(-3.6; 3.6)$  В. Перший операційний підсилювач (ОП) зменшує цю напругу вдвічі, до діапазону  $(-1.65; 1.65)$  В, завдяки резисторам  $R_{11}$  та  $R_{12}$ . Опори цих резисторів обрані за відповідною формулою:

$$K = \frac{R_{12}}{R_{11}} = \frac{U_{ex}}{U_{max}} = \frac{3.3}{3.6} = 0.46$$

Якщо  $R_{11}=10$  кОм то  $R_{12}=4.7$  кОм.

Другий ОП піднімає отриману напругу на 1.65 В, а отже на вхід ЦСП надходить сигнал напругою 3.3 В.

$R_{13}= R_{14}= R_{15}=10$  кОм

Напруга -1.65 В отримується від джерела опорної напруги, побудованого на основі стабілізатора напруги 3.3V REF3233, також за допомогою операційного підсилювача (рис.4.3).

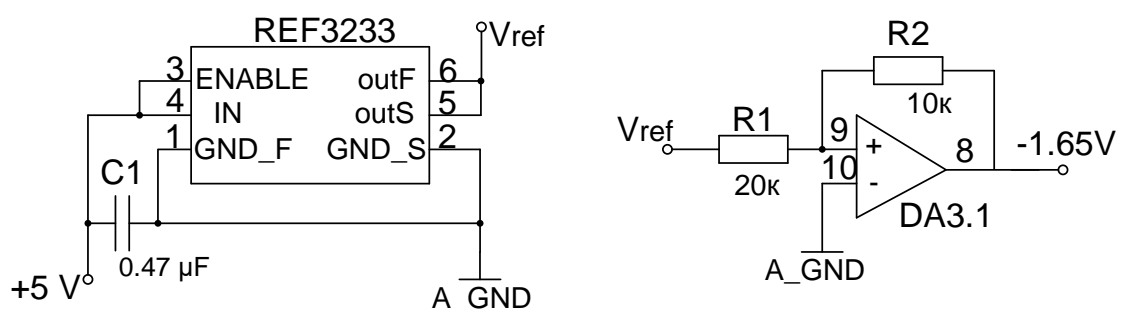


Рисунок 4.3 – Джерело опорної напруги

Отже, для проектування двох схем узгодження сигналів з датчиків струму знадобиться 4 операційні підсилювачі (не враховуючи перетворення  $V_{ref}$  у 1.65 В). Для цього ми використаємо мікросхему TLO84SD (див. рис. 4.4), яка містить 4 операційні підсилювачі (виходи 1-2-3; 5-6-7; 8-9-10; 12-13-14), а на входи 4 та 5 подається живлення.

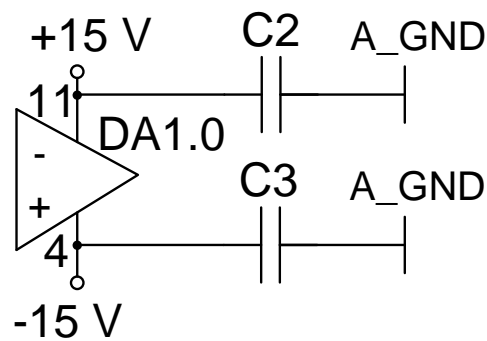
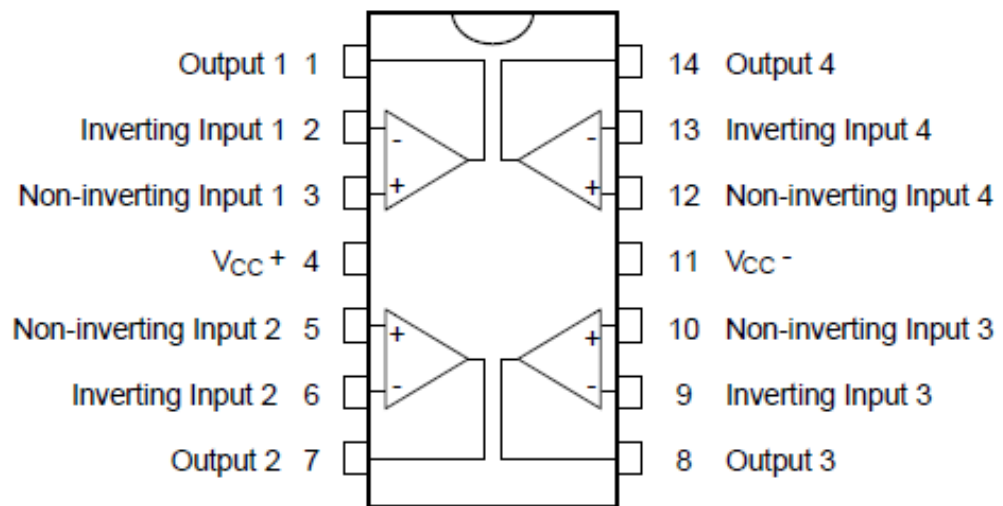


Рисунок 4.4 – Мікросхема TLO84SD

При підключенні датчика напруги (див. рис. 4.5) слід врахувати, що датчик видає струмовий сигнал 24 мА, тоді як контролер сприймає сигнал у вигляді напруги 3.3 В. Перетворення сигналу від датчика напруги здійснюється за допомогою резистора R3 (100 Ом).

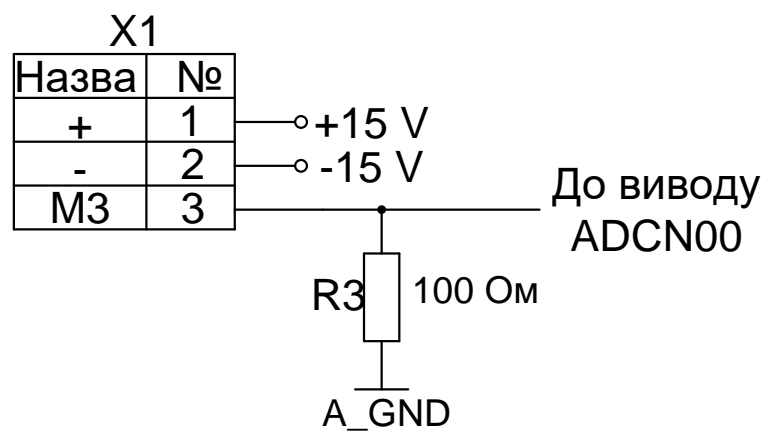


Рисунок 4.5 – Підключення датчика напруги

Відповідно до поставленого завдання, потрібно реалізувати два аналогові входи типу 0 – 10 В/4 – 24 мА. Перемикачі S1 і S2 використовуються для вибору режиму роботи аналогових входів. Якщо, наприклад, S1 закритий, вхід функціонує в режимі 4 – 24 мА. Якщо ж він відкритий, то входить в стан 0 – 10 В.

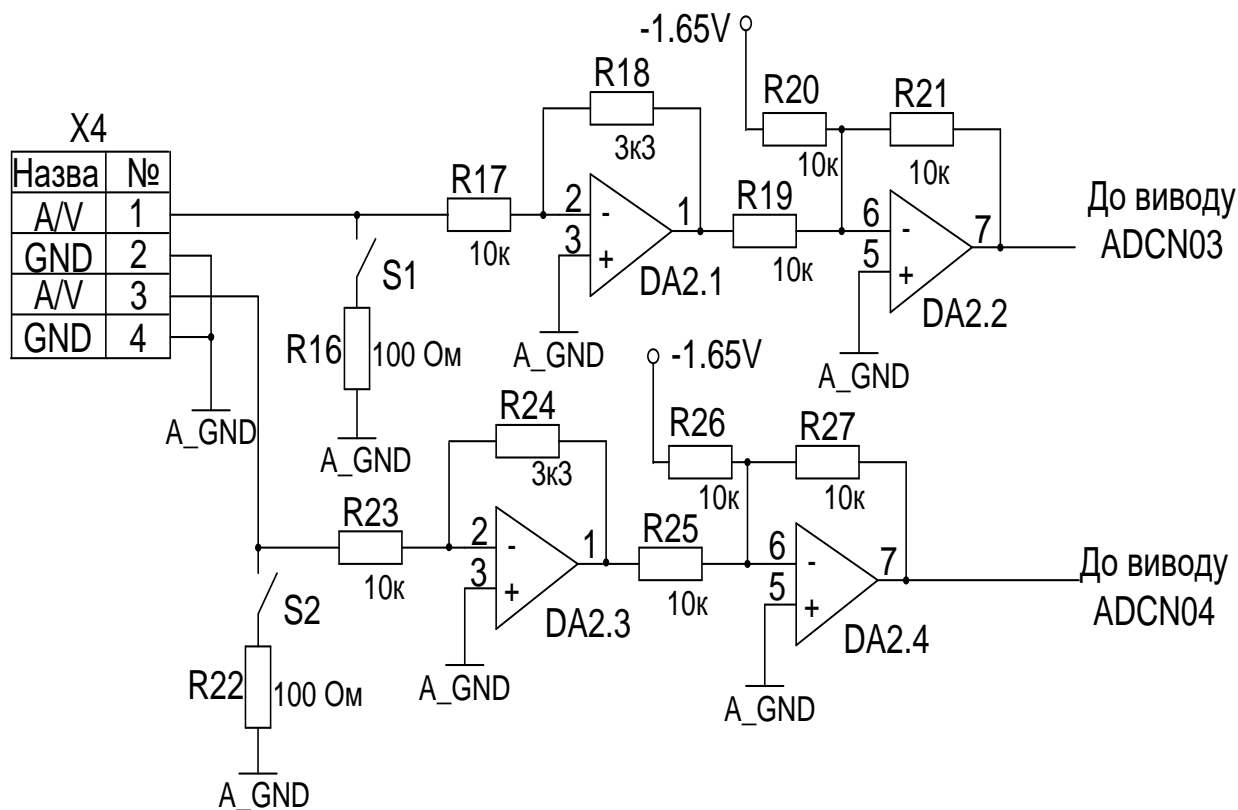


Рисунок 4.6 – Реалізація аналогових входів

Реалізація аналогового входу на 0 – 10 В здійснюється аналогічно до підключення датчика струму. Для даної схеми необхідно розрахувати опори R<sub>17</sub> і R<sub>18</sub>. Нехай R<sub>17</sub>=R<sub>23</sub>=10 кОм, тоді R<sub>18</sub>=R<sub>24</sub>:

Розрахунок R<sub>18</sub>:

$$k_1 = \frac{R_{18}}{R_{17}} = \frac{U_{ex}}{U_{max}} = \frac{3.3}{10} = 0.33$$

$$R_{18} = R_{17} \cdot k_1 = 10000 \cdot 0.33 = 3.3 \text{ кОм}$$

Режим роботи 4 – 24 мА реалізується аналогічно до підключення датчика напруги.

240xA оснащений модулем генерації тактової частоти (кварцом), який працює на основі PLL (фази-замкнутого контуру). Цей модуль забезпечує всі необхідні сигнали синхронізації для пристрою, а також контроль за переходом в режим зниженої енергоспоживаності. PLL має 3-розрядний коефіцієнт управління, що дозволяє вибирати різні значення частоти для процесора.

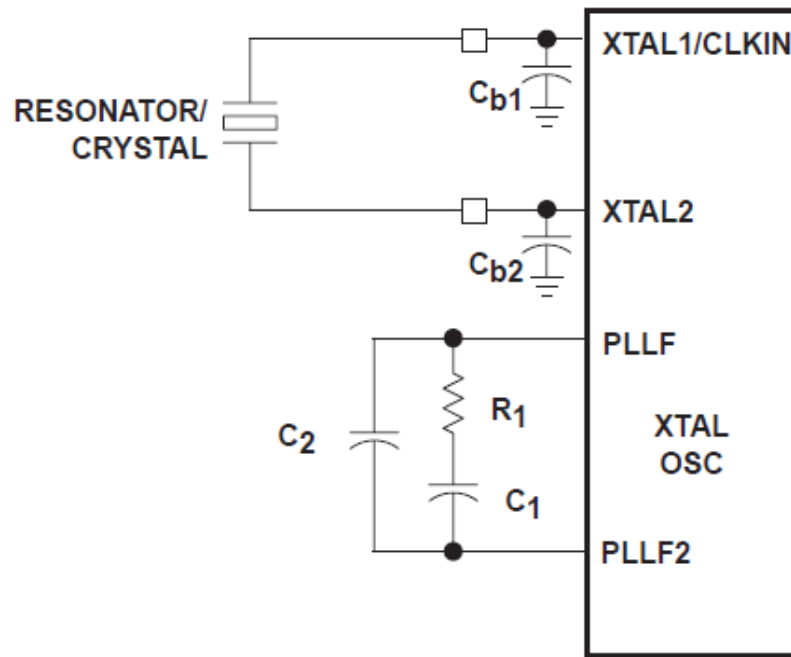


Рисунок 4.7 – Підключення генератора частоти

#### *Організація сигналу скидання*

Якщо на вході  $\overline{RS}$  нуль – процесор знаходиться в стані зупинки. Перехід від нуля до одиниці призводить до його запуску і початку виконання програми з нульової адреси. Для контролю живлення і реалізації скидання використовуємо supervisor живлення TPS77533(рис. 4.8).

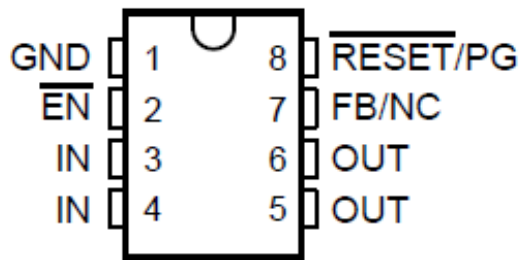


Рисунок 4.8 – Мікросхема TPS77533

Розглянемо схему організації сигналу скидання (рис. 4.9).

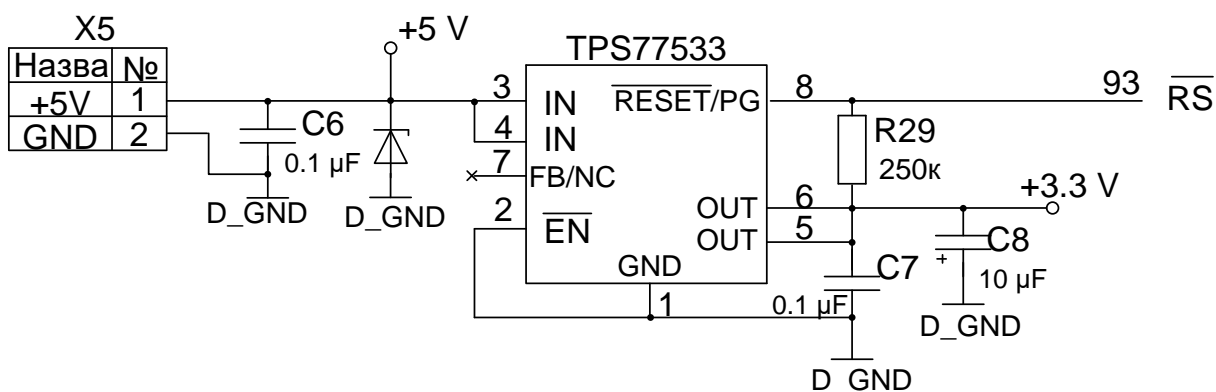


Рисунок 4.9 – Організація сигналу скидання

Стабілітрон використовують для захисту схем від перенапруг по живленню або від неправильної полярності живлення.

#### *Реалізація каналу керування інвертором*

Кожен менеджер подій має в своїй структурі два шестнадцятирозрядних таймера. Таймер може працювати в таких режимах:

1. Режим наростаючої лічби;
2. Режим спадаючої лічби;
3. Режим наростаючо-спадаючої лічби;
4. Режим направленої лічби.

Перші три режими можуть використовуватися для генерації широтно-імпульсної модуляції. Четвертий режим призначений для обробки сигналів з енкодера.

Для реалізації скалярної ШІМ можна застосовувати режими 1–3. У режимах 1 та 2 реалізується несиметрична ШІМ, тоді як у третьому режимі – симетрична. Векторна ШІМ реалізується за допомогою третього режиму.

Менеджер подій має вісім виходів ШІМ: два незалежних і три комплементарних. Для організації виходів ШІМ налаштовується п'ять регістрів подій: два незалежних та три комплементарних (див. рис. 4.10).

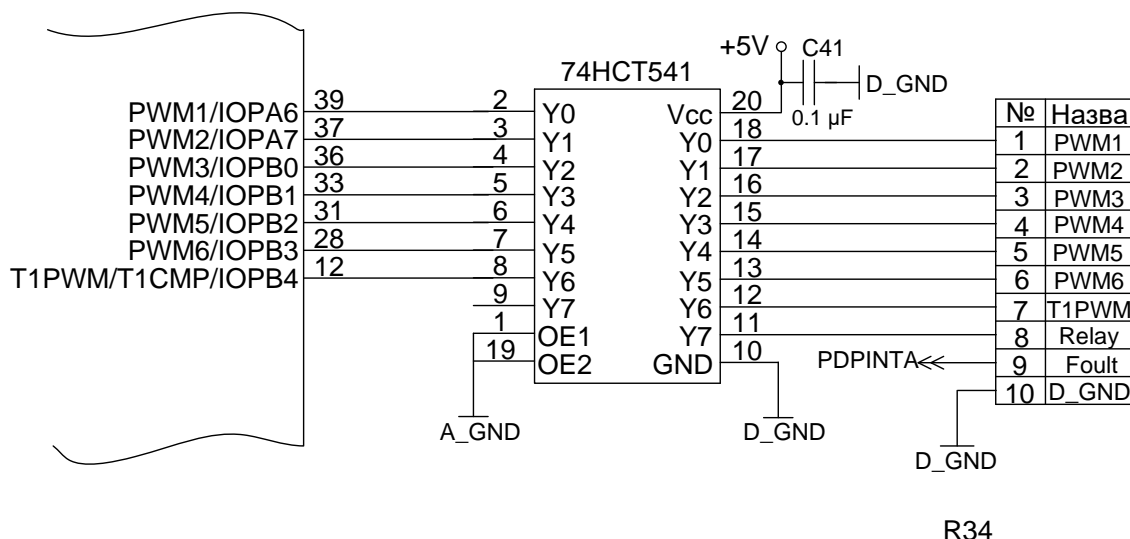


Рисунок 4.10 – Реалізація каналу керування інвертором

Оскільки навантажувальна здатність портів мікроконтролера (МК) є дуже низькою, виникає потреба в посиленні цих сигналів до рівня потужності, достатньої для керування оптопарами. Для цього ми використовуватимемо підсилювач 74HCT541 (див. рис. 4.11).

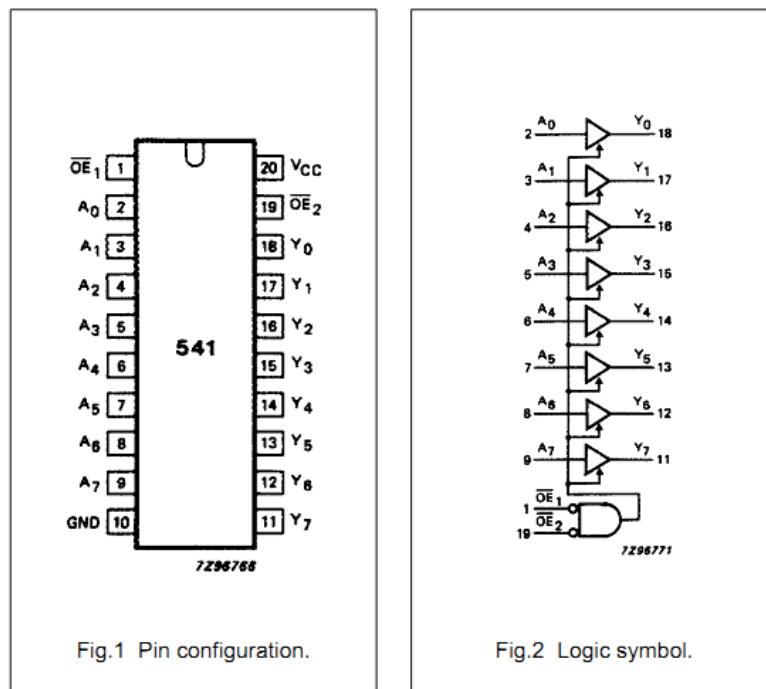


Рисунок 4.11 – Підсилювач 74HC541

### *Асинхронний порт*

Сучасні асинхронні порти функціонують на швидкостях до кількох Мбіт/с. Вони призначені для обміну інформацією з зовнішніми пристроями, такими як програмовані логічні контролери (ПЛК), промислові комп'ютери, датчики та різноманітні виконавчі механізми. Також до асинхронного порту підключаються USB-трансівери.

При використанні асинхронного порту важливими є два терміни:

- Протокол передачі даних;
- Інтерфейс.

Інтерфейс визначає спосіб передачі даних на апаратному рівні, який може бути реалізований через: RS-232, RS-485, RS-422. У курсовому проекті ми використовуємо асинхронний порт RS-485 (див. рис. 4.14).

Серед переваг порту RS-485 можна виділити:

- Двосторонній обмін даними по одній витій парі;

- Досить велика довжина лінії (до 1200 м);
- Можливість роботи з декількома трансіверами.

Основою інтерфейсу є диференційний метод передачі сигналу. У цьому випадку напруга, що представляє логічну 1, вимірюється не від рівня «землі», а як різниця потенціалів між двома проводами.

Різниця напруг:

- 0.2...12 В – логічна 1;
- -0.2...-7 В – логічний 0.

При організації сигналу, що дозволяє роботу мікросхеми MAX485 (див. рис. 4.12), використовуємо оптрон РС817.

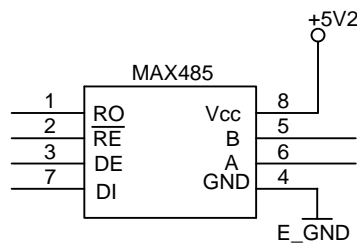


Рисунок 4.12 – Асинхронний порт RS-485

### *Синхронний послідовний порт*

SPI (Serial Peripheral Interface) — це високошвидкісний послідовний порт, призначений для зв'язку між процесором та периферійними пристроями в межах одного пристрою. У контролерах електроприводів та ПЛК під периферійними пристроями маються на увазі:

- Додаткові ЦАП та АЦП;
- Енергонезалежна послідовна пам'ять;
- Годинник реального часу;
- Іноді комутаційні пристрої, такі як модулі розширення вводу/виводу.

Годинник реального часу — це мікросхема з незалежним живленням і кварцовим резонатором на 32768 Гц, призначена для вимірювання та запам'ятовування секунд, хвилин, годин, днів, місяців і років (див. рис. 4.13). Він також має додаткові функції, такі як будильник та пам'ять, яка не залежить від зовнішнього живлення. Будильник необхідний для сповіщення процесора про досягнення попередньо заданого часу.

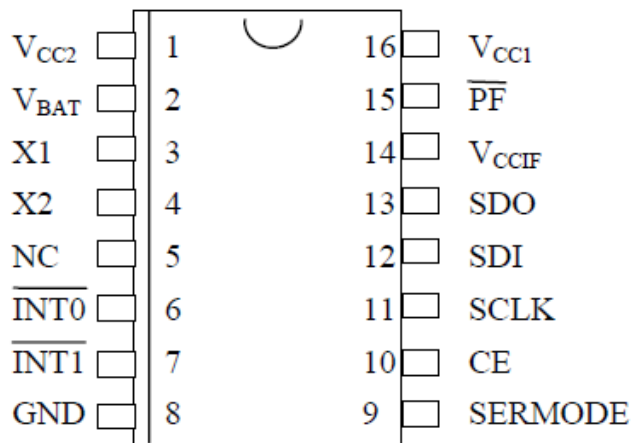


Рисунок 4.13 – Мікросхема DS1305

Пам'ять, що не залежить від основного живлення має високу швидкодію і може використовуватися для екстреного збереження даних., наприклад в момент втрати основного живлення (рис 4.14).

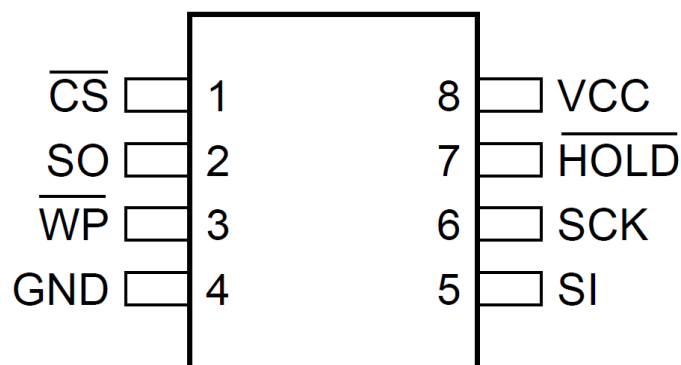


Рисунок 4.14 – Мікросхема AT2510

Стандартно SPI порт має 4 виводи:

SPI CLK – імпульси синхронізації;

SPI SOMI – Slave Output Master;

SPI SIMO – Slave Input Master;

SPISTE – строб – сигнал, який використовують як ознаку початку та кінця передачі.

Комунікація може відбуватися одночасно між двома пристроями, з яких один є ведучим (Master), а інший – підлеглим (Slave). Ведучим пристроєм, зазвичай, виступає мікропроцесор. Якщо спілкування відбувається між двома процесорами, ведучим є той, який ініціює передачу даних і генерує імпульси синхронізації.

Передача через синхронний порт реалізується в режимі повного дуплексу, тобто дані можуть передаватися в обох напрямках одночасно.

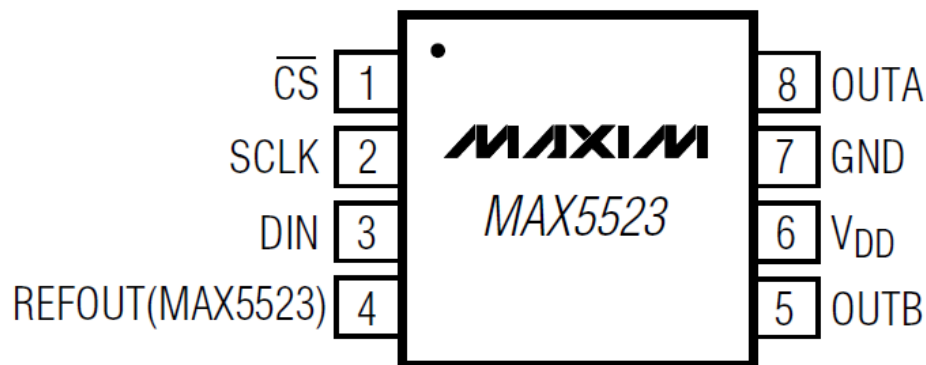


Рисунок 4.15 – Мікросхема MAX5523

В нашому випадку до процесора підключені декілька периферійних пристроїв по SPI: ЦАП, енергонезалежна послідовна Flash пам'ять і годинник реального часу (рис 4.16).

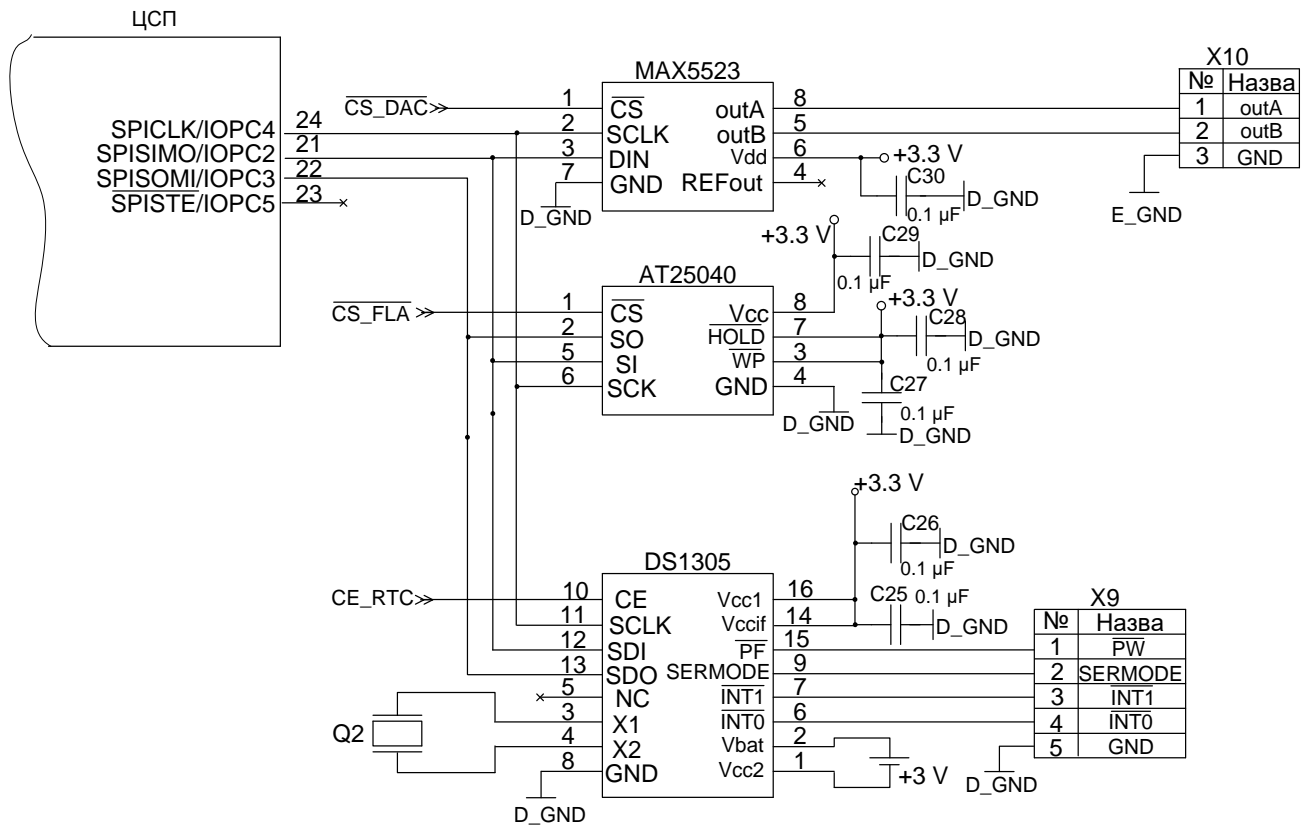


Рисунок 4.16 – Підключення синхронного послідовного порту

Відповідно до завдання, в перетворювачі частоти повинно бути реалізовано 6 дискретних входів (див. рис. 4.18). Для забезпечення гальванічної ізоляції використовуємо оптопару TLP620 (див. рис. 4.17).

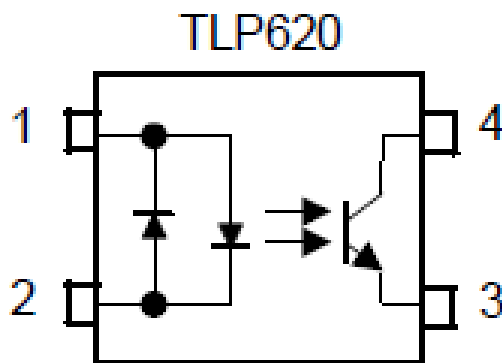


Рисунок 4.17 – Оптопара

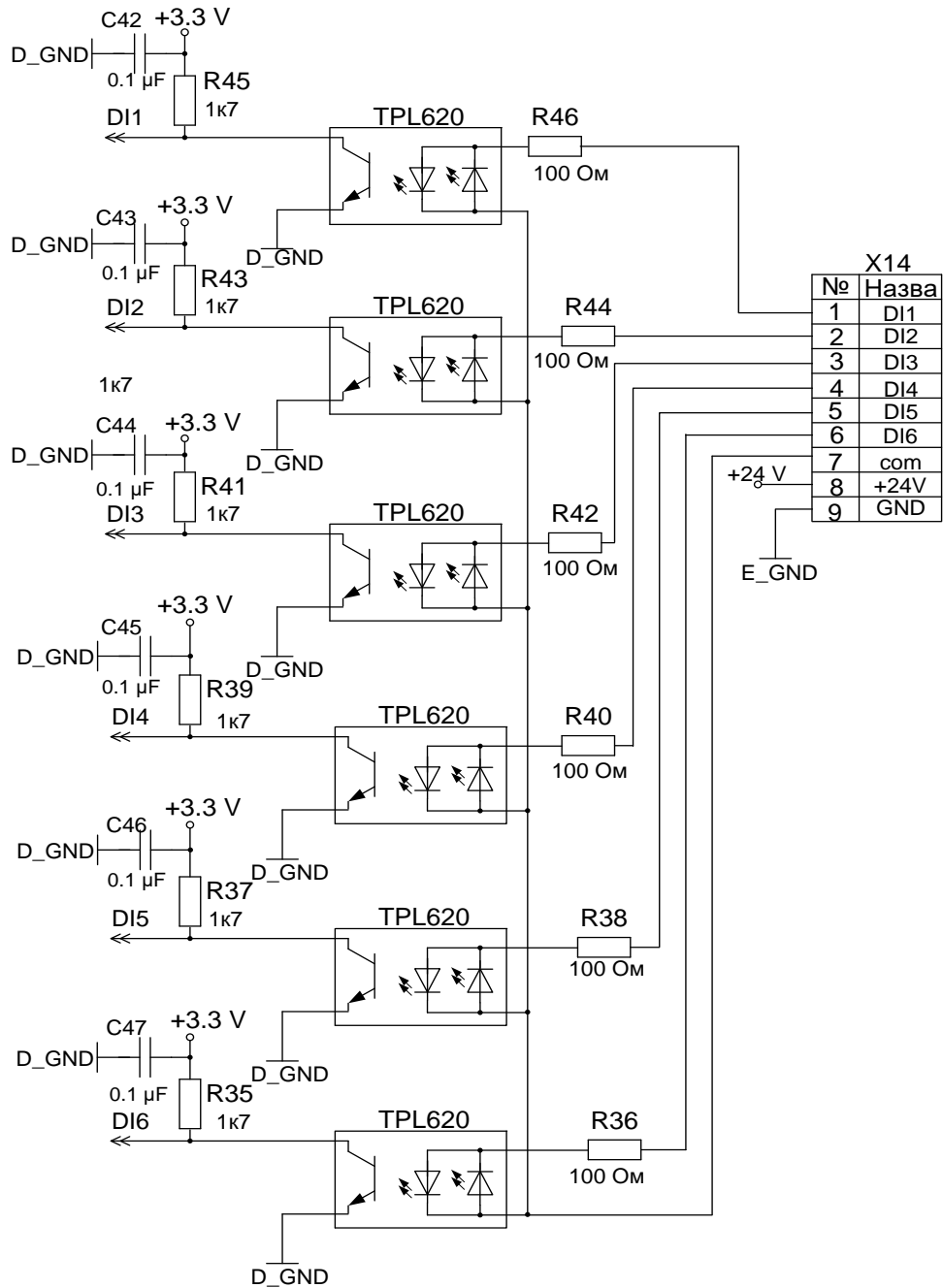


Рисунок 4.18 – Реалізація дискретних входів

Також в курсовому проєкті передбачено 3 релейні виходи типу сухий контакт. Релейні виходи будуються на основі електромагнітних реле (рис. 4.19)

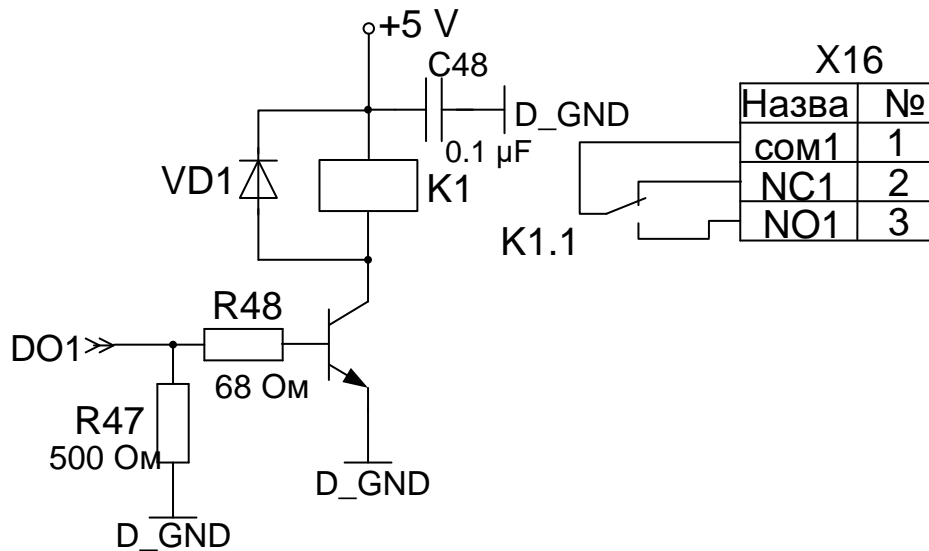


Рисунок 4.19 Схема релейного виходу

Таким чином, це забезпечує гальванічну розв'язку між високовольтними колами і колами управління. Зворотний діод VD1 необхідний для розсіювання реактивної енергії, яка накопичується в обмотці реле під час комутацій. Для цього вибираємо діод 1N4001. Транзистор VT1 обирається за струмом колектора, який повинен бути більшим або рівним струму, що проходить через обмотку реле. Виберемо транзистор типу BC337. Відповідно до струму бази розраховується струмообмежуючий резистор:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{3.3}{0.05} = 66 \text{ Ом}.$$

Транзистор BC337 має такі основні електричні характеристики: Напруга колектор-Емітер 45В; Напруга Колектор-База 50В; напруга Емітер-База 5В; Струм колектора 1 А.

Реле V23092-B1005-A301 має такі характеристики: 1 нормально замкнутий і 1 нормально розімкнутий контакти; Напруга обмотки реле 5 В; Опір обмотки 147 Ом; Комутуючий струм 6А; Максимальна комутуюча напруга 240/~400 В.

## **Висновки до розділу**

Розроблена схема управління на основі цифрового сигнального процесора (ЦСП) контролера TMS320LF2406A, який забезпечує роботу в режимі реального часу, поєднуючи високу обчислювальну потужність з різноманітними периферійними можливостями.

При проектуванні було враховано наявність двох аналогових входів, шести дискретних входів, трьох дискретних виходів та інтерфейсу для оператора (RS-485).

## 5. ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

### 5.1 Постановка задачі керування.

Розглянемо модель АД, представлену в координатах потокозчеплень статора і струмів ротора [4]:

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta}_0 &= \omega_0 \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[ \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_C \right] \\
 \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + u_{1d} \\
 \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_0 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q} + u_{1q} \\
 \dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1d} - \beta_1 p_n \omega \psi_{1q} - \beta_1 u_{1d} \\
 \dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1q} + \beta_1 p_n \omega \psi_{1d} - \beta_1 u_{1q}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

де  $(\psi_{1d}, \psi_{1q})^T, (i_{2d}, i_{2q})^T, (u_{1d}, u_{1q})^T$  - компоненти векторів потокозчеплення статора, струму ротора і напруги статора,  $\omega$  – кутова швидкість,  $\omega_0$  і  $\theta_0$  – кутова швидкість та кутове положення системи координат (d-q) відносно стаціонарної системи координат (a-b),  $\omega_2 = \omega_0 - \omega$  - частота ковзання.

Постійні параметри в (5.1) визначені наступним чином:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}; \beta_1 = \frac{L_m}{\sigma_1 L_1}; \gamma_1 = \frac{R_2}{\sigma_1} + \alpha_1 \beta_1 L_m, \sigma_1 = L_2 \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right).$$

Перетворені змінні в (6.1) визначаються:

$$x^{(d-q)} = e^{-j\theta_0} x^{(a-b)}, e^{-j\theta_0} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0(t) & \sin \theta_0(t) \\ -\sin \theta_0(t) & \cos \theta_0(t) \end{bmatrix}. \tag{5.2}$$

В загальній постановці задачі керування кутовою швидкістю та модулем потокозчеплення статора вихідні регульовані змінні задаються:

$$\begin{pmatrix} \omega \\ |\Psi_1| \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} \omega \\ \left( \Psi_{1d}^2 + \Psi_{1q}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \end{pmatrix}, \quad (5.3)$$

а також припускається, що вектор змінних стану в (6.1) не вимірюваний, тобто розглядається повністю розімкнене керування, при якому вихідні змінні в (6.3) мають регулюватися за допомогою двомірного вектора керуючих напруг статора  $u_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$ .

Припустимо, що  $\omega^* = \text{const}$ ,  $\psi^* = \text{const}$  визначають задані значення кутової швидкості і модуля потокозчеплення статора, тоді задача регулювання вихідних змінних (6) полягає у досягненні умови:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} &= 0, \end{aligned} \quad (5.4)$$

де похибки регулювання дорівнюють:

$$\begin{aligned} \tilde{\omega} &= \omega - \omega^* \\ \tilde{\psi} &= |\Psi_1| - \psi^*. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Використовуючи концепцію орієнтації по вектору потокозчеплення статора, переформулюємо другу умову в (6.4) наступним чином:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1q} &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1d} &= 0, \end{aligned} \quad (5.6)$$

де похибки регулювання потокозчеплення по осям d і q визначені як :

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_{1q} &= \Psi_{1q} \\ \tilde{\psi}_{1d} &= \Psi_{1d} - \psi^*. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Відмітимо, що перша умова в (5.7) визначає досягнення полеорієнтування за вектором потокозчеплення статора.

Досягнення еквівалентних умов (5.4) і (5.6) можливе лише для випадку не навантаженого двигуна, тобто при  $M_C=0$ . В цьому випадку струми ротора в усталеному режимі дорівнюють нулю. Визначивши  $\tilde{i}_{2d} = i_{2d}, \tilde{i}_{2q} = i_{2q}$ , мета частотного керування може бути формалізована таким чином: знайти керуючі напруги  $u_{1d}$  і  $u_{1q}$ , які гарантують досягнення умови:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left( \tilde{\omega}, \tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{1q}, \tilde{i}_{1d} \right) = 0, \text{ при } M_C = 0. \quad (5.8)$$

## 5.2 Конструювання алгоритму частотного керування

В похибках відпрацювання рівняння (5.1) запишуться (при  $\omega^* = \text{const}$ ,  $\psi^* = \text{const}$ ):

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_0 &= \omega_0, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= \mu p_n \left[ \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{1d} - \left( \psi^* + \tilde{\psi}_{1d} \right) \tilde{i}_{2q} \right] - \frac{M_C}{J} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_0 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} - \alpha_1 \psi^* + u_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_0 \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{1q} - \omega_0 \psi^* + u_{1q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} + (\omega_0 - \omega_{p_n}) \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 \psi^* \beta_1 - \beta_1 u_{1d} \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} - (\omega_0 - \omega_{p_n}) \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} - \beta_1 p_n \omega \psi^* + \beta_1 p_n \omega^* \psi^* - \beta_1 u_{1q} \\ \mu &= \frac{3 L_m}{2 L_1} \frac{1}{J}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

З рівнянь для потокозчеплень в (5.9) знаходимо:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \alpha_1 \psi^* \\ u_{1q} &= \omega^* p_n \psi^*. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Фізичні напруги, які прикладаються до обмоток АД з (5.2) і (5.10) дорівнюють:

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0(t) & -\sin \theta_0(t) \\ \sin \theta_0(t) & \cos \theta_0(t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \psi^* \\ \omega^* p_n \psi^* \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

$$\dot{\theta}_0 = \omega^* p_n.$$

Варто зазначити, що для практичного впровадження (5.11) необхідно знати параметр  $\alpha_1=R_1/L_1$ , який можна легко визначити за допомогою стандартних тестів. Для реалізації алгоритму (5.11) немає потреби в вимірюванні струмів статора та кутової швидкості.

Щоб встановити зв'язок між алгоритмом частотного керування (5.11) та описаними в технічній літературі, запишемо формули для модуля напруги статора:

$$U_{1m} = \left( u_{1d}^2 + u_{1q}^2 \right)^{\frac{1}{2}} = \psi^* \sqrt{\alpha_1 + \left( \omega^* p_n \right)^2} \quad (5.12)$$

Залежність  $U_{1m}=f(\omega^*, \psi^*)$  представлена на рисунку 5.1.

Якщо сформулювати  $\psi^*=\psi_0^*+\psi_1(\omega^*)$ , то можливе отримання різних регульовальних характеристик  $U/f$ . Структурна схема алгоритму частотного керування (5.10) показана на рисунку 5.2.

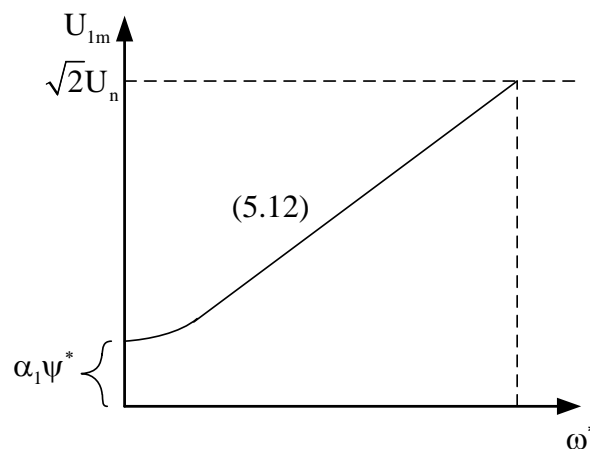


Рисунок 5.1 – Статичні характеристики при частотному керуванні.

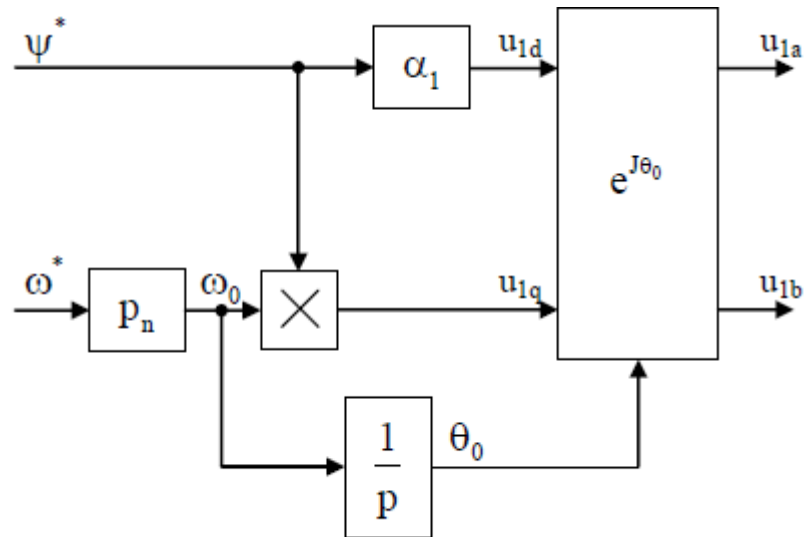


Рисунок 5.2 – Структурна схема алгоритму частотного керування.

### Висновки до розділу

У розділі 5 на основі наведеної математичної моделі асинхронного двигуна та поставлених цілей було здійснено синтез системи частотного керування. Оскільки об'єктом управління в цьому дипломному проекті є привід корообдирального барабана, необхідно забезпечити постійну швидкість обертання. У зв'язку з цим був синтезований закон частотного керування  $U/f=\text{const}$ .

## 6. ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ЕЛЕКТОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ

При вивченні динамічних характеристик стандартна послідовність операцій управління двигуном, а також системи, включає такі етапи:

- збудження двигуна з використанням заданої траєкторії магнітного потоку першого порядку;
- розгін двигуна до визначеної швидкості без моменту навантаження;
- під час роботи двигуна з усталеною швидкістю до його валу прикладається ступінчастий момент навантаження, який потім через певний час знімається, що означає, що завантаження барабана повинно відбуватися поступово. Графіки заданих перехідних процесів представлені на рисунку 6.1.

Оскільки в цій системі використовується частотне керування, запуск двигуна відбувається без значних електричних та механічних ударів, тобто без перевантаження на струм та момент. Як показують графіки перехідних процесів, зображені на рисунку 6.2, при роботі двигуна з номінальною напругою і частотою забезпечується виконання заданого моменту навантаження.

Крім того, було проведено моделювання роботи барабана на різних швидкостях. Відповідні графіки заданих траєкторій представлені на рисунках 6.5 та 6.9.

Отже, провівши аналіз проведеного моделювання, можна стверджувати, що система коректно відпрацьовує всі три задані швидкості.

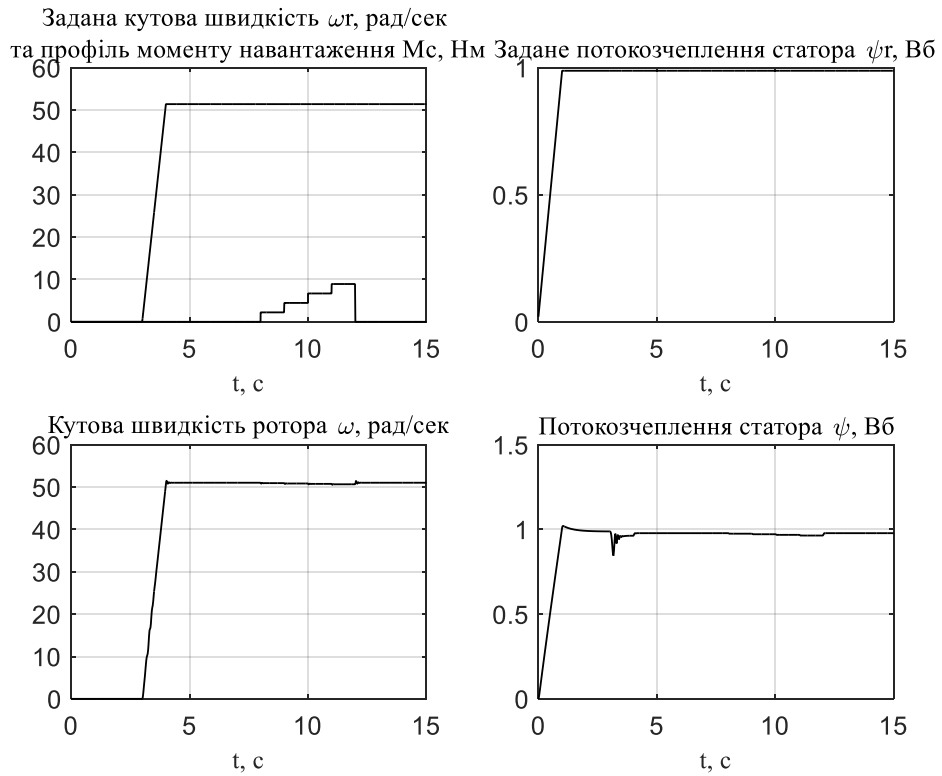


Рисунок 6.1 Графіки перехідних процесів з номінальною швидкістю двигуна

$$\omega_n = 51.4 \text{ рад / сек}$$

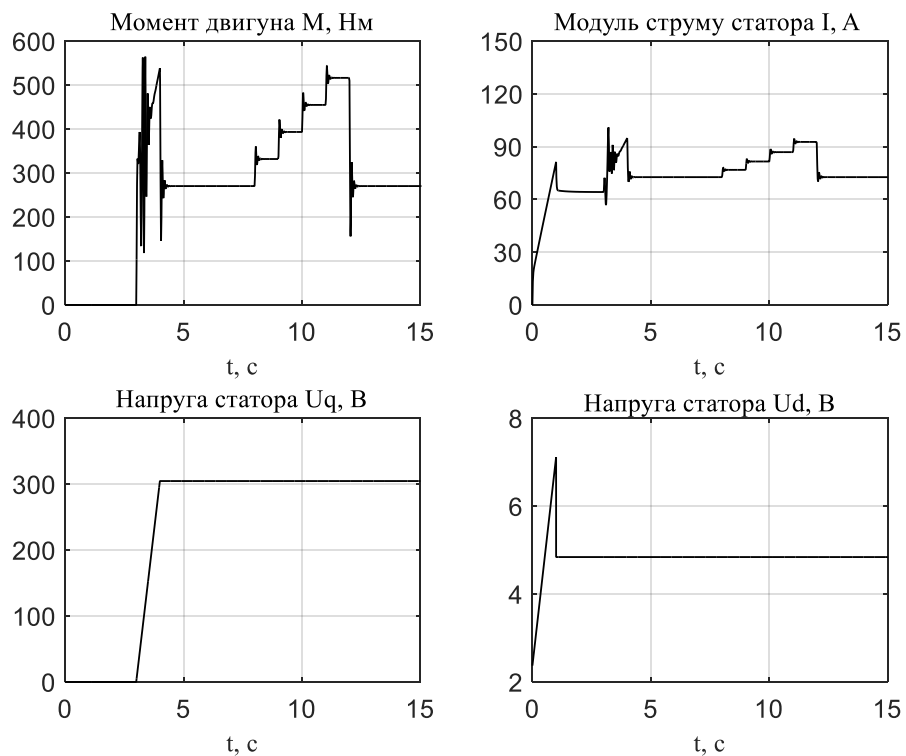


Рисунок 6.2 Графіки перехідних процесів з номінальною швидкістю двигуна

$$\omega_n = 51.4 \text{ рад / сек}$$

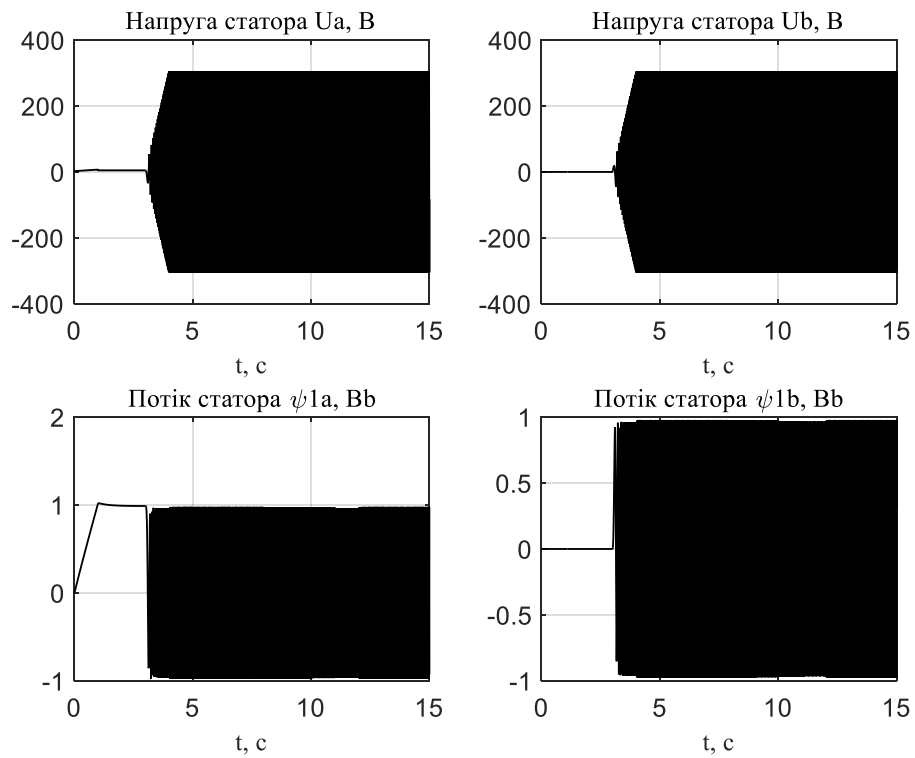


Рисунок 6.3 Графіки перехідних процесів з номінальною швидкістю двигуна

$$\omega_n = 51.4 \text{ рад / сек}$$

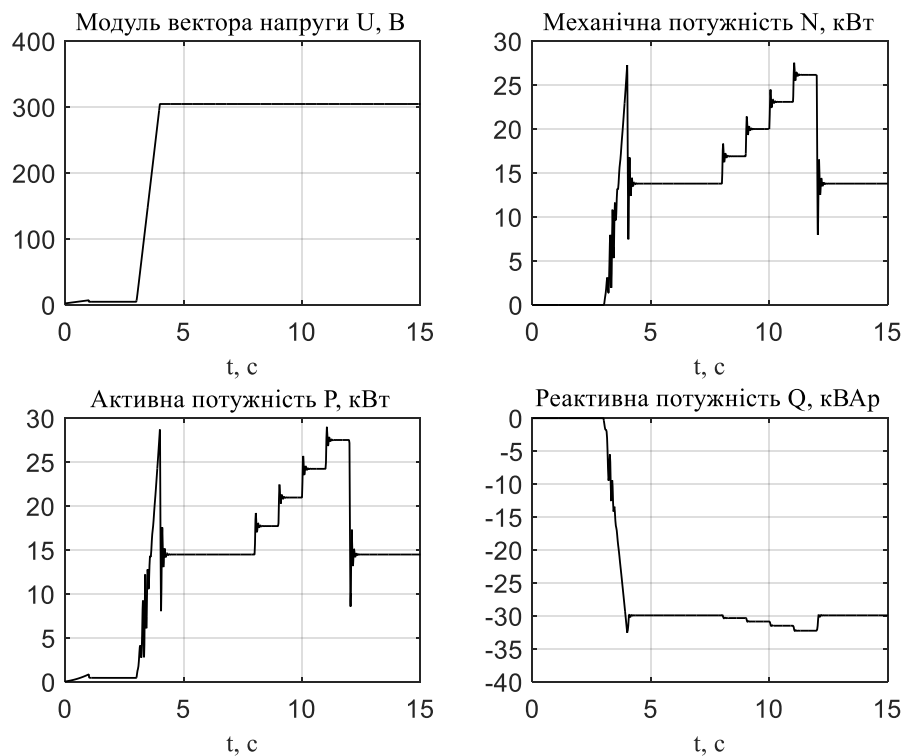


Рисунок 6.4 Графіки перехідних процесів з номінальною швидкістю двигуна

$$\omega_n = 51.4 \text{ рад / сек}$$

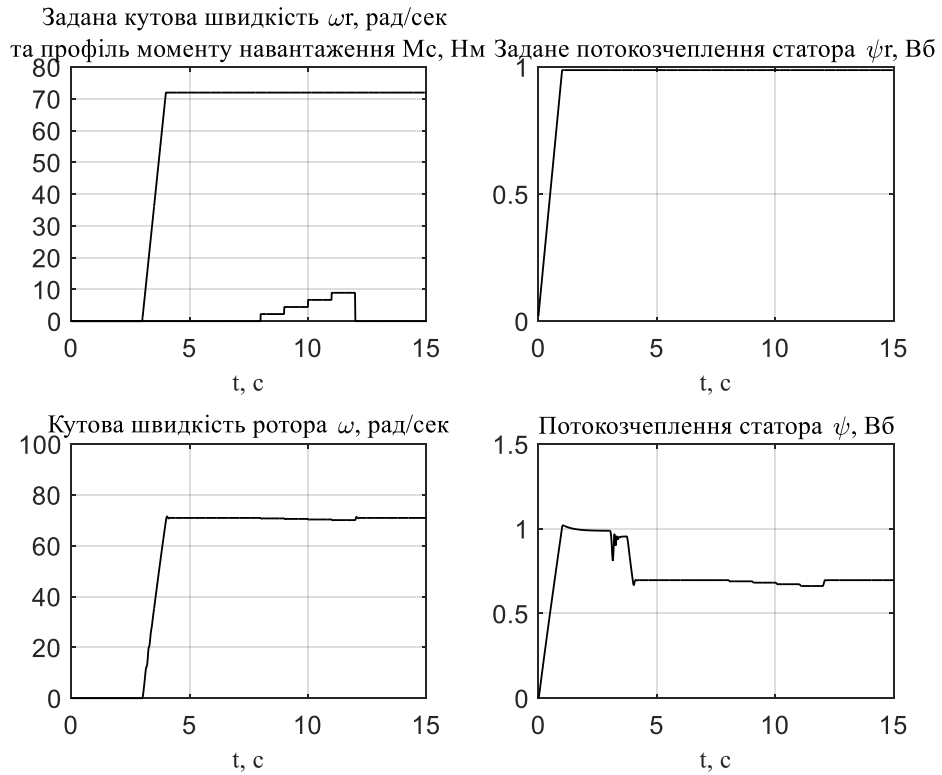


Рисунок 6.5 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 1.4 \cdot \omega_n = 71.96 \text{ рад / сек}$$

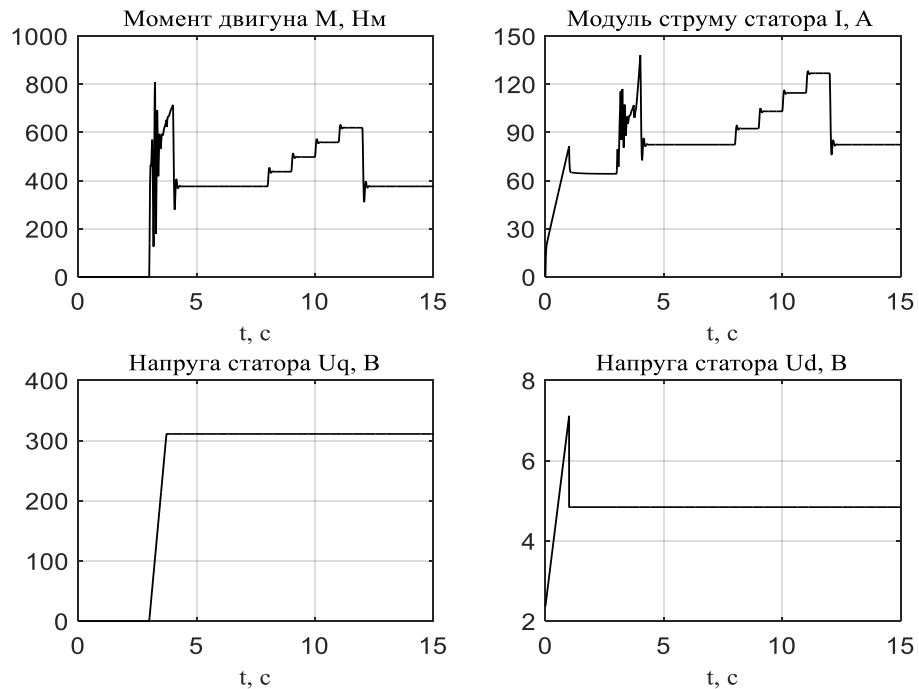


Рисунок 6.6 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 1.4 \cdot \omega_n = 71.96 \text{ рад / сек}$$

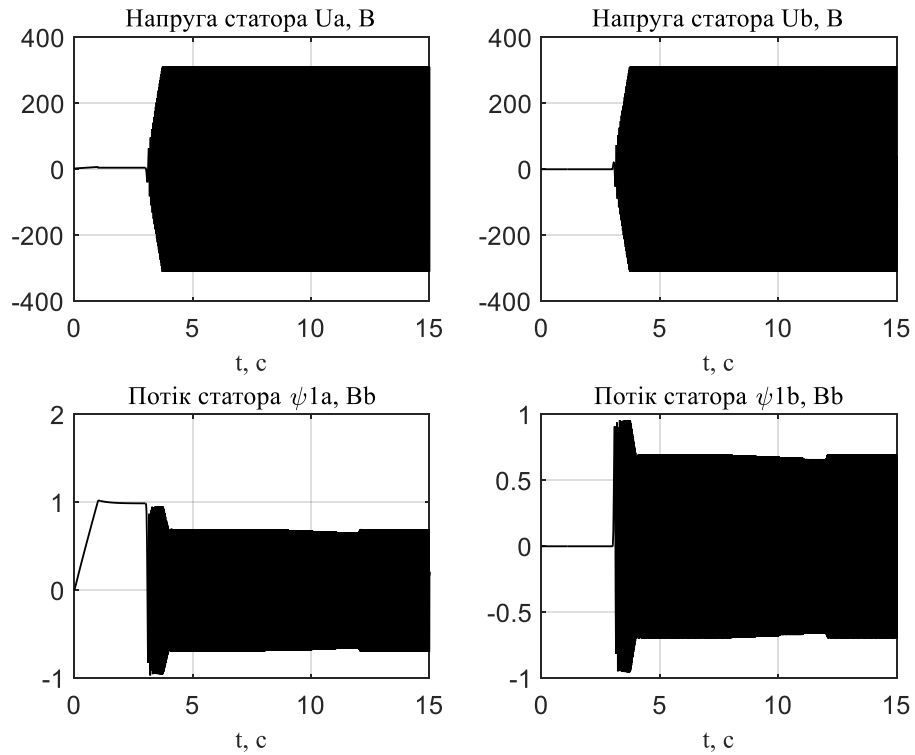


Рисунок 6.7 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 1.4 \cdot \omega_n = 71.96 \text{ рад / сек}$$

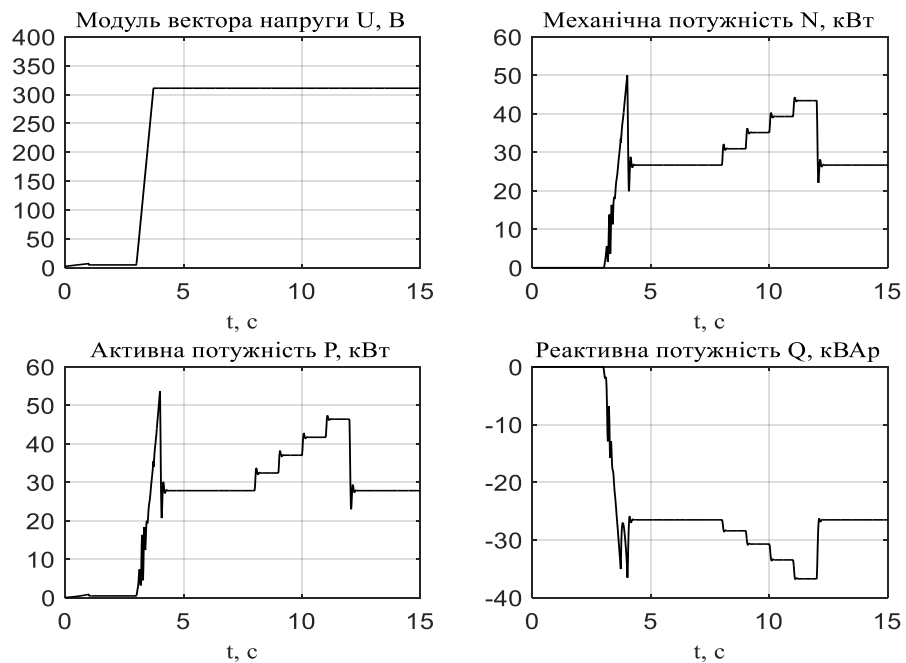


Рисунок 6.8 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 1.4 \cdot \omega_n = 71.96 \text{ рад / сек}$$

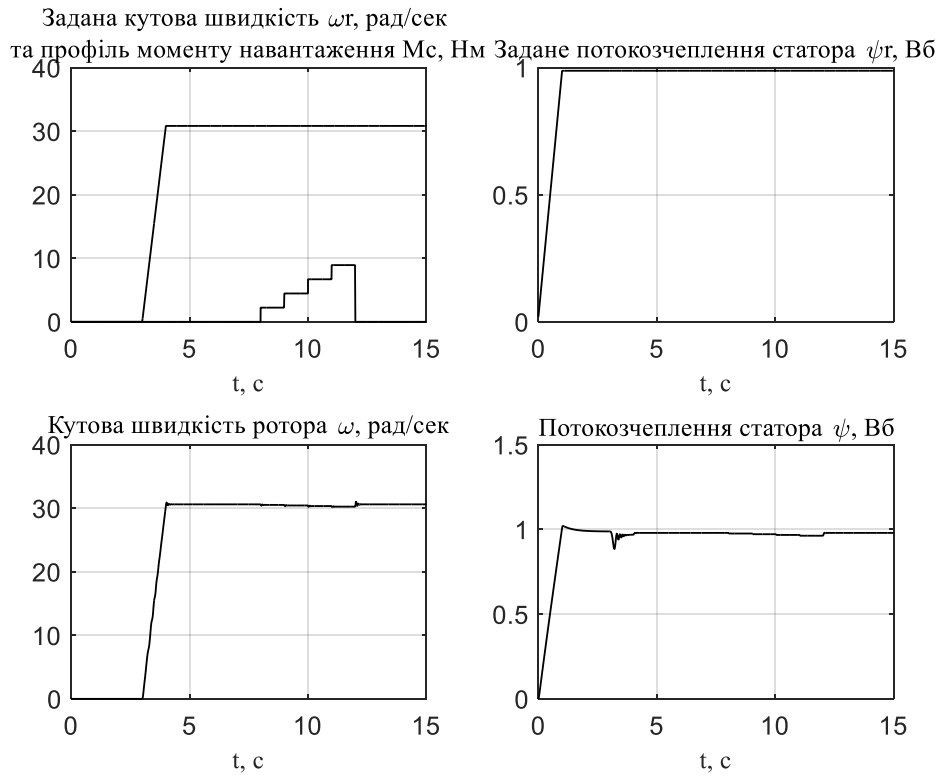


Рисунок 6.9 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 0.6 \cdot \omega_n = 30.84 \text{ рад / сек}$$

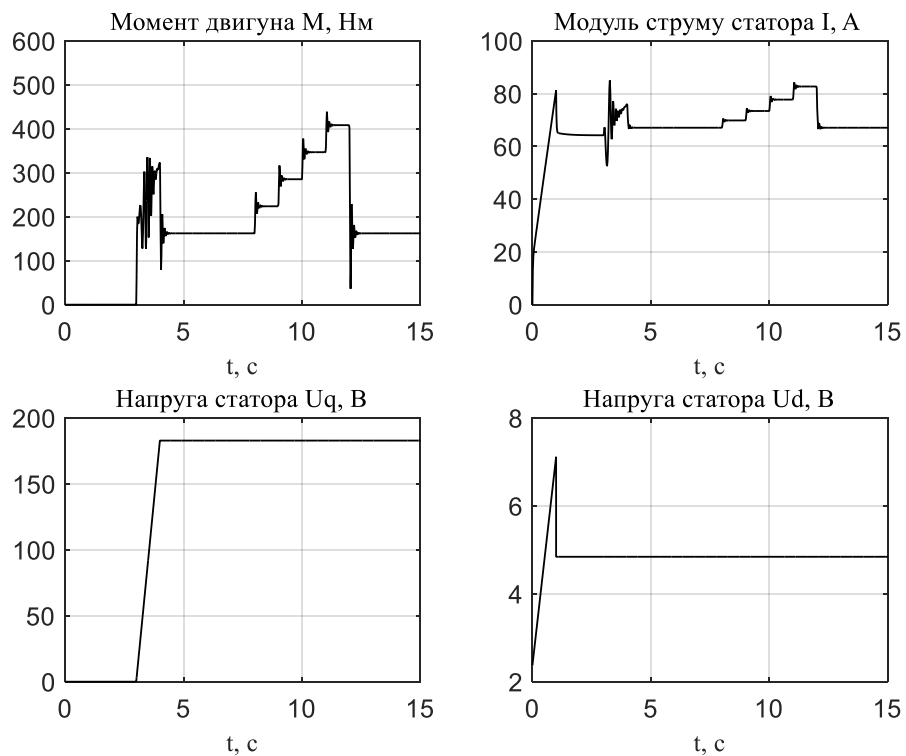


Рисунок 6.10 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 0.6 \cdot \omega_n = 30.84 \text{ рад / сек}$$

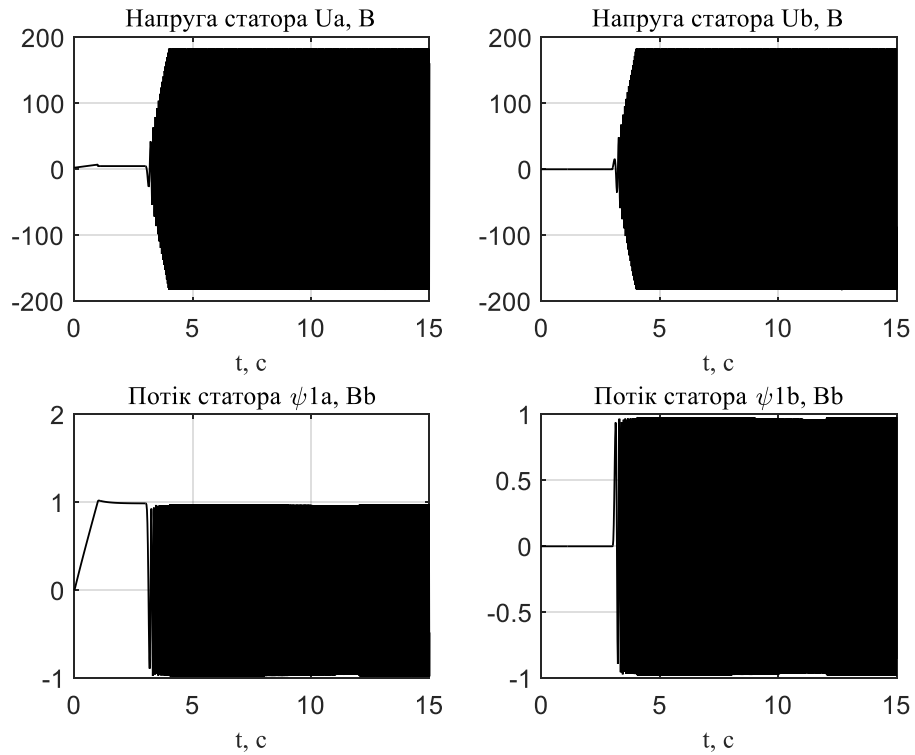


Рисунок 6.11 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 0.6 \cdot \omega_n = 30.84 \text{ рад / сек}$$

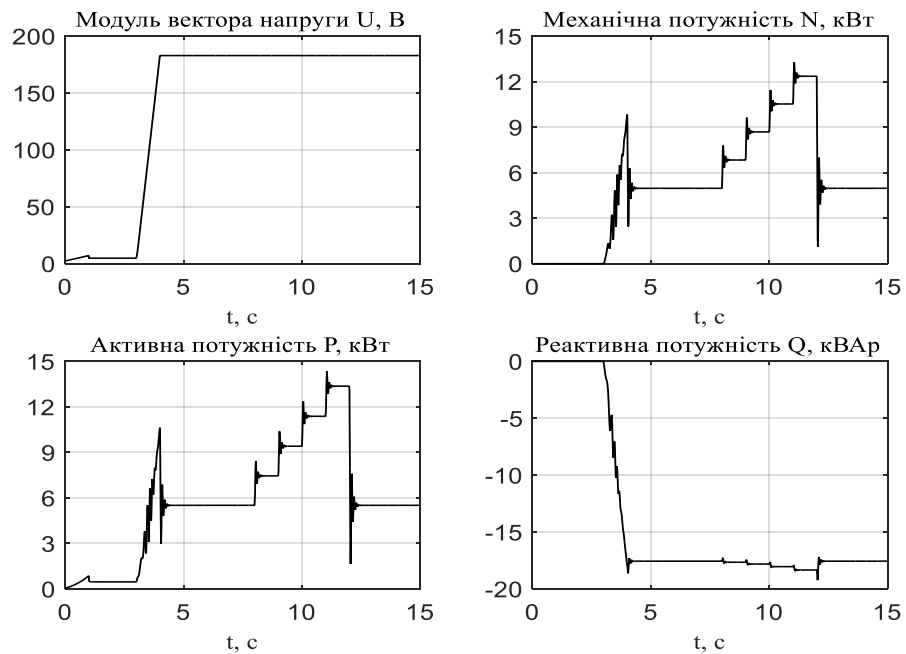


Рисунок 6.12 Графіки перехідних процесів з швидкістю двигуна

$$\omega = 0.6 \cdot \omega_n = 30.84 \text{ рад / сек}$$

## **Висновки до розділу**

Було експериментально досліджено синтезований алгоритм частотного управління асинхронного двигуна (АД), представлений у розділі 5 зі стандартними налаштуваннями. На основі моделювання були отримані перехідні процеси АД при зміні швидкості, що дозволяє зробити висновок про те, що ефективність алгоритму підтверджується як результатами математичного моделювання, так і експериментальними тестами.

## ВИСНОВКИ

У дипломній роботі було проведено розрахунок та розробку електромеханічної системи керування, а саме: розраховано необхідну потужність двигуна; вибрано та розраховано силове електрообладнання; створено систему керування на основі цифрового сигнального процесора TMS320LF2406A; вивчені динамічні процеси в електромеханічній системі.

З отриманих результатів досліджень видно, що система успішно виконує задані траєкторії. Отже, було вивчено електромеханічну систему автоматизації. Для досягнення оптимальних результатів важливо, щоб ці системи мали високодинамічні електроприводи, здатні забезпечити необхідну динаміку, стабільну швидкість та енергетичну ефективність.

Для управління цим електроприводом було вирішено використовувати частотне керування, зокрема закон керування  $U/f$  асинхронними двигунами при живленні від джерела струму. Виходячи з наукових праць та статей в цій галузі, було проведено синтез алгоритму керування.

Таким чином, можна стверджувати, що розроблена електромеханічна система дозволить забезпечити ефективне енергетичне управління.

