

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені Ігоря Сікорського»

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра електромеханіки

«До захисту допущено»

в. о. Завідувача кафедри

_____ М. А. Коваленко
(підпис) (ініціали, прізвище)

«___» _____ 2026 р.

Дипломна робота
на здобуття ступеня бакалавра
за освітньо-професійною програмою «Електричні машини і апарати»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

**На тему: Розробка безконтактних двигунів тороїдальної та конічної
конструкції. Електромагнітний розрахунок та розробка системи керування
безконтактним двигуном тороїдальної конструкції**

Виконав: студент 4 курсу, групи ЕМ-21

Баранов Олександр Артемович

(прізвище, ім'я, по батькові)

_____ (підпис)

Керівник: асист. каф. ЕМ, д-р філос., Стулішенко А. С.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент: доц. кафедри АЕМС-ЕП, к.т.н., доц., Пушкар М. В.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2026 р.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Факультет електроенерготехніки та автоматики
Кафедра електромеханіки

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-професійна програма – «Електричні машини і апарати»

ЗАТВЕРДЖУЮ

в. о. Завідувача кафедри

_____ М. А. Коваленко
(підпис) (ініціали, прізвище)

«__» _____ 2026 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Баранову Олександрю Артемовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: **Розробка безконтактних двигунів тороїдальної та конічної конструкції. Електромагнітний розрахунок та розробка системи керування безконтактним двигуном тороїдальної конструкції,**

керівник роботи Стуліщенко Андрій Сергійович, д-р філос., асист.,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджена наказом по університету від «25» травня 2026 р. № 1885-с

2. Термін подання студентом роботи: 08.06.2026

3. Вихідні дані до роботи: безконтактний двигун постійного струму аксіальної (тороїдної) конструкції зі статором без феромагнітного осердя та двома дисковими роторами; напруга живлення $U_{\text{ж}} = 24 \text{ В}$; число фаз $m = 3$

(з'єднання – зірка); номінальна частота обертання $n = 2000$ об/хв; число котушок статора $N_s = 9$; число полюсів $2p = 12$; постійні магніти NdFeB марки N38; бездатчикова (sensorless) комутація; широтно-імпульсне керування з частотою 16 кГц.

4. Зміст роботи: вступ; аналітичний огляд безконтактних двигунів тороїдної (аксіальної) конструкції та методів їх керування; електромагнітний розрахунок двигуна тороїдної конструкції; розробка апаратної частини системи керування; експериментальні дослідження; висновки.

5. Перелік графічного матеріалу: презентація за матеріалами дипломної роботи та доповідь.

6. Дата видачі завдання: 20.04.2026

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів	Примітка
1	Аналітичний огляд БДПС тороїдної (аксіальної) конструкції та методів їх керування	<u>20.04.2026 - 27.04.2026</u>	
2	Електромагнітний розрахунок двигуна тороїдної конструкції	<u>28.04.2026 - 04.05.2026</u>	
3	Розробка апаратної частини системи керування	<u>05.05.2026 - 12.05.2026</u>	
4	Експериментальні дослідження двигуна на стенді	<u>13.05.2026 - 15.05.2026</u>	
5	Порівняння розрахункових та експериментальних даних, аналіз результатів	<u>16.05.2026 - 22.05.2026</u>	
6	Оформлення дипломної роботи та презентації	<u>23.05.2026 - 09.06.2026</u>	

Студент

(підпис)

Баранов О. А.
(ініціали, прізвище)

Керівник роботи

(підпис)

Стуліщенко А. С.
(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Дипломна робота виконана на 81 сторінці, містить 33 рисунки, 12 таблиць та 15 літературних посилань.

У роботі розглянуто безконтактний двигун постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції зі статором без феромагнітного осердя та двома дисковими роторами. Проведено аналітичний огляд конструкцій аксіальних машин з постійними магнітами та сучасних методів їх керування. Виконано електромагнітний розрахунок двигуна (число котушок статора $N_s = 9$, число полюсів $2p = 12$, дробово-пазова зосереджена обмотка), у результаті якого визначено індукцію в робочому проміжку, обмотковий коефіцієнт $k_{w1} = 0,866$, сталу ЕРС та сталу електромагнітного моменту, механічні й робочі характеристики, втрати та коефіцієнт корисної дії. Розрахункову швидкість холостого ходу (≈ 2000 об/хв) підтверджено результатами випробувань на стенді. Розроблено апаратну частину системи керування з бездатчиковим визначенням положення ротора, обрано елементи силової частини та спроектовано друковану плату. Проведено експериментальні дослідження двигуна та виконано порівняння розрахункових і експериментальних даних.

Ключові слова: безконтактний двигун постійного струму, аксіальна (тороїдна) конструкція, статор без феромагнітного осердя, постійні магніти, електромагнітний розрахунок, система керування, бездатчикова комутація, дробово-пазова обмотка.

ABSTRACT

The thesis is presented on 81 pages and contains 33 figures, 12 tables and 15 references.

The work deals with a brushless DC motor of toroidal (axial-flux) topology with an ironless stator and two disc rotors. An analytical review of axial permanent-magnet machine designs and their control methods is given. An electromagnetic design of the motor ($N_s = 9$ stator coils, $2p = 12$ poles, fractional-slot concentrated winding) is carried out, yielding the air-gap flux density, the winding factor $k_{wl} = 0.866$, the back-EMF and torque constants, the mechanical and performance characteristics, losses and efficiency. The calculated no-load speed (≈ 2000 rpm) is confirmed by bench tests. The control hardware with sensorless rotor-position detection is developed, the power-stage components are selected and the printed circuit board is designed. Experimental studies of the motor are performed and the calculated and measured data are compared.

Keywords: brushless DC motor, axial-flux (toroidal) topology, ironless stator, permanent magnets, electromagnetic design, control system, sensorless commutation, fractional-slot concentrated winding.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ.	9
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД БДПС ТОРОЇДНОЇ (АКСІАЛЬНОЇ) КОНСТРУКЦІЇ ТА МЕТОДІВ ЇХ КЕРУВАННЯ.....	13
1.1 Особливості електромагнітних процесів у двигунах аксіальної конструкції.....	13
1.2 Огляд конструкцій <i>yokeless</i> та з ярмом	16
1.3 Методи електромагнітного розрахунку аксіальних двигунів з постійними магнітами.....	20
1.4 Сучасні системи керування БДПС: датчикові та бездатчикові	24
1.5 Алгоритми комутації фаз (трапецеїдальна, синусоїдальна, FOC) та елементна база силових перетворювачів.....	26
1.6 Постановка задач дослідження.....	29
Висновки до розділу 1	30
РОЗДІЛ 2. ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ РОЗРАХУНОК ДВИГУНА ТОРОЇДНОЇ КОНСТРУКЦІЇ.....	32
2.1 Технічне завдання та вихідні дані.....	32
2.2 Геометричні співвідношення активної зони аксіального проміжку	34
2.3 Вибір та розрахунок постійних магнітів дискового ротора	36
2.4 Розрахунок магнітного кола та індукції в робочому проміжку	38
2.5 Розрахунок тороїдної обмотки статора	39
2.6 Розрахунок ЕРС, електромагнітного моменту та механічних характеристик; звірка зі стендом.....	42
2.7 Розрахунок активного опору, втрат, ККД та теплового режиму	43
2.8 Перевірочний розрахунок магнітного поля методом скінченних елементів.....	45
2.9 Формування вихідних даних для конструктивного виконання	49

Висновки до розділу 2	51
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА АПАРАТНОЇ ЧАСТИНИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ...	53
3.1 Обґрунтування структури апаратної частини	54
3.2 Алгоритм комутації та інтерфейс завдання швидкості.....	56
3.3 Силовий вузол: трифазний мостовий інвертор	58
3.4 Бездатчикове визначення положення ротора	59
3.5 Розрахунок і вибір елементів силової частини	60
3.6 Схемотехніка мікроконтролера та інтерфейсів.....	63
3.7 Вихідні дані для синтезу регуляторів струму та швидкості.....	65
3.8 Компонування друкованої плати	66
Висновки до розділу 3	67
РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	69
4.1 Опис експериментального стенда (в частині тороїдного двигуна)	69
4.2 Методика проведення випробувань тороїдного двигуна.....	71
4.3 Зняття механічних та робочих характеристик	72
4.4 Дослідження пуску, реверсу та регулювання частоти обертання	73
4.5 Аналіз осьових зусиль у двигуні тороїдної конструкції	74
4.6 Порівняння розрахункових та експериментальних даних.....	75
Висновки до розділу 4	76
ВИСНОВКИ	78
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	80

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

Скорочення

БДПС – безконтактний двигун постійного струму

ПМ – постійний магніт

ЕРС – електрорушійна сила

ККД – коефіцієнт корисної дії

ШИМ – широтно-імпульсна модуляція

МК – мікроконтролер

MCE – метод скінченних елементів

FSCW – дробово-пазова зосереджена обмотка (fractional-slot concentrated winding)

FOC – векторне (полеорієнтоване) керування (field-oriented control)

AFPM – аксіальна машина з постійними магнітами (axial-flux permanent magnet)

ESC – електронний регулятор швидкості (electronic speed controller)

MOSFET – польовий транзистор з ізольованим затвором

Умовні позначення

U_{dc} – напруга живлення (постійна), В

m – число фаз

N_s – число котушок (пазів) статора

N_m – число магнітів на один ротор

N_p – число пар полюсів

q – число пазів на полюс і фазу

B_r – залишкова індукція магніту, Тл

B_g – ефективна індукція в робочому проміжку, Тл

Φ_g – магнітний потік на полюс, Вб

N – число витків котушки

k_{w1} – обмотковий коефіцієнт (перша гармоніка)

K_e – стала ЕРС, В·с/рад

K_t – стала електромагнітного моменту, Н·м/А

R_ϕ – активний опір фази, Ом

T – електромагнітний момент, Н·м

J – густина струму, А/мм²

K_m – мотор-константа, Н·м/ $\sqrt{\text{Вт}}$

n – частота обертання, об/хв

ω_m – механічна кутова швидкість, рад/с

ВСТУП

Електромеханічне перетворення енергії є основою сучасної техніки, а електричні двигуни залишаються найпоширенішими споживачами електроенергії. Серед них дедалі ширше застосовують безконтактні двигуни постійного струму (БДПС) з постійними магнітами, які завдяки високому коефіцієнту корисної дії, значній питомій потужності, відсутності щіткового вузла та простоті регулювання частоти обертання поступово витісняють колекторні та асинхронні машини в багатьох застосуваннях. Окремий клас становлять машини аксіальної (тороїдної) конструкції, у яких магнітний потік у робочому проміжку напрямлений уздовж осі обертання, а активна зона має форму диска. Такі двигуни вирізняються великою питомою моментною характеристикою за малої осьової довжини й знаходять застосування в електротранспорті та електровелосипедах (мотор-колеса), безпілотних літальних апаратах, робототехніці, медичній техніці, вітроенергетиці та вбудованих прямих приводах.

Особливий інтерес становлять аксіальні машини без феромагнітного осердя статора (англ. *coreless, ironless*) з тороїдним статором, у яких обмотка залита в немагнітний полімерний компаунд. Така конструкція повністю усуває зубцевий момент (*cogging*) та втрати в сталі статора, лінеаризує магнітне коло й забезпечує надзвичайно плавний хід, проте водночас змінює методик розрахунку електромагнітного розрахунку: магнітний потік долає збільшений немагнітний проміжок, а індукція в проміжку визначається переважно геометрією магнітів і коефіцієнтом розсіяння. Застосування до таких машин класичних методик розрахунку радіальних двигунів потребує суттєвої адаптації, що й зумовлює актуальність роботи.

Дипломна робота виконується у складі комплексного проєкту, метою якого є створення єдиного експериментального стенда для дослідження безконтактних двигунів нетрадиційних конструкцій. У межах проєкту розробляються суміжні теми: кінцева конструкція двигуна, конструктивне

виконання двигуна, синтез регуляторів системи керування та загальний опис стенда; ця робота присвячена електромагнітному розрахунку та апаратній частині системи керування двигуном тороїдної (аксіальної) конструкції.

Незважаючи на значну кількість публікацій з аксіальних машин, питання інженерної методики розрахунку саме двигуна без феромагнітного осердя статора малої потужності з дробово-пазовою зосередженою обмоткою, виготовленого із застосуванням адитивних технологій (3D-друку), та узгодженої з ним апаратної реалізації системи керування залишаються недостатньо систематизованими. Це визначає напрям дослідження.

Мета роботи – проведення електромагнітного розрахунку безконтактного двигуна постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції зі статором без феромагнітного осердя та розробка апаратної частини системи керування ним із подальшою експериментальною перевіркою на стенді.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі задачі:

- виконати аналітичний огляд конструкцій аксіальних двигунів з постійними магнітами та сучасних методів їх керування й обґрунтувати вибір конструкції;
- сформулювати технічне завдання та вихідні дані на розрахунок;
- провести електромагнітний розрахунок магнітного кола, обмотки, ЕРС, моменту та механічних характеристик двигуна;
- визначити втрати, коефіцієнт корисної дії та оцінити тепловий режим двигуна;
- виконати перевірочний розрахунок магнітного поля методом скінченних елементів;
- обґрунтувати структуру та розробити апаратну частину системи керування (силова частина, бездатчикове визначення положення ротора, мікроконтролер, друкована плата);
- провести експериментальні дослідження двигуна на стенді та порівняти розрахункові й експериментальні дані.

Об’єкт дослідження – електромеханічні та електромагнітні процеси у безконтактному двигуні постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції.

Предмет дослідження – взаємозв’язки електромагнітних і електромеханічних параметрів двигуна без феромагнітного осердя статора, що визначають методику його електромагнітного розрахунку та вимоги до апаратної реалізації системи керування.

Методи дослідження: аналітичні методи теорії електричних машин та електромагнітних кіл; чисельне моделювання магнітного поля методом скінченних елементів; експериментальні дослідження на фізичному стенді з порівняльним аналізом отриманих результатів.

Практичне значення одержаних результатів: розроблено й експериментально підтверджено інженерну методику електромагнітного розрахунку аксіального БДПС без феромагнітного осердя статора (звірка розрахункової швидкості холостого ходу зі стендовим значенням ≈ 2000 об/хв) та апаратну частину системи керування, придатну для виготовлення дослідного зразка двигуна, виконаного із застосуванням адитивних технологій.

Робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку посилань. У першому розділі наведено аналітичний огляд конструкцій і методів керування; у другому – електромагнітний розрахунок двигуна; у третьому – розробку апаратної частини системи керування; у четвертому – експериментальні дослідження та порівняння з розрахунком.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД БДПС ТОРОЇДНОЇ (АКСІАЛЬНОЇ) КОНСТРУКЦІЇ ТА МЕТОДІВ ЇХ КЕРУВАННЯ

У цьому розділі розглянуто принцип дії та конструктивні особливості безконтактних двигунів постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції, проаналізовано наявні різновиди таких машин і методи їх електромагнітного розрахунку, а також сучасні системи керування та силові перетворювачі. На основі огляду сформульовано задачі дослідження.

1.1 Особливості електромагнітних процесів у двигунах аксіальної конструкції

За напрямком магнітного потоку в робочому проміжку електричні машини з постійними магнітами поділяють на радіальні (RFPM, radial-flux permanent magnet) та аксіальні (AFPM, axial-flux permanent magnet). У радіальній машині потік перетинає циліндричний проміжок у радіальному напрямку, а активні провідники обмотки розташовані паралельно осі обертання. В аксіальній (тороїдній) машині потік у проміжку напрямлений уздовж осі обертання, активні поверхні статора й ротора мають форму дисків, а провідники укладені переважно в радіальному напрямку – саме радіальні ділянки провідників взаємодіють з аксіальним полем магнітів і створюють обертовий момент (рис. 1.1) [1, 2].

Електромагнітний момент аксіальної машини утворюється тангенціальною складовою сили Ампера, що діє на радіальні провідники зі струмом в аксіальному полі. Оскільки плече цієї сили дорівнює радіусу розташування провідника, елементарний момент пропорційний радіусу, а повний момент визначається інтегруванням по радіальній довжині активної зони – від внутрішнього до зовнішнього радіуса. Через залежність плеча від радіуса основний внесок у момент дають зовнішні ділянки активної зони, а за однакового зовнішнього діаметра аксіальна машина здатна розвивати більший момент, ніж радіальна, маючи при цьому характерну дискову («млинцеву») форму з малою

осьовою довжиною. Це робить аксіальну конструкцію особливо привабливою для безредукторного (прямого) приводу [2, 4].

Як і для будь-якої електричної машини, момент аксіального двигуна можна виразити через магнітне навантаження (індукцію в проміжку B_g) та електричне навантаження (лінійну густину струму A) – момент пропорційний добутку B_g , A та активного об'єму машини. Тому збільшення моменту досягається або підвищенням індукції в проміжку (потужнішими магнітами, меншим проміжком), або підвищенням струмового навантаження (більшим числом ампер-витків), що обмежується нагрівом обмотки. Корисною інтегральною характеристикою, незалежною від абсолютних розмірів, є дотичне (тангенціальне) напруження в проміжку σ – відношення моменту до подвоєного добутку площі активної зони на середній радіус; для машин з постійними магнітами воно зазвичай лежить у межах 0,5–2 psi і характеризує «щільність» моменту [1].

Електрорушійна сила (ЕРС), що наводиться в провіднику, визначається швидкістю перетину силових ліній поля. Оскільки лінійна швидкість провідника змінюється вздовж радіуса, розрахунок зручно вести на середньому радіусі активної зони $R_{avg} = \frac{R_{зовн} + R_{внутр}}{2}$, замінюючи радіальні залежності класичної теорії еквівалентними «розгорнутими» (лінійними) співвідношеннями. Такий підхід дозволяє адаптувати відомі формули радіальних машин до дискової геометрії, замінюючи осьову довжину пакета L_{st} на радіальну активну довжину L_a , а радіус ротора – на середній радіус R_{avg} . Форма наведеної ЕРС (трапецеїдальна чи синусоїдна) залежить від співвідношення ширини магніту та полюсного поділка, тобто від частки полюсного поділка, що перекривається магнітом; це співвідношення безпосередньо впливає на вибір алгоритму комутації [1].

Електрична частота струму статора пов'язана з механічною частотою обертання співвідношенням $f_e = p \cdot \frac{n}{60}$, де p – число пар полюсів. Для

досліджуваного двигуна ($2p = 12$, тобто $p = 6$) за номінальної частоти обертання $n = 2000 \frac{\text{об}}{\text{хв}}$ електрична частота становить $f_e = \frac{6 \cdot 2000}{60} = 200$ Гц, що визначає вимоги до швидкодії системи керування та до частоти комутації інвертора. У двороторних машинах розрізняють два варіанти взаємного розташування магнітів роторів: при зустрічному розташуванні однойменних полюсів (тип NN) потік замикається переважно в радіальному напрямку через ярма роторів, а при розташуванні різнойменних полюсів (тип NS) – в аксіальному напрямку крізь статор від одного ротора до іншого [15]. Для тороїдного статора без феромагнітного осердя характерним є саме аксіальне замикання потоку крізь активну зону, що й визначає принцип утворення моменту.

Аксіальні машини без феромагнітного осердя (coreless, ironless), у яких обмотку статора залито в немагнітний компаунд, мають низку специфічних електромагнітних властивостей. Відсутність зубцевого осердя статора повністю усуває зубцевий (реактивний) момент *cogging* та втрати в сталі статора (на гістерезис і вихрові струми); магнітне коло стає лінійним (немає насичення), а індуктивність обмотки – малою, що полегшує комутацію та зменшує сталу часу електричного кола. Платою за ці переваги є збільшений ефективний немагнітний проміжок, який потік долає двічі (магніт–проміжок–обмотка–проміжок–магніт у двороторній схемі), унаслідок чого індукція в проміжку суттєво нижча, ніж у машинах із зубцевим статором, і для отримання потрібної ЕРС доводиться застосовувати потужніші магніти та більше витків. Через значний проміжок зростає роль крайового розсіяння поля, яке враховують коефіцієнтом ефективного зчеплення (розсіяння) [2].

Важливою особливістю аксіальних машин є наявність значних осьових сил магнітного притягання між ротором і статором. У односторонній (однороторній) конструкції ця сила не зрівноважена й передається на підшипниковий вузол, що ускладнює його конструкцію; у двосторонній (двороторній) симетричній конструкції осьові сили двох роторів взаємно компенсуються за умови однакових повітряних проміжків, що суттєво знижує навантаження на

підшипники. Тому аналіз і забезпечення балансу осьових зусиль є важливою частиною проєктування аксіальних двигунів [2].

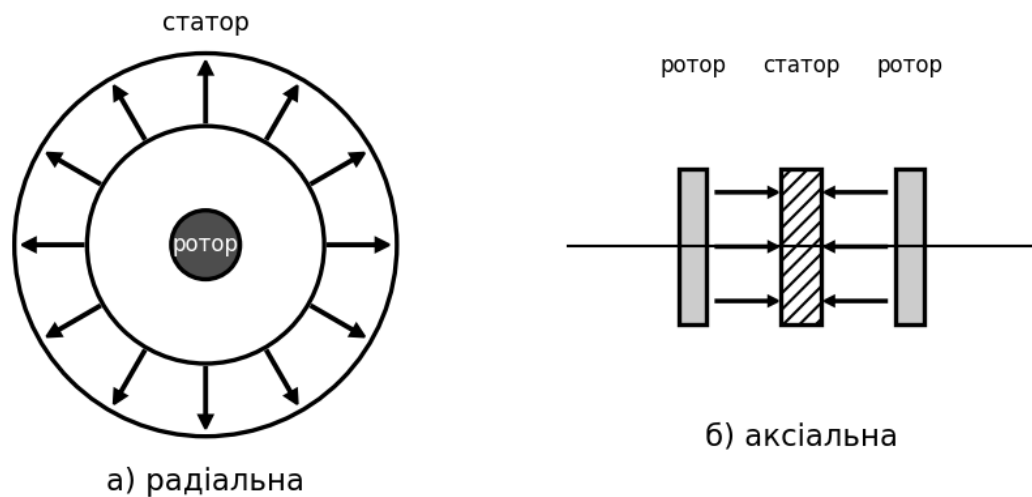


Рисунок 1.1 – Напрямок магнітного потоку в радіальній (а) та аксіальній (б) машинах

1.2 Огляд конструкцій *yokeless* та з ярмом

За кількістю та взаємним розташуванням статорів і роторів аксіальні машини поділяють на односторонні та двосторонні (а також багатосекційні). Основні схеми компоновання наведено на рис. 1.2.

Одностороння машина (один статор і один ротор) вирізняється простотою конструкції та технологічністю, проте має некомпенсовану осьову силу притягання, яка передається на вал і підшипники; для її сприйняття застосовують спеціальні упорні підшипники або збільшений проміжок, що погіршує масогабаритні показники [2].

Двосторонні машини набули найбільшого поширення завдяки кращому використанню активних матеріалів та компенсації осьових сил. Серед них вирізняють кілька різновидів. Конструкція типу TORUS містить два зовнішні ротори та один внутрішній тороїдний статор, обмотка якого намотана навколо кільцевого осердя (або, у варіанті без феромагнітного осердя, залита в компаунд); така схема забезпечує високу питому потужність і компактні лобові частини. Конструкція AFIR (*axial flux internal rotor*) містить два зовнішні статори

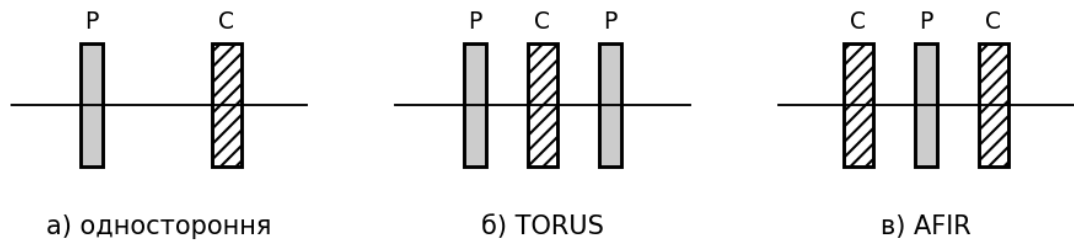
та один внутрішній ротор. Конструкція YASA (*Yokeless And Segmented Armature*) має статор без ярма із сегментованими зубцями, з'єднаними лише обмоткою; вона забезпечує одну з найвищих питомих моментних характеристик серед аксіальних машин завдяки скороченню магнітопроводу та зменшенню маси сталі [2].

Конструкція без феромагнітного осердя з тороїдним статором є граничним випадком, у якому повністю усунено сталь статора; обмотку фіксують у немагнітному компаунді або каркасі. За способом замикання потоку в роторі розрізняють ротори з феромагнітним ярмом (*back-iron*), яке замикає потік сусідніх полюсів і одночасно є елементом конструкції, та ротори без ярма з масивом Хальбаха, де потрібний односторонній розподіл поля створюється відповідною орієнтацією намагніченості магнітів без ярма. Термін «*yokeless*» (без ярма) стосується відсутності ярма статора (як у YASA) або ротора (як у конструкціях з масивом Хальбаха).

Як матеріал постійних магнітів в аксіальних машинах застосовують переважно спечені неодим-залізо-борові (NdFeB) магніти, які мають найвищу питому магнітну енергію. Марку магніту (наприклад, N35, N38, N42) обирають за компромісом між залишковою індукцією B_r , коерцитивною силою та максимальною робочою температурою; зі зростанням температури B_r і коерцитивна сила знижуються, що враховують у тепловому й перевірочному розрахунках для запобігання незворотному розмагнічуванню [14].

Порівняння конструкцій показує очевидний компроміс: машини із зубцевим осердям статора забезпечують вищу індукцію в проміжку та більший момент на одиницю струму, але мають *cogging*, втрати в сталі та насичення; машини без феромагнітного осердя позбавлені цих недоліків, відзначаються плавністю ходу, низьким рівнем шуму та високим ККД на малих навантаженнях, проте потребують більшого обсягу міді й потужніших магнітів через збільшений проміжок. Вибір двороторної конструкції без феромагнітного осердя статора для цієї роботи зумовлений вимогами плавності ходу, технологічністю виготовлення

статора методом 3D-друку каркаса з подальшим литтям обмотки в компаунд, а також можливістю взаємної компенсації осьових зусиль.



Р — ротор, С — статор

Рисунок 1.2 – Схеми компонування аксіальних машин: одностороння (а), TORUS (б), AFIR (в)

Досліджуваний двигун має двосторонню (двороторну) конструкцію без феромагнітного осердя статора типу «сендвіч»: два дискові ротори з постійними магнітами та один тороїдний статор без феромагнітного осердя, розміщений між ними. Статор (рис. 1.3) виконано із застосуванням адитивних технологій – каркас надруковано на 3D-принтері, у його дев'яти секціях-кишенях розташовано дев'ять зосереджених котушок ($N_s = 9$), намотаних мідним проводом; виводи котушок з'єднано за трифазною схемою. Така конструкція забезпечує точне позиціонування котушок і відсутність сталі в статорі.

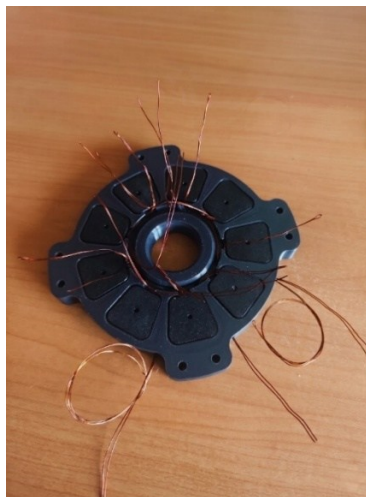


Рисунок 1.3 – Статор досліджуваного двигуна: тороїдний без феромагнітного осердя, з дев'ятьма зосередженими котушками

Ротор (рис. 1.4) виконано у вигляді диска з дванадцятьма кишенями для постійних магнітів ($2p = 12$). Магніти NdFeB встановлено з чергуванням полярності (N–S–N–S) уздовж кола, що формує дванадцятиполюсну магнітну систему; у центрі ротора передбачено шпонковий отвір для посадки на вал. Два таких ротори, обернені магнітами назустріч через статор, утворюють симетричну двороторну магнітну систему з компенсованими осьовими силами.

Ротор (12 магнітів)

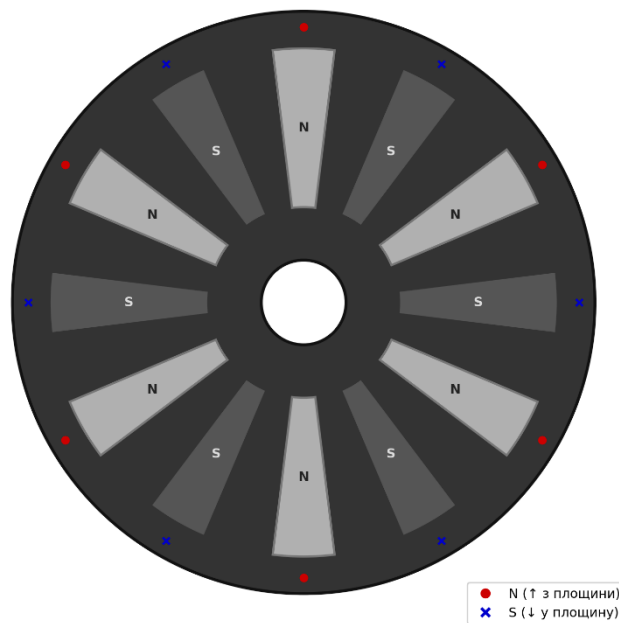


Рисунок 1.4 – Ротор з постійними магнітами NdFeB: дванадцять полюсів з чергуванням N–S

Поєднання дев'яти котушок статора та дванадцяти полюсів ротора ($N_s/2p = 9/12$) утворює дробово-пазову зосереджену обмотку (FSCW). Схему з'єднання трифазної обмотки наведено на рис. 1.5: котушки об'єднано у три фази (умовно позначені трьома кольорами), по три котушки на фазу, із з'єднанням фаз у зірку. Така обмотка має короткі лобові частини, технологічна у виготовленні та забезпечує прийнятний обмотковий коефіцієнт для даної комбінації пазів і полюсів.

Трифазна обмотка статора 9/12 — з'єднання «зірка» (Y)

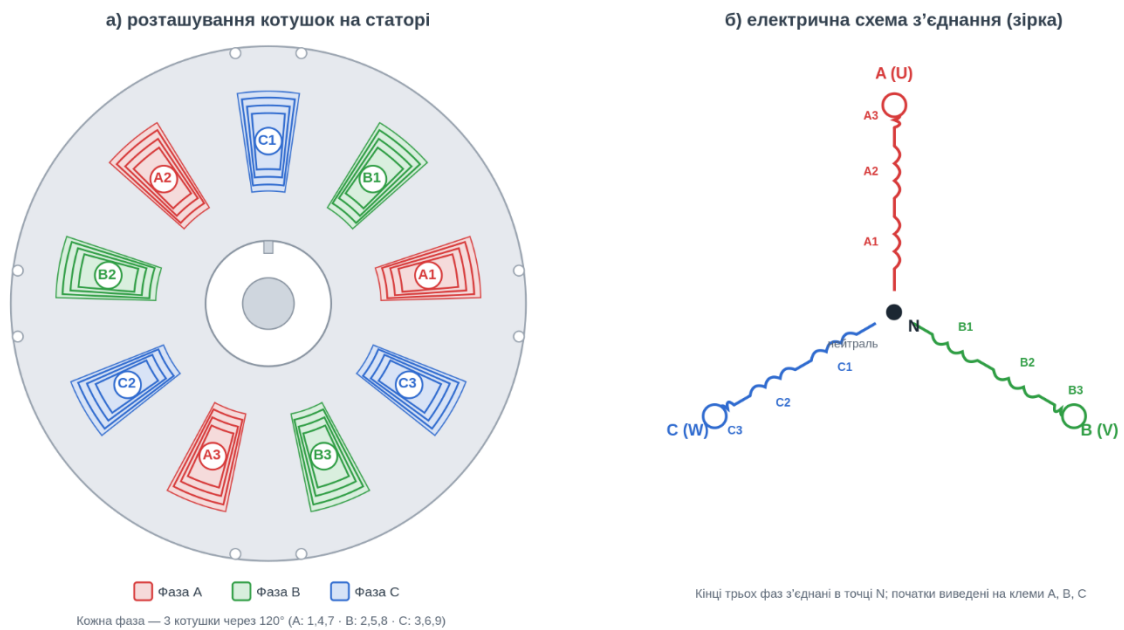


Рисунок 1.5 – Схема з'єднання трифазної обмотки статора (три фази показано трьома кольорами)

1.3 Методи електромагнітного розрахунку аксіальних двигунів з постійними магнітами

Електромагнітний розрахунок аксіальної машини з постійними магнітами виконують аналітичними та чисельними методами, які зазвичай поєднують: аналітичні методи дають швидку фізично прозору оцінку та зручні для багатоваріантного проєктування, а чисельні — уточнюють результат з урахуванням реального розподілу поля.

Аналітичний метод магнітного кола (метод схем заміщення магнітопроводу) ґрунтується на заміні магнітного кола сукупністю магніторухливих сил і магнітних опорів (провідностей). Робочу точку постійного магніту визначають перетином його кривої (лінії) розмагнічування з лінією навантаження кола (рис. 1.6), яку характеризує коефіцієнт проникності кола P_c , що залежить від співвідношення довжини магніту в напрямку намагнічування та довжини немагнітного проміжку. За відомими залишковою

індукцією B_r , проникністю повернення μ_r та геометрією знаходять індукцію в робочому проміжку B_g і магнітний потік на полюс Φ_g [1]. Для машини без феромагнітного осердя лінію навантаження будують з урахуванням повного немагнітного проміжку (двох проміжків та осьової товщини обмотки між роторами), а крайове розсіяння поля враховують коефіцієнтом ефективного зчеплення; нехтування цим коефіцієнтом призводить до завищення індукції в проміжку.

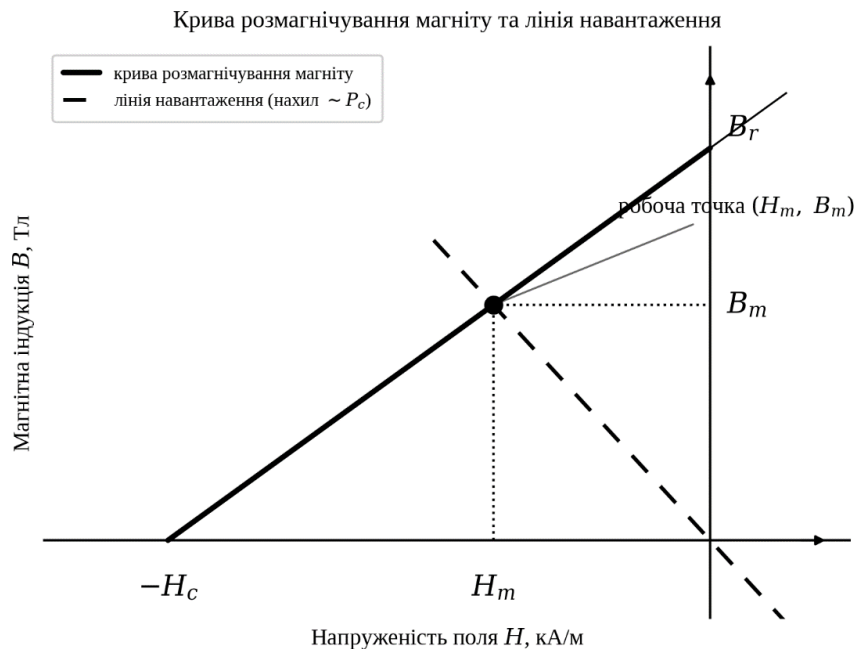


Рисунок 1.6 – Визначення робочої точки магніту на лінії навантаження

Для попереднього визначення головних розмірів використовують рівняння потужності, яке для аксіальної машини пов'язує електромагнітний момент із зовнішнім і внутрішнім радіусами активної зони, лінійним струмовим навантаженням та індукцією в проміжку. Оптимальне співвідношення внутрішнього й зовнішнього радіусів для аксіальних машин зазвичай близьке до 0,58–0,63 і відповідає максимуму моменту за заданого зовнішнього діаметра. Зважаючи на принципово тривимірний характер поля аксіальної машини, аналітичний розрахунок зручно проводити на середньому радіусі R_{avg} , «розгортаючи» дискову геометрію в еквівалентну лінійну та застосовуючи адаптовані формули радіальної машини (заміна $L_{st} \rightarrow L_a$, $R \rightarrow R_{avg}$) [1, 2, 4].

Параметри обмотки визначають через обмотковий коефіцієнт першої гармоніки k_{w1} , що дорівнює добутку коефіцієнтів розподілу k_{d1} та укорочення (кроку) k_{p1} . Для дробово-пазових зосереджених обмоток його обчислюють строго за допомогою зіркової діаграми пазів (зіркової діаграми ЕРС) або рядів Фур'є [11]. Для комбінації $N_s/2p = 9/12$ число пазів на полюс і фазу дорівнює $q = \frac{N_s}{2p \cdot m} = \frac{9}{12 \cdot 3} = 0,25$ ($q < 1$, тобто обмотка дробова), а обмотковий коефіцієнт $k_{w1} = 0,866$. Слід зазначити, що дробово-пазові зосереджені обмотки, попри технологічність і короткі лобові частини, характеризуються підвищеним вмістом просторових гармонік магніторушійної сили, які можуть спричиняти додаткові втрати в магнітах і роторі; для ротора без ярма цей вплив послаблений.

Метод зіркової діаграми пазів полягає в тому, що кожному пазу ставлять у відповідність вектор елементарної ЕРС, причому кут між векторами сусідніх (за нумерацією) пазів дорівнює електричному куту пазового кроку $\alpha_e = \frac{p \cdot 360^\circ}{N_s}$. Для комбінації 9/12 ($p = 6$) цей кут становить $\alpha_e = \frac{6 \cdot 360^\circ}{9} = 240^\circ$. Розподіливши вектори по трьох фазних зонах і додавши їх геометрично, отримують результуючий вектор фази; відношення його модуля до арифметичної суми модулів складових і дає обмотковий коефіцієнт $k_{w1} = 0,866$. Помірне значення коефіцієнта (менше за одиницю) є типовою платою за технологічні переваги зосередженої обмотки і враховується при розрахунку ЕРС та моменту.

Важливою перевіркою електромагнітного розрахунку є контроль робочої точки магніту в найважчих режимах – за максимального струму та підвищеної температури. Розмагнічувальна складова поля реакції якоря зміщує робочу точку вниз по лінії розмагнічування, а зі зростанням температури «коліно» кривої розмагнічування неодимового магніту піднімається, тож за певних умов можливе незворотне розмагнічування. Тому робочу точку обирають із достатнім запасом над «коліном»; для машини без феромагнітного осердя це завдання полегшується великим немагнітним проміжком, який зумовлює малу розмагнічувальну реакцію якоря.

Сталу ЕРС K_e , яка для безконтактного двигуна дорівнює сталій моменту K_t , знаходять через число витків, число пар полюсів і потік на полюс. Інтегральною якісною характеристикою машини, що зв'язує момент із втратами, слугує мотор-константа $K_m = \frac{K_t}{\sqrt{R_\Phi}}$, яка характеризує ефективність створення моменту на одиницю кореня з потужності втрат і не залежить від числа витків. Електромагнітний момент за відомої сталої K_t лінійно пов'язаний зі струмом, що спрощує керування [6].

Втрати в машині без феромагнітного осердя складаються переважно з електричних (мідних) втрат у обмотці, які пропорційні квадрату струму та активному опору фази; опір залежить від температури (зростає приблизно на 0,4 % на градус для міді) та, на високих частотах, від поверхневого ефекту (витіснення струму) [12]. Втрати в сталі статора відсутні, оскільки осердя немає; втрати на вихрові струми в магнітах за порівняно низьких частот обертання зазвичай малі; механічні втрати (у підшипниках та на тертя об повітря) для машини малої потужності також невеликі. Коефіцієнт корисної дії визначають як відношення корисної механічної потужності до суми корисної потужності й сумарних втрат; для оцінки теплового режиму враховують режим роботи (тривалий S1 чи короткочасний S2) та допустиме перевищення температури обмотки й магнітів.

Чисельний розрахунок методом скінченних елементів (МСЕ) дозволяє врахувати реальний розподіл магнітного поля, крайові ефекти, розсіяння та (для машин з осердям) насичення. Оскільки поле аксіальної машини є принципово тривимірним, точний розрахунок потребує тривимірного моделювання; водночас широко застосовують спрощену двовимірну модель на середньому радіусі (зокрема у програмі COMSOL Multiphysics) [13], коли дискову машину «розгортають» у лінійну й розглядають плоский переріз на середньому радіусі. Двовимірна модель є значно економнішою за обчислювальними ресурсами та достатньо точною для оцінки індукції в проміжку й форми ЕРС, тоді як

тривимірною потрібна для врахування крайових ефектів по радіусу. У цій роботі основним прийнято аналітичний метод магнітного кола, адаптований за методикою [1], з перевіркою результатів методом скінченних елементів та звіркою зі стендовими вимірюваннями.

1.4 Сучасні системи керування БДПС: датчикові та бездатчикові

Безконтактний двигун постійного струму за принципом дії потребує узгодження моменту перемикання (комутації) фаз із положенням ротора: інвертор має підключати фази так, щоб струм статора створював момент потрібного напрямку. Тому ключовим елементом системи керування є визначення положення ротора, яке реалізують датчиковим або бездатчиковим способом [7].

У датчикових системах положення визначають безпосередньо давачами. Для трапецеїдальної (шестикрокової) комутації застосовують три датчика Холла, рознесені на 120 електричних градусів; комбінація їхніх сигналів однозначно задає один із шести станів комутації. Для синусоїдального керування та векторного керування потрібна неперервна (аналогова або цифрова з високою роздільною здатністю) інформація про кут повороту, яку дають інкрементні чи абсолютні енкодери або резольвери. Перевагами датчикового способу є простота алгоритму та надійний пуск з будь-якого початкового положення, а недоліками – додаткові елементи, проводка та вартість, а також чутливість давачів до температури, вібрації й забруднення [3].

У бездатчикових системах положення ротора оцінюють непрямо, за електричними величинами самої машини. Найпоширеніший для трапецеїдального керування метод ґрунтується на визначенні моменту переходу проти-ЕРС через нуль у вільній (тимчасово не підключеній) фазі: у кожному з шести станів комутації одна фаза не проводить струм, і наведена в ній проти-ЕРС несе інформацію про положення ротора. Момент комутації формують із затримкою на 30 електричних градусів після переходу проти-ЕРС через нуль [8]. Метод простий, не потребує давачів і широко застосовується в регуляторах ESC,

проте має принципове обмеження: у нерухомому стані та на дуже малих швидкостях проти-ЕРС мала або відсутня, тому пуск виконують у розімкненому циклі (примусове орієнтування ротора та розгін за заданою програмою) з подальшим переходом на бездатчикове керування [3].

Для синусоїдального керування та векторного керування застосовують складніші методи оцінювання положення – спостерігачі стану на основі моделі машини (зокрема ковзні спостерігачі, спостерігачі проти-ЕРС, розширений фільтр Калмана), а для забезпечення пуску й роботи на малих швидкостях у машин з вираженою магнітною несиметрією – методи високочастотної інжекції. Бездатчикове керування знижує вартість і підвищує надійність привода за рахунок ускладнення алгоритму та погіршення характеристик на малих швидкостях. Досліджуваний двигун керується бездатчиково (через промисловий регулятор ESC із бездатчиковою комутацією), що відповідає вимогам спрощення конструкції та підвищення надійності за відсутності давачів положення.

Таблиця 1.1 – Порівняння способів визначення положення ротора БДПС

Спосіб	Переваги	Недоліки
Датчик Холла	Надійний пуск з будь-якого положення; проста логіка шести станів	Додаткові елементи та проводка; чутливість до температури й вібрації
Енкодер / резольвер	Точне неперервне положення; придатний для синусоїдального керування та FOC	Висока вартість; складніше встановлення та юстування
Бездатчиковий (за проти-ЕРС)	Відсутність давачів; нижча вартість і вища надійність	Непрацездатний у нерухомому стані; потребує спеціального пуску
Бездатчиковий (спостерігачі, ВЧ-інжекція)	Робота в широкому діапазоні швидкостей, зокрема на малих	Складні алгоритми; потреба в обчислювальних ресурсах і точних вимірюваннях

1.5 Алгоритми комутації фаз (трапецеїдальна, синусоїдальна, FOC) та елементна база силових перетворювачів

Спосіб формування фазних струмів визначає плавність моменту, рівень пульсацій, шум, коефіцієнт корисної дії та складність системи керування. Розрізняють три основні підходи: трапецеїдальну (шестикрокову) комутацію, синусоїдальну комутацію та векторне керування (FOC).

Трапецеїдальна (шестикрокова, 120-градусна) комутація передбачає, що в кожний момент часу струм проводять лише дві з трьох фаз, а третя залишається вільною; за повний електричний оберт послідовно змінюються шість станів (секторів) комутації по 60 електричних градусів кожен (рис. 1.7). Такий спосіб найкраще узгоджується з трапецеїдальною формою проти-ЕРС: за умови, що плоска вершина трапеції проти-ЕРС збігається з інтервалом провідності фази, момент у межах сектора майже сталий. Регулювання частоти обертання здійснюють зміною середньої напруги широтно-імпульсною модуляцією. Перевагами є простота реалізації та невисокі вимоги до інформації про положення (достатньо шести дискретних станів), а основним недоліком – пульсації моменту в моменти комутації, пов'язані зі скінченною швидкістю наростання та спадання струму у фазах [3].

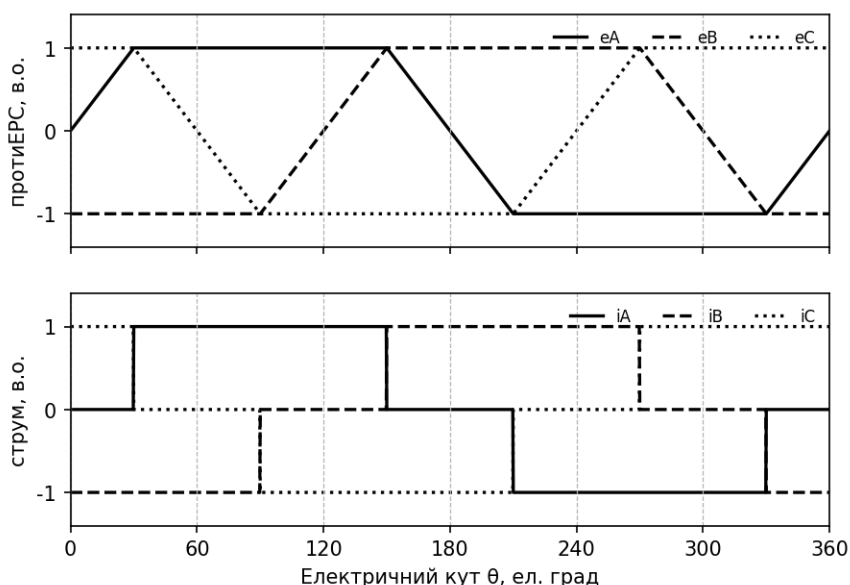


Рисунок 1.7 – Часові діаграми проти-ЕРС та фазних струмів при шестикроковій комутації

Синусоїдальна комутація (180-градусна провідність) передбачає одночасну провідність усіх трьох фаз із формуванням синусоїдних фазних струмів, зсунутих на 120 електричних градусів. Це забезпечує значно плавніший момент і менший рівень шуму, проте потребує неперервної інформації про положення ротора та більших обчислювальних витрат. Векторне (полеорієнтоване) керування FOC є подальшим розвитком цього підходу: за допомогою перетворень координат (Кларк і Парка) фазні струми переводять у систему координат, що обертається разом з ротором, і незалежно (роздільно) керують складовою струму, яка створює момент, та складовою, що відповідає магнітному потоку. FOC забезпечує найкращі динамічні показники, плавність моменту та коефіцієнт корисної дії у широкому діапазоні швидкостей, але є найскладнішим у реалізації й вимагає точного вимірювання фазних струмів та положення ротора.

Вибір алгоритму комутації узгоджують із формою проти-ЕРС машини: для двигунів з трапецеїдальною проти-ЕРС природним є шестикрокове керування, для машин із синусоїдною проти-ЕРС – синусоїдальне керування або FOC. Для досліджуваного двигуна суттєвим є те, що магніт перекидає лише частину полюсного поділка, що впливає на форму наведеної ЕРС; за умови застосування бездатчикової трапецеїдальної комутації це враховують при налаштуванні моментів комутації та оцінюванні пульсацій моменту.

Таблиця 1.2 – Порівняння способів комутації фаз БДПС

Спосіб	Форма струму та проти-ЕРС	Пульсації моменту	Складність, застосування
Трапецеїдальна (шестикрокова)	Прямокутні блоки струму, провідність 120°; трапецеїдальна проти-ЕРС	Помітні (у моменти комутації)	Низька; масові приводи, ESC
Синусоїдальна	Синусоїдні струми, провідність 180°	Малі	Середня; плавний хід, малий шум

Спосіб	Форма струму та проти-ЕРС	Пульсації моменту	Складність, застосування
Векторне (FOC)	Синусоїдні струми, керування у dq-осях	Найменші	Висока; високодинамічні приводи

Силовую основою системи керування БДПС є трифазний мостовий інвертор напруги (трифазний автономний інвертор), що містить шість силових ключів (рис. 1.8) і формує задані фазні напруги широтно-імпульсною модуляцією. Кожна з трьох стійок (півмостів) складається з верхнього та нижнього ключів, спільна точка яких підключається до відповідної фази обмотки. Як силові ключі для низьковольтних сильноточових приводів застосовують польові транзистори (MOSFET) з малим опором у відкритому стані $R_{ds(on)}$, що мінімізує втрати провідності; кожен транзистор шунтований зустрічно-паралельним діодом для проведення зворотного (рекупераційного) струму.

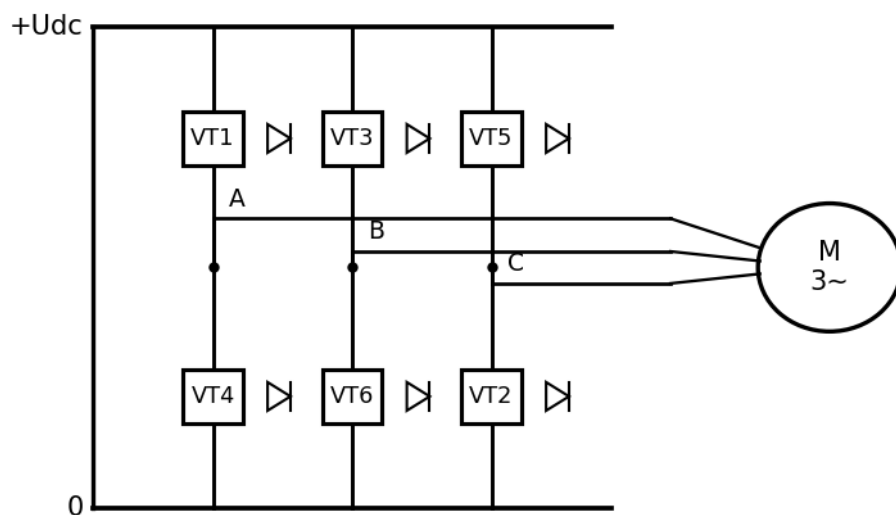


Рисунок 1.8 – Трифазний мостовий інвертор напруги на MOSFET

До складу силової частини, окрім транзисторів, входять: драйвери затворів, які підсилюють керуючі сигнали та забезпечують швидке й узгоджене перемикання ключів (зазвичай із бутстрепним живленням драйверів верхніх

ключів і формуванням «мертвого часу» для запобігання наскрізним струмам); конденсатор ланки постійного струму, що згладжує пульсації напруги живлення; давачі струму (низькоомні шунти або давачі на ефекті Холла) для зворотного зв'язку за струмом і реалізації захисту; кола захисту від перевантаження за струмом, перенапруги, перегріву та зниження напруги живлення. Безпосереднє керування ключами (формування сигналів ШІМ, обробку сигналів зворотного зв'язку та реалізацію алгоритму комутації) виконує мікроконтролер. У готових модулях усі ці функції об'єднано в регуляторі швидкості (ESC), що спрощує побудову привода; за потреби тоншого керування або інтеграції силову частину проєктують дискретно [3, 5].

Формування заданих фазних напруг здійснюють широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ): для синусоїдального керування застосовують синусоїдну ШІМ або просторово-векторну модуляцію (SVPWM), яка повніше використовує напругу ланки постійного струму, а для шестикрокового керування регулюють шпаруватість імпульсів в активних стійках. Частоту комутації обирають як компроміс між втратами та якістю струму: вищі частоти зменшують пульсації струму й акустичний шум, але збільшують динамічні (комутаційні) втрати в транзисторах. Для досліджуваного привода прийнято частоту ШІМ близько 16 кГц, що лежить поза чутним діапазоном і забезпечує прийнятні комутаційні втрати. Сумарні втрати в інверторі складаються зі втрат провідності (пропорційних $R_{ds(on)}$ та квадрату струму) і динамічних втрат перемикавання (пропорційних частоті комутації), які враховують при виборі транзисторів та тепловому розрахунку силової частини.

1.6 Постановка задач дослідження

Проведений огляд показує, що аксіальна (тороїдна) конструкція забезпечує високу питому моментну характеристику й компактність, а виконання статора без феромагнітного осердя – плавність ходу, відсутність зубцевого моменту та втрат у сталі. Водночас конструкція без феромагнітного осердя статора через

збільшений немагнітний проміжок та принципово тривимірний характер поля потребує адаптації класичних методик електромагнітного розрахунку радіальних машин. Аналіз методів керування показує, що для досліджуваного двигуна раціональним є бездатчикове керування за проти-ЕРС із синусоїдальною (SPWM) модуляцією на основі трифазного мостового інвертора на MOSFET, яке поєднує плавність ходу та надійність.

З огляду на викладене та в межах комплексної роботи, у дипломній роботі поставлено такі задачі:

- обґрунтувати вибір двороторної аксіальної конструкції без феромагнітного осердя статора та сформулювати технічне завдання й вихідні дані на розрахунок;
- розробити й застосувати методику електромагнітного розрахунку аксіального БДПС без феромагнітного осердя статора (геометрія активної зони, магнітне коло, обмотка, ЕРС, момент, механічні характеристики, втрати, ККД, тепловий режим) з урахуванням особливостей дискової геометрії та збільшеного проміжку;
- перевірити результати аналітичного розрахунку методом скінченних елементів та звіркою зі стендовими вимірюваннями;
- обґрунтувати структуру й розробити апаратну частину системи керування (силова частина на MOSFET, бездатчикове визначення положення ротора за проти-ЕРС, мікроконтролер, друкована плата);
- провести експериментальні дослідження двигуна на стенді та порівняти розрахункові й експериментальні дані.

Висновки до розділу 1

1. Аксіальна (тороїдна) конструкція завдяки аксіальному напрямку магнітного потоку та дисковій формі активної зони забезпечує вищу питому моментну характеристику за однакового зовнішнього діаметра порівняно з радіальними машинами та зручна для безредукторного (прямого) приводу.

2. Виконання статора без феромагнітного осердя усуває зубцевий момент і втрати в сталі статора та лінеаризує магнітне коло, проте збільшує ефективний немагнітний проміжок, що знижує індукцію в проміжку й потребує потужніших магнітів та адаптованої методики розрахунку; двостороння (двороторна) симетрична конструкція забезпечує взаємну компенсацію осьових сил.

3. Досліджуваний двигун має двороторну конструкцію без феромагнітного осердя статора з дев'ятьма зосередженими котушками статора та дванадцятьма полюсами ротора (комбінація 9/12, дробово-пазова обмотка з обмотковим коефіцієнтом

$k_{w1} = 0,866$), виготовлену із застосуванням адитивних технологій.

4. Для електромагнітного розрахунку доцільно поєднати аналітичний метод магнітного кола (на середньому радіусі, з адаптацією формул радіальної машини) з перевіркою методом скінченних елементів та звіркою зі стендом.

5. Для керування досліджуваним двигуном обрано бездатчикову синусоїдальну (SPWM) комутацію з визначенням положення ротора за переходом проти-ЕРС через нуль, що реалізується трифазним мостовим інвертором на MOSFET під керуванням мікроконтролера.

6. Сформульовано задачі дослідження, що визначають зміст подальших розділів роботи.

РОЗДІЛ 2. ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ РОЗРАХУНОК ДВИГУНА ТОРОЇДНОЇ КОНСТРУКЦІЇ

У розділі виконано електромагнітний розрахунок безконтактного двигуна постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції зі статором без феромагнітного осердя. Розрахунок побудовано за методикою проєктування синхронних машин зі збудженням від постійних магнітів (за Д. Гансельманом), адаптованою до дискової геометрії з осьовим магнітним потоком. Послідовність обчислень охоплює: формування технічного завдання та вихідних даних, геометричні співвідношення активної зони, вибір і розрахунок магнітної системи ротора, розрахунок магнітного кола та індукції в робочому проміжку, розрахунок тороїдної обмотки статора, визначення сталих ЕРС і моменту з механічними характеристиками, розрахунок активного опору, втрат і ККД, а також формування вихідних даних для конструктивного виконання у складі комплексного проєкту стенда.

Особливістю машини є відсутність феромагнітного осердя статора: котушки залиті в немагнітний компаунд і розміщені в осьовому проміжку між двома дисковими роторами з постійними магнітами. Це усуває зубцеві пульсації моменту й втрати в сталі, але збільшує ефективний магнітний проміжок, що враховано в розрахунку магнітного кола.

2.1 Технічне завдання та вихідні дані

Двигун призначено для електромеханічного стенда й розраховано на тривалу роботу в повторно-короткочасному режимі S2. Керування – трифазне, бездатчикове (за проти-ЕРС), від інвертора з широтно-імпульсною модуляцією. Вихідні дані, що є підставою для розрахунку, наведено в таблиці 2.1; частину з них (геометрію активної зони, число витків, переріз дроту) уточнено за результатами макетування та стендових вимірювань.

Таблиця 2.1 – Вихідні дані для електромагнітного розрахунку

Параметр	Позн.	Значення	Од.
Напруга живлення (ланка пост. струму)	U_{dc}	24	В
Число фаз (з'єднання – зірка)	m	3	–
Частота ШІМ інвертора	$f_{ШІМ}$	16	кГц
Кількість магнітів на одному роторі	N_m	12	шт
Кількість роторів	–	2	шт
Кількість котушок статора	N_s	9	шт
Залишкова індукція магніту (NdFeB N38)	B_r	1,24	Тл
Відносна магнітна проникність магніту	μ_r	1,05	–
Розміри магніту ($l \times w \times h$)	–	30×10×5	мм
Механічний робочий проміжок	δ	0,8	мм
Внутрішній радіус активної зони	$R_{вн}$	35,5	мм
Радіальна довжина активної зони	L_a	30	мм
Діаметр дроту (без / з ізоляцією)	d_{wb}/d_{wc}	0,50/0,56	мм
Витків у котушці	N	95	–
Паралельних жил у проводі	$n_{жил}$	2	–
Довжина дроту котушки (на одну жилу)	$l_{др}$	7,8	м
Контролер ESC (потужн. / струм), <i>sensorless</i>	–	500 / 15	Вт/А
Режим роботи	–	S2	–
Виміряні оберти неробочого ходу (стенд)	n_0	≈ 2000	об/хв

Конструкцію аксіального електродвигуна наочно демонструє його поздовжній розріз (рис. 2.1а)

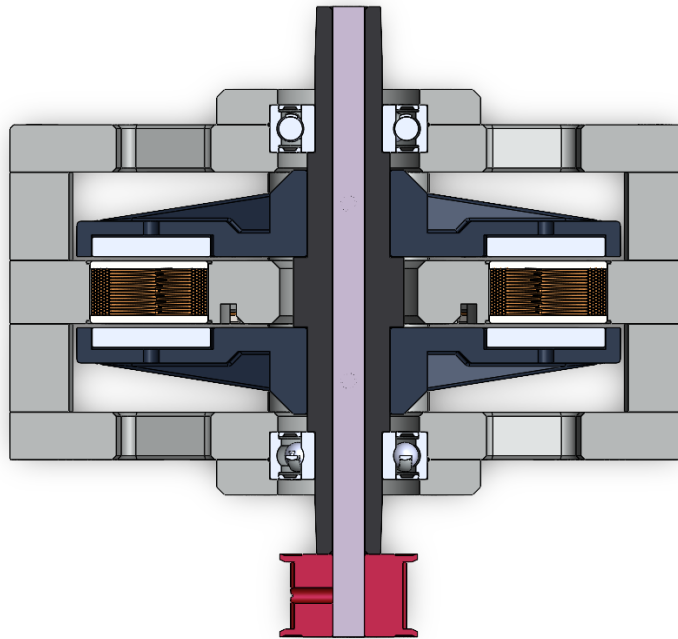


Рисунок 2.1а – Поздовжній розріз аксіального електродвигуна (CAD-модель)

2.2 Геометричні співвідношення активної зони аксіального проміжку

Машина має дробову зосереджену обмотку (FSCW). Кількість пар полюсів визначається числом магнітів на роторі:

$$N_p = \frac{N_M}{2} = \frac{12}{2} = 6. \quad (2.1)$$

Число пазів на полюс і фазу для поєднання $N_s = 9$ і $2p = 12$:

$$q = \frac{N_s}{N_M \cdot m} = \frac{9}{12 \cdot 3} = 0,25. \quad (2.2)$$

Значення $q = 0,25$ підтверджує належність обмотки до класу дробових зосереджених. Кількість котушок на одну фазу:

$$N_{\text{кот.ф}} = \frac{N_s}{m} = \frac{9}{3} = 3. \quad (2.3)$$

Електрична частота струму статора за номінальної частоти обертання $n = 2000 \frac{\text{об}}{\text{хв}}$:

$$f_e = \frac{N_p \cdot n}{60} = \frac{6 \cdot 2000}{60} = 200 \text{ Гц}. \quad (2.4)$$

Механічна та електрична кутові швидкості:

$$\omega_m = \pi \cdot \frac{n}{30} = \pi \cdot \frac{2000}{30} = 209,4 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; \quad (2.5)$$

$$\omega_e = N_p \cdot \omega_m = 6 \cdot 209,4 = 1256,6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (2.6)$$

Електрична частота 200 Гц значно нижча за частоту ШІМ 16 кГц (коефіцієнт ≈ 80), що забезпечує якісне формування струму інвертором. Геометрію активної зони у вигляді осьового перерізу «ротор–магніт–проміжок–обмотка–проміжок–магніт–ротор» наведено на рисунку 2.16.

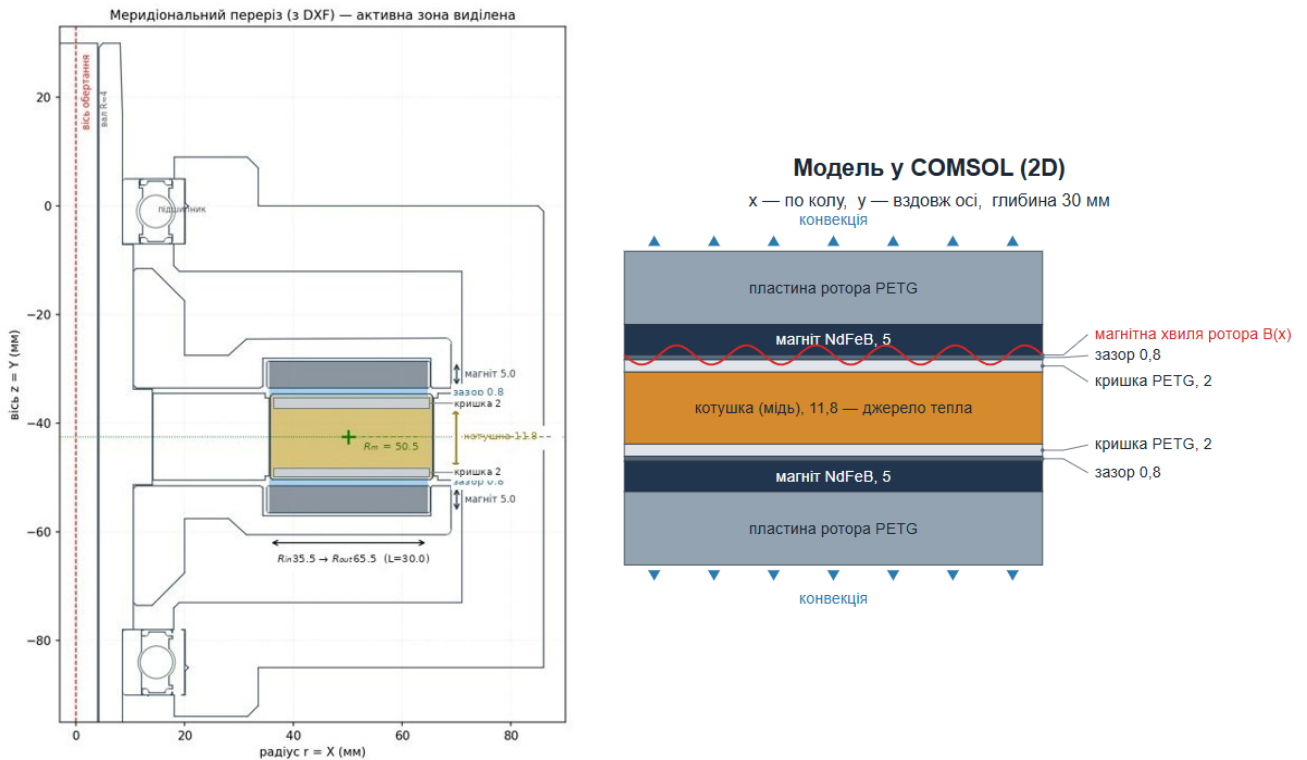


Рисунок 2.16 – Осьовий переріз активної зони двигуна

Зовнішній радіус і середній радіус активної зони:

$$R_{30B} = R_{BH} + L_a = 35,5 + 30 = 65,5 \text{ мм}; \quad (2.7)$$

$$R_{\text{сеп}} = \frac{R_{BH} + R_{30B}}{2} = \frac{35,5 + 65,5}{2} = 50,5 \text{ мм}. \quad (2.8)$$

Колова швидкість на середньому та зовнішньому радіусах:

$$v = \omega_m \cdot R_{\text{сеп}} = 209,4 \cdot 0,0505 = 10,6 \frac{\text{м}}{\text{с}}; \quad (2.9)$$

$$v_{30B} = \omega_m \cdot R_{30B} = 209,4 \cdot 0,0655 = 13,7 \frac{\text{м}}{\text{с}}. \quad (2.10)$$

Отримані лінійні швидкості помірні й не створюють проблем механічної міцності клейового кріплення магнітів. Поліусний поділок за середнім радіусом:

$$\tau_p = \frac{2\pi \cdot R_{\text{сер}}}{N_M} = \frac{2\pi \cdot 50,5}{12} = 26,4 \text{ мм} . \quad (2.11)$$

Площа полюса (робоча поверхня одного магніту) та площа активного кільця статора:

$$A_M = l_M \cdot w_M = 30 \cdot 10 = 300 \text{ мм}^2. \quad (2.12)$$

$$A_{\text{кільця}} = \pi \cdot (R_{\text{зов}}^2 - R_{\text{вн}}^2) = \pi \cdot (65,5^2 - 35,5^2) = 9,52 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2. \quad (2.13)$$

Відношення ширини магніту до полюсного поділка $\frac{w_M}{\tau_p} = \frac{10}{26,4} \approx 0,38$, тобто магнітне перекриття становить близько 38 %. Поперечний переріз простору, відведеного під провідники однієї котушки, має форму трапеції внаслідок дискової геометрії; за прийнятими з конструкції котушки розмірами (мала основа $b_1 = 7,82$ мм, висота $h = 13,6$ мм, кут розкриття $\alpha = 22^\circ$) велика основа й площа вікна:

$$b_2 = b_1 + 2 \cdot h \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\alpha}{2}\right) = 7,82 + 2 \cdot 13,6 \cdot \operatorname{tg} 11^\circ = 13,11 \text{ мм}; \quad (2.14)$$

$$A_{\text{вікна}} = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot h = \frac{7,82 + 13,11}{2} \cdot 13,6 = 142 \text{ мм}^2. \quad (2.15)$$

2.3 Вибір та розрахунок постійних магнітів дискового ротора

Як матеріал постійних магнітів обрано спечений неодим-залізо-бор марки NdFeB N38. Вибір зумовлено найвищою серед доступних матеріалів питомою магнітною енергією, що для машини без феромагнітного осердя зі збільшеним проміжком є визначальним, а також прийнятною вартістю та поширеністю типорозмірів. Залишкова індукція матеріалу $B_r = 1,24$ Тл, відносна магнітна проникність на ділянці повернення $\mu_r = 1,05$; робоча температура магнітів у режимі S2 не перевищує допустимої для класу N (до 80°C).

Магніти прямокутні, розмірами $30 \times 10 \times 5$ мм; осьова (намагнічувальна) висота $l_m = 5$ мм. На кожному з двох роторів розміщено по 12 магнітів із чергуванням полюсів N–S, що утворює 24 магніти загалом. Розташування магнітів на дисковому роторі та основні геометричні співвідношення показано на рисунку 2.2.

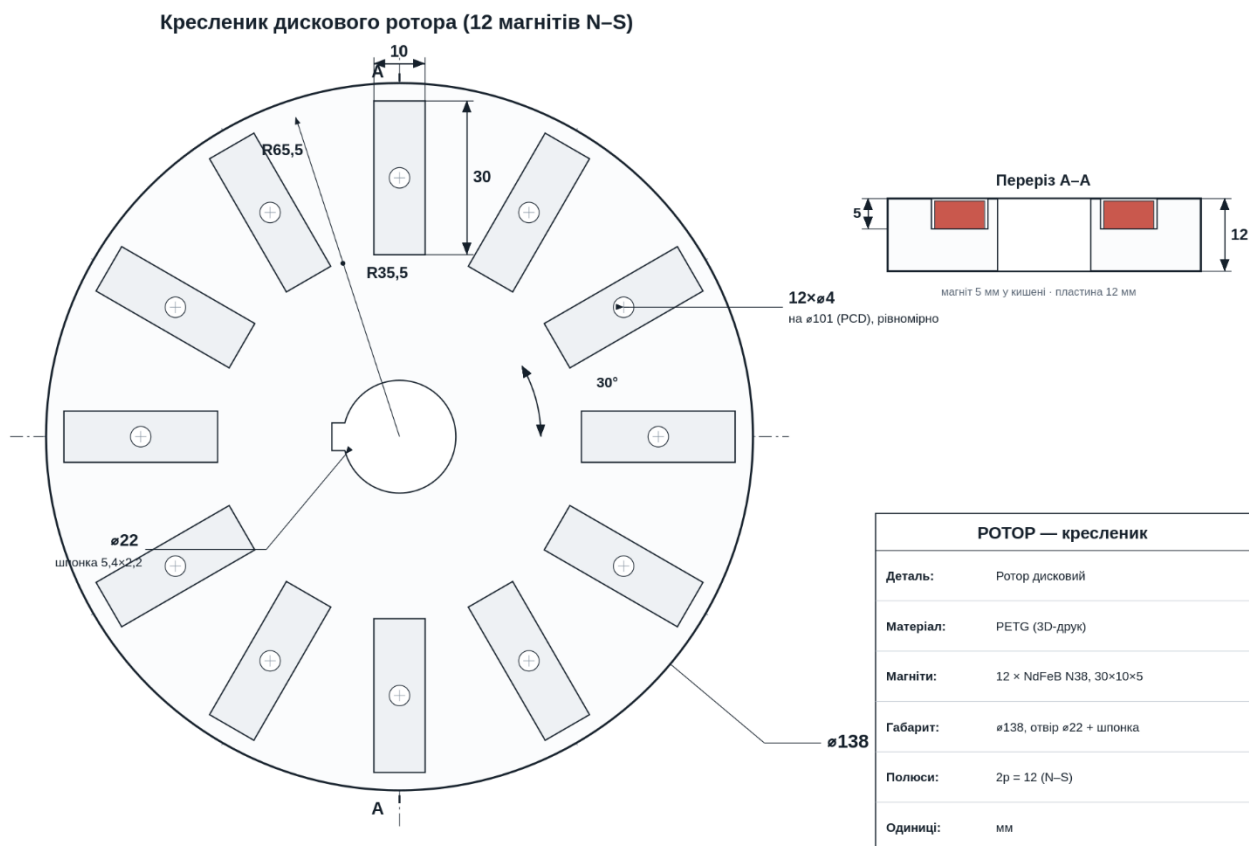


Рисунок 2.2 – Дисковий ротор: розташування 12 магнітів N–S

Для перевірки відповідності типорозміру магніту виконано звірку за масою. Об'єм одного магніту $V_m = 30 \cdot 10 \cdot 5 = 1500 \text{ мм}^3 = 1,5 \text{ см}^3$; за густини NdFeB $\rho \approx 7,5 \text{ г/см}^3$ маса становить $m = 7,5 \cdot 1,5 \approx 11,3 \text{ г}$, що збігається з каталожним значенням 11,30 г. Це підтверджує коректність прийнятих геометричних розмірів магнітної системи.

2.4 Розрахунок магнітного кола та індукції в робочому проміжку

Через відсутність феромагнітного осердя статора магнітний потік перетинає весь немагнітний пакет між магнітами двох роторів – два механічні проміжки та обмотку в немагнітному компаунді. Тому замість класичного робочого проміжку вводиться сумарний (ефективний) немагнітний проміжок:

$$g_t = h_{\text{оск}} + 2 \cdot \delta = 11,8 + 2 \cdot 0,8 = 13,4 \text{ мм}, \quad (2.16)$$

де $h_{\text{оск}}$ – осьова товщина обмотки в немагнітному компаунді. Оскільки два магніти роторів працюють послідовно на спільний проміжок, коефіцієнт магнітної провідності (permeance coefficient) визначається через подвоєну висоту магніту:

$$P_c = \frac{2 \cdot l_m}{g_t} = \frac{2 \cdot 5}{13,4} = 0,746. \quad (2.17)$$

Шлях магнітного потоку та еквівалентну магнітну схему (два магніти-джерела МРС, послідовно ввімкнені на провідність проміжку) наведено на рисунку 2.3.

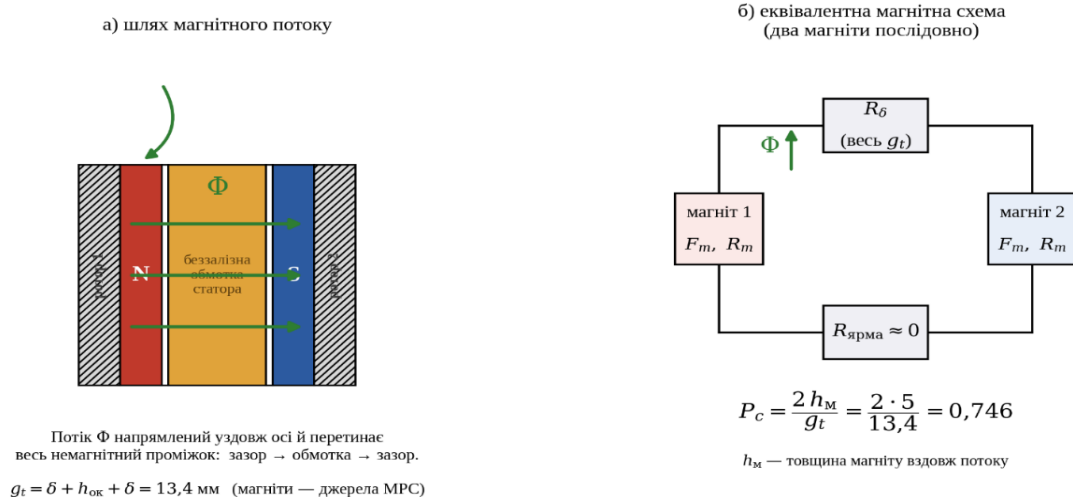


Рисунок 2.3 – Магнітне коло двигуна: а) шлях потоку; б) еквівалентна схема

Індукція на поверхні магніту в робочій точці (без урахування розсіювання) знаходиться як точка перетину прямої повернення матеріалу та лінії навантаження:

$$B_{g0} = \frac{B_r \cdot P_c}{P_c + \mu_r} = \frac{1,24 \cdot 0,746}{0,746 + 1,05} = 0,515 \text{ Тл.} \quad (2.18)$$

Графічне визначення робочої точки за лінією навантаження показано на рисунку 2.4.

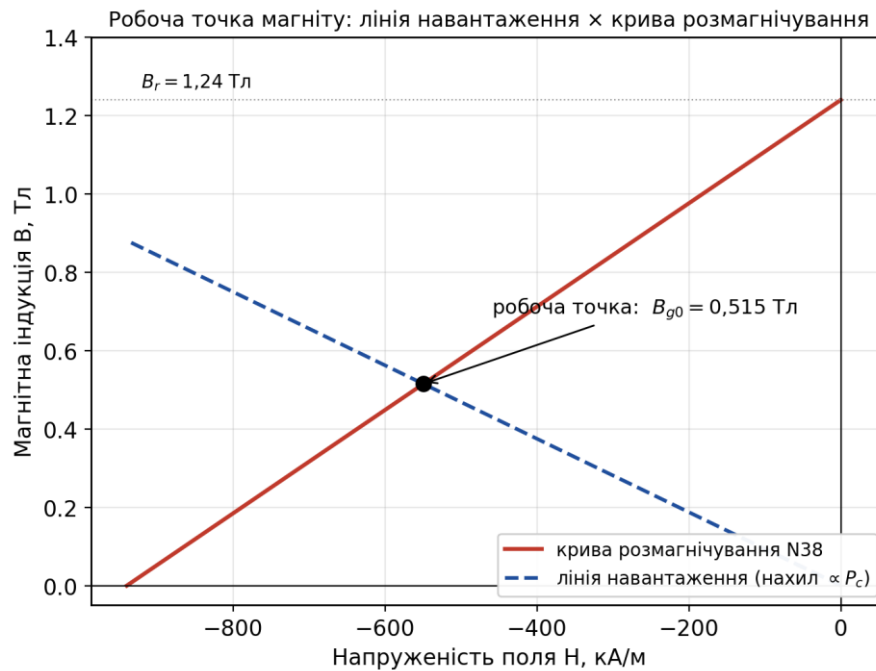


Рисунок 2.4 – Визначення робочої точки магніту за лінією навантаження

Реальна індукція в зоні обмотки менша за B_{g0} через крайове розсіювання, характерне для аксіальних машин без феромагнітного осердя. Коефіцієнт розсіювання приймаємо $K_l = 0,50$ (типовий діапазон 0,4...0,6 для АФРМ без осердя); це значення узгоджено зі стендовими вимірюваннями (див. п. 2.6). Тоді робоча індукція й магнітний потік на полюс:

$$B_g = K_l \cdot B_{g0} = 0,50 \cdot 0,515 = 0,258 \text{ Тл;} \quad (2.19)$$

$$\Phi_g = B_g \cdot A_m = 0,258 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 77,3 \cdot 10^{-6} \text{ Вб} = 77,3 \text{ мкВб} \quad (2.20)$$

2.5 Розрахунок торойдної обмотки статора

Обмотковий коефіцієнт визначає ефективність наведення ЕРС зосередженою дробовою обмоткою. Електричний кут між осями сусідніх котушок (пазів):

$$\alpha_e = \frac{N_p \cdot 360^\circ}{N_s} = \frac{6 \cdot 360^\circ}{9} = 240^\circ \text{ ел.} \quad (2.21)$$

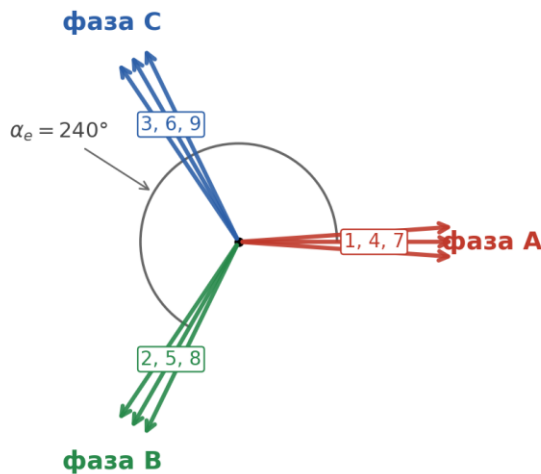
Усі три котушки однієї фази за зірковою діаграмою пазів збігаються за фазою, тому розподільний коефіцієнт $k_{d1} = 1,0$. Коефіцієнт укорочення (для зубцевої котушки):

$$k_{p1} = \sin\left(\frac{\alpha_e}{2}\right) = \sin 120^\circ = 0,866; \quad (2.22)$$

$$k_{w1} = k_{d1} \cdot k_{p1} = 1 \cdot 0,866 = 0,866. \quad (2.23)$$

Зіркову діаграму пазів для поєднання 9/12, що пояснює отримані коефіцієнти, наведено на рисунку 2.5.

Зіркова діаграма пазів $N_s=9 / 2p=12$ ($q=0,25$)

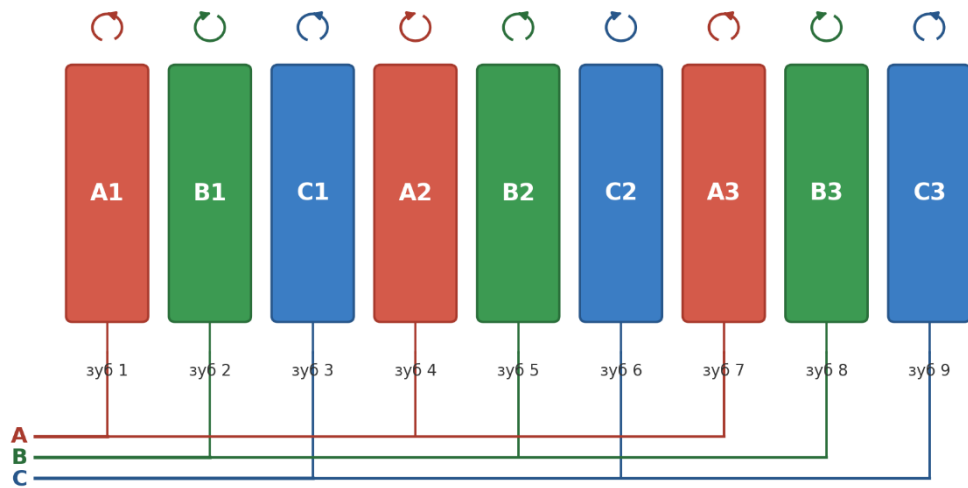


$k_{d1} = 1$ (3 котушки фази збігаються), $k_{p1} = \sin(\alpha_e/2) = 0,866$, $k_{w1} = 0,866$

Рисунок 2.5 – Зіркова діаграма пазів обмотки ($N_s = 9$, $2p = 12$)

Три котушки кожної фази з'єднано послідовно (число паралельних віток $a = 1$), фази – у зірку. Розгорнуту схему обмотки з розподілом котушок А1...С3 по дев'яти зубцях показано на рисунку 2.6.

Розгорнута схема тороїдної обмотки (9 зубцевих котушок, 3 фази)



З котушки кожної фази — послідовно ($a=1$); фази — у зірку

Рисунок 2.6 – Розгорнута схема тороїдної обмотки статора

Розрахунок провідника. Переріз однієї жили (мідь, по міді):

$$A_{wb} = \frac{\pi \cdot d_{wb}^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,502^2}{4} = 0,196 \text{ мм}^2. \quad (2.24)$$

Середня довжина витка (за виміряною довжиною дроту котушки й числом витків):

$$MLT = \frac{l_{др}}{N} = \frac{7800}{95} = 82,1 \text{ мм}. \quad (2.25)$$

Сумарна кількість провідників у перерізі котушки (з урахуванням паралельних жил) і площа міді з ізоляцією:

$$N_{пр} = N \cdot n_{жил} = 95 \cdot 2 = 190; \quad (2.26)$$

$$A_{wc} = \frac{\pi \cdot d_{wc}^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,562^2}{4} = 0,246 \text{ мм}^2. \quad (2.27)$$

Коефіцієнт заповнення вікна обмоткою:

$$K_{wc} = \frac{N_{пр} \cdot A_{wc}}{A_{вікна}} = 190 \cdot \frac{0,246}{142} = 0,33 \text{ (33 \%)}. \quad (2.28)$$

Отримане заповнення 33 % є реалістичним для ручного намотування круглим проводом у немагнітному компаунді й залишає технологічний запас.

2.6 Розрахунок ЕРС, електромагнітного моменту та механічних характеристик; звірка зі стендом

Стала ЕРС однієї котушки (за магнітним потоком на полюс і числом витків):

$$K_{e, \text{кот}} = N \cdot N_p \cdot \Phi_g = 95 \cdot 6 \cdot 77,3 \cdot 10^{-6} = 0,0441 \text{ В} \cdot \frac{\text{с}}{\text{рад}}. \quad (2.29)$$

Стала ЕРС фази (три котушки з урахуванням обмоткового коефіцієнта):

$$K_{e, \phi} = N_{\text{кот}} \cdot \phi \cdot k_{w1} \cdot K_{e, \text{кот}} = 3 \cdot 0,866 \cdot 0,0441 = 0,1146 \text{ В} \cdot \frac{\text{с}}{\text{рад}}. \quad (2.30)$$

Розрахункова частота обертання неробочого ходу за номінальної напруги ланки:

$$S_{\text{max}} = \frac{30 \cdot U_{dc}}{\pi \cdot K_{e, \phi}} = \frac{30 \cdot 24}{\pi \cdot 0,1146} = 2003 \frac{\text{об}}{\text{хв}}. \quad (2.31)$$

Розрахункове значення 2003 об/хв практично збігається з виміряним на стенді (≈ 2000 об/хв). Цей збіг є прямою експериментальною перевіркою електромагнітного розрахунку: він підтверджує коректність визначеної сталої ЕРС $K_{e, \phi}$, а отже й прийнятого коефіцієнта розсіювання $K_l = 0,50$ та робочої індукції $B_g = 0,258$ Тл (п. 2.4).

Для безконтактного двигуна постійного струму стала моменту дорівнює сталій ЕРС (у системі СИ):

$$K_{t, \phi} = K_{e, \phi} = 0,1146 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}}. \quad (2.32)$$

Електромагнітний момент лінійно залежить від струму фази, а механічна характеристика (залежність частоти обертання від навантаження) має вигляд:

$$T = K_{t, \phi} \cdot I; \quad (2.33)$$

$$S_{(I)} = \frac{30 \cdot U_{dc} - I \cdot R_{\phi}}{\pi \cdot K_{e, \phi}}, \quad (2.34)$$

де опір фази R_{ϕ} визначено в п. 2.7. Кількісні значення моменту, обертів і ККД для робочого діапазону струмів зведено в таблицях 2.2 і 2.3 та подано графічно на рисунку 2.7.

2.7 Розрахунок активного опору, втрат, ККД та теплового режиму

Активний опір обмотки за температури 20 °С. Опір однієї жили котушки (питомий опір міді $\rho_0 = 1,724 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$):

$$R_{\text{жил}} = \rho_0 \cdot \frac{l_{\text{др}}}{A_{\text{wb}}} = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{7,8}{0,196 \cdot 10^{-6}} = 0,685 \text{ Ом} . \quad (2.35)$$

Опір котушки (дві жили паралельно) і фази (три котушки послідовно):

$$R_{\text{кот}} = \frac{R_{\text{жил}}}{n_{\text{жил}}} = \frac{0,685}{2} = 0,342 \text{ Ом}; \quad (2.36)$$

$$R_{\phi} = N_{\text{кот.}\phi} \cdot R_{\text{кот}} = 3 \cdot 0,342 = 1,027 \text{ Ом} . \quad (2.37)$$

Опір фази в нагрітому стані (80 °С; температурний коефіцієнт міді $\alpha_{\text{Cu}} = 0,004 \frac{1}{^{\circ}\text{C}}$):

$$R_{\phi(80)} = R_{\phi} \cdot [1 + \alpha_{\text{Cu}} \cdot (80 - 20)] = 1,027 \cdot (1 + 0,004 \cdot 60) = 1,274 \text{ Ом} . \quad (2.38)$$

Пусковий струм за повної напруги (заблокований ротор):

$$I_{\text{пуск}} = \frac{U_{\text{dc}}}{R_{\phi}} = \frac{24}{1,027} = 23,4 \text{ А (холодний)}; \frac{24}{1,274} = 18,8 \text{ А (гарячий)} . \quad (2.39)$$

Обидва значення перевищують допустимий тривалий струм контролера (15 А), тому пусковий і піковий струми обмежує саме ESC. Залежність моменту, густини струму, магніторушійної сили та теплових втрат від струму фази наведено в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Момент, густина струму та втрати залежно від струму фази (опір 20 °С)

I, А	T, Н·м	J, А/мм ²	N·I, А	P _{cu} , Вт	Режим
3	0,34	7,6	285	28	тривалий

5	0,57	12,7	475	77	короткочасний
15	1,72	38,2	1425	693	піковий (межа ESC)

Перевірка за дотичним (тангенціальним) напруженням у проміжку для тривалого робочого струму ($I = 3 \text{ А}$, $T = 0,34 \text{ Н·м}$):

$$\sigma = \frac{T}{2\pi \cdot R_{\text{сер}}^2 \cdot La} = \frac{0,34}{2\pi \cdot 0,0505^2 \cdot 0,030} \approx 0,71 \cdot 103 \text{ Па} \approx 0,10 \text{ psi}. \quad (2.40)$$

Отримане напруження істотно нижче типового для машин з осердям (порядку 0,5–2 psi). Навіть за нижньою межею цього діапазону ($\sigma = 0,5 \text{ psi}$) двигун розвивав би момент близько 1,66 Н·м, для чого потрібен струм $\approx 14,5 \text{ А}$ – майже на межі можливостей контролера (15 А). Це означає, що двигун обмежений за струмом контролера, а не магнітно: магнітна система має запас, і за потужнішого ESC момент можна збільшити. Теплові та енергетичні показники в робочому діапазоні визначаються електричними втратами в міді (втрати в сталі та зубцеві пульсації відсутні через відсутність феромагнітного осердя статора):

$$P_{cu} = m \cdot I_2 \cdot R_{\phi}; \quad (2.41)$$

$$P_2 = T \cdot \omega_m = U_{dc} \cdot I - P_{cu}; \quad (2.42)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_{cu}}. \quad (2.43)$$

Результати розрахунку робочих характеристик (опір – у нагрітому стані) наведено в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Робочі характеристики двигуна (опір фази 80 °С)

I, А	n, об/хв	T, Н·м	P ₂ , Вт	P _{cu} , Вт	η, %
1	1896	0,11	22,7	3,8	86
2	1790	0,23	42,9	15,3	74
3	1684	0,34	60,5	34,4	64
5	1471	0,57	88,2	95,5	48

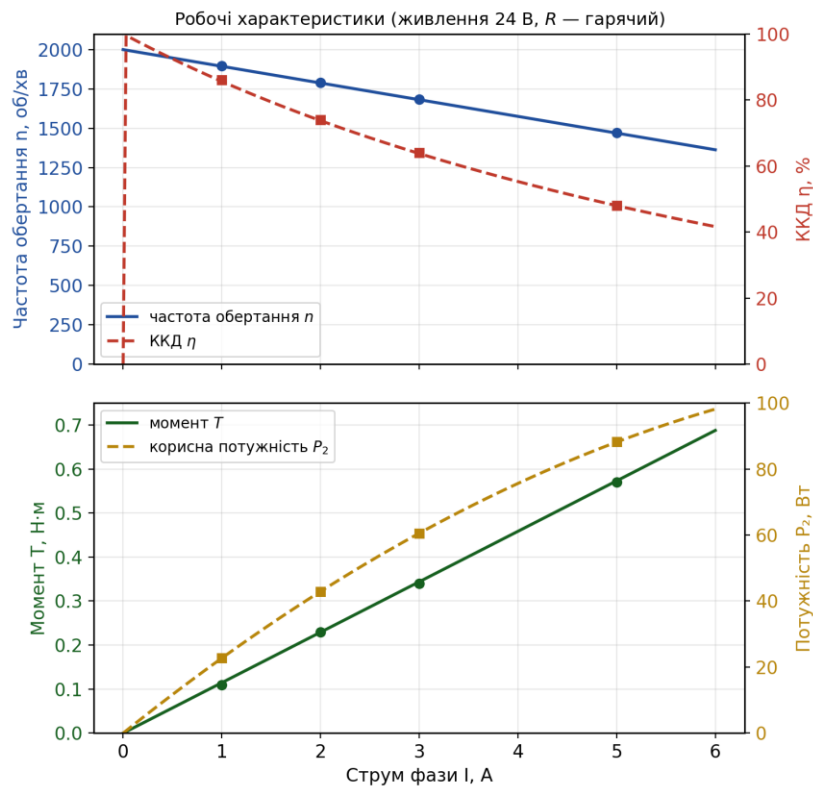


Рисунок 2.7 – Розрахункові робочі характеристики двигуна

Найвищий ККД (понад 85 %) досягається за малих струмів (легке навантаження, високі оберти); зі зростанням навантаження ККД спадає через квадратичне зростання втрат у міді. Робочою для стенда є зона $I = 1 \dots 2$ А, де ККД становить 74...86 %. Узагальнювальним показником якості перетворення є двигунна стала:

$$K_m = \frac{K_{t,\phi}}{\sqrt{R\phi}} = \frac{0,1146}{\sqrt{1,027}} = 0,113 \frac{\text{Н}\cdot\text{м}}{\sqrt{\text{Вт}}}. \quad (2.44)$$

2.8 Перевірочний розрахунок магнітного поля методом скінченних елементів

Аналітичний розрахунок магнітного кола (п. 2.4) спирається на інтегральні коефіцієнти – провідність P_c і коефіцієнт розсіювання K_l . Для незалежної перевірки розподілу магнітного поля та уточнення цих коефіцієнтів виконано моделювання методом скінченних елементів (МСЕ) у пакеті COMSOL Multiphysics. З огляду на дискову геометрію застосовано двовимірну постановку

на «розгорнутому» за середнім радіусом перерізі активної зони: горизонтальна вісь відповідає напрямку по колу (довжина $2\pi \cdot R_{\text{сер}}$), вертикальна – осьовому напрямку, а глибина моделі дорівнює радіальній довжині активної зони $L_a = 30$ мм. Пакет шарів моделі відтворює реальну конструкцію (рисунок 2.1б): пластина ротора – магніт NdFeB (5 мм) – проміжок (0,8 мм) – кришка – котушка в немагнітному компаунді (мідь, 11,8 мм) – кришка – проміжок – магніт – пластина ротора.

Будову активної зони та принцип замикання магнітного потоку наведено на рисунку 2.8а. Магнітна система є двороторним «сендвічем»: між двома дисковими роторами з постійними магнітами розміщено тороїдну котушку без феромагнітного осердя. Магніти двох роторів обернені різнойменними полюсами один до одного (схема NS), тому магнітний потік виходить із полюса N одного ротора, аксіально пронизує котушку наскрізь і входить у полюс S протилежного ротора, замикаючись по колу через сусідні полюси. Саме таке аксіальне замикання потоку крізь котушку й створює обертовий момент. Через відсутність сталі в активній зоні потік долає збільшений немагнітний проміжок (два повітряні проміжки по 0,8 мм та аксіальну товщину котушки 11,8 мм), що пояснює знижену порівняно з машинами із зубцевим статором індукцію в робочому проміжку ($B_g = 0,258$ Тл, п. 2.4).

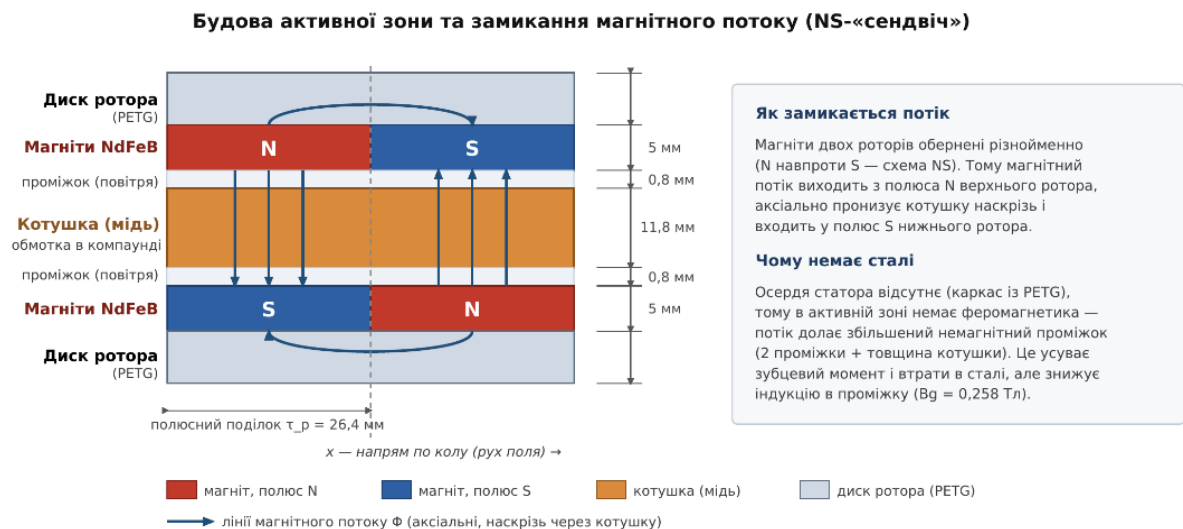


Рисунок 2.8а – Будова активної зони та замикання магнітного потоку (NS-«сендвіч»)

Оскільки магнітне поле аксіальної машини є періодичним по куту, а не осесиметричним, для чисельного аналізу застосовано прийом розгортки на середньому радіусі (рисунок 2.8б): кільцеву активну зону «розрізають» по колу радіуса $R_{\text{сер}} = 50,5$ мм і розгортають у плоску смугу. У цій 2D-постановці горизонтальна вісь x відповідає напрямку по колу (уздовж якого біжить хвиля поля), вертикальна вісь y — аксіальному напрямку (шари активної зони: диск ротора – магніт – проміжок – котушка – проміжок – магніт – диск ротора), а позаплощинна глибина моделі дорівнює радіальній довжині магніту $L_z = 30$ мм. Намагніченість магнітів задано як першу просторову гармоніку, що чергується по колу з полюсним поділом $\tau_p = 26,4$ мм; зсув цієї хвилі моделює обертання поля. Така модель є економною за обчислювальними ресурсами та достатньо точною для визначення індукції в проміжку; її обмеження є неврахування крайового розсіювання поля по радіусу, яке в аналітичному розрахунку враховано коефіцієнтом розсіювання $K_1 = 0,5$ і підтверджено стендовими вимірюваннями (п. 2.6).



Рисунок 2.8б – Розгортка дискової машини на середньому радіусі

Результат магнітостатичного розрахунку — розподіл модуля магнітної індукції $|B|$ із лініями магнітного потоку — наведено на рисунку 2.8в. Поле має виражену дванадцятиполюсну структуру (шість пар полюсів), що відповідає прийнятій магнітній системі; лінії потоку замикаються в аксіальному напрямку

від магнітів одного ротора крізь немагнітну зону до магнітів протилежного ротора. Індукція в зоні розташування обмотки становить близько 0,15–0,26 Тл, що узгоджується з аналітично визначеним значенням $B_g = 0,258$ Тл (формула 2.19) і підтверджує коректність прийнятого коефіцієнта розсіювання $K_l = 0,50$. Підвищені значення (до $\approx 0,3$ Тл) спостерігаються безпосередньо біля полюсних граней магнітів, а зубцевих пульсацій поля немає – статор не містить феромагнітних елементів.

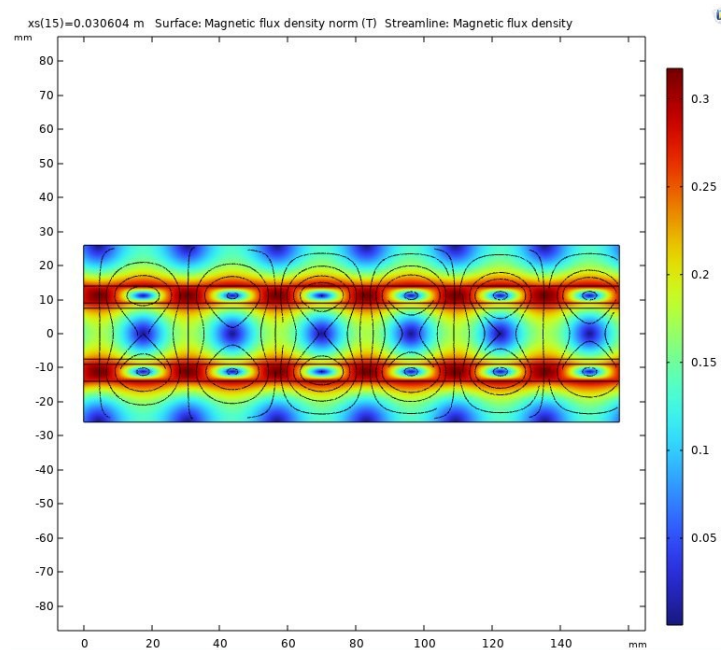


Рисунок 2.8в – Розподіл магнітної індукції $|B|$ та лінії поля у розгорнутому перерізі активної зони (MCE, COMSOL)

Для оцінки теплового режиму (п. 2.3, 2.7) виконано стаціонарний тепловий розрахунок тієї самої моделі: джерелом тепла задано мідну обмотку з потужністю теплових втрат P_{cu} , а на зовнішніх поверхнях роторів – конвективний тепловідвід. Отримане температурне поле наведено на рисунку 2.9. Найвищу температуру (≈ 75 °C) має мідна обмотка як єдине джерело тепла; до зовнішніх поверхонь роторів температура спадає приблизно до 48–50 °C. Температура постійних магнітів не перевищує ≈ 60 °C, тобто залишається в допустимих для класу N межах (до 80 °C), що підтверджує прийняте в п. 2.3 припущення про тепловий режим S2 і відсутність ризику незворотного розмагнічування.

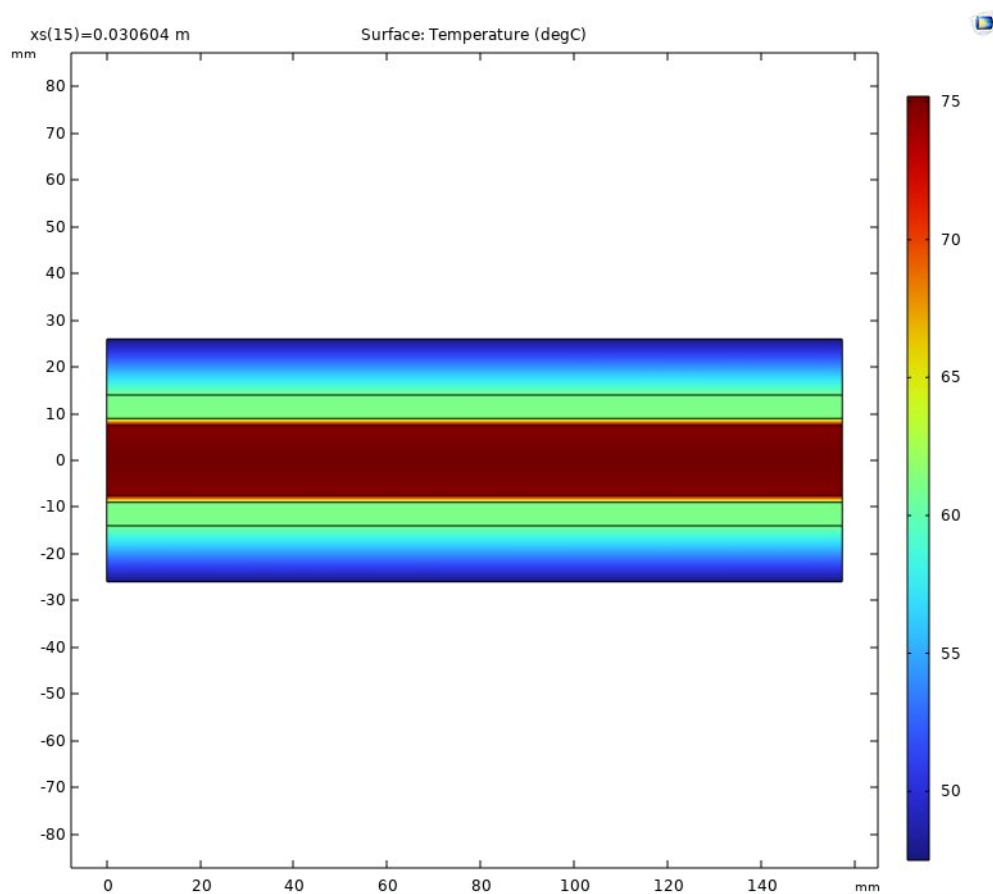


Рисунок 2.9 – Температурне поле активної зони у стаціонарному режимі (MCE, COMSOL)

Додатковим підтвердженням інтегрального результату магнітного розрахунку слугує стендовий експеримент: виміряна частота обертання неробочого ходу (≈ 2000 об/хв) у межах похибки збігається з розрахунковою (2003 об/хв, формула 2.31), що безпосередньо підтверджує сталу ЕРС, а через неї – прийняте значення $K_l = 0,50$ та робочу індукцію B_g . Таким чином, інтегральні та польові параметри двигуна узгоджуються між аналітичним розрахунком, MCE-моделюванням і стендовим експериментом.

2.9 Формування вихідних даних для конструктивного виконання

Результати електромагнітного розрахунку є вихідними даними для конструкторської частини комплексного проєкту: вони задають магнітну систему (марку, розміри й розташування магнітів), параметри обмотки (число витків, переріз і довжину дроту, схему з'єднання), робочий проміжок і очікувані

електромеханічні показники. Зведені характеристики двигуна наведено в таблиці 2.4, прийняті (довідкові та узгоджені) величини з обґрунтуванням – у таблиці 2.5.

Таблиця 2.4 – Зведені характеристики спроектованого двигуна

Характеристика	Значення	Од.
Номінальна напруга ланки, U_{dc}	24	В
Оберти неробочого ходу, n_{max}	≈ 2000	об/хв
Стала ЕРС фази, $K_{e,\phi}$	0,1146	В·с/рад
Стала моменту фази, $K_{t,\phi}$	0,1146	Н·м/А
Опір фази (20 / 80 °С), R_ϕ	1,027 / 1,274	Ом
Робоча індукція в проміжку, B_g	0,258	Тл
Потік на полюс, Φ_g	77,3	мкВб
Обмотковий коефіцієнт, k_{w1}	0,866	—
Коефіцієнт заповнення вікна, K_{wc}	33	%
Двигунна стала, K_m	0,113	$(Н \cdot м)/\sqrt{ВТ}$
Тривалий момент ($J \approx 7,6 \text{ А/мм}^2$)	0,34	Н·м
Піковий момент ($I = 15 \text{ А}$)	1,72	Н·м
ККД у робочій зоні ($I = 1 \dots 2 \text{ А}$)	74...86	%

Таблиця 2.5 – Прийняті величини та підстава для їх вибору

Величина	Прийнято	Підстава
Коефіцієнт розсіювання K_l	0,50	діапазон 0,4–0,6 для AFPM без феромагнітного осердя; підтверджено стендом ($S_{max} \approx 2000$)
Розподільний коефіцієнт k_{dl}	1,0	три котушки фази збігаються за фазою ($q = 0,25$)
Питомий опір міді ρ_0	$1,724 \cdot 10^{-8}$ Ом·м	довідкове, 20 °C
Темп. коефіцієнт міді α_{Cu}	0,004 1/°C	довідкове
Густина магнітів NdFeB	7,5 г/см ³	довідкове; звірка маси магніту (11,3 г)
Втрати в сталі, зубцеві пульсації	0	статор без феромагнітного осердя – немає сталі та зубців

Висновки до розділу 2

1. Виконано повний електромагнітний розрахунок безконтактного двигуна постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції зі статором без феромагнітного осердя за методикою Гансельмана, адаптованою до дискової геометрії з осьовим потоком.

2. Визначено ключові електромагнітні параметри: обмотковий коефіцієнт $k_{w1} = 0,866$, робочу індукцію в проміжку $B_g = 0,258$ Тл, потік на полюс $\Phi_g = 77,3$ мкВб, сталі ЕРС і моменту $K_{e,\phi} = K_{t,\phi} = 0,1146$ (В·с/рад та Н·м/А відповідно).

3. Розрахункова частота обертання неробочого ходу (2003 об/хв) збігається з виміряною на стенді (≈ 2000 об/хв), що експериментально підтверджує коректність магнітного розрахунку та прийнятого коефіцієнта розсіювання $K_l = 0,50$.

4. Визначено опір фази (1,027 Ом за 20 °С і 1,274 Ом за 80 °С) та двигунну сталу $K_m = 0,113 \frac{\text{Н}\cdot\text{м}}{\sqrt{\text{Вт}}}$; через відсутність феромагнітного осердя статора втрати в сталі й зубцеві пульсації моменту відсутні.

5. Перевірка за дотичним напруженням ($\sigma \approx 0,10 \text{ psi}$) показала, що двигун обмежений струмом контролера (15 А), а не магнітно; за цього обмеження момент сягає 1,72 Н·м, а в робочій зоні ($I = 1 \dots 2 \text{ А}$) ККД становить 74...86 %.

6. Сформовано вихідні дані (таблиці 2.4, 2.5) для конструкторської частини комплексного проєкту – магнітну систему, параметри й схему обмотки та очікувані характеристики двигуна.

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА АПАРАТНОЇ ЧАСТИНИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Метою цього розділу є розробка апаратної частини системи керування безконтактним двигуном постійного струму тороїдної (аксіальної) конструкції у складі двомашинного електромеханічного стенда. Стенд утворено двома безконтактними машинами – тороїдною (аксіальною) та конічною, – вали яких з'єднано пасовою передачею з відношенням 1:1. У кожному з режимів одна машина працює двигуном, а друга навантажує її, працюючи генератором; ролі машин взаємозамінні. Відповідно, апаратна частина має забезпечити живлення та керування машиною-двигуном, регульоване електричне навантаження машини-генератора, вимірювання робочих параметрів і взаємодію з оператором.

Систему побудовано за ієрархічним (дворівневим) принципом. На нижньому рівні працює спеціалізована силова електроніка, що в реальному часі формує фазні струми та має вбудовані апаратні захисти. На верхньому рівні мікроконтролер виконує супервізорні функції: реалізує закон керування, формує завдання для силового рівня, опитує датчики та забезпечує індикацію і зв'язок. Таке рознесення функцій поєднує швидкодію силової комутації з гнучкістю програмної логіки.

Силовий інвертор, алгоритм комутації та визначення положення ротора за проти-ЕРС реалізовано на готовому інтегрованому драйвері безконтактного двигуна (ESC) на спеціалізованому контролері JY01. Тому в підрозділах 3.1–3.4 спершу розкрито принцип роботи цих вузлів, а далі (3.5–3.8) подано власне інженерну розробку: обґрунтування вибору драйвера за вимогами розділу 2, розрахунок елементів силового кола та вимірювального тракту, схемотехніку мікроконтролера й інтерфейсів, формування вихідних даних для синтезу регуляторів і компонування друкованої плати.

3.1 Обґрунтування структури апаратної частини

Оскільки безконтактний двигун не має механічного колектора, перемикання струму між фазними обмотками виконує електронний перетворювач відповідно до положення ротора. Це задає мінімальний склад апаратної частини: джерело живлення, силовий інвертор з вузлом визначення положення ротора, керуючий мікроконтролер, набір датчиків і засоби взаємодії з оператором.

Силовий перетворювач разом з логікою комутації, визначенням положення за проти-ЕРС та апаратними захистами реалізовано на готовому ESC-модулі на контролері JY01. Такий вибір прямо впливає з вимог розділу 2 (напруга шини 24 В, піковий фазний струм до 15 А) та практичних міркувань: модуль уже містить трифазний мостовий інвертор на польових транзисторах, схему бездатчикової комутації, драйвери затворів, захист від перевантаження за струмом і заклинювання, а також радіатор. Це дає змогу зосередити розробку на системі керування верхнього рівня, не проєктуючи власний інвертор.

Роль керуючого пристрою верхнього рівня виконує модуль ESP32-S3 Super Mini. Його обчислювальних ресурсів (два ядра, апаратні канали ШІМ, багатоканальний АЦП, вбудований радіоканал) достатньо для реалізації регулювання, вимірювань і бездротового зв'язку без додаткових мікросхем [9]. Мікроконтролер не втручається в безпосередню комутацію фаз: він формує для драйвера лише сигнал завдання швидкості, керує реле напряму та силовим ключем навантаження генератора, опитує датчики й передає дані операторові.

Узагальнену структуру апаратної частини показано на рисунку 3.1, перелік основних компонентів – у таблиці 3.1.

Структурна схема апаратної частини системи керування стендом

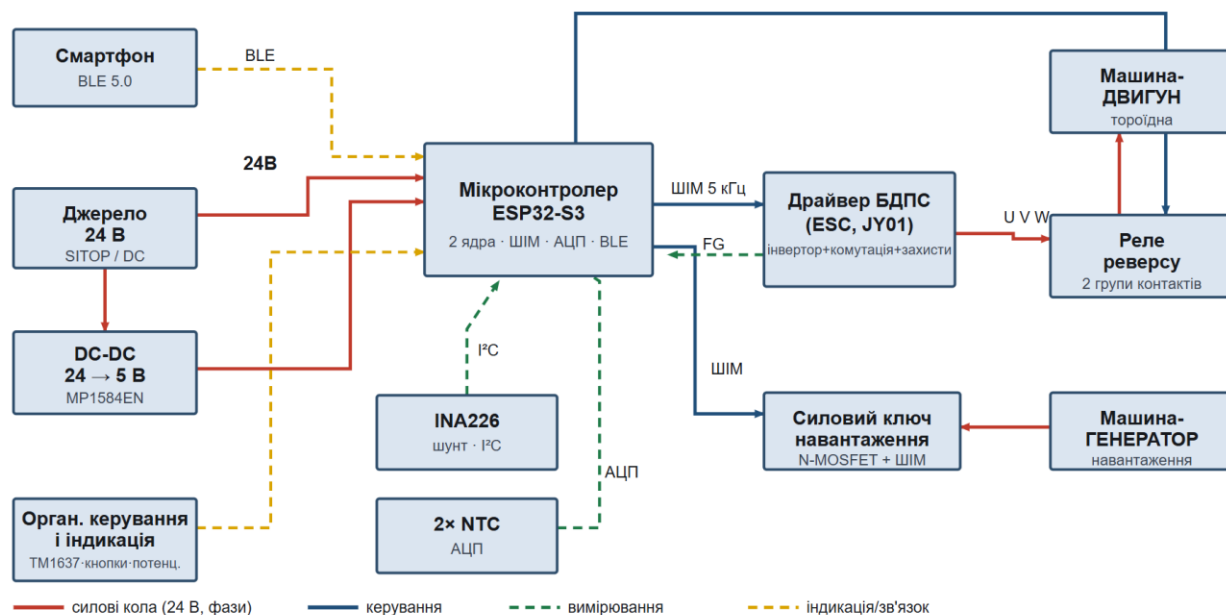


Рисунок 3.1 – Структурна схема апаратної частини системи керування стендом

Таблиця 3.1 – Основні компоненти апаратної частини

Компонент	Призначення	Основні параметри
Драйвер БДПС (ESC, JY01)	Комутація, силовий інвертор, захисти	3 фази; 12–36 В; до 15 А; 500 Вт; SPWM
Мікроконтролер ESP32-S3 Super Mini	Супервізорне керування, регулювання, інтерфейси	2 ядра; АЦП 12 біт; ШІМ; BLE 5.0; логіка 3,3 В
DC-DC перетворювач MP1584EN	Живлення керуючої частини	вхід 24 В → вихід 5 В; до 3 А
Монітор струму INA226	Вимірювання струму, напруги, потужності	шунт R010; інтерфейс I ² C; АЦП 16 біт
Датчики температури NTC (×2)	Контроль нагріву машини та силової частини	термістор 10 кОм; В ≈ 3950 К; дільник напруги
Реле реверсу	Зміна напрямку перекомутацією фаз	2 перекидні групи контактів; котушка 5 В

Силовий ключ навантаження	Керування моментом машини-генератора	N-канальний MOSFET з оптронною розв'язкою
Індикатори TM1637 (×4)	Виведення обертів, температури, струму, потужності	4-розрядні; інтерфейс CLK/DIO
Органи керування	Пуск/стоп, реверс, завдання швидкості	кнопки; потенціометр 10 кОм
Канал BLE	Обмін зі смартфоном	вбудований у ESP32-S3; BLE 5.0

3.2 Алгоритм комутації та інтерфейс завдання швидкості

Алгоритм комутації фаз реалізовано всередині ESC на контролері JY01. Драйвер виконує бездатчикове керування за методом проти-ЕРС із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією фазних напруг (SPWM). На відміну від класичної шестикрокової (трапецеїдальної) комутації, де струм щомиті протікає лише через дві фази, а третя залишається вільною, у SPWM усі три фази збуджені одночасно, а магнітне поле статора обертається плавно, без стрибкоподібних перемикачів. Завдяки цьому помітно знижуються пульсації моменту, акустичний шум і вібрації, особливо на малих обертах. Оскільки SPWM реалізовано на рівні JY01, ця перевага доступна без складних координатних перетворень у керуючому мікроконтролері. Ідеалізовані форми фазних напруг показано на рисунку 3.2.

Формування фазних напруг при SPWM-комутації

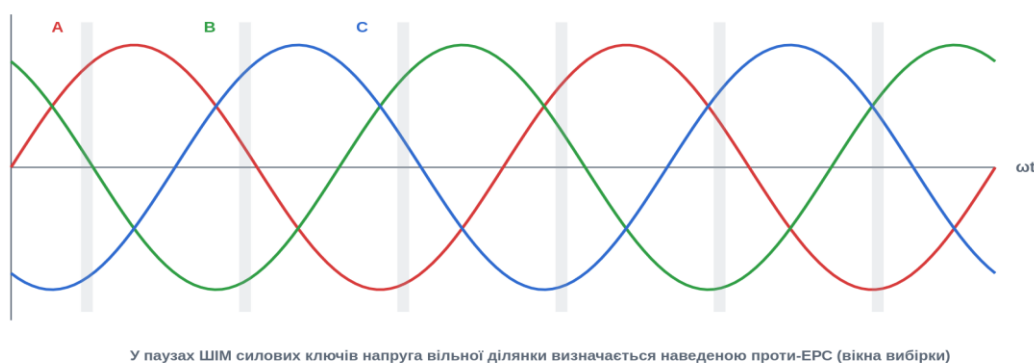


Рисунок 3.2 – Формування фазних напруг при SPWM-комутації

Завдання швидкості для драйвера. Вхід задання швидкості JY01 сприймає або широтно-імпульсний сигнал, або еквівалентну аналогову напругу. У розробленій системі обрано пряму подачу ШІМ-сигналу з апаратного модуля ESP32-S3: інтегрування цього сигналу у керуючу напругу виконує вхідний каскад самого драйвера, тому зовнішній цифро-аналоговий перетворювач чи фільтр не потрібні. Частоту керуючого сигналу прийнято 5 кГц як компроміс між якістю інтегрування вхідним каскадом і комутаційними втратами. Кодування швидкості – пряме:

$$D = K_{\text{зад}}, [0 \dots 100 \%], \quad (3.1)$$

де D – коефіцієнт заповнення ШІМ-сигналу, %; $K_{\text{зад}}$ – відносне завдання швидкості. При $D = 0 \%$ двигун зупинено, при $D = 100 \%$ він працює на максимальній швидкості.

ШІМ формується апаратно через модуль LEDC. Для частоти 5 кГц прийнято 12-розрядний лічильник, що дає

$$N = 2^{12} = 4096 \quad (3.2)$$

дискретних рівнів швидкості з кроком близько 0,024 %. Цього з великим запасом достатньо порівняно з реальною точністю задання оператором. Важливо розрізняти дві частоти: керуючий сигнал 5 кГц виконує лише роль завдання швидкості (аналог потенціометра), тоді як власне комутація силових ключів виконується внутрішньою SPWM-модуляцією JY01 на частоті близько 16 кГц.

Зворотний зв'язок за швидкістю. Драйвер видає тахометричний сигнал FG – цифрові імпульси, частота яких пропорційна швидкості обертання. Поточну швидкість обчислюють за калібрувальним коефіцієнтом, визначеним експериментально для конкретного ESC:

$$n = K_{RPM} \cdot f_{FG}, \left[\frac{\text{об}}{\text{хв}} \right]. \quad (3.3)$$

Зчитування FG організовано через апаратне переривання за фронтом на вході GPIO з підрахунком імпульсів за фіксований інтервал, що забезпечує точність вимірювання незалежно від завантаженості основного потоку

прошивки. Отже, низькорівневі функції (SPWM-комутація, визначення положення, захисти) делеговано драйверу, а мікроконтролер реалізує лише задання та зчитування швидкості.

3.3 Силовий вузол: трифазний мостовий інвертор

Силу комутацію виконує трифазний мостовий інвертор у складі ESC. Він складається з трьох півмостів (стійок), під'єднаних до спільних шин «+» і «-» постійного струму; середня точка кожної стійки є виводом відповідної фази (A, B, C) до обмотки машини-двигуна. Кожна стійка містить верхній і нижній силові польові транзистори, керовані драйверами затворів. Драйвери забезпечують потрібну швидкість перемикання та формують «мертвий час» – коротку паузу між вимиканням одного і вмиканням іншого ключа стійки, що унеможливорює наскрізний струм. Буферний конденсатор шини згладжує пульсації струму, спричинені ШІМ, і гасить комутаційні викиди. Резистивний шунт у спільному проводі «-» слугує для вимірювання струму монітором INA226. Узагальнену структуру силового вузла показано на рисунку 3.3.

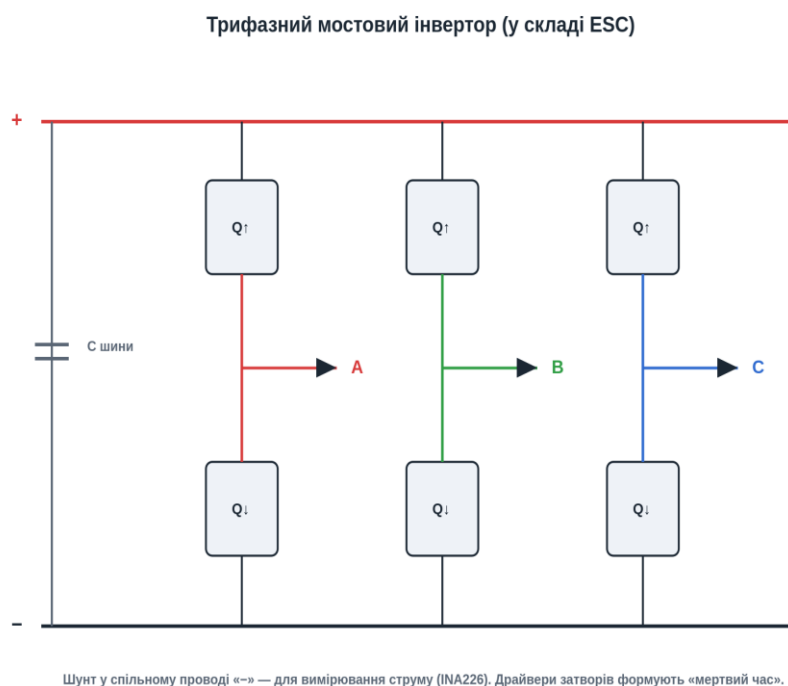


Рисунок 3.3 – Структура трифазного мостового інвертора у складі ESC

3.4 Бездатчикове визначення положення ротора

Для коректної комутації система має знати положення ротора. У розглянутій системі це завдання вирішено бездатчиково на рівні JY01, без давачів Холла, енкодерів чи резольверів. Підхід обумовлено тим, що драйвер реалізує відповідний алгоритм самостійно, а відсутність давачів спрощує конструкцію машини й підвищує надійність – що особливо доречно для нестандартної тороїдної (аксіальної) геометрії з утрудненим розміщенням давачів.

В основу покладено метод визначення положення за проти-ЕРС. Під час обертання ротор наводить у фазах проти-ЕРС, амплітуда якої пропорційна швидкості. Оскільки фізична нейтральна точка обмотки не виведена, її відтворюють штучно – як «віртуальну нейтраль» N' : виводи фаз з'єднують через однакові резистори у спільну точку, потенціал якої дорівнює середньому значенню фазних напруг. Напругу кожної фази порівнюють із потенціалом N' компаратором, а RC-ланки на входах придушують високочастотні складові ШІМ, запобігаючи хибним спрацюванням. Момент переходу проти-ЕРС через рівень нейтралі (zero-crossing) випереджає чергову комутацію на 30° електричних; зафіксувавши цей перехід і витримавши відповідну паузу, контролер визначає момент перемикання. Схему вузла наведено на рисунку 3.4.

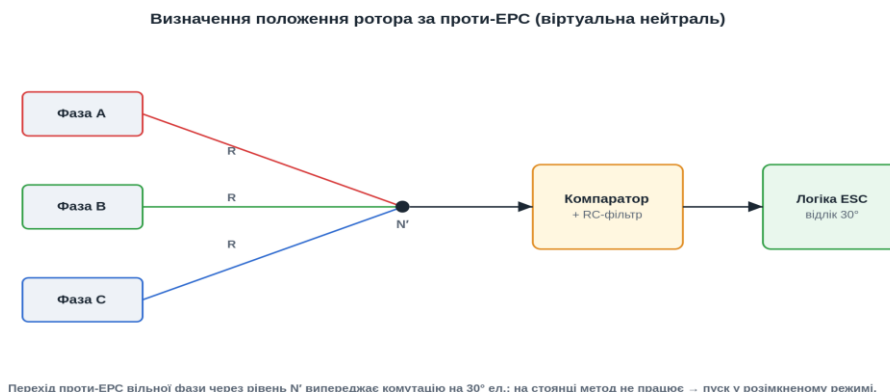


Рисунок 3.4 – Визначення положення ротора за проти-ЕРС (віртуальна нейтраль)

Особливість методу – неможливість визначення положення на нерухомому роторі та на малих обертах, де проти-ЕРС замала або відсутня. Тому пуск виконують у розімкненому режимі: ключі перемикають за наперед заданою наростаючою частотою (примусова комутація), розганяючи ротор; після досягнення швидкості надійного детектування переходів через нуль керування переходить у замкнений (бездатчиковий) режим. Усю цю послідовність виконує JY01; з боку ESP32-S3 пуск виглядає лише як плавне підвищення коефіцієнта заповнення керуючого ШІМ.

3.5 Розрахунок і вибір елементів силової частини

Вимоги до силової частини визначено за результатами розділу 2: напруга шини $U_{\text{шини}} = 24 \text{ В}$, тривалий фазний струм у робочій зоні $3 \dots 5 \text{ А}$, піковий струм, обмежений контролером, $I_{\text{макс}} = 15 \text{ А}$, частота комутації близько 16 кГц , три фази.

Обґрунтування вибору ESC. Основні параметри вибору – діапазон напруги, максимальний струм і потужність. Максимальний струм оцінюють як

$$I_{\text{макс}} = \frac{P_{\text{макс}}}{\eta \cdot U_{\text{min}}}, \quad (3.4)$$

де $P_{\text{макс}}$ – максимальна потужність; $\eta \approx 0,8 \dots 0,9$ – ККД; U_{min} – мінімальна робоча напруга. За експериментальними даними реальний робочий струм машини не перевищує 5 А . З урахуванням запасу обрано ESC на JY01 з параметрами $12\text{--}36 \text{ В}$, 500 Вт , тривалий струм 15 А , що дає більш ніж триразовий запас за струмом і дворазовий за потужністю та безпечно перекриває короточасні перевантаження.

Вимоги до силових ключів. Силові транзистори (як у складі інвертора, так і в колі навантаження) обирають із технологічним запасом. За напругою враховують подвоєну напругу шини через комутаційні перенапруги в індуктивному навантаженні:

$$U_{DS, \text{доп}} \geq 2 \cdot U_{\text{шини}} = 2 \cdot 24 = 48 \text{ В}, \text{приймаємо} \geq 60 \text{ В}. \quad (3.5)$$

За струмом приймають запас 1,5...2 від максимального:

$$I_{D, \text{доп}} \geq 1,5 \cdot I_{\text{макс}} = 1,5 \cdot 15 = 22,5 \text{ А, приймаємо } \geq 30 \text{ А.} \quad (3.6)$$

Втрати провідності визначає опір відкритого каналу; за орієнтовного $R_{DS(on)} = 20 \text{ мОм}$ у найгіршому випадку

$$P_{\text{пр}} = I_{\text{макс}}^2 \cdot R_{DS(on)} = 15^2 \cdot 0,02 = 4,5 \text{ Вт.} \quad (3.7)$$

Така потужність потребує тепловідводу, тому силові ключі ESC встановлено на радіатор (за температури понад 60 °С рекомендовано додатковий вентилятор). Відповідність обраного драйвера вимогам зведено в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Вимоги до силової частини та прийняті рішення

Параметр	Вимога (розділ 2)	Прийняте рішення
Напруга шини	24 В	драйвер 12–36 В (запас до верхньої межі)
Піковий струм	15 А	драйвер до 15 А; ключі $\geq 30 \text{ А}$
Потужність	до 500 Вт у піку	драйвер 500 Вт
Напруга ключів	$\geq 2 \cdot 24 = 48 \text{ В}$	$\geq 60 \text{ В}$
Частота комутації	$\approx 16 \text{ кГц}$	драйвери затворів із «мертвим часом»
Захисти	струм, заклинювання, перегрів	апаратні (JY01) + програмні (ESP32-S3)

Вимірювальний шунт INA226. Струм споживання вимірюють монітором INA226, увімкненим послідовно в плюсову шину живлення між джерелом і входом ESC; напругу на шунті мікросхема вимірює диференційно в діапазоні $\pm 81,92 \text{ мВ}$. Номінал шунта обирають так, щоб максимальна напруга не виходила за межу діапазону. Для паспортного струму 15 А

$$R_{\text{ш, макс}} = \frac{U_{\text{ш, макс}}}{I_{\text{макс}}} = \frac{0,08192}{15} \approx 5,5 \text{ мОм.} \quad (3.8)$$

З міркувань точності на робочих струмах 1...5 А прийнято стандартний шунт $R_{\text{ш}} = 10 \text{ мОм}$ (маркування R010): при 5 А напруга на ньому 50 мВ – у лінійній зоні з доброю роздільністю, а на коротких кидках до 8 А досягає 80 мВ (верхня межа). Потужність розсіювання у штатному режимі

$$P_{\text{ш}} = I^2 \cdot R_{\text{ш}} = 5^2 \cdot 0,01 = 0,25 \text{ Вт.} \quad (3.9)$$

Обрано керамічний резистор поверхневого монтажу типорозміру 2512 на 2 Вт зі значним запасом. Дані оновлюються з частотою близько 20 Гц.

Силовий ключ навантаження генератора. Енергію, яку виробляє машина-генератор, після випрямлення розсіюють на навантаженні, а середній струм навантаження (а отже й гальмівний момент на валу) задають коефіцієнтом заповнення ШІМ силового ключа:

$$I_H = D \cdot \frac{U_{\text{вип}}}{R_H}, (3.10)$$

де $U_{\text{вип}}$ – випрямлена напруга генератора; R_H – опір навантаження. Ключ виконано на потужному N-канальному MOSFET з оптронною розв'язкою затвора (вимоги за напругою та струмом – за виразами 3.5, 3.6); паралельно навантаженню встановлено зворотний діод для гасіння індуктивних перенапруг. Схему наведено на рисунку 3.5.



Рисунок 3.5 – Силовий ключ керованого навантаження машини-генератора

Реалізація захистів. Захист розподілено на три рівні. Перший – апаратні захисти JY01 (обмеження струму, захист від заклинювання, тепловий захист кристала, захист від короткого замикання у фазах). Другий – програмні захисти ESP32-S3 за вимірюваними величинами: контроль температури машини й силової частини за двома NTC-термісторами (поріг 80 °C з гістерезисом) і

контроль струму та потужності за INA226. Третій – ручний тумблер знеструмлення. Такий розподіл забезпечує надійність без додаткових захисних компонентів на вхідному колі. Перерізи провідників силового тракту обрано з огляду на струм 15 А – мідь з ПВХ-ізоляцією 1,5 мм² (тривало допустимий струм 18...20 А).

3.6 Схемотехніка мікроконтролера та інтерфейсів

Керуючим пристроєм є модуль ESP32-S3 Super Mini на чипі ESP32-S3 з вбудованою антеною, роз'ємом USB-C і доступом до виводів GPIO через гребінку, що зручно для макетного виконання. Підключення периферії показано на рисунку 3.6.



Рисунок 3.6 – Інтерфейси мікроконтролера ESP32-S3 з периферією

Керуючий ШІМ на ESC формується апаратним модулем LEDC (5 кГц, 12 біт); зміна швидкості в програмі зводиться до запису поточного значення D, тоді як підрахунок періодів і формування фронтів виконуються апаратно. Сигнал FG зчитується через апаратне переривання за фронтом з підрахунком імпульсів за фіксоване вікно та подальшим перерахунком у швидкість (формула 3.3); для

стабільності показань застосовано ковзне усереднення й відсікання аномальних викидів.

Монітор INA226 під'єднано до ESP32-S3 двопровідним інтерфейсом I²C (master – мікроконтролер, slave з адресою 0x40); лінії SDA/SCL підтягнуто резисторами до 3,3 В. Швидкість обміну 100 кГц достатня для частоти оновлення вимірювань 10...20 Гц; мікросхема автоматично оновлює регістри струму, напруги шини та потужності.

Температуру вимірюють двома NTC-термісторами (на машині та на тепловідводі силової частини), увімкненими дільниками напруги; спільні точки заведено на окремі канали АЦП. Температуру обчислюють у прошивці за рівнянням Стейнхарта–Гарта у формі В-параметра:

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_0} + \left(\frac{1}{B}\right) \cdot \ln\left(\frac{R}{R_0}\right)}, \quad (3.11)$$

де $T_0 = 298,15$ К (25 °С) – опорна температура; R_0 – опір термістора при T_0 ; B – параметр термістора. Для прийняття рішення про захист використовують більше з двох вимірних значень (метод найгіршого випадку).

Завдання швидкості з боку оператора надходить від потенціометра 10 кОм, увімкненого дільником між 3,3 В і загальним проводом; середній відвід заведено на АЦП, а прошивка лінійно перетворює виміряну напругу на коефіцієнт газу. Реверс реалізовано апаратно – перекомутацією двох з трьох фазних провідників електромагнітним реле з двома перекидними групами контактів, оскільки JY01 не має штатного режиму зміни напрямку. Реле живиться 5 В і керується від GPIO через ключовий транзистор із захисним діодом, а перемикання виконують у момент нульового струму (короткої зупинки), щоб уникнути дугового пробою контактів і комутаційних перенапруг.

Індикацію реалізовано на чотирьох дисплеях TM1637 (оберти, температура, струм, потужність) зі спільною лінією синхронізації CLK та окремими лініями даних DIO, а також на світлодіодних індикаторах роботи, реверсу й аварії через струмообмежувальні резистори [10]. Кнопки

пуску/зупинки та реверсу під'єднано до дискретних входів із програмною підтяжкою та усуненням тремтіння контактів. Бездротовий обмін зі смартфоном виконує вбудований модуль BLE 5.0: телеметрію (оберти, струм, напруга, потужність, температури) періодично передають до застосунку, а команди керування приймають від нього, причому команда зупинки має безумовний пріоритет.

3.7 Вихідні дані для синтезу регуляторів струму та швидкості

Апаратна частина задає структуру й вихідні дані, на основі яких у розділі 4 виконується синтез регуляторів. Для безконтактного двигуна доцільна каскадна (підпорядкована) структура: внутрішній контур регулює струм (а отже й момент), зовнішній – швидкість. Завдання струму формує регулятор швидкості, а вихід регулятора струму задає сигнал керування драйвером. Структуру наведено на рисунку 3.7.



Рисунок 3.7 – Каскадна структура регулювання швидкості та струму

Об'єкт керування описують параметрами з розділу 2. Електричну частину фази задають активний опір $R_\phi = 1,027 \text{ Ом}$ (за 20°C) та індуктивність фази L_ϕ , яку належить уточнити вимірюванням; їх відношення визначає електромагнітну сталу часу. Електромеханічний зв'язок задають сталі ЕРС і моменту $K_e = K_t = 0,1146 \left(\text{В} \cdot \frac{\text{с}}{\text{рад}} \text{ та } \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}} \right)$ відповідно). Механічну частину описують зведеним моментом інерції J [6] обертових мас стенда (двох роторів і пасової

передачі), який також підлягає визначенню. Сигналом зворотного зв'язку за струмом слугує INA226, за швидкістю – сигнал FG драйвера; дискретність регулювання задає період опитування мікроконтролера (орієнтовно 1 кГц). Повному діапазону завдання відповідає частота обертання, отримана в розділі 2 (близько 2000 об/хв). Вихідні дані для синтезу зведено в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Вихідні дані для синтезу регуляторів

Параметр	Познач.	Значення / джерело
Опір фази (20 °C)	R_{ϕ}	1,027 Ом (розділ 2)
Індуктивність фази	L_{ϕ}	визначити (вимір/розрахунок)
Стала ЕРС	K_e	0,1146 В·с/рад (розділ 2)
Стала моменту	K_t	0,1146 Н·м/А (розділ 2)
Зведений момент інерції	J	визначити (стенд)
Максимальний струм	$I_{\text{макс}}$	15 А (обмеження ESC)
Напруга шини	$U_{\text{шини}}$	24 В
Завдання швидкості	D (ШИМ)	0...100 % ↔ 0...2000 об/хв
Зворотний зв'язок за струмом	—	INA226 (I ² C)
Зворотний зв'язок за швидкістю	—	FG (переривання)
Період регулювання	T_d	≈ 1 мс (1 кГц)

3.8 Компонування друкованої плати

Систему зібрано на макеті з готових модулів для перевірки працездатності; для остаточного виконання передбачено двошарову друковану плату. Головна вимога компонування – розділення силової та сигнальної частин, оскільки великі імпульсні струми та комутаційні завади ШІМ можуть спотворювати слабкі аналогові сигнали датчиків. Тому плату умовно поділено на зони: силову (роз'єм 24 В, місце ESC, силовий ключ навантаження, шунт), цифрову (ESP32-S3 і ключ реле), аналогову (INA226, NTC, дільники) та зону зовнішніх роз'ємів (фази машин, датчики, індикатори, кнопки). Силкові та сигнальні «землі» розводять окремо й з'єднують у єдиній спільній точці («зіркою»), що запобігає протіканню силових струмів сигнальними колами. Силкові доріжки виконують короткими й

широкими, біля мікросхем розміщують блокувальні конденсатори, аналогові кола віддаляють від силових. Концепцію зонування показано на рисунку 3.8.



Рисунок 3.8 – Концепція компоновки друкованої плати системи керування

Висновки до розділу 3

1. Обґрунтовано дворівневу структуру апаратної частини стенда: нижній рівень – готовий ESC-модуль на JY01 (трифазний інвертор, SPWM-комутація, бездатчикове визначення положення за проти-ЕРС, апаратні захисти); верхній рівень – мікроконтролер ESP32-S3 Super Mini. Сформовано перелік компонентів (таблиця 3.1).
2. Описано SPWM-комутацію та інтерфейс завдання швидкості: керуючий ШІМ 5 кГц з 12-розрядною роздільністю (4096 рівнів) подається безпосередньо на вхід JY01, а зворотний зв'язок за швидкістю реалізовано сигналом FG, що обробляється перериваннями ESP32-S3.
3. Розглянуто силовий вузол (трифазний мостовий інвертор з «мертвим часом» і буферним конденсатором) та бездатчиковий метод визначення положення ротора з формуванням віртуальної нейтралі, компаруванням і випередженням комутації на 30° електричних.

4. Обґрунтовано вибір ESC за вимогами розділу 2 (12–36 В, 15 А, 500 Вт із потрібним запасом за струмом); сформульовано вимоги до силових ключів (≥ 60 В, ≥ 30 А, втрати $\approx 4,5$ Вт) і розраховано вимірювальний шунт INA226 (R010, $P_{\text{ш}} \approx 0,25$ Вт); обрано силовий ключ керованого навантаження машини-генератора.
5. Розроблено схемотехніку мікроконтролера та інтерфейсів: керуючий ШІМ через LEDC, зчитування FG, обмін з INA226 по I²C, вимірювання температури за рівнянням Стейнхарта–Гарта, апаратний реверс електромагнітним реле, індикацію TM1637 і зв'язок BLE 5.0 зі смартфоном.
6. Сформовано вихідні дані та каскадну структуру для синтезу регуляторів струму й швидкості (вихідні дані для розділу 4) і запропоновано компонування друкованої плати з розділенням силової та сигнальної частин.

РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

У розділі наведено експериментальні дослідження безконтактного двигуна постійного струму тороїдної конструкції, виконані на лабораторному електромеханічному стенді. Метою досліджень є перевірка працездатності двигуна та системи керування, зняття його робочих характеристик і зіставлення експериментальних результатів із даними електромагнітного розрахунку (розділ 2). Оскільки стенд є спільним для комплексного проєкту, у цьому розділі розглянуто його частину, що стосується тороїдного двигуна; конструктивні питання та синтез регуляторів належать до суміжних частин проєкту.

Основним прямим експериментальним результатом, отриманим на стенді, є частота обертання неробочого ходу тороїдного двигуна. Зняття повних навантажувальних характеристик виконують за наведеною нижче методикою; у цьому розділі робочі характеристики подано як розрахункові (з розділу 2) із позначенням експериментально підтвердженої точки, а також виконано аналітичне дослідження осьових зусиль, характерних для аксіальної конструкції.

4.1 Опис експериментального стенда (в частині тороїдного двигуна)

Стенд складається з двох безконтактних машин – тороїдної (досліджуваної) та конічної, – вали яких з'єднано зубчастою ремінною передачею з передавальним відношенням 1:1. Машина, що працює двигуном, отримує живлення від інтегрованого бездатчикового драйвера БДПС; друга машина працює генератором і навантажує першу через кероване електричне навантаження. Живлення силової та керуючої частин забезпечує стабілізоване джерело 24 В (SITOP). Керування й вимірювання виконує мікроконтролер ESP32-S3: він формує сигнал завдання швидкості (керуючий ШІМ 5 кГц), сигнали дозволу та напряду для драйвера, керує коефіцієнтом заповнення силового ключа навантаження, опитує датчики й виводить дані на індикатори TM1637 та у застосунок на смартфоні за каналом BLE.

Досліджуваний тороїдний двигун має параметри, визначені в розділі 2: напруга живлення 24 В, дев'ятикотушковий статор без феромагнітного осердя, двороторна магнітна система з дванадцятьма магнітами NdFeB на ротор, стала ЕРС

$K_e = 0,1146 \text{ В} \cdot \frac{\text{с}}{\text{рад}}$, опір фази 1,027 Ом (за 20 °С), розрахункова частота обертання неробочого ходу близько 2003 об/хв. Загальну схему стенда з позначенням точок вимірювання наведено на рисунку 4.1, перелік вимірюваних величин і засобів – у таблиці 4.1.

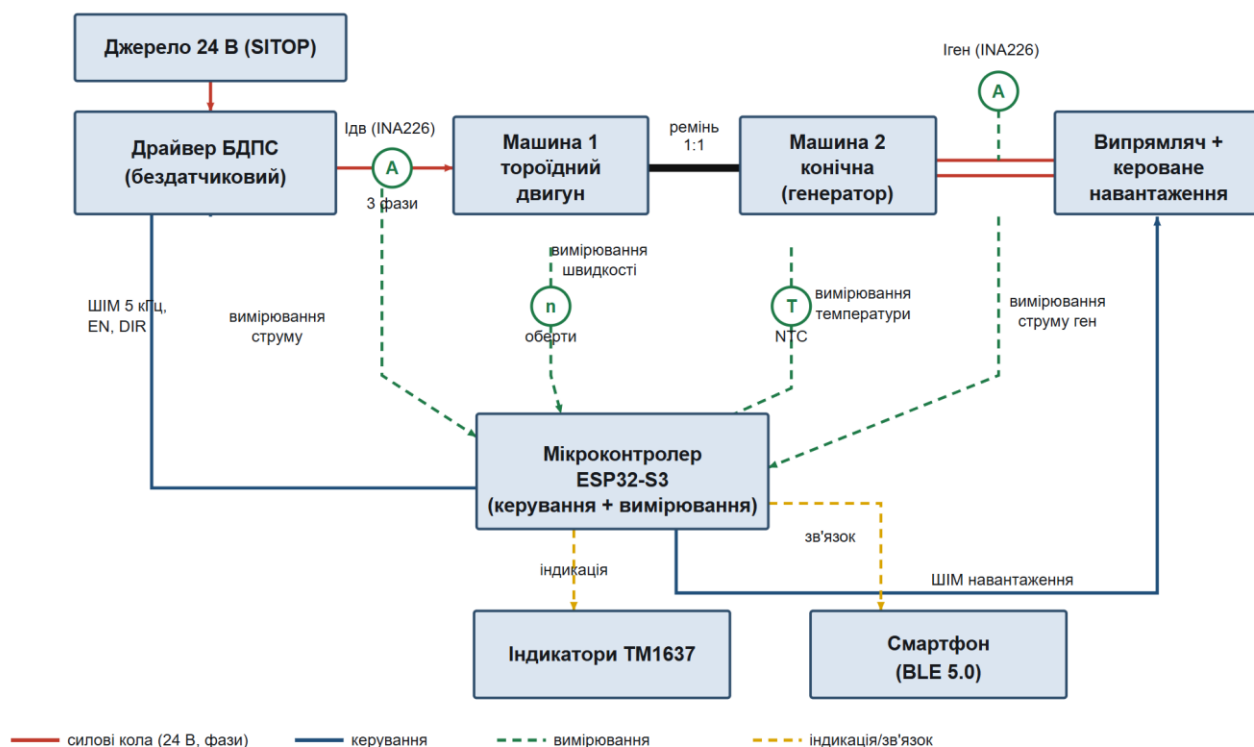


Рисунок 4.1 – Схема експериментального стенда (в частині тороїдного двигуна)

Таблиця 4.1 – Вимірювані величини та засоби вимірювання

Величина	Засіб вимірювання	Примітка
Струм двигуна, $I_{дв}$	Монітор INA226 (шунт R010) → I ² C	16-біт АЦП; вимір I, U, P
Струм генератора, $I_{ген}$	Монітор INA226 (шунт) → I ² C	контроль навантаження
Напруга шини, $U_{шини}$	Резистивний дільник → АЦП	номінал 24 В

Частота обертання, n	За періодом проти-ЕРС / обчислення	неробочий хід виміряно прямо
Температура обмоток/радіатора	Терморезистори NTC → АЦП	контроль теплового режиму
Коефіцієнт заповнення навантаження, D	Програмно (ESP32, ШІМ)	задає рівень навантаження

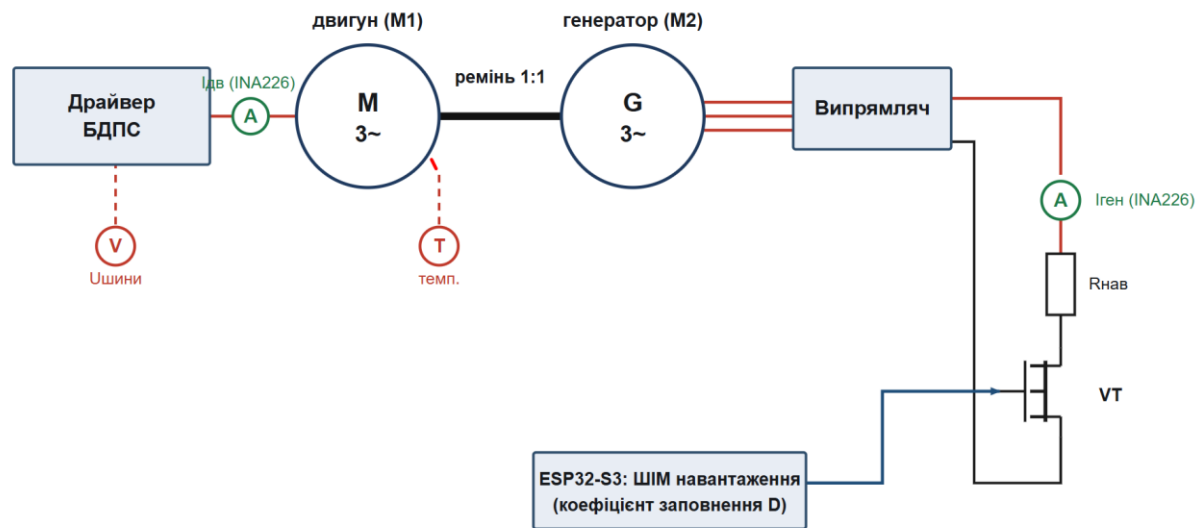
4.2 Методика проведення випробувань тороїдного двигуна

Випробування проводять у такій послідовності. Спершу виконують пуск двигуна на холостому ході: задають сигнал швидкості, дозвіл і напрям, після чого драйвер розганяє двигун у розімкненому режимі та переходить у бездатчиковий (за проти-ЕРС) режим керування. На неробочому ході вимірюють максимальну частоту обертання.

Для зняття навантажувальних характеристик другу машину переводять у режим генератора, а її вихід після випрямлення підмикають до керованого навантаження. Поступово збільшуючи коефіцієнт заповнення D силового ключа навантаження, нарощують гальмівний момент на валу досліджуваного двигуна. На кожному усталеному режимі (після стабілізації температури) фіксують струм двигуна $I_{\text{дв}}$, частоту обертання n, напругу шини $U_{\text{шини}}$, струм генератора $I_{\text{ген}}$ і температуру. За виміряними величинами обчислюють електромагнітний момент, корисну потужність і ККД:

$$T = K_t \cdot I_{\text{дв}}; \quad P_2 = T \cdot \omega = T \cdot 2\pi \cdot \frac{n}{60}; \quad \eta = \frac{P_2}{U_{\text{шини}} \cdot I_{\text{дв}}}. \quad (4.1)$$

Регульовальні властивості перевіряють, змінюючи напругу завдання $U_{\text{зад}}$ у діапазоні 0,1–5 В і фіксуючи відповідну частоту обертання; реверс перевіряють зміною сигналу напрямку DIR. Схему вимірювань (навантаження двигуна генератором) наведено на рисунку 4.2. Протягом усіх дослідів контролюють струм і температуру; за виходу за допустимі межі апаратний захист драйвера та програмний захист мікроконтролера знімають живлення.



Навантаження двигуна задається коефіцієнтом заповнення D ключа генераторного кола; вимірюють $I_{дв}$, $I_{ген}$, $U_{шини}$, оберти й температуру.

Рисунок 4.2 – Схема вимірювань: навантаження двигуна генератором

4.3 Зняття механічних та робочих характеристик

Робочі характеристики двигуна – залежності частоти обертання n , моменту T , корисної потужності P_2 та ККД від струму фази I – визначають за методикою підрозділу 4.2. На рисунку 4.3 наведено розрахункові робочі характеристики (за розділом 2) із позначенням експериментально визначеної точки неробочого ходу. Виміряна частота обертання неробочого ходу (≈ 2000 об/хв) практично збігається з розрахунковою (≈ 2003 об/хв), що підтверджує коректність визначеної сталої ЕРС, а отже й магнітного розрахунку, з якого впливають усі робочі характеристики.

Механічна характеристика $n(T)$ для двигуна постійного струму має спадний лінійний характер: зі зростанням навантаження (моменту, а отже й струму) частота обертання знижується внаслідок падіння напруги на активному опорі фаз. Момент пропорційний струму ($T = K_t \cdot I$), тому за виміряним струмом однозначно визначають момент; корисну потужність і ККД обчислюють за виразами 4.1. У робочій зоні малих струмів ККД високий, а зі зростанням струму він знижується через квадратичне зростання втрат у міді.

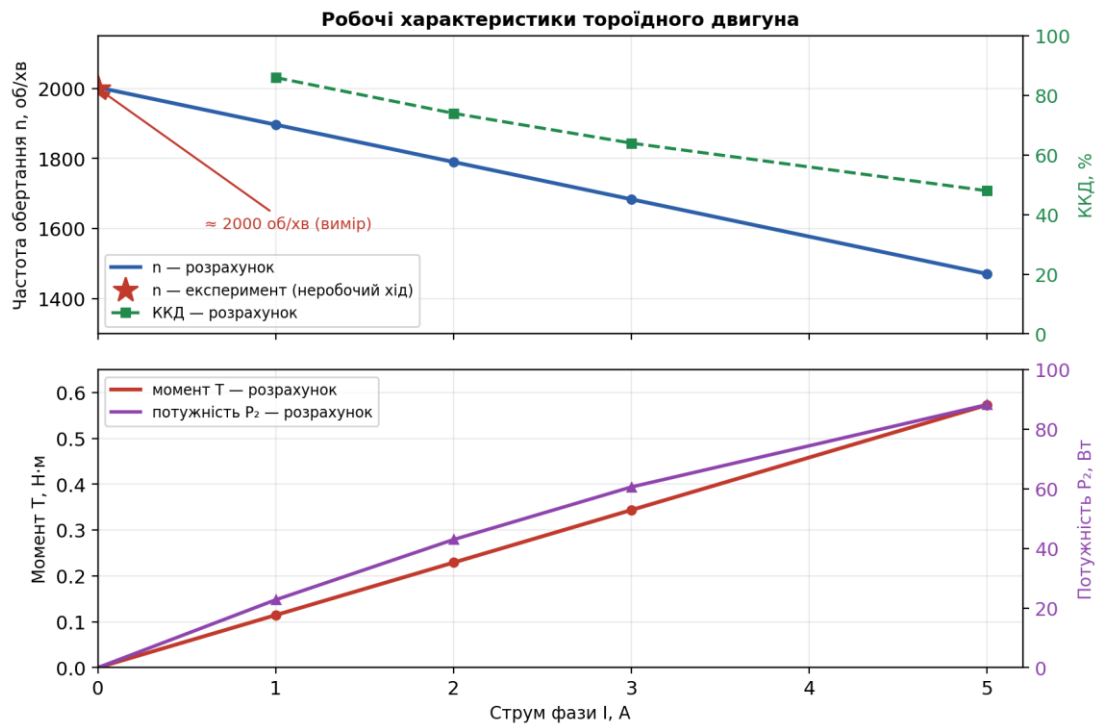


Рисунок 4.3 – Робочі характеристики тороїдного двигуна (розрахунок та експериментальна точка неробочого ходу)

4.4 Дослідження пуску, реверсу та регулювання частоти обертання

Пуск двигуна здійснюється бездатчиково: оскільки на нерухомому роторі проти-ЕРС відсутня, драйвер спершу перемикає фази за наперед заданою наростаючою частотою (примусова, розімкнена комутація), розганяючи ротор, а після досягнення обертів, на яких проти-ЕРС стає достатньою для надійного виявлення переходів через нуль, переходить у замкнений режим. Експериментально підтверджено впевнений пуск і стійку роботу двигуна з частотою обертання понад 2000 об/хв.

Реверс забезпечується зміною сигналу напрямку DIR, що змінює послідовність комутації фаз на зворотну; напрям обертання змінюється на протилежний. Регулювання частоти обертання здійснюється зміною напруги завдання $U_{\text{зад}}$ у діапазоні 0,1–5 В, яку мікроконтролер формує через широтно-імпульсну модуляцію з подальшим згладжуванням RC-фільтром. Залежність частоти обертання від напруги завдання є близькою до лінійної; у зоні малих

значень $U_{\text{зад}}$ наявна ділянка нечутливості, що відповідає режиму пуску. Регульовальну характеристику та реверс показано на рисунку 4.4.

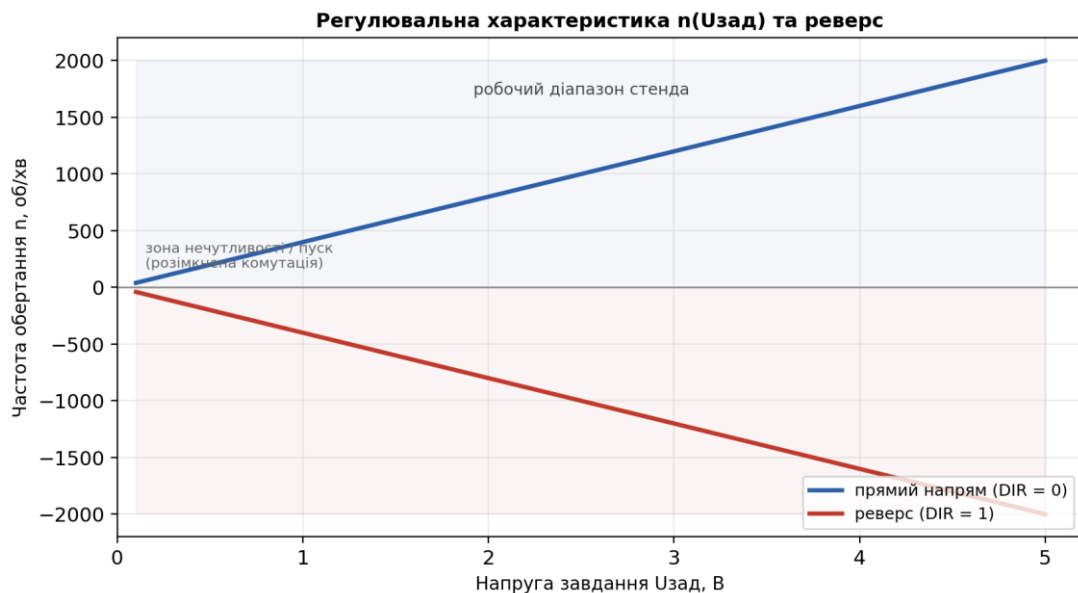


Рисунок 4.4 – Регульовальна характеристика $n(U_{\text{зад}})$ та реверс

4.5 Аналіз осьових зусиль у двигуні тороїдної конструкції

Особливістю аксіальної (тороїдної) конструкції є наявність осьових сил магнітного притягання. У двороторній конструкції постійні магніти двох роторів обернені різнойменними полюсами один до одного через статор без феромагнітного осердя, унаслідок чого виникають осьові сили, що притягують ротори до центра. Оцінити осьову силу, що діє на один ротор, можна за тензором натягу Максвелла, прийнявши індукцію в проміжку та сумарну площу полюсів магнітів ротора:

$$F_{\text{ос}} = \frac{B_{g0}^2 \cdot A_{\text{м}}}{2 \cdot \mu_0}, \quad (4.2)$$

де $B_{g0} = 0,515$ Тл – індукція в проміжку (неробочий хід);
 $A_{\text{м}} = N_{\text{м}} \cdot A_{\text{м1}} = 12 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 3,6 \cdot 10^{-3}$ м² – сумарна площа полюсів магнітів ротора. Підставивши значення, дістанемо:

$$F_{\text{ос}} = 0,515^2 \cdot \frac{3,6 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} \approx 3,8 \cdot 10^2 \text{ Н}. \quad (4.3)$$

Отже, на кожен ротор діє осьова сила притягання близько 380 Н. Оцінку виконано за повною площею магнітів ротора, тому отримане значення є верхньою межею сили притягання. У симетричній конструкції з однаковими проміжками осьові сили обох роторів спрямовані назустріч і взаємно врівноважуються через вал, тож сумарне осьове зусилля на вузол наближається до нуля, а статор без феромагнітного осердя практично не зазнає осьового навантаження (немає феромагнітних елементів для притягання). Водночас саме притягання роторів навантажує підшипники й несучу конструкцію, тому отримане значення є вихідним для вибору підшипників і розрахунку жорсткості вузла у конструкторській частині проєкту. За несиметрії (різних проміжків) рівновага порушується й виникає результуюча осьова сила, чутлива до точності складання. Схему дії осьових зусиль наведено на рисунку 4.5.

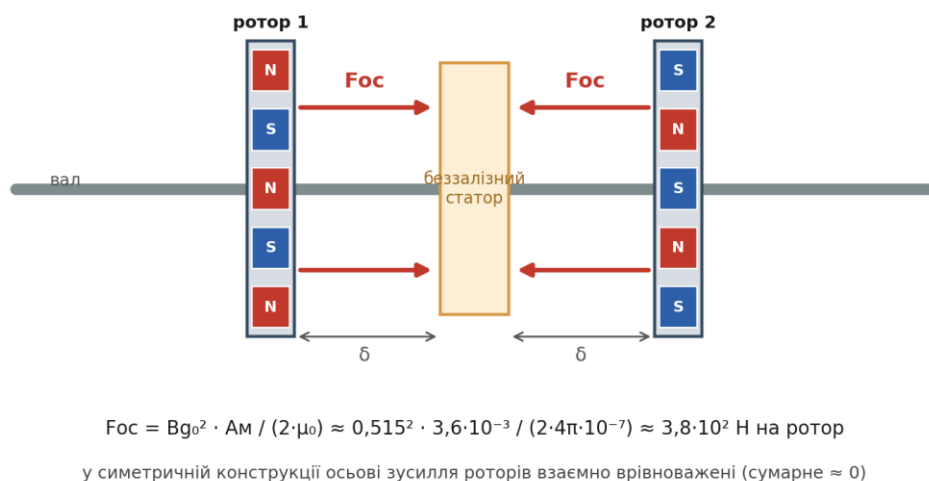


Рисунок 4.5 – Аналіз осьових зусиль у двороторній тороїдній машині

4.6 Порівняння розрахункових та експериментальних даних

Основним зіставленням розрахунку з експериментом є частота обертання неробочого ходу, яка безпосередньо визначається сталою ЕРС і, отже, інтегральним результатом магнітного розрахунку. Розрахункове значення (≈ 2003 об/хв) у межах похибки збігається з виміряним (≈ 2000 об/хв):

$$n_0 = \frac{30 \cdot U_{dc}}{\pi \cdot K_e} \approx 2003 \frac{\text{об}}{\text{хв}} \approx n_{0,\text{експ}} \approx 2000 \frac{\text{об}}{\text{хв}}. \quad (4.4)$$

Відносна похибка не перевищує 0,2 %, що свідчить про адекватність прийнятої методики електромагнітного розрахунку та правильність визначення сталої ЕРС (а через неї – коефіцієнта розсіювання й робочої індукції). Зіставлення основних величин зведено в таблиці 4.2. Решту параметрів (опір фази, стала моменту, робочі характеристики) подано за розрахунком як вихідні для зняття повних навантажувальних характеристик; їх пряму перевірку виконують за методикою підрозділу 4.2.

Таблиця 4.2 – Порівняння розрахункових та експериментальних даних

Параметр	Розрахунок	Експеримент	Похибка
Частота неробочого ходу, об/хв	≈ 2003	≈ 2000	$< 0,2 \%$
Стала ЕРС K_e , В·с/рад	0,1146	підтв. за n_0	—
Працездатність / пуск	так	так (> 2000 об/хв)	—
Реверс	так	так	—
Опір фази (20 °C), Ом	1,027	за методикою 4.2	—
Осьова сила на ротор, Н	≈ 380 (аналіт.)	—	—

Висновки до розділу 4

1. Описано лабораторний електромеханічний стенд у частині тороїдного двигуна: дві машини на ремінній передачі 1:1, бездатчиковий драйвер БДПС, мікроконтролер ESP32, датчики струму та температури, індикація й живлення 24 В; визначено вимірювані величини та засоби (таблиця 4.1).

2. Викладено методику випробувань: пуск на холостому ході, навантаження двигуна генераторною машиною через керований ключ, обчислення моменту, потужності та ККД за виміряними струмом і обертами (вираз 4.1), а також перевірку регулювання та реверсу (рисунки 4.2).

3. Наведено робочі характеристики двигуна; виміряна частота обертання неробочого ходу (≈ 2000 об/хв) збігається з розрахунковою, що підтверджує коректність магнітного розрахунку, з якого впливають характеристики (рисунок 4.3).

4. Експериментально підтверджено впевнений бездатчиковий пуск і стійку роботу двигуна (понад 2000 об/хв), реверс зміною сигналу напряму та близьке до лінійного регулювання частоти обертання напругою завдання 0,1–5 В (рисунок 4.4).

5. Виконано аналітичне дослідження осьових зусиль аксіальної конструкції: осьова сила притягання на ротор становить близько 380 Н (вираз 4.2, 4.3) і в симетричній конструкції взаємно врівноважується; отримане значення є вихідним для вибору підшипників (рисунок 4.5).

6. Зіставлення розрахункових та експериментальних даних (таблиця 4.2) показало похибку частоти неробочого ходу менше 0,2 %, що підтверджує адекватність прийнятої методики електромагнітного розрахунку.

ВИСНОВКИ

У дипломному проєкті виконано електромагнітний розрахунок і розробку системи керування безконтактним двигуном постійного струму тороїдної конструкції у складі комплексного електромеханічного стенда. За результатами роботи можна зробити такі висновки.

1. Виконано аналітичний огляд безконтактних двигунів постійного струму та обґрунтовано доцільність тороїдної (аксіальної) конструкції без феромагнітного осердя статора для лабораторного стенда з огляду на високу питому потужність, відсутність зубцевих пульсацій моменту та технологічність виготовлення.

2. Виконано електромагнітний розрахунок тороїдного двигуна за методикою проєктування синхронних машин зі збудженням від постійних магнітів (за Гансельманом), адаптованою до дискової геометрії з осьовим потоком: визначено геометрію активної зони, магнітну систему ротора та параметри обмотки статора в немагнітному компаунді.

3. Визначено ключові електромагнітні параметри двигуна: обмотковий коефіцієнт 0,866, робочу індукцію в проміжку 0,258 Тл, сталі ЕРС і моменту 0,1146 ($\text{В} \cdot \text{с/рад}$ та $\text{Н} \cdot \frac{\text{м}}{\text{А}}$), розрахункову частоту обертання неробочого ходу ≈ 2003 об/хв та опір фази 1,027 Ом (за 20 °C).

4. Показано, що завдяки відсутності феромагнітного осердя статора в двигуні відсутні втрати в сталі та зубцеві пульсації моменту, а сам двигун обмежений струмом контролера (15 А), а не магнітним насиченням.

5. Розроблено апаратну частину системи керування за дворівневим принципом: нижній рівень – інтегрований бездатчиковий драйвер БДПС, що виконує синусоїдальну (SPWM) комутацію, містить трифазний інвертор і апаратні захисти; верхній рівень – мікроконтролер ESP32, що реалізує регулювання, вимірювання струму й температури, формування сигналу завдання та інтерфейси індикації й зв'язку.

6. Обґрунтовано бездатчиковий метод визначення положення ротора за проти-ЕРС, виконано вибір елементів силової частини (за напругою ≥ 60 В, струмом ≥ 30 А) та схемотехніку інтерфейсів; сформовано вихідні дані й каскадну структуру для синтезу регуляторів струму та швидкості.

7. Експериментально підтверджено працездатність двигуна та системи керування: виміряна частота обертання неробочого ходу (≈ 2000 об/хв) збігається з розрахунковою з відносною похибкою менше 0,2 %; досліджено пуск, реверс і регулювання частоти обертання; аналітично оцінено осьові зусилля аксіальної конструкції (≈ 380 Н на ротор), що взаємно врівноважуються в симетричній конструкції.

8. Спроектовані тороїдний двигун і система керування є складовою комплексного стенда; отримані результати придатні для подальшого порівняння тороїдної та конічної конструкцій, синтезу регуляторів і вдосконалення конструкції стенда.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Hanselman D. C. Brushless Permanent Magnet Motor Design. 2nd ed. Lebanon, OH : Magna Physics Publishing, 2006. 392 p.
2. Gieras J. F., Wang R.-J., Kamper M. J. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. 2nd ed. Dordrecht : Springer, 2008. 362 p.
3. Krishnan R. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. Boca Raton : CRC Press, 2010. 611 p.
4. Hendershot J. R., Miller T. J. E. Design of Brushless Permanent-Magnet Machines. Oxford : Motor Design Books, 2010. 822 p.
5. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. 3rd ed. Hoboken : John Wiley & Sons, 2003. 802 p.
6. Pillay P., Krishnan R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. Part II: The brushless DC motor drive. IEEE Transactions on Industry Applications. 1989. Vol. 25, No. 2. P. 274–279.
7. Yedamale P. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals : Application Note AN885. Chandler, AZ : Microchip Technology Inc., 2003. 20 p.
8. Brown W. Brushless DC Motor Control Made Easy : Application Note AN857. Chandler, AZ : Microchip Technology Inc., 2002. 48 p.
9. ESP32-S3 Series Datasheet : Version 2.0 / Espressif Systems. Shanghai : Espressif Systems, 2025. 75 p.
10. TM1637: LED Drive Control Special Circuit : Datasheet / Titan Micro Electronics. V2.1.
11. Яцун М. А. Електричні машини : підручник. Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2011. 460 с.
12. Осташевський М. О., Юр'єва О. Ю. Електричні машини і трансформатори : навчальний посібник. Харків : НТУ «ХПІ», 2017. 452 с.
13. Chumak V., Reutskyi M., Haidenko Y., Ihnatiuk Y., Stulishenko A. Prospects for the use of limited-angle torque motors in renewable energy systems. Відроджена енергетика. 2025. № 3(82). С. 19–26. DOI: 10.36296/1819-8058.2025.3(82).19-26.

14. Васьковський Ю. М., Гайденко Ю. А., Коваленко М. А. Математичне моделювання електричних машин з постійними магнітами : навчальний посібник. Київ : Наш формат, 2017. 194 с.
15. Чумак В. В., Монахов Є. А., Стулішенко А. С. Порівняння синхронних машин гібридного збудження з машинами магнітоелектричного та електромагнітного збудження. Науковий вісник Таврійського державного агротехнологічного університету. 2019. Вип. 9, № 1. URL: <https://oj.tsatu.edu.ua/index.php/visnik/article/view/229>.