

**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)

«_____» _____ 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 конічної конструкції.

Виконав: студент 4 курсу, групи ЕМ-21

_____ Белей Ярослав Юрійович _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Керівник: д.р.ф., асист. каф. електромеханіки, Стулішенко А. С _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Рецензент: доц. кафедри АЕМС-ЕП. к.т.н., доц., Пушкар М. В _____
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

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

Студент _____
(підпис)

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)

«_____» _____ 2026 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Белею Ярославу Юрійовичу

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

Керівник роботи Стулішенко Андрій Сергійович, Асистент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені 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 конічної конструкції з внутрішнім ротором (inrunner); номінальна напруга живлення $U_{\text{ном}} = 24$ В; число фаз $m = 3$ (з'єднання — «зірка»); число котушок на фазу – 9; число полюсів $2p = 12$; максимальна частота обертання $n = 2500$ об/хв; постійні магніти NdFeB марки N38; система керування на базі мікроконтролера ESP32-S3 та ESC-модуля на JY01.

4. Зміст роботи аналітичний огляд БДПС конічної конструкції та методів їх керування; електромагнітний розрахунок двигуна конічної конструкції аналітичним методом та перевірочний розрахунок методом скінченних елементів; розробка апаратної та програмної частин системи керування; експериментальні дослідження на лабораторному стенді, висновки.

5. Перелік графічного матеріалу презентація, доповідь.

6. Дата видачі завдання 20.04.2026.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів	Примітка
1	Аналітичний огляд літератури про BLDC конічної конструкції та методів їх керування	20.04.2026 – 27.04.2026	Виконано
2	Виконання електромагнітного розрахунку двигуна конічної конструкції аналітичним методом	27.04.2026 - 04.05.2026	Виконано
3	Перевірочний розрахунок магнітного поля методом скінченних елементів (COMSOL)	30.04.2026 – 07.05.2026	Виконано
4	Розробка апаратної та програмної частин системи керування	04.05.2026 - 11.05.2026	Виконано
5	Створення лабораторного стенда та проведення експериментальних досліджень	08.05.2026 - 15.05.2026	Виконано
6	Аналіз експериментальних даних та порівняння їх з розрахунковими характеристиками	16.05.2026 - 30.05.2026	Виконано
7	Оформлення пояснювальної записки та підготовка презентації до захисту	25.05.2026 - 08.06.2026	Виконано

Студент

(підпис)

Белей Я. Ю.

Керівник проекту

(підпис)

Стулішенко А. С

РЕФЕРАТ:

У даній дипломній роботі розглянуто електромагнітні процеси та особливості роботи безконтактних двигунів постійного струму (БДПС) конічної конструкції. Виконано детальний електромагнітний розрахунок двигуна з урахуванням геометричних особливостей конічного зазору для двох варіантів магнітопроводу: макетного зразка з полімеру та гіпотетичного варіанта зі сталі. Проведено перевірку результатів аналітичного розрахунку методом скінченних елементів у середовищі COMSOL Multiphysics.

Розроблено апаратну та програмну частини системи керування на базі мікроконтролера ESP32-S3 та ESC-модуля на контролері JY01. Реалізовано бездатчиковий алгоритм керування за проти-ЕРС, функції телеметрії по Bluetooth Low Energy та алгоритми автоматичного захисту. Створено лабораторний стенд та проведено експериментальні дослідження, які підтвердили адекватність розрахункової методики та експериментально довели наявність ефекту самогальмування в двигуні конічної конструкції.

Дипломна робота містить 91 сторінку, 22 рисунки, 12 таблиць та 24 літературних посилання.

Ключові слова: БДПС, конічна конструкція, електромагнітний розрахунок, метод скінченних елементів, бездатчикове керування, ESP32, ефект самогальмування.

ABSTRACT

This thesis examines the electromagnetic processes and operational characteristics of conical-design brushless DC motors (BLDC). A detailed electromagnetic calculation of the motor was performed, taking into account the geometric features of the conical air gap for two variants of the magnetic circuit: a polymer prototype and a hypothetical steel variant. The results of the analytical calculation were verified using the finite element method in COMSOL Multiphysics.

The hardware and software components of the control system were developed based on the ESP32-S3 microcontroller and the ESC power module on the JY01 controller. A sensorless control algorithm based on back-EMF, Bluetooth Low Energy telemetry functions, and automatic protection algorithms were implemented. A laboratory test bench was created, and experimental studies were conducted, which confirmed the adequacy of the calculation methodology and experimentally demonstrated the presence of the self-braking effect in a conical-design motor.

The thesis consists of 91 pages, contains 22 figures, 12 tables, and 24 references.

Keywords: BLDC, conical design, electromagnetic calculation, finite element method, sensorless control, ESP32, self-braking effect.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП.....	10
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД БДПС КОНІЧНОЇ КОНСТРУКЦІЇ ТА МЕТОДІВ ЇХ КЕРУВАННЯ.....	12
1.1. Особливості електромагнітних процесів у двигунах конічної конструкції	12
1.2. Огляд методів електромагнітного розрахунку	15
1.3. Системи керування БДПС: датчикові та бездатчикові	17
1.4. Алгоритми комутації фаз.....	20
1.5. Огляд силових перетворювачів та елементної бази	22
1.6. Постановка задач дослідження	24
Висновки до розділу 1.....	26
РОЗДІЛ 2 ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ РОЗРАХУНОК БДПС КОНІЧНОЇ КОНСТРУКЦІЇ	28
2.1. Вихідні дані та технічне завдання на розрахунок.....	28
2.2. Геометричні співвідношення конічного робочого зазору	31
2.3. Розрахунок магнітного кола з урахуванням кута конусності.....	32
2.4. Вибір та розрахунок постійних магнітів ротора	34
2.5. Розрахунок обмотки статора	36
2.6. Розрахунок ЕРС, моменту та механічних характеристик	39
2.7. Розрахунок втрат та теплового режиму	41
2.8. Перевірочний розрахунок методом скінченних елементів (COMSOL) ..	44
Висновки до розділу 2.....	47
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА АПАРАТНОЇ ТА ПРОГРАМНОЇ ЧАСТИНИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ.....	49
3.1. Обґрунтування структури системи керування	49
3.2. Вибір алгоритму комутації та його апаратне забезпечення	51
3.3. Розробка функціональної та принципової електричних схем	54
3.4. Визначення положення ротора бездатчиковим методом	59
3.5. Розрахунок та вибір елементів силової частини	62

3.6. Схемотехнічна реалізація керуючого мікроконтролера та інтерфейсів ..	64
3.7. Розробка програмного забезпечення мікроконтролера.....	67
3.8. Висновки до розділу 3.....	72
РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ	74
4.1. Опис лабораторного стенду	74
4.2. Дослід 1: вимірювання опору обмоток	77
4.3. Дослід 2: тестовий запуск двигуна	78
4.4. Дослід 3: зняття робочих характеристик	78
4.5. Дослід 4: дослідження ефекту самогальмування конічного ротора	83
4.6. Оцінка похибок вимірювань	84
4.7. Порівняння розрахункових та експериментальних даних	84
Висновки до розділу 4.....	86
ВИСНОВКИ.....	88
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	90

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП - аналого-цифровий перетворювач

БДПС - безконтактний двигун постійного струму

ЕРС - електрорушійна сила

ККД - коефіцієнт корисної дії

МСЕ - метод скінченних елементів

НМС - намагнічувальна сила

ПЗ - програмне забезпечення

ШИМ - широтно-імпульсна модуляція

BLDC - Brushless Direct Current (безконтактний двигун постійного струму)

BLE - Bluetooth Low Energy (бездротовий зв'язок з низьким енергоспоживанням)

DC-DC - перетворювач постійної напруги в постійну

EMF / back-EMF - Electromotive Force протиЕРС (зворотна електрорушійна сила)

ESC - Electronic Speed Controller (електронний регулятор швидкості)

ESP32-S3 - мікроконтролер серії ESP32-S3 (Espressif)

FG - Frequency Generator (вихідний сигнал швидкості обертання ESC)

FOC - Field-Oriented Control (векторне керування полем)

GATT - Generic Attribute Profile (профіль обміну даними BLE)

GPIO - General-Purpose Input/Output (універсальний вхід/вихід)

I2C - Inter-Integrated Circuit (послідовний інтерфейс зв'язку)

IGBT - Insulated-Gate Bipolar Transistor (біполярний транзистор з ізольованим затвором)

INA226 - вимірювальна мікросхема струму та напруги (Texas Instruments)

JY01 - мікросхема-драйвер керування BLDC-двигуном

LED - Light-Emitting Diode (світлодіод)

LEDC - LED Control (апаратний ШИМ-модуль ESP32)

MOSFET - Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (польовий транзистор)

NTC - Negative Temperature Coefficient (термістор з від'ємним температурним коефіцієнтом)

NVS - Non-Volatile Storage (енергонезалежна пам'ять ESP32)

PWM - Pulse-Width Modulation (широтно-імпульсна модуляція)

SCL/SDA - лінії тактування та даних інтерфейсу I²C

SMD - Surface-Mounted Device (компонент поверхневого монтажу)

SPM - Surface-mounted Permanent Magnet (поверхнево встановлені постійні магніти)

SPWM - Sinusoidal Pulse-Width Modulation (синусоїдальна ШІМ)

THT - Through-Hole Technology (технологія вивідного монтажу)

TM1637 - мікросхема-драйвер семисегментного світлодіодного дисплея

UART - Universal Asynchronous Receiver/Transmitter (універсальний асинхронний приймач-передавач)

USB - Universal Serial Bus (універсальна послідовна шина)

UUID - Universally Unique Identifier (універсальний унікальний ідентифікатор)

UVLO - Under-Voltage Lockout (блокування за зниженою напругою)

ВСТУП

Безконтактні двигуни постійного струму (БДПС) набули широкого поширення в робототехніці, безпілотних апаратах, електроінструменті та системах автоматизації завдяки високому ККД, значній питомій потужності та довговічності, зумовленій відсутністю щітково-колекторного вузла. Розширення сфер їх застосування висуває нові вимоги насамперед до систем керування, від яких залежать енергоефективність, надійність та функціональні можливості електроприводу.

Найбільш перспективним є бездатчиковий метод керування за проти-ЕРС, який дозволяє відмовитися від датчиків положення ротора (давачів Холла, енкодерів), спрощуючи конструкцію двигуна та підвищуючи надійність за рахунок зменшення кількості компонентів і з'єднань. Поява доступної елементної бази — продуктивних мікроконтролерів, інтегрованих силових модулів та засобів бездротового зв'язку — створює передумови для побудови недорогих систем керування з розширеним функціоналом, зокрема телеметрією та дистанційним налаштуванням. Це робить актуальною розробку та практичну реалізацію бездатчикової системи керування БДПС на базі доступної елементної бази.

Окремий інтерес становить застосування такої системи керування до двигуна нетрадиційної, конічної конструкції, у якому робочий проміжок має форму бічної поверхні конуса. Така топологія вирізняється компактністю осьових габаритів, а використання 3D-друкованого полімерного осердя статора знижує вартість і трудомісткість виготовлення дослідних зразків. Поєднання конічної конструкції двигуна з сучасною бездатчиковою системою керування потребує як електромагнітного розрахунку, так і експериментальної перевірки.

Метою роботи є розробка системи керування безконтактним двигуном постійного струму конічної конструкції на базі сучасної мікроконтролерної елементної бази та виконання його електромагнітного розрахунку з подальшою експериментальною перевіркою.

Об'єктом дослідження є безконтактний двигун постійного струму конічної конструкції та система керування ним.

Предметом дослідження є електромагнітні характеристики двигуна та апаратно-програмні засоби бездатчикової системи керування ним.

Для досягнення поставленої мети в роботі необхідно вирішити такі завдання:

- виконати аналітичний огляд особливостей БДПС конічної конструкції, методів їх електромагнітного розрахунку та способів керування;
- провести електромагнітний розрахунок двигуна з урахуванням геометричних особливостей конічного робочого проміжку та перевірити його методом скінченних елементів;
- розробити апаратну частину системи керування на базі мікроконтролера та інтегрованого силового модуля;
- реалізувати програмне забезпечення з бездатчиковим алгоритмом керування за проти-ЕРС та функціями телеметрії;
- створити лабораторний стенд і провести експериментальні дослідження двигуна та системи керування з порівнянням результатів розрахунку й експерименту.

Методи дослідження. У роботі використано аналітичні методи електромагнітного розрахунку електричних машин, метод скінченних елементів для перевірного моделювання (COMSOL Multiphysics), методи схемотехнічного проєктування та програмування мікроконтролерів, а також експериментальні методи дослідження з використанням лабораторного стенду й вимірювального обладнання.

Практичне значення. Розроблено та виготовлено діючий зразок системи керування БДПС конічної конструкції на базі доступної елементної бази, придатний для використання в навчальному процесі та як основа для подальших дослідницьких і прикладних розробок. Запропоновані технічні рішення можуть бути використані під час проєктування недорогих систем керування безконтактними двигунами з бездатчиковим алгоритмом.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД БДПС КОНІЧНОЇ КОНСТРУКЦІЇ ТА МЕТОДІВ ЇХ КЕРУВАННЯ

1.1. Особливості електромагнітних процесів у двигунах конічної конструкції

Безконтактний двигун постійного струму (БДПС) являє собою синхронну машину зі збудженням від постійних магнітів, у якій механічний колектор замінено електронним комутатором. Принцип його дії ґрунтується на взаємодії магнітного поля постійних магнітів ротора з магнітним полем, що створюється струмами обмоток статора, перемикання яких синхронізовано з кутовим положенням ротора. Регулювання амплітуди фазних струмів та частоти їх перемикання забезпечує керування моментом і швидкістю двигуна [1, 10].

Електромагнітні процеси у БДПС описуються основними законами теорії електричних машин. Закон повного струму пов'язує намагнічувальну силу (НМС) контуру з магнітним потоком через магнітний опір ділянок магнітного кола:

$$F = H \cdot l = \Phi \cdot R_{\mu} \quad (1.1)$$

де F - намагнічувальна сила контуру, А;

H - напруженість магнітного поля, А/м;

l - довжина середньої лінії магнітного кола, м;

Φ - магнітний потік, Вб;

R_{μ} - магнітний опір ділянки кола, А/Вб.

Магнітний опір ділянки визначається її геометрією та властивостями матеріалу:

$$R_{\mu} = l / (\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S) \quad (1.2)$$

де $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м - магнітна стала;

μ_r - відносна магнітна проникність матеріалу;

S - площа поперечного перерізу ділянки, м².

Магнітна індукція у робочому зазорі визначається як $B_\delta = \Phi/S_\delta$, де S_δ - ефективна площа зазору. Електрорушійна сила, що наводиться в обмотці статора при обертанні ротора з кутовою швидкістю ω , за законом електромагнітної індукції Фарадея пропорційна швидкості:

$$E = k^e \cdot \Phi \cdot \omega \quad (1.3)$$

де k^e - конструктивний коефіцієнт обмотки;

Φ - магнітний потік постійних магнітів, Вб.

Електромагнітний момент за умови оптимальної комутації (кут між струмом і магнітним потоком 90°) пропорційний фазному струму:

$$M = k^T \cdot \Phi \cdot I \quad (1.4)$$

де k^T - конструктивний коефіцієнт моменту;

I - струм фази, А.

Геометрична особливість конічної конструкції - наявність кута конусності α між віссю обертання та твірною конічної поверхні. Через це вектор магнітної індукції у зазорі не є суто радіальним: він напрямлений по нормалі до конічної поверхні і розкладається на радіальну та осьову складові:

$$B_r = B_\delta \cdot \cos(\alpha); \quad B_z = B_\delta \cdot \sin(\alpha) \quad (1.5)$$

Радіальна складова B_r формує корисний обертальний момент, тоді як осьова B_z створює результуюче осьове зусилля вздовж осі обертання. Саме наявність осьової складової принципово відрізняє конічну конструкцію від класичної циліндричної і відкриває додаткові функціональні можливості [13, 14].

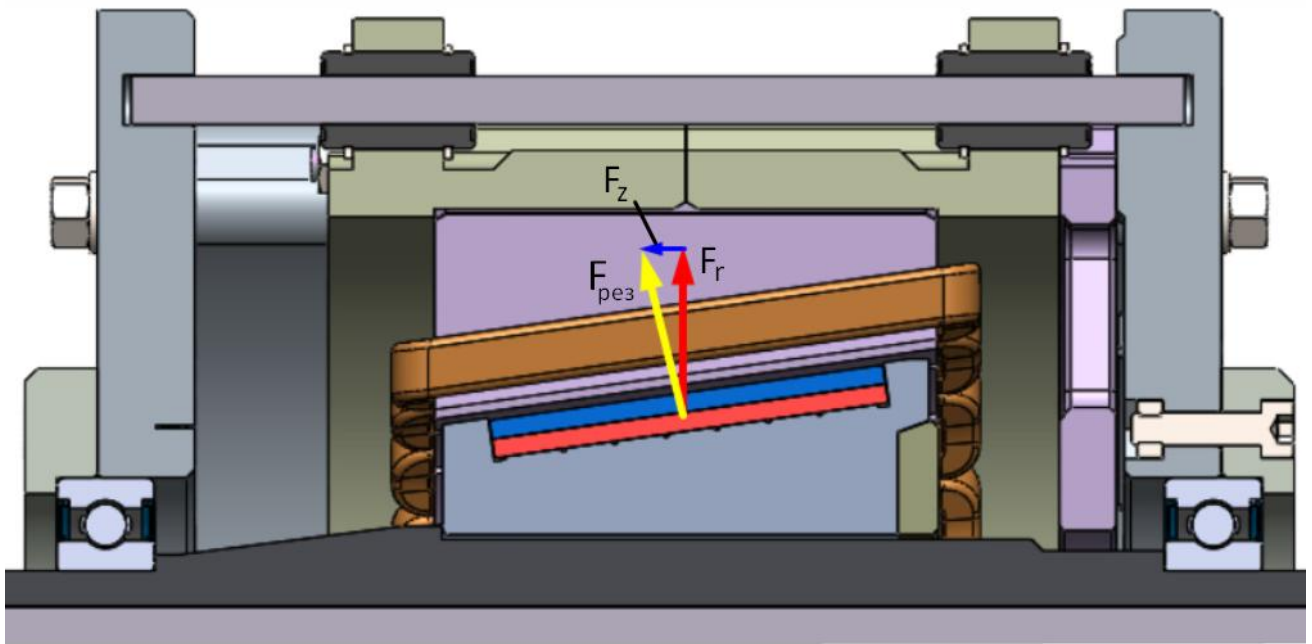


Рисунок 1.1 - Геометрія робочого зазору двигуна конічної конструкції та розкладання вектору магнітної індукції на радіальну і осьову складові

Осьова електромагнітна сила, що діє на статор у напрямку осі обертання, визначається виразом:

$$F_z = k_z \cdot B\delta^2 \cdot S\delta \cdot \sin(\alpha) / (2\mu_0) \quad (1.6)$$

де k_z - коефіцієнт, що враховує розподіл поля вздовж твірної конуса;

$S\delta$ - площа бічної поверхні конічного зазору, m^2 .

Розглянутий у даній роботі двигун має конструкцію з внутрішнім ротором (inrunner), у якій ротор з постійними магнітами розташований всередині конічної розточки статора. Постійні магніти закріплено безпосередньо на поверхні ротора, що відповідає типу SPM (surface-mounted permanent magnet). У такій конструкції статор має можливість осьового переміщення відносно нерухомого по осі ротора, що відкриває можливість реалізації ефекту самогальмування [13, 15].

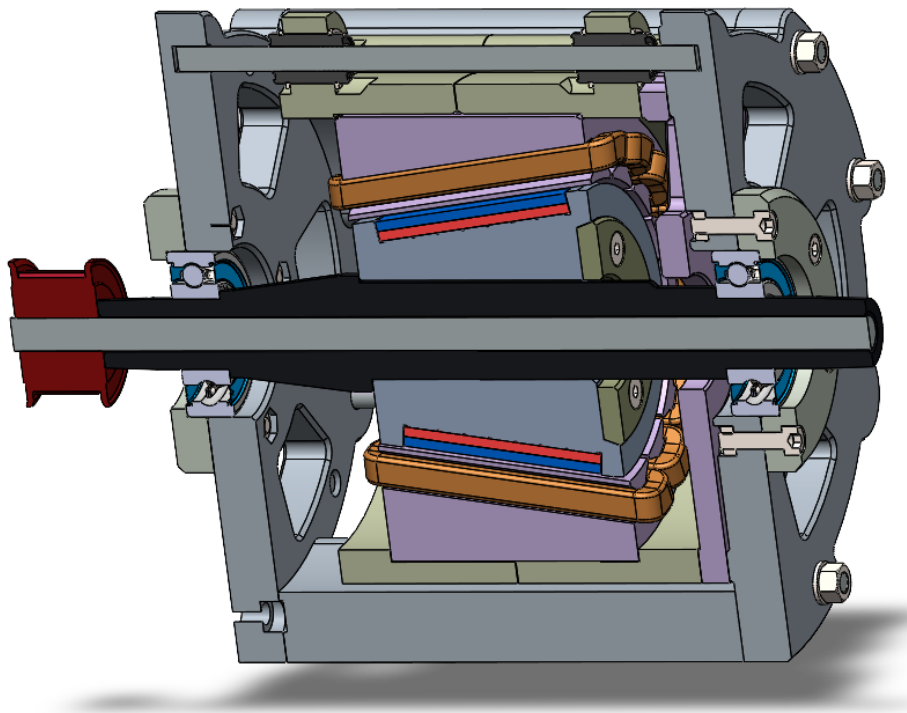


Рисунок 1.2 - Конструкція макетного зразка двигуна конічної конструкції: ротор з постійними магнітами (SPM) всередині конічної розточки статора

Ефект самогальмування полягає в тому, що осьова сила F_z змінює взаємне осьове положення статора і ротора, збільшуючи робочий зазор δ . Зі зростанням зазору магнітний потік, ЕРС і момент спадають, і двигун автоматично обмежує частоту обертання — це вбудований механізм плавного гальмування, властивий конічній конструкції. Дослідження осьових зусиль у двигунах із конічним ротором підтверджують значущість осьової складової електромагнітної сили для таких конструкцій [2].

Платою за ці переваги є ускладнення математичного опису: класичні співвідношення для циліндричного зазору безпосередньо непридатні й потребують адаптації до конічної геометрії або застосування чисельних методів.

1.2. Огляд методів електромагнітного розрахунку

Електромагнітний розрахунок визначає основні розміри магнітопроводу, параметри обмотки, рівень індукції в зазорі та електромеханічні характеристики машини. Для BLDC-двигунів з постійними магнітами застосовують два основні

підходи: аналітичний метод магнітних кіл та чисельний метод скінченних елементів (МСЕ).

Аналітичний метод:

ґрунтується на аналогії між магнітним та електричним колами. Магнітна система машини подається у вигляді еквівалентної схеми із зосередженими магнітними опорами ділянок: повітряного зазору, ярем статора і ротора, постійних магнітів. Застосовуючи закони Кірхгофа для магнітних кіл:

$$\Sigma F = \Sigma (H_i \cdot l_i) = \Sigma (\Phi_i \cdot R_{\mu i}) \quad (1.7)$$

обчислюють магнітний потік та індукцію в кожній ділянці. Робоча точка постійного магніту визначається перетином його демагнетизаційної кривої $B = f(H)$ з навантажувальною прямою магнітного опору зовнішнього кола.

Переваги методу: простота, прозорість розрахунку, малі обчислювальні витрати, можливість отримання аналітичних залежностей між параметрами. Це робить його зручним для попереднього проектування. Однак метод базується на одновимірному наближенні поля і дає лише наближені результати для машин зі складною геометрією, не враховує тривимірних ефектів, насичення сталі і полів розсіювання [6, 19]. Достовірність отриманих характеристик електричних машин зазвичай підтверджують експериментально, зокрема шляхом дослідження їх частотних характеристик [24].

Методика аналітичного розрахунку для двигунів класичної циліндричної конструкції добре розроблена і викладена у фундаментальних підручниках [1, 6]. Однак для двигунів конічної конструкції ці співвідношення безпосередньо непридатні через нерадіальний характер магнітного поля. Адаптація методики потребує введення геометричних поправок - ефективної довжини зазору та площі бічної поверхні конуса:

$$\delta^{ef} = \delta^{ax} \cdot \cos(\alpha); \quad S\delta = 2\pi \cdot r c^a \cdot \frac{L}{\cos(\alpha)} \quad (1.8)$$

де r_{cs}^a - середній радіус конічної поверхні; L - активна довжина по осі. Ці поправки враховуються при розрахунку магнітних опорів і потоків у конічному магнітному колі (розділ 2).

Метод скінченних елементів:

є чисельним методом розв'язання рівнянь магнітного поля у частинних похідних. В основі лежить рівняння для векторного магнітного потенціалу A :

$$\text{rot}(v \cdot \text{rot } A) = J \quad (1.9)$$

де $v = 1/(\mu_0 \cdot \mu_r)$ - магнітна релюктивність матеріалу, м/(Гн);

J - об'ємна густина струму, А/м².

Розрахункова область машини розбивається на велику кількість малих елементів, у межах кожного з яких магнітний потенціал апроксимується поліномами низького порядку. Розв'язок отримують методом мінімізації функціонала енергії магнітного поля. МСЕ дозволяє коректно врахувати тривимірний характер поля, нелінійні характеристики матеріалів, насичення сталі та поля розсіювання. Платою за точність є значно вищі обчислювальні витрати.

Для конічної конструкції МСЕ має особливе значення, оскільки дозволяє адекватно врахувати тривимірний характер поля з радіальною та осьовою складовими, що практично неможливо у одновимірному аналітичному наближенні [19].

На практиці методи доповнюють один одного: попередній аналітичний розрахунок визначає основні розміри, а МСЕ перевіряє результат. Такий комбінований підхід застосовано в роботі — аналітичний розрахунок з адаптацією до конічної геометрії (підрозділи 2.3–2.7) з подальшою перевіркою в COMSOL Multiphysics (підрозділ 2.8).

1.3. Системи керування БДПС: датчикові та бездатчикові

Принципова особливість безконтактного двигуна постійного струму - необхідність синхронізації перемикання струмів в обмотках статора з кутовим положенням ротора. Електронний комутатор повинен у кожний момент часу

мати достовірну інформацію про положення ротора для правильного формування комутаційних сигналів. За способом отримання цієї інформації системи керування поділяють на **датчикові** (sensored) та **бездатчикові** (sensorless).

Датчикові системи. У датчикових системах для визначення положення ротора застосовують спеціальні вимірювальні елементи. Найпоширенішими є давачі Холла - встановлюють три давачі зі зсувом 120° електричних градусів, що формують 6 унікальних комбінацій логічних сигналів за один електричний оберт. Кожна комбінація однозначно визначає поточний сектор обертання і відповідну комутаційну схему. Окрім давачів Холла, застосовують також оптичні енкодери (значно вища роздільна здатність) та резольвери (висока точність і стійкість до перешкод у промислових умовах) [1].

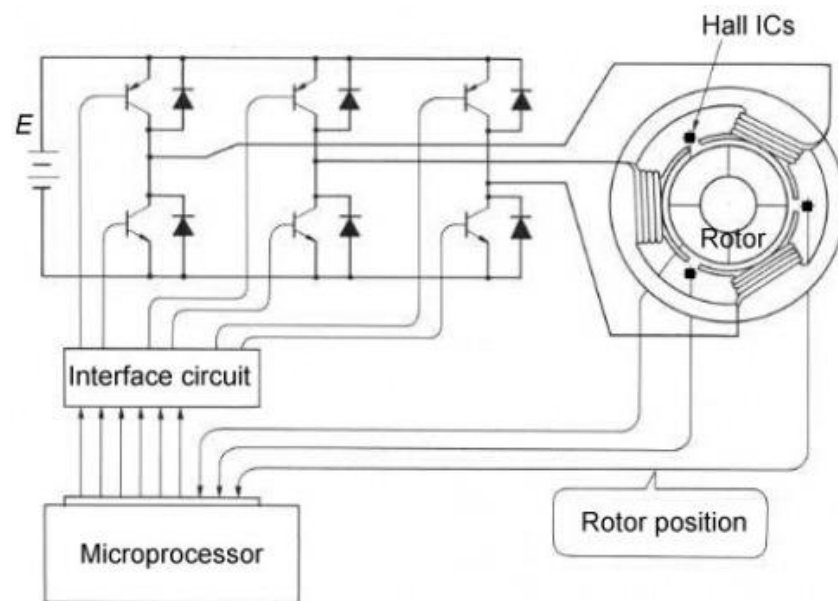


Рисунок 1.3 - Розташування давачів Холла та формування сигналів комутації у датчиковій системі керування BLDC-двигуном[21].

Переваги датчикових систем: простота алгоритму керування, достовірне визначення положення в усьому діапазоні швидкостей включно з нульовою (надійний пуск), низькі обчислювальні витрати. Недоліки: додаткові елементи у конструкції двигуна, додаткова проводка, потенційні точки відмови, додаткова

вартість. У двигунах нестандартної геометрії, до яких належить розглянутий конічний, розміщення давачів утруднене через обмежений монтажний простір.

Бездатчикові системи. Бездатчикові методи визначають положення ротора без застосування спеціальних давачів, використовуючи електричні параметри обмоток. Найпоширенішим є метод детектування проти-ЕРС (back-EMF), що ґрунтується на наступному принципі: при обертанні ротора у вільній (не підключеній у даний момент) фазі обмотки наводиться ЕРС обертання, пропорційна частоті обертання:

$$E_b = k^e \cdot \Phi \cdot \omega \quad (1.10)$$

Положення ротора визначається за моментом переходу проти-ЕРС вільної фази через нуль. Цей момент відповідає певному фіксованому положенню ротора, а сигнал на комутацію формується із затримкою 30 електричних градусів від зафіксованого переходу через нуль, що відповідає правильному положенню магнітного поля статора для отримання максимального моменту.

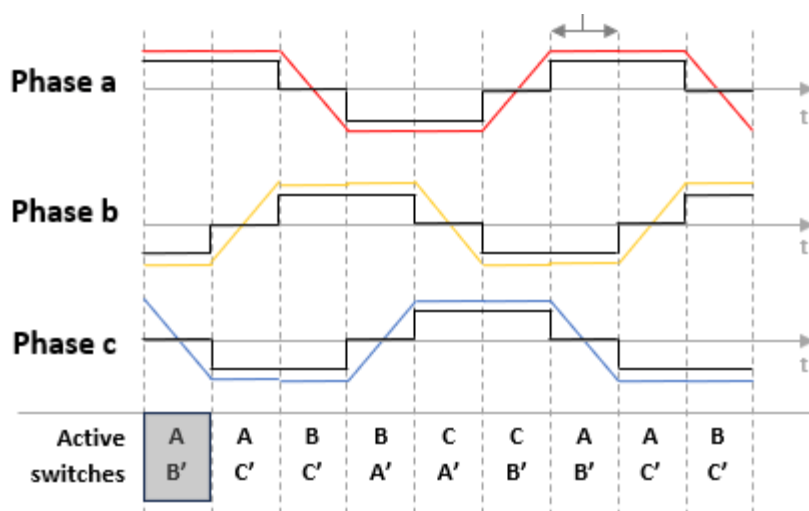


Рисунок 1.4 - Форма проти-ЕРС фаз та визначення моментів комутації за переходом через нуль у бездатчиковій системі керування [20].

Принципове обмеження методу: проти-ЕРС пропорційна швидкості й у нерухомому стані відсутня, тому надійне детектування можливе лише від певної мінімальної швидкості (5-10% від номінальної). Для запуску застосовують алгоритм холостого пуску — примусовий розгін у розімкненому контурі з подальшим переходом у режим зворотного зв'язку при досягненні цієї

швидкості. Окрім методу проти-ЕРС, існують методи, засновані на вимірюванні зміни індуктивності обмоток від положення ротора, ефективні на низьких швидкостях [18].

Головна перевага бездатчикових систем — спрощення конструкції, підвищення надійності та зменшення габаритів і вартості, що особливо важливо для нестандартних конструкцій. Тому в роботі застосовано бездатчикову систему керування: це продиктовано як прагненням спростити конструкцію, так і обмеженим монтажним простором для давачів на конічному роторі.

1.4. Алгоритми комутації фаз

Алгоритм комутації визначає закон формування струмів у фазах обмотки статора залежно від положення ротора. Він безпосередньо впливає на пульсації моменту, ККД, рівень акустичного шуму та обчислювальну складність системи керування. Основними є три алгоритми: трапецеїдальний (шестикроковий), синусоїдальний та векторне керування FOC.

Трапецеїдальна (шестикрокова) комутація - найпростіший і найпоширеніший метод. Електричний оберт поділяється на 6 секторів по 60° кожен. У кожному секторі провідну роль виконують лише дві з трьох фаз (кут провідності 120°): через них проходить струм у відповідних напрямках, тоді як третя фаза є вільною. Перемикання фаз виконується за чіткими сигналами давачів положення або за детектуванням переходу проти-ЕРС через нуль.

Назва методу пов'язана з трапецеїдальною формою кривої проти-ЕРС, характерною для двигунів із зосередженою обмоткою. Переваги: простота реалізації, невисокі вимоги до обчислювальної потужності, природне поєднання з бездатчиковим керуванням за проти-ЕРС. Недолік - суттєві пульсації моменту (15-20%) у моменти перемикання секторів через стрибкоподібну зміну струмів.

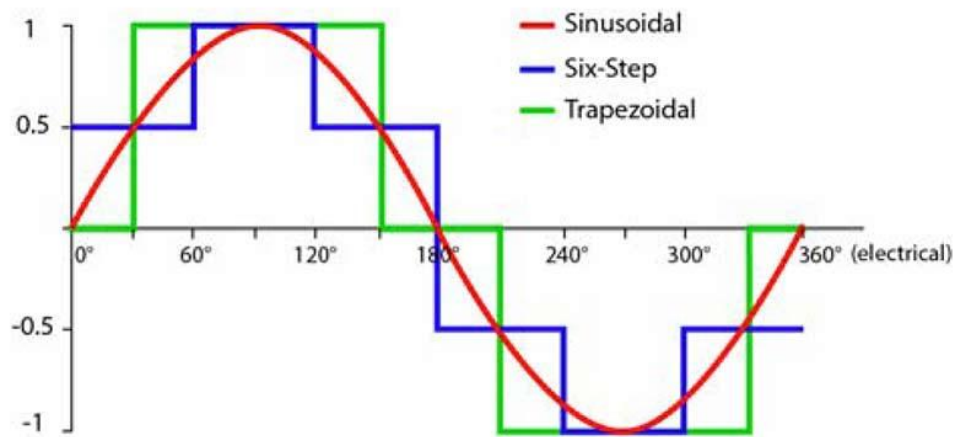


Рисунок 1.5 - Діаграма станів та форми фазних струмів при трапецеїдальній (шестикроковій) та синусоїдальній комутації [19]

Синусоїдальна комутація. Струми всіх трьох фаз змінюються за синусоїдальним законом зі зсувом 120° одна відносно одної. На відміну від шестикрокового методу, всі три фази працюють одночасно, що забезпечує плавне обертання магнітного поля статора без стрибкоподібних змін у моменти комутації. Перевагою є низькі пульсації моменту і помітне зниження акустичного шуму, особливо на низьких швидкостях. Реалізація потребує неперервної точної інформації про кутове положення ротора, оскільки в кожен момент необхідно формувати миттєві значення трьох фазних струмів.

Векторне керування (FOC). Field-oriented control — найдосконаліший метод керування синхронними двигунами з постійними магнітами. В основі — перетворення координат: трифазні струми й напруги переходять до системи d-q, що обертається синхронно з ротором, перетворюючись на постійні складові (I_d і I_q). Роздільне керування цими складовими підтримує оптимальний кут (90°) між вектором струму статора та магнітним потоком ротора, забезпечуючи максимальний момент при мінімальному струмі. FOC дає найвищий ККД, мінімальні пульсації моменту й найкращу динаміку, але потребує швидкісних мікроконтролерів з апаратною підтримкою обчислень [16, 17]. Питання проектування та оптимізації керування синхронними машинами з постійними магнітами, зокрема нестандартних конструкцій, активно досліджуються у сучасній літературі [5].

Порівняльний аналіз алгоритмів комутації наведено у таблиці 1.1. Вибір конкретного алгоритму визначається вимогами до якості регулювання, доступною обчислювальною потужністю та вартісними обмеженнями.

Таблиця 1.1 - Порівняльна характеристика алгоритмів комутації BLDC-двигунів

Характеристика	Шестикрокова	Синусоїдальна	FOC
Форма струмів у фазах	Прямокутна, 120° провідності	Синусоїдальна	Синусоїдальна з d-q регулюванням
Кількість одночасно працюючих фаз	2 з 3	3 з 3	3 з 3
Пульсації моменту, %	15...20	3...5	1...2
Акустичний шум	Високий	Помірний	Низький
Інформація про положення	Сектор (60°)	Кутове положення з роздільн. здатн.	Високоточне положення швидкість
Бездатчиковий метод за back-EMF	Природне	Складніше	Складне
Обчислювальна складність МК (мікроконтролера)	Низька	Середня	Висока
ККД у робочому діапазоні	Помірний	Високий	Найвищий
Динаміка	Задовільна	Добра	Найкраща
Типове застосування	ESC, прості приводи	Побут. техніка, насоси	Сервоприводи, EV, авіація

Обґрунтування вибору алгоритму для системи керування двигуном кінчної конструкції, що розробляється у даній роботі, та його апаратна реалізація детально розглянуті у третьому розділі.

1.5. Огляд силових перетворювачів та елементної бази

Силова частина системи керування BLDC-двигуном перетворює енергію джерела постійного струму у керовані фазні струми обмотки. Від її характеристик безпосередньо залежать ККД електроприводу, рівень електромагнітних завад, надійність та масогабаритні параметри системи. У

сучасних системах застосовують трифазний автономний інвертор напруги, побудований за мостовою схемою.

Трифазний мостовий інвертор складається з трьох півмостових плечей, кожне з двох послідовно з'єднаних силових ключів (верхнього high-side та нижнього low-side). Загалом 6 ключів; виходи трьох півмостів підключаються до фаз обмотки. Паралельно кожному ключу встановлюється зворотний діод для безпечного протікання струму індуктивного навантаження при перемиканні. На вході інвертора - фільтрувальний конденсатор великої ємності для згладжування пульсацій і прийому реактивної потужності.

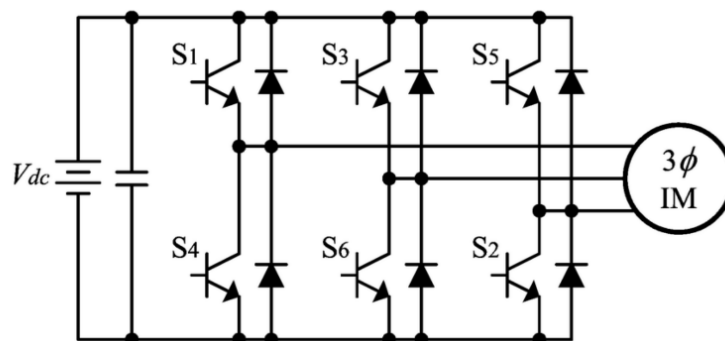


Рисунок 1.6 - Принципова схема трифазного мостового інвертора для керування BLDC-двигуном

Регулювання амплітуди струму у фазах виконується широтно-імпульсною модуляцією (PWM). Середнє значення напруги на виході PWM-перетворювача:

$$U_{\text{сер}} = D \cdot U_{\text{жив}} \quad (1.11)$$

де $D = t_{\text{відкр}} / T_{\text{PWM}}$ - коефіцієнт заповнення (duty cycle);

$U_{\text{жив}}$ - напруга живлення інвертора, В.

Типові частоти PWM для приводів BLDC становлять 10-50 кГц - компроміс між зниженням пульсацій струму (вища частота) і зменшенням втрат на перемикання у силових ключах (нижча частота).

Силові ключі — це MOSFET або IGBT-транзистори. MOSFET мають низький опір у відкритому стані та високу швидкодію й оптимальні для низьковольтних застосувань (до 100-200 В), тоді як IGBT вигідніші при великих

струмах у високовольтних системах (від 600 В), але повільніші. Для розглянутого двигуна на 24 В оптимальною є MOSFET-конфігурація.

Драйвери затворів. Сигнал мікроконтролера (3,3 або 5 В) недостатній для повного й швидкого відкриття потужних MOSFET, тому між контролером і силовими ключами встановлюють драйвери затворів — спеціалізовані мікросхеми, що підсилюють керуючі сигнали за напругою і струмом.

Сучасні інтегральні драйвери (IR2110, IR2184 або спеціалізовані для BLDC мікросхеми типу DRV8301, DRV8350) містять в одному корпусі канали керування трьома півмостами, схеми bootstrap, захисти від наскрізних струмів (dead-time), захисти від падіння напруги живлення (UVLO). Це значно спрощує проектування силової частини та підвищує надійність системи.

Вимірювальні та захисні елементи. Контроль фазних струмів і напруг необхідний для замкнених контурів регулювання і захисту від аварій. Найпоширеніші методи вимірювання струмів - малоомні резистори-шунти (послідовно з нижніми ключами або у загальному проводі живлення) та датчики Холла з гальванічною ізоляцією. Захисні функції зазвичай включають: захист від перевищення струму (OCP), захист від перевищення і зниження напруги (OVP, UVLO), тепловий захист, захист від помилкової одночасної подачі сигналу на верхній і нижній ключ одного півмоста (shoot-through protection). Реалізація - як апаратна (у драйвері), так і програмна (у мікроконтролері).

Готові інтегровані модулі ESC. На ринку широко представлені готові інтегровані модулі регуляторів швидкості (Electronic Speed Controllers, ESC), що містять у складі трифазний мостовий інвертор, драйвери затворів, мікроконтролер з прошитим алгоритмом керування (зазвичай бездатчиковим за back-EMF), захисні функції та інтерфейс зв'язку. Застосування готового ESC-модуля скорочує час розробки та підвищує надійність за рахунок промислово відпрацьованих рішень. Саме такий підхід застосовано у даній роботі.

1.6. Постановка задач дослідження

На основі проведеного аналітичного огляду можна сформулювати основні висновки та конкретні задачі дослідження.

BLDC-двигуни є одним з найпоширеніших типів електромеханічних перетворювачів, проте більшість досліджень присвячена машинам класичної циліндричної конструкції, тоді як двигуни нестандартних конструкцій - зокрема конічних - залишаються відносно маловивченими попри низку потенційних переваг (осьове регулювання робочого проміжку, ефект самогальмування, особливості розподілу електромагнітних сил).

Особливістю конічної геометрії є наявність радіальної та осьової складових індукції у робочому проміжку, що принципово відрізняє розрахунок такого двигуна від класичної методики і потребує адаптації відомих аналітичних співвідношень з введенням поправок на кут конусності, а також перевірки засобами чисельного моделювання.

Для двигунів нестандартної конструкції, включаючи конічні, доцільне застосування бездатчикових методів керування - як з міркувань спрощення конструкції і підвищення надійності, так і через обмеження монтажного простору для розміщення датчиків. Серед алгоритмів комутації найбільш відпрацьованим для бездатчикового керування є метод детектування проти-ЕРС.

Розвиток елементної бази силових електроніки та поява інтегрованих ESC-модулів дозволяє суттєво спростити апаратну реалізацію силових частини і зосередити зусилля розробника на питаннях верхнього рівня - формуванні алгоритмів керування, моніторингу, захисту, інтерфейсу з оператором.

На основі проведеного аналізу для досягнення мети дипломної роботи необхідно вирішити такі задачі:

1. Виконати електромагнітний розрахунок безконтактного двигуна постійного струму конічної конструкції з урахуванням геометричних особливостей конічного робочого проміжку. Розрахунок виконати у двох варіантах: для реального макетного зразка (з полімерним магнітопроводом) та для гіпотетичного варіанта з шихтованим осердям з електротехнічної сталі, що дозволить оцінити потенціал розглянутої конструкції.

2. Провести перевірочний розрахунок магнітного поля двигуна методом скінченних елементів у середовищі COMSOL Multiphysics та порівняти результати з даними аналітичного розрахунку.

3. Обґрунтувати структуру системи керування та розробити її апаратну частину з вибором мікроконтролера, силового модуля (ESC), допоміжних елементів та інтерфейсів; розробити функціональну та принципову електричні схеми.

4. Розробити програмне забезпечення мікроконтролера, що реалізує функції керування, моніторингу та захисту від аварійних режимів.

5. Виготовити лабораторний макет двигуна та системи керування, провести експериментальні дослідження: зняти робочі характеристики, дослідити пускові режими, регулювання частоти обертання, ефект самогальмування.

6. Виконати порівняльний аналіз розрахункових та експериментальних результатів і сформулювати висновки щодо особливостей проектування і керування BLDC-двигунами конічної конструкції.

Висновки до розділу 1

Результати проведеного аналітичного огляду показали, що двигуни конічної конструкції принципово відрізняються від класичних циліндричних наявністю осьової складової електромагнітної сили та пов'язаного з нею ефекту самогальмування. Ці властивості розширюють їхні функціональні можливості, але ускладнюють математичний опис. Класичні аналітичні співвідношення не враховують нерадіального характеру магнітного поля, тому потребують адаптації з поправками на кут конусності.

З огляду на це для електромагнітного розрахунку обрано комбінований підхід. Швидкий аналітичний метод магнітних кіл використано для попереднього визначення параметрів, а метод скінченних елементів — для перевірки, оскільки він коректно враховує тривимірність поля. Розгляд систем керування показав, що для двигуна з обмеженим монтажним простором найдоцільнішим є бездатчиковий метод за проти-ЕРС. Він спрощує конструкцію

та підвищує надійність ціною ускладненого пуску, а серед алгоритмів комутації йому найприродніше відповідає трапецеїдальний. Аналіз елементної бази обґрунтував доцільність застосування готового ESC-модуля. Це дозволяє звести силову частину до промислово відпрацьованого рішення й зосередити розробку на верхньому рівні керування.

Таким чином, проведений огляд не лише окреслив специфіку конічних двигунів, а й визначив конкретні технічні рішення, покладені в основу подальших розділів, та дозволив сформулювати задачі дослідження.

РОЗДІЛ 2

ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ РОЗРАХУНОК БДПС КОНІЧНОЇ КОНСТРУКЦІЇ

2.1. Вихідні дані та технічне завдання на розрахунок

Метою електромагнітного розрахунку є визначення основних електромеханічних характеристик BLDC-двигуна конічної конструкції з постійними магнітами та обґрунтування проєктних рішень щодо обмотки статора. Розрахунок виконується для двигуна, фізичний макет якого досліджується на лабораторному стенді (розділ 4).

Особливістю роботи є те, що макетний зразок виготовлено за технологією 3D-друку з полімерного матеріалу, що обумовлено труднощами серійного виготовлення конічного шихтованого магнітопроводу. Електромагнітним наслідком такого вибору є відсутність концентрації магнітного потоку у магнітопроводі ($\mu_r \approx 1$) - макет не розрахований на високі рівні корисної потужності і призначений переважно для відпрацювання системи керування. Для повноцінної оцінки потенціалу конструкції у роботі додатково виконується розрахунок гіпотетичного варіанта з повноцінним шихтованим осердям. Таким чином, розрахунок виконується у двох варіантах:

- **Варіант А (реальний макет):** магнітопровід з полімеру (3D-друк), обмотка з мідного проводу $\varnothing 0,5$ мм, 60 витків на котушку в одну жилу;
- **Варіант Б (проєктний):** гіпотетичний двигун з шихтованим магнітопроводом з електротехнічної сталі марки М19 або аналогічної, з оптимізованою обмоткою. Не виготовлявся; використовується для оцінки потенціалу конструкції.

Геометричні параметри магнітної системи у обох варіантах однакові і відповідають 3D-моделі макета; розрізняються лише матеріал магнітопроводу та параметри обмотки. Це дозволяє правильно зіставити отримані характеристики та оцінити вплив матеріалу магнітопроводу на енергетичні показники.

Спільні вихідні дані. Геометрія двигуна за 3D-моделлю: зовнішній радіус статора $R_3 = 55$ мм; радіуси конічної розточки $R_{max} = 35,95$ мм та $R_{max} =$

27,23 мм; середній радіус $R_{po} = 31,5$ мм; осьова довжина $L_{oc} = 62$ мм; довжина твірної $L_{tv} = 62,61$ мм; кут конусності $\alpha = 8^\circ$; мінімальний нормальний проміжок $\delta_{min} = 1$ мм; повний осьовий хід ротора $\Delta_z = 15$ мм.

На роторі розміщено 12 магнітів NdFeB марки N38 з нікельованим покриттям, прямокутних $50 \times 10 \times 5$ мм, аксіальної намагніченості (Таблиця 2.4 - Параметри постійних магнітів та їх робочого режиму). Активна довжина двигуна по магнітах $L_{акт} = 50$ мм.

Обмотка трифазна, з'єднання «зірка», число пазів $Z = 18$, число пар полюсів $p = 6$ (комбінація 12P18S). Зосереджена на зуб (концентрована) з $q = Z/(2pm) = 0,5$, що забезпечує низькі пульсації моменту [12]. Кожна фаза - 6 послідовно з'єднаних котушок. Силова частина - ESC на JY01 (12...36 В, 15 А, детально у розділі 3); номінальна $U_{ном} = 24$ В.

Розрізняльні параметри двох варіантів наведено у таблиці 2.1. зведений перелік вихідних даних - у таблиці 2.2.

Таблиця 2.1 - Розрізняльні параметри варіантів А і Б

Параметр	Варіант А (реальний макет)	Варіант Б (проектний)
Матеріал магнітопроводу	Полімер (3D-друк)	Електротехнічна сталь М19 (шихтована)
Відносна магнітна проникність μ_r	≈ 1	≈ 4000 (до насичення)
Товщина стінки осердя $h_{пл}$, мм	5	≈ 0 (магнітно зневажна)
Еквівалентний магнітний проміжок $\delta_{екв}$, мм	6	1
Діаметр проводу обмотки, мм	0,5	0,5 ($\times 2$ паралельні жили)
Число витків на котушку N	60	30
Число витків на фазу N_ϕ	360	180

Таблиця 2.2 - Зведений перелік вихідних даних для електромагнітного розрахунку

Параметр	Позначення	Значення	Одиниця
Зовнішній радіус статора	R_z	55	мм
Радіус конічної розточки (більший)	R_{max}	35,95	мм
Радіус конічної розточки (менший)	R_{min}	27,23	мм

Параметр	Позначення	Значення	Одиниця
Середній радіус ротора	R_{po}	31,5	мм
Осьова довжина	L_{oc}	62	мм
Довжина твірної	$L_{ТВ}$	62,61	мм
Активна довжина (по магнітах)	$L_{акт}$	50	мм
Кут конусності	α	8	град
Мінімальний нормальний проміжок	δ_{min}	1	мм
Повний осьовий хід ротора	Δz	15	мм
Кількість магнітів (полюсів)	$N_m (2p)$	12	—
Кількість пазів	Z	18	—
Число пар полюсів	p	6	—
Розміри магніту	-	50×10×5	мм
Марка магнітів	-	NdFeB N38	—
Залишкова індукція магніту	B_r	1,24	Тл
Коерцитивна сила	H_{cj}	≥ 955	кА/м
Енергетичний добуток	$(BH)_{max}$	287...318	кДж/м ³
З'єднання обмотки	-	«зірка»	—
Кількість котушок на фазу	-	6 (послідовно)	—
Номінальна напруга	U_{nom}	24	В
Граничний струм ESC	I_{esc}	15	А
Робочий діапазон напруги ESC	-	12...36	В

Завдання розрахунку. Для обох варіантів обчислюються: магнітна індукція в проміжку B_δ ; магнітний потік на полюс Φ і потокозчеплення фази Ψ ; константа ЕРС K_{ef} та стала швидкості K_v ; амплітуда та діюче значення фазної ЕРС; активний опір обмотки фази при 20 і 80 °С; електромагнітний момент M , механічна характеристика $M(n)$ і максимальна частота обертання; основні втрати та ККД у характерних точках; осьове зусилля F_z і оцінка ефекту самогальмування при зміні робочого зазору в межах ходу ротора.

Методика. Розрахунок виконується аналітично за методом еквівалентних магнітних кіл з адаптацією класичних співвідношень для циліндричних машин до конічної геометрії через поправки на кут конусності. Послідовність та

методика розрахунку описана в підручнику Brushless Permanent Magnet Motor Design [24] та адаптована під електричну машину статор якої виготовлено з немагнітного матеріалу. Геометричні співвідношення виведено у підрозділі 2.2; перевірючий розрахунок методом скінченних елементів у COMSOL Multiphysics - у підрозділі 2.8. Повні викладки для обох варіантів - у додатку А.

2.2. Геометричні співвідношення конічного робочого зазору

Робочий зазор має форму бічної поверхні зрізаного конуса з радіусами основ $R_{\max} = 35,95$ мм та $R_{\min} = 27,23$ мм, осьовою довжиною $L_{\text{ос}} = 62$ мм. Кут конусності визначається з геометрії:

$$\text{tg}(\alpha) = (R_{\max} - R_{\min}) / L_{\text{ос}} = 8,72/62 = 0,1406 \quad (2.1)$$

звідки $\alpha = 8^\circ$; $\cos\alpha = 0,9903$; $\sin\alpha = 0,1392$. Довжина твірної та середній радіус:

$$L_{\text{ТВ}} = L_{\text{ос}} / \cos(\alpha) = 62,61 \text{ мм}; \quad R_{\text{ро}} = (R_{\max} + R_{\min})/2 = 31,5 \text{ мм} \quad (2.2)$$

Активна довжина двигуна, що визначає довжину провідників обмотки у магнітному полі, обмежена не довжиною твірної, а протяжністю магнітів. Магніти мають довжину 50 мм, тому $L_{\text{акт}} = 50 \text{ мм} < L_{\text{ТВ}} = 62,61 \text{ мм}$. Решта довжини твірної ($\approx 12,6$ мм у сумі по торцях) є «неактивною» зоною - тут провідники не перетинають магнітне поле. Це врахування є принциповим: у всіх подальших формулах ЕРС і моменту активною довжиною виступає $L_{\text{акт}} = 50$ мм.

Площа активної бічної поверхні магнітів:

$$S_{\text{акт}} = 2\pi \cdot R_{\text{ро}} \cdot L_{\text{акт}} = 9,89 \times 10^{-3} \text{ м}^2 \quad (2.3)$$

Ключова особливість конічної геометрії - зв'язок між осьовим переміщенням ротора Δz та зміною нормального зазору δ :

$$\Delta\delta = \Delta z \cdot \sin(\alpha) \quad (2.4)$$

При $\delta_{\min} = 1$ мм (повністю втоплений ротор) і повному ході $\Delta z_{\max} = 15$ мм максимальний зазор:

$$\delta_{\max} = 1 + 15 \cdot 0,1392 \approx 3,09 \text{ мм} \quad (2.5)$$

Тобто осьове переміщення в межах робочого ходу забезпечує триразову зміну зазору, що становить фізичну основу ефекту самогальмування і відкриває можливість плавного регулювання потоку, моменту та обертів.

Вектор магнітної індукції у зазорі нормальний до конічної поверхні і розкладається на радіальну та осьову складові (формула 1.5 розділу 1): для $\alpha = 8^\circ$ маємо $B_r = 0,9903 \cdot B\delta$ (формує корисний обертальний момент, майже дорівнює повній індукції) та $B_z = 0,1392 \cdot B\delta$ (формує осьове зусилля на статор, $\sim 14\%$ від повної індукції).

2.3. Розрахунок магнітного кола з урахуванням кута конусності

Розрахунок виконується методом еквівалентних магнітних кіл за аналогією з електричними: магнітний потік Φ є аналогом струму, а намагнічувальна сила магнітів $F_m = H_c \cdot l_m$ — аналогом ЕРС. Для SPM-конструкції еквівалентна схема являє собою послідовне з'єднання магнітного опору постійного магніту і повітряного зазору.

Еквівалентний магнітний зазор. У Варіанті А пластикова стінка статора ($\mu_r = 1$) магнітно еквівалентна повітрю, тому магнітний потік послідовно долає робочий зазор і пластикову стінку:

$$\delta_{екв}^A = \delta + h_{пл} = 1 + 5 = 6 \text{ мм} \quad (\text{Варіант А}) \quad (2.6)$$

$$\delta_{екв}^B \approx \delta = 1 \text{ мм} \quad (\text{Варіант Б}) \quad (2.7)$$

У Варіанті Б магнітний опір сталевго осердя ($\mu_r \gg 1$) порівняно зі зазором зневажно малий. Таким чином, перехід до сталевго осердя скорочує еквівалентний магнітний зазор у 6 разів, що є вирішальним фактором підвищення енергетичних показників.

Індукція в зазорі. За спрощеною 1D-моделлю, нехтуючи полями розсіювання, ефектом Картера та насиченням ярем:

$$B\delta = (B_r \cdot l_m) / (l_m + \mu_r \cdot \delta_{екв}) \quad (2.8)$$

де B_r - залишкова індукція матеріалу, Тл;

l_m - товщина магніту у напрямку намагніченості, мм;

$\delta_{\text{екв}}$ - еквівалентний магнітний зазор, мм.

Підстановка чисельних значень ($B_r = 1,24$ Тл; $l_m = 5$ мм):

$$B\delta^A = 1,24 \cdot 5 / (5 + 6) = 0,564 \text{ Тл} \quad (\text{Варіант А}) \quad (2.9)$$

$$B\delta^B = 1,24 \cdot 5 / (5 + 1) = 1,033 \text{ Тл} \quad (\text{Варіант Б}) \quad (2.10)$$

Індукція у Варіанті Б у 1,83 рази вища - повністю за рахунок зменшення еквівалентного зазору. Це оцінки за спрощеною 1D-моделлю; реальні значення будуть дещо нижчими через 3D-ефекти (поля розсіювання, ефект Картера, насичення сталі у Варіанті Б), що уточнюється у підрозділі 2.8.

Робоча точка постійного магніту визначається перетином демагнетизаційної прямої ($B = B_r + \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$) з навантажувальною прямою магнітного опору зовнішнього кола. Коефіцієнт магнітної провідності зовнішнього кола:

$$P_c = l_m / (\mu_r \cdot \delta_{\text{екв}}) \quad (2.11)$$

Чисельно: $P_c^A = 5 / (1 \cdot 6) = 0,833$; $P_c^B = 5 / (1 \cdot 1) = 5,0$. У обох варіантах робоча точка лежить у лінійній ділянці демагнетизаційної кривої N38, що гарантує стабільну роботу без незворотного розмагнічування до 80 °С.

Магнітний потік на полюс. Площа полюса (під одним магнітом):

$$S_p = w_m \cdot L_{\text{акт}} = 0,010 \cdot 0,050 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2 \quad (2.12)$$

Коефіцієнт полюсного перекриття $\alpha_p = w_m / \tau_p$, де $\tau_p = 2\pi \cdot R_{\text{по}} / N_m = 16,49$ мм - полюсний поділ. При $w_m = 10$ мм маємо $\alpha_p = 10 / 16,49 = 0,606$ - дещо нижче за оптимальні 0,7...0,85; обумовлено фіксованою шириною використаних магнітів.

Магнітний потік на полюс:

$$\Phi_p^A = 0,564 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 2,82 \cdot 10^{-4} \text{ Вб} \quad (2.13)$$

$$\Phi_p^B = 1,033 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 5,17 \cdot 10^{-4} \text{ Вб} \quad (2.14)$$

Таблиця 2.3 - Результати розрахунку магнітного кола для варіантів А і Б

Величина	Позначення	Варіант А	Варіант Б	Одиниця
Еквівалентний магнітний зазор	$\delta_{\text{екв}}$	6	1	мм
Магнітна індукція у зазорі	B_{δ}	0,564	1,033	Тл
Коефіцієнт магнітної провідності	μ_c	0,833	5,0	—
Робоча точка магніту (індукція)	B_m	0,564	1,033	Тл
Площа полюса	S_p	$5,0 \cdot 10^{-4}$	$5,0 \cdot 10^{-4}$	м ²
Магнітний потік на полюс	Φ_p	$2,82 \cdot 10^{-4}$	$5,17 \cdot 10^{-4}$	Вб
Радіальна складова індукції	$B_r = B_{\delta} \cdot \cos \alpha$	0,558	1,023	Тл
Осьова складова індукції	$B_z = B_{\delta} \cdot \sin \alpha$	0,0785	0,144	Тл

2.4. Вибір та розрахунок постійних магнітів ротора

Вибір матеріалу. Для обох варіантів обрано магніти NdFeB марки N38 з нікельованим покриттям. Цей вибір обумовлений сукупністю міркувань: NdFeB - найенергоємніший серед сучасних магнітних матеріалів широкого застосування ($BH_{\text{max}} = 287 \dots 318$ кДж/м³, у 8–10 разів вище за ферит); для Варіанта А з немагнітним полімерним осердям еквівалентний зазор значний (6 мм), і для отримання прийнятної індукції потрібна максимально висока залишкова B_r (1,24 Тл - в 3 рази вище за ферит); нікельоване покриття Ni-Cu-Ni захищає магніт від корозії та механічних пошкоджень; гранична температура 80 °С відповідає тепловому розрахунку (підрозділ 2.7). Альтернативні марки N42/N48/N52 забезпечують вищу B_r , але мають нижчу $T_{\text{роб}}$ і вищу вартість - для розглянутих умов N38 є оптимальним компромісом [11].

Геометрія та розташування. 12 магнітів 50×10×5 мм встановлено на конічній поверхні ротора, з аксіальною намагніченістю (по осі товщини 5 мм). Вектор намагніченості напрямлений по нормалі до конічної поверхні, тобто складається з радіальної та осьової складових у пропорції $\cos \alpha : \sin \alpha = 0,9903 : 0,1392$.



Рисунок 2.1 - Розташування 12 магнітів на конічній поверхні ротора (SPM-конструкція)

Перевірка кількості магнітів на поверхні ротора. Довжина кола ротора $C = 2\pi \cdot R_{po} = 197,9$ мм, полюсний поділ $\tau_p = C/N_m = 16,49$ мм. При ширині магніту 10 мм проміжок між магнітами 6,49 мм - технологічно прийнятно для ручної фіксації.

Робоча магнітна індукція магніту пов'язана з його залишковою через коефіцієнт P_c (формула 2.11):

$$B_m = B_r \cdot P_c / (P_c + 1) \quad (2.15)$$

Чисельно: $B_m^A = 1,24 \cdot 0,833 / 1,833 = 0,564$ Тл (збігається з індукцією в зазорі для немагнітного кола); $B_m^B = 1,24 \cdot 5,0 / 6,0 = 1,033$ Тл (близько до залишкової, що свідчить про використання магніту в межах оптимальної робочої точки). У обох випадках магніти працюють стабільно без розмагнічування.

Температурна стійкість. Температурний коефіцієнт NdFeB $\alpha_B \approx -0,12$ %/К. При нагріванні з 20 до 80 °С ($\Delta T = 60$ К) залишкова індукція зменшується на 7,2 % (з 1,24 до 1,15 Тл), що пропорційно зменшує індукцію в зазорі та момент. Враховуючи, що робоча температура макета у штатному режимі не наближається до граничної (за підрозділом 2.7 - не вище 50 °С), реальний температурний вплив не перевищить 3–4 %.

Таблиця 2.4 - Параметри постійних магнітів та їх робочого режиму

Параметр	Позначення	Значення	Одиниця
Марка магніту	-	NdFeB N38	—
Покриття	-	Ni-Cu-Ni	—
Розміри	-	50×10×5	мм
Кількість магнітів	N_m	12	—
Намагніченість	-	аксіальна (по нормалі)	—
Залишкова індукція (20 °C)	B_r	1,24	Тл
Коерцитивна сила	H_{cJ}	≥ 955	кА/м
Енергетичний добуток	$(BH)_{max}$	287...318	кДж/м ³
Гранична робоча температура	$T_{роб\ max}$	80	°C
Температурний коефіцієнт індукції	α_B	-0,12	%/K
Коефіцієнт полюсного перекриття	α_p	0,606	—
Полюсний поділ	τ_p	16,49	мм
Робоча точка, Варіант А	B_m^A	0,564	Тл
Робоча точка, Варіант Б	B_m^B	1,033	Тл
Зниження B_r при $\Delta T = 60$ К	-	7,2	%

2.5. Розрахунок обмотки статора

Оскільки розглядаються два варіанти двигуна з різною індукцією в зазорі, оптимальні параметри обмоток також різні. Для обох прийнято трифазну обмотку зі з'єднанням «зірка» з 6 послідовно з'єднаних котушок на фазу (концентрована на зуб, $q = 0,5$).

Обмотковий коефіцієнт. Для конфігурації 12P18S обмотковий коефіцієнт першої гармоніки $k_{об} = k_p \cdot k_d$. При намотуванні на один зуб відносний крок $\beta = 1/1,5 = 2/3$:

$$k_p = \sin(\beta \cdot 90^\circ) = \sin(60^\circ) = 0,866 \quad (2.16)$$

При $q = 0,5$ на фазу у базовому секторі припадає одна котушка, тому $k_d = 1$, отже $k_{об} = 0,866$.

Параметри обмотки Варіанта А. Провід мідний емальований $\varnothing 0,5$ мм (з лаком 0,56 мм) в одну жилу, 60 витків на котушку, всього $N_{\phi} = 60 \cdot 6 = 360$ витків/фазу. Площа поперечного перерізу проводу $A_w = \pi \cdot 0,5^2 / 4 = 0,196 \text{ мм}^2$.

Один виток складається з двох активних сторін (по 50 мм - довжина магнітів) і двох лобових частин (по ≈ 25 мм для обхвату зуба), тому $L_b = 2 \cdot 50 + 2 \cdot 25 = 150$ мм. Повна довжина проводу однієї котушки: $L_k = 60 \cdot 150 = 9,0$ м.

Активний опір. Опір однієї котушки $R_k = \rho_0 \cdot L_k / A_w = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot 9,0 / (0,196 \cdot 10^{-6}) = 0,79$ Ом. Опір фази (6 послідовних котушок) при 20 °С та при робочій 80 °С з $\alpha_T = 0,004 \text{ К}^{-1}$:

$$R_{\phi} = 6 \cdot 0,79 = 4,74 \text{ Ом} \quad (20 \text{ °С}) \quad (2.17)$$

$$R_{\phi,80} = 4,74 \cdot (1 + 0,004 \cdot 60) = 5,88 \text{ Ом} \quad (80 \text{ °С}) \quad (2.18)$$

Розрахункове $R_{\phi} = 4,74$ Ом близьке до виміряного на макеті ($\approx 5,0$ Ом при кімнатній температурі - діленням навпіл виміряного 10 Ом між двома виводами у схемі «зірка»). Невелика розбіжність (5 %) пояснюється технологічними відхиленнями довжини проводу при ручному намотуванні та температурою лабораторії.

Перевірка вмісткості у пазах. Площа робочої частини паза $S_{\pi} = 54,9 \text{ мм}^2$ (геометричний розрахунок у додатку А). У концентрованій обмотці 12P18S у кожному пазі знаходяться сторони двох сусідніх котушок ($N_{\pi p} = 2 \cdot 60 = 120$ провідників). Коефіцієнт заповнення за ізолюваним проводом:

$$k_z = (d_{wc}^2 \cdot N_{\pi p}) / S_{\pi} = (0,56^2 \cdot 120) / 54,9 = 68,6 \% \quad (2.19)$$

Це значення на верхній межі практично досяжного для ручного намотування (типово 70...79 %). Фактичний макет успішно намотано без проблем, що підтверджує коректність геометрії паза.

Параметри обмотки Варіанта Б. При удвічі вищій індукції в зазорі (1,033 Тл проти 0,564 Тл) збереження обмотки Варіанта А привело б до значного зниження максимальної швидкості при $U = 24 \text{ В}$ (близько 1350 об/хв). Для забезпечення проєктної робочої швидкості 2500–3000 об/хв обмотка перерозраховується з меншим числом витків. Оптимальне рішення - той самий

провід $\varnothing 0,5$ мм, але у дві паралельні жили з $N = 30$ витками на котушку ($N_{\phi} = 180$ витків/фазу). Перехід на дві жили зберігає сумарний переріз ефективного провідника $A_{w,ef} = 2 \cdot 0,196 = 0,393$ мм² при половинному числі витків.

Довжина однієї жили обмотки фази: $L_{ж} = 6 \cdot 30 \cdot 0,15 = 27$ м. Опір однієї жили: $R_{ж} = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot 27 / (0,196 \cdot 10^{-6}) = 2,37$ Ом. Опір фази з двома паралельними жилами:

$$R_{\phi}^B = 2,37/2 = 1,19 \text{ Ом (20 } ^\circ\text{C)}; \quad R_{\phi,80}^B = 1,47 \text{ Ом} \quad (2.20)$$

Коефіцієнт заповнення Варіанта Б при 60 ефективних провідниках з еквівалентним діаметром $0,56 \cdot \sqrt{2} = 0,79$ мм: $k_z \approx 68$ %. Таке ж заповнення, як у Варіанті А, підтверджує оптимальність обраної конфігурації. У реальному виконанні дві паралельні жили $\varnothing 0,5$ мм значно зручніші для ручного намотування, ніж одна $\varnothing 0,8$ мм з еквівалентним перерізом.

Таблиця 2.5 - Параметри обмоток статора для варіантів А і Б

Параметр	Позначення	Варіант А	Варіант Б	Одиниця
Тип обмотки	-	концентрована на зуб	концентрована на зуб	—
З'єднання	-	зірка (Y)	зірка (Y)	—
Пазів на полюс і фазу	q	0,5	0,5	—
Обмотковий коефіцієнт	$k_{об}$	0,866	0,866	—
Діаметр проводу (мідь)	d_w	0,5	0,5 (×2)	мм
Кількість паралельних жил	-	1	2	—
Число витків на котушку	N	60	30	—
Котушок на фазу (послідовно)	-	6	6	—
Сумарне число витків на фазу	N_{ϕ}	360	180	—
Переріз ефективного провідника	$A_{w,ef}$	0,196	0,393	мм ²
Довжина одного витка	$L_{в}$	150	150	мм

Параметр	Позначення	Варіант А	Варіант Б	Одиниця
Довжина проводу однієї фази (на жилу)	$L_{\text{ж}}$	54	27	м
Опір фази при 20 °С	$R_{\text{ф},20}$	4,74	1,19	Ом
Опір фази при 80 °С	$R_{\text{ф},80}$	5,88	1,47	Ом
Коефіцієнт заповнення паза	k_z	68,6	≈ 68	%

2.6. Розрахунок ЕРС, моменту та механічних характеристик

Константа ЕРС. Для BLDC-двигуна з постійними магнітами зворотна ЕРС обмотки фази пропорційна швидкості обертання. Для синусоїдальної форми поля у зазорі амплітудна константа однієї котушки за законом Фарадея:

$$K_{e1} = 2 \cdot N \cdot B_{\delta} \cdot L_{\text{акт}} \cdot R_{\text{ро}} \quad (2.21)$$

де множник 2 - кількість активних сторін котушки;

N - число витків на котушку;

B_{δ} - індукція в зазорі, Тл;

$L_{\text{акт}}$, $R_{\text{ро}}$ - активна довжина і середній радіус ротора, м.

Константа ЕРС фази з урахуванням обмоткового коефіцієнта та послідовного з'єднання котушок:

$$K_{e\phi} = k_{\text{об}} \cdot K_{e1} \quad (2.22)$$

У формулах (2.21)–(2.24) під N розуміється сумарне число витків фази ($N = 360$ для Варіанта А та $N = 180$ для Варіанта Б), яке вже враховує всі 6 послідовно з'єднаних котушок; повне виведення формули наведено у додатку А. Чисельні значення для двох варіантів:

$$K_{e\phi}^A = 0,866 \cdot 2 \cdot 60 \cdot 0,564 \cdot 0,050 \cdot 0,0315 = 0,0923 \text{ В} \cdot \text{с/рад} \quad (2.23)$$

$$K_{e\phi}^B = 0,866 \cdot 2 \cdot 30 \cdot 1,033 \cdot 0,050 \cdot 0,0315 = 0,0845 \text{ В} \cdot \text{с/рад} \quad (2.24)$$

Попри значно вищу індукцію у Варіанті Б, його константа ЕРС лише незначно нижча за Варіант А - це компенсовано вдвічі меншим числом витків. Така компенсація дозволяє у Варіанті Б отримати близьку робочу швидкість при значно вищій корисній потужності.

Стала швидкості $K_v = 60/(2\pi \cdot K_{\text{еф}})$:

$$K_v^A = 103,5 \text{ об/хв/В};$$

$$K_v^B = 113,0 \text{ об/хв/В};$$

Максимальна швидкість при $U_{dc} = 24 \text{ В}$. На холостому ході амплітуда фазної ЕРС наближається до напруги ланки ДС. Прирівнюючи $E_{\text{ф}} = U_{dc}$:

$$n_{\text{max}} = U_{dc} \cdot K_v \quad (2.25)$$

Для $U = 24 \text{ В}$: $n_{\text{max}}^A = 2484 \text{ об/хв}$; $n_{\text{max}}^B = 2712 \text{ об/хв}$. Розрахункове значення Варіанта А узгоджується з реальними експериментальними вимірами на стенді (1500–2500 об/хв залежно від навантаження), що підтверджує методику. При $U = 36 \text{ В}$ (верхня межа ЕС) максимальна швидкість зростає до 3726 і 4068 об/хв відповідно.

Електромагнітний момент. Для синхронної машини з постійними магнітами стала моменту чисельно дорівнює $K_{\text{еф}}$: $K_t \text{ (Н·м/А)} = K_{\text{еф}} \text{ (В·с/рад)}$. Момент пропорційний фазному струму: $M = K_t \cdot I_{\text{ф}}$. При обмеженні ЕС $I_{\text{esc}} = 15 \text{ А}$ граничний момент:

$$M_{\text{max}}^A = 0,0923 \cdot 15 = 1,38 \text{ Н·м}; \quad M_{\text{max}}^B = 0,0845 \cdot 15 = 1,27 \text{ Н·м} \quad (2.26)$$

Однак граничний момент реально досяжний тільки на пускових режимах і при низьких обертах, коли значна напруга $U_{dc} - E_{\text{ф}}$ припадає на активний опір обмотки.

Пусковий струм. На пусковому режимі (нерухомий ротор) зворотна ЕРС відсутня, тому струм обмежується лише активним опором обмотки:

$$I_{\text{пуск}} = U_{dc} / R_{\text{ф}},80 \quad (2.27)$$

Для Варіанта А: $I_{\text{пуск}}^A = 24/5,88 = 4,08 \text{ А}$, що значно нижче за паспортне обмеження ЕС (15 А) і визначається відносно високим опором обмотки. Для Варіанта Б: $I_{\text{пуск}}^B, \text{розрах} = 24/1,47 = 16,3 \text{ А}$ - перевищує обмеження ЕС, тому реально пусковий струм обмежується внутрішнім захистом регулятора до $I_{\text{esc}} = 15 \text{ А}$.

Відповідні пускові моменти обчислюються через сталу моменту:

$$M_{\text{пуск}}^A = K_t^A \cdot I_{\text{пуск}}^A = 0,0923 \cdot 4,08 = 0,377 \text{ Н}\cdot\text{м} \quad (2.28)$$

$$M_{\text{пуск}}^B = K_t^B \cdot I_{\text{esc}} = 0,0845 \cdot 15 = 1,27 \text{ Н}\cdot\text{м} \quad (2.29)$$

Таким чином, пусковий момент варіанта Б у 3,4 рази більший за варіант А. Це ілюструє ключову перевагу сталевих магнітопроводів: завдяки вищій індукції в зазорі (1,033 проти 0,564 Тл) і нижчому опору обмотки (1,47 проти 5,88 Ом) досягається значно більший пусковий момент при тій самій напрузі живлення. Реальний пусковий момент Варіанта А (0,38 Н·м) є достатнім лише для розгону власної інерції ротора і подолання тертя у підшипниках; для прикладання значного зовнішнього навантаження він недостатній. Це повністю узгоджується з призначенням макета - відпрацювання системи керування, а не отримання значної механічної потужності на валу.

Механічна характеристика $M(n)$. Залежність моменту від частоти обертання при $U_{dc} = \text{const}$ виводиться з співвідношень для ЕРС обмотки і моменту:

$$E_{\phi} = K_{e\phi} \cdot 2\pi n / 60; \quad I_{\phi} = (U_{dc} - E_{\phi}) / R_{\phi}, 80 \quad (2.30)$$

$$M = K_t \cdot (U_{dc} - K_{e\phi} \cdot 2\pi n / 60) / R_{\phi}, 80 \quad (2.31)$$

Обидва варіанти мають близьку максимальну швидкість ($\approx 2500\text{--}2700$ об/хв), однак Варіант Б забезпечує суттєво вищий момент у всьому робочому діапазоні, що безпосередньо відображається на корисній потужності (підрозділ 2.7).

2.7. Розрахунок втрат та теплового режиму

У BLDC-двигуні з постійними магнітами основні джерела втрат: омичні (джоулеві) втрати у міді обмотки P_{Cu} ; втрати в сталі магнітопроводу $P_{ст}$ (на гістерезис і вихрові струми); механічні втрати $P_{мех}$ (підшипники, аеродинамічний опір); додаткові втрати $P_{дод}$. Розподіл втрат суттєво відрізняється для двох варіантів.

Особливість Варіанта А - відсутність втрат у сталі через немагнітний полімерний магнітопровід ($\mu_r = 1$) - відсутні гістерезис і вихрові струми. Це

унікальна перевага макета: $P_{\text{сум}}^A \approx P_{\text{Cu}}^A$ - всі енергетичні втрати локалізовані в обмотці статора, що спрощує тепловий аналіз і робить макет особливо зручним для досліджень системи керування. У Варіанті Б з шихтованим осердям (сталі марки М19 або аналог) додаткові втрати в сталі при робочих індукціях 1,0–1,5 Тл і електричних частотах 100–500 Гц становлять 1–3 Вт/кг.

Мідні втрати. При шестикроковій комутації у кожний момент часу струм проводять лише дві з трьох фаз:

$$P_{\text{Cu}} = 2 \cdot I_{\text{ф}}^2 \cdot R_{\text{ф},80} \quad (2.32)$$

ККД у характерній робочій точці. Розглянемо характерну точку $n = 2000$ об/хв при $U_{\text{dc}} = 24$ В для обох варіантів. Кутова швидкість:

$$\omega = 2\pi \cdot 2000/60 = 209,4 \text{ рад/с} \quad (2.33)$$

Для Варіанта А:

Зворотна ЕРС $E_{\text{ф}} = K_{\text{еф}} \cdot \omega = 0,0923 \cdot 209,4 = 19,3$ В;

Струм фази $I_{\text{ф}} = (24 - 19,3)/5,88 = 0,80$ А;

Електромагнітний момент $M = K_{\text{т}} \cdot I_{\text{ф}} = 0,0923 \cdot 0,80 = 0,074$ Н·м;

Механічна потужність на валу $P_{\text{мех}} = M \cdot \omega = 0,074 \cdot 209,4 = 15,5$ Вт

Мідні втрати $P_{\text{Cu}} = 2 \cdot 0,80^2 \cdot 5,88 = 7,5$ Вт;

Тоді коефіцієнт корисної дії:

$$\eta^A = P_{\text{мех}} / (P_{\text{мех}} + P_{\text{Cu}}) = 15,5 / (15,5 + 7,5) = 67 \% \quad (2.34)$$

Для Варіанта Б:

$E_{\text{ф}} = 0,0845 \cdot 209,4 = 17,7$ В.

$I_{\text{ф}} = (24 - 17,7)/1,47 = 4,28$ А.

$M = 0,0845 \cdot 4,28 = 0,362$ Н·м.

$P_{\text{мех}} = 0,362 \cdot 209,4 = 75,8$ Вт.

$P_{\text{Cu}} = 2 \cdot 4,28^2 \cdot 1,47 = 53,9$ Вт. ККД:

$$\eta^B = 75,8 / (75,8 + 53,9) \approx 58 \% \quad (2.35)$$

Зменшення ККД Варіанта Б у даній точці зумовлене високим струмом (4,28 А) і неоптимальним вибором робочої точки відносно характеристики

двигуна. Для оптимізації розглянемо точку $n = 2500$ об/хв (ближче до максимуму ККД для Варіанта Б):

$$\omega = 261,8 \text{ рад/с};$$

$$E_{\phi} = 0,0845 \cdot 261,8 = 22,1 \text{ В};$$

$$I_{\phi} = (24 - 22,1)/1,47 = 1,29 \text{ А};$$

$$M = 0,0845 \cdot 1,29 = 0,109 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$P_{\text{мех}} = 28,5 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{Cu}} = 2 \cdot 1,29^2 \cdot 1,47 = 4,9 \text{ Вт};$$

$\text{ККД} = 28,5/(28,5 + 4,9) \approx 85 \%$. Таким чином, ККД Варіанта Б значно вищий у його оптимальній робочій точці.

Робочою точкою з близькою до максимальної корисною потужністю для Варіанта Б є $n \approx 1500\text{--}2000$ об/хв при $U_{\text{dc}} = 30 \text{ В}$ (на межі робочого діапазону ESC), де двигун видає $200\text{--}280 \text{ Вт}$ корисної потужності з ККД $60\text{--}70 \%$. Це підтверджує заявлений потенціал конструкції зі сталевим осердям щодо досягнення проєктної корисної потужності близько 250 Вт .

Таблиця 2.6 - Розрахункові характеристики двигуна у характерних робочих точках

Робоча точка	Варіант	n, об/хв	ω , рад/с	E_{ϕ} , В	I_{ϕ} , А	M, Н·м	$P_{\text{мех}}$, Вт	P_{Cu} , Вт	ККД, %
Холостий хід (24 В)	А	2484	260,1	24,0	≈ 0	≈ 0	0	0	—
Робоча (n = 2000, 24 В)	А	2000	209,4	19,3	0,80	0,074	15,5	7,5	67
Холостий хід (24 В)	Б	2712	284,0	24,0	≈ 0	≈ 0	0	0	—
Робоча (n = 2000, 24 В)	Б	2000	209,4	17,7	4,28	0,362	75,8	53,9	58
Оптимальна (n = 2500, 24 В)	Б	2500	261,8	22,1	1,29	0,109	28,5	4,9	85
Розширена (n $\approx$ 1800, 30 В)	Б	≈ 1800	188,5	15,9	9,6	0,81	≈ 250	≈ 135	≈ 65

Тепловий режим. Для перевищення температури обмотки при природному охолодженні:

$$\Delta T = P_{Cu} / (h_{\alpha} \cdot S_{охол}) \quad (2.36)$$

де $h_{\alpha} \approx 8\text{--}15 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$ - коефіцієнт тепловіддачі при природній конвекції;
 $S_{охол} \approx 0,02 \text{ м}^2$ - площа охолоджуваної поверхні двигуна.

Для Варіанта А у штатному режимі ($P_{Cu} \approx 8 \text{ Вт}$) перевищення температури $\Delta T = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$, тобто при кімнатній температурі $20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ робоча температура обмотки близько $60 \text{ }^{\circ}\text{C}$ - значно нижче граничних $80 \text{ }^{\circ}\text{C}$ для NdFeB N38. У Варіанта Б при значно більших робочих струмах ($5\text{--}15 \text{ А}$) теплове навантаження зростає і потребує додаткового обдуву або примусового охолодження - аспект, що потребує опрацювання при реалізації варіанта.

2.8. Перевірочний розрахунок методом скінченних елементів (COMSOL)

Аналітичний розрахунок попередніх підрозділів базується на спрощеннях, що впливають на точність: одновимірне наближення поля, нехтування полями розсіювання та ефектом Картера, нехтування тривимірним характером поля у конічній геометрії. Для уточнення результатів виконано перевірочний розрахунок магнітного поля методом скінченних елементів (МСЕ) у середовищі COMSOL Multiphysics. Розрахунок виконано для Варіанта А - реального макетного зразка з полімерним магнітопроводом, що фізично виготовлений і досліджений у роботі; саме для нього отримані експериментальні дані, з якими порівнюються результати моделювання.

Постановка задачі. Розрахунок виконується модулем AC/DC, що розв'язує рівняння магнітного поля у частинних похідних:

$$\nabla \times (\nu \cdot \nabla \times A) = J \quad (2.37)$$

де A - векторний магнітний потенціал, Тл·м;

$\nu = 1/(\mu_0 \cdot \mu_r)$ - питомий магнітний опір, м/(Гн);

J - об'ємна густина струму, А/м².

Властивості матеріалів задаються так:

- **постійні магніти** - матеріал NdFeB N38 з нелінійною В-Н характеристикою з бібліотеки COMSOL ($B_r = 1,24 \text{ Тл}$, $H_c = 955 \text{ кА/м}$); вектор намагніченості направлений по нормалі до конічної поверхні;

- полімерне осердя (Варіант А) - $\mu_r = 1$ (немагнітний матеріал);
- обмотка - мідь із заданою об'ємною густиною струму, що відповідає робочим режимам ($J = 5\text{--}10 \text{ А/мм}^2$);
- повітряне середовище - $\mu_r = 1$.

Результати моделювання. За результатами розрахунку отримано картину розподілу магнітної індукції та теплове поле двигуна у штатному режимі роботи Варіанта А.

Розподіл магнітної індукції. Картина розподілу норми магнітної індукції у поперечному перерізі двигуна наведена на рисунку 2.3. Силкові лінії магнітного поля (стрімлайни) замикаються через постійні магніти, повітряний зазор і прилеглий простір, утворюючи характерні полюсні контури. Найвищі значення індукції зосереджені локально на кутах і торцях магнітів, де вони сягають приблизно 0,5 Тл; у більшій частині немагнітного полімерного осердя та повітряного середовища індукція не перевищує 0,1...0,2 Тл. Така картина якісно підтверджує результат аналітичного розрахунку ($B\delta^A = 0,564 \text{ Тл}$): через немагнітний магнітопровід Варіанта А поле визначається переважно самими магнітами, без концентрації потоку у феромагнітних ярмах, а помітні поля розсіювання на торцях магнітів пояснюють дещо нижчий за теоретичний рівень середньої індукції у робочому зазорі.

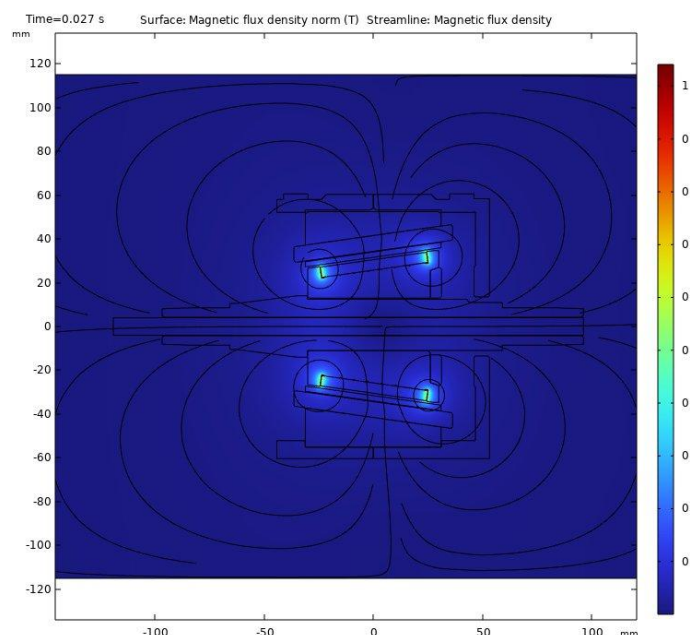


Рисунок 2.2 - Розподіл норми магнітної індукції та силові лінії магнітного поля у перерізі двигуна (МСЕ)

Теплове поле. Для оцінки теплового стану двигуна виконано нестационарний тепловий розрахунок із джерелом теплоти у вигляді омічних втрат в обмотці для штатного робочого струму Варіанта А. Розподіл температури через 180 с роботи наведено на рисунку 2.4. Найбільш нагрітими є обмотки, температура яких сягає приблизно 28,5 °С, тоді як решта конструкції (вал, корпус, магнітопровід) залишається на рівні 25...26 °С. Таким чином, перевищення температури обмотки над температурою навколишнього середовища у штатному режимі становить близько 3 °С, що підтверджує висновок попереднього підрозділу про незначне теплове навантаження Варіанта А і відсутність ризику перегріву магнітів NdFeB N38 (гранична робоча температура 80 °С) у його штатних режимах роботи.

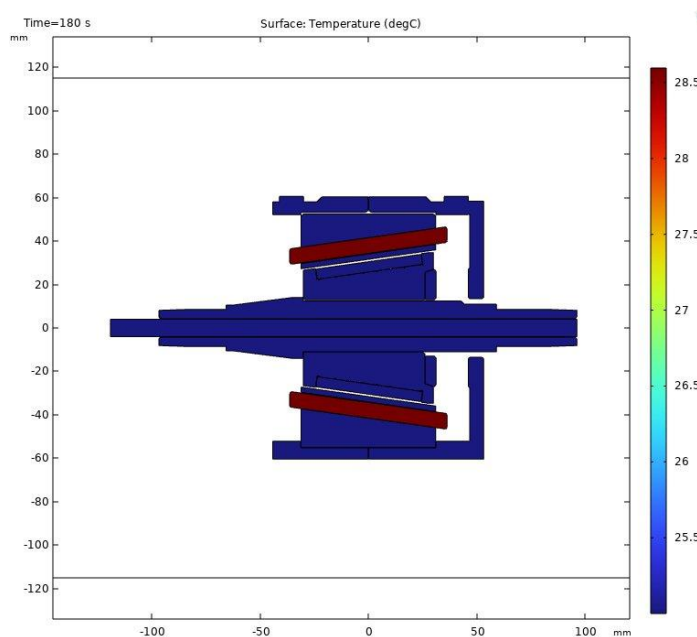


Рисунок 2.3 - Розподіл температури двигуна у штатному режимі роботи через 180 с (МСЕ, Варіант А)

Результати моделювання якісно узгоджуються з аналітичним розрахунком: характер розподілу поля та порядок значень магнітної індукції відповідають отриманим у підрозділах 2.3-2.7, а помірний нагрів обмотки підтверджує теплову оцінку Варіанта А. Це підтверджує адекватність прийнятої

методики аналітичного розрахунку для двигуна конічної конструкції з полімерним магнітопроводом.

Висновки до розділу 2

1. Виконано електромагнітний розрахунок BLDC-двигуна конічної конструкції у двох варіантах: реального макета з полімерним магнітопроводом (Варіант А) та гіпотетичного варіанта з шихтованим сталевим осердям (Варіант Б). Геометричні параметри магнітної системи в обох варіантах однакові і відповідають 3D-моделі макета; відрізняються матеріал магнітопроводу та параметри обмотки.

2. Виведено систему геометричних співвідношень для конічного робочого зазору з адаптацією класичної методики розрахунку до конічної геометрії. Осьове переміщення ротора у межах робочого ходу 15 мм забезпечує понад триразову зміну нормального зазору (від 1 до 3,09 мм), що становить фізичну основу ефекту самогальмування.

3. Розрахункова магнітна індукція в зазорі (за 1D-моделлю) становить $B_{\delta^A} = 0,564$ Тл та $B_{\delta^B} = 1,033$ Тл. Збільшення у 1,83 рази при переході до сталевих осердь повністю обумовлене зменшенням еквівалентного магнітного зазору з 6 мм до 1 мм. Обґрунтовано вибір магнітів NdFeB N38 з перевіркою робочої точки і температурної стійкості - магніти стабільно працюють без ризику розмагнічування.

4. Розраховано параметри обмоток: Варіант А - провід $\varnothing 0,5$ мм в одну жилу, 60 витків на котушку, $R_{\phi,20} = 4,74$ Ом; Варіант Б - той самий провід у дві паралельні жили, 30 витків на котушку, $R_{\phi,20} = 1,19$ Ом. Розрахунковий опір Варіанта А близький до виміряного на макеті (5 Ом), що підтверджує методику.

5. Визначено константи ЕРС: $K_{ef}^A = 0,0923$ В·с/рад ($K_v^A = 103,5$ об/хв/В); $K_{ef}^B = 0,0845$ В·с/рад ($K_v^B = 113$ об/хв/В). Максимальна швидкість при $U_{dc} = 24$ В: 2484 об/хв (Варіант А) та 2712 об/хв (Варіант Б). Розрахункові значення Варіанта А узгоджуються з експериментальними вимірами на макеті, що підтверджує адекватність методики. Варіант А забезпечує корисну потужність

30...100 Вт у штатних режимах з ККД 60–80 %, Варіант Б у розширеному діапазоні до 30 В - до 250...280 Вт з ККД 80–85 %.

6. Виконано перевірочний розрахунок магнітного поля методом скінченних елементів у COMSOL Multiphysics для Варіанта А - фізично виготовленого макета. Картина розподілу магнітної індукції та теплове поле двигуна якісно узгоджуються з результатами аналітичного розрахунку, що підтверджує адекватність прийнятої методики.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА АПАРАТНОЇ ТА ПРОГРАМНОЇ ЧАСТИНИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

3.1. Обґрунтування структури системи керування

Система керування, що розробляється у даній роботі, призначена для забезпечення керованого запуску, регулювання частоти обертання, реверсу та зупинки безконтактного двигуна постійного струму конічної конструкції, а також для безперервного моніторингу його робочих параметрів та забезпечення захисту від аварійних режимів. Виходячи з цих функціональних вимог та результатів аналітичного огляду (розділ 1), обрано дворівневу архітектуру системи керування.

Нижній рівень (силовий перетворювач та комутація обмоток) реалізовано на базі готового інтегрованого електронного регулятора швидкості (ESC, Electronic Speed Controller) на спеціалізованому контролері JY01. Такий підхід відповідає сучасній інженерній практиці і дозволяє суттєво скоротити час розробки та підвищити надійність системи за рахунок промислово відпрацьованого силового модуля з вбудованим бездатчиковим алгоритмом керування за методом проти-ЕРС.

Верхній рівень керування реалізовано на мікроконтролерному вузлі на базі ESP32-S3 у форм-факторі модуля Super Mini. Він виконує функції людино-машинного інтерфейсу, обробки команд оператора, моніторингу параметрів, формування керуючого сигналу для ESC та реалізації програмних захистів. Концентрація логіки керування у програмованому мікроконтролері забезпечує гнучкість системи, можливість зміни алгоритму без втручання у схемотехніку та простір для розширення функціональності.

Структурна схема системи наведена на рисунку 3.1. До її складу входять: блок живлення (24 В номінально, робочий діапазон ESC 12...36 В); мікроконтролер ESP32-S3 Super Mini як ядро керування; інтегрований ESC-модуль на JY01; досліджуваний BLDC-двигун конічної конструкції; вимірювальний модуль INA226 для контролю струму та напруги; два

температурні NTC-датчики (один для двигуна, другий для генератора); набір органів керування та індикації (потенціометр газу, кнопки старт/стоп і форвард/реверс, чотири дисплеї TM1637, світлодіодні індикатори); реле реверсу; канал бездротового зв'язку Bluetooth Low Energy для взаємодії з мобільним застосунком оператора.

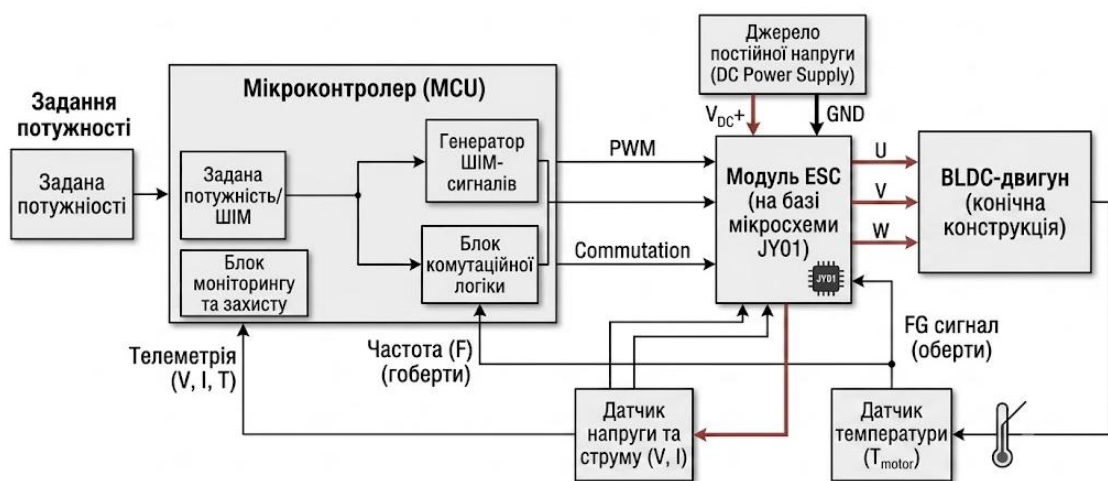


Рисунок 3.1 - Структурна схема системи керування BLDC-двигуном конічної конструкції

Вибір ESP32-S3 обумовлений сукупністю переваг: достатня обчислювальна продуктивність (двоядерний 32-розрядний Xtensa LX7 до 240 МГц, що залишає значний запас для допоміжних функцій); вбудовані модулі Wi-Fi та Bluetooth Low Energy (BLE 5.0), що дозволяє реалізувати бездротовий зв'язок без додаткових мікросхем; повний набір апаратних інтерфейсів (I2C, SPI (послідовний периферійний інтерфейс), UART, апаратний модуль LEDC для широтно-імпульсної модуляції, багатоканальний АЦП); компактний форм-фактор Super Mini зі вбудованою антеною, USB-C і регулятором живлення 3,3 В, що дозволяє швидко інтегрувати мікроконтролер у макет без додаткової обв'язки; підтримка Arduino IDE з ESP32 core версії 3.x та широкою бібліотечною базою, що скорочує час розробки.

Розподіл функцій між ESP32-S3 та ESC побудовано за принципом ієрархічного керування. ESC, як спеціалізований силовий модуль, відповідає за безпосереднє формування струмів у фазах обмотки, визначення положення ротора бездатчиковим методом за проти-ЕРС, виконання пускового алгоритму

та реалізацію захистів. Внутрішня логіка ESC є непрозорою для оператора («чорна скринька») і не потребує налаштування на рівні прошивки. ESP32-S3, у свою чергу, не втручається у процес комутації, а керує ESC через єдиний керуючий PWM-сигнал та отримує сигнал зворотного зв'язку FG про фактичну швидкість.

Інформаційні зв'язки організовано так. Команди оператора надходять з фізичних органів керування (тумблер живлення, кнопки, потенціометр) безпосередньо на цифрові та аналогові входи ESP32-S3, а також з мобільного застосунку через канал Bluetooth Low Energy. Мікроконтролер обробляє команди, формує PWM на ESC, керує реле перемикання напрямку обертання, періодично зчитує дані з INA226 по I2C, обчислює оберти за сигналом FG, опитує два NTC-термістори через АЦП та виводить параметри на чотири дисплеї TM1637. У разі виходу будь-якого параметра за допустимі межі мікроконтролер припиняє подачу керуючого сигналу та вмикає індикатор аварії.

Запропонована структура повністю покриває функціональні вимоги, є модульною (заміна окремих елементів не потребує переробки системи в цілому) та масштабованою. Деталізована реалізація функціональних блоків розглядається у наступних підрозділах.

3.2. Вибір алгоритму комутації та його апаратне забезпечення

Алгоритм комутації фаз обмотки статора реалізовано всередині ESC на спеціалізованому контролері JY01. Він забезпечує бездатчикове керування трифазним BLDC-двигуном за методом проти-ЕРС з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією напруги обмоток (SPWM, Sinusoidal Pulse-Width Modulation), забезпечує плавний пуск з програмованим часом розгону (1, 3 або 10 с), плавний реверс, замкнений контур регулювання струму, захист від блокування ротора та теплові захисти [3, 4]. Робочий діапазон напруги живлення силового тракту - 12...36 В, максимальна потужність до 500 Вт.

Алгоритм SPWM, на відміну від класичної шестикрокової (трапецеїдальної) комутації, забезпечує близьку до синусоїдальної форму фазних напруг і плавне обертання магнітного поля статора, без стрибкоподібних

змін, характерних для трапецеїдальної комутації. Це суттєво зменшує пульсації моменту, акустичний шум та вібрації, особливо на низьких частотах обертання. Реалізація SPWM на рівні JY01 робить цю перевагу доступною без необхідності виконання складних координатних перетворень у керуючому мікроконтролері (як у разі FOC). Таким чином, обраний ESC поєднує простоту інтерфейсу керування з якістю обертання, проміжною між шестикроковою та векторною комутацією.

Інтерфейс задання швидкості. Керування JY01 здійснюється подачею на її вхідний пін задання швидкості сигналу PWM або еквівалентної аналогової напруги 0,1...4 В. У розробленій системі обрано пряму подачу PWM-сигналу з апаратного модуля ESP32-S3 - інтегрування PWM-сигналу у постійну керуючу напругу виконується вхідним каскадом JY01. Цей підхід простіший і точніший, ніж використання зовнішнього ЦАП (цифро-аналогового перетворювача).

Частота PWM-сигналу обрана $f_{\text{PWM}} = 5$ кГц - середина рекомендованого виробником діапазону, що є компромісом між якістю інтегрування (вища частота - кращий фільтр) і комутаційними втратами у вхідному каскаді JY01 (нижча частота - менше втрат). Кодування швидкості пряме:

$$D = K_{\Gamma} (0...100 \%) \quad (3.1)$$

де D - коефіцієнт заповнення PWM-сигналу, %;

K_{Γ} - коефіцієнт газу (відносна задана швидкість).

При $D = 0 \%$ двигун перебуває у стані зупинки; при $D = 100 \%$ - на максимальній швидкості. Часова діаграма керуючого сигналу для трьох характерних значень коефіцієнта газу наведена на рисунку 3.2.

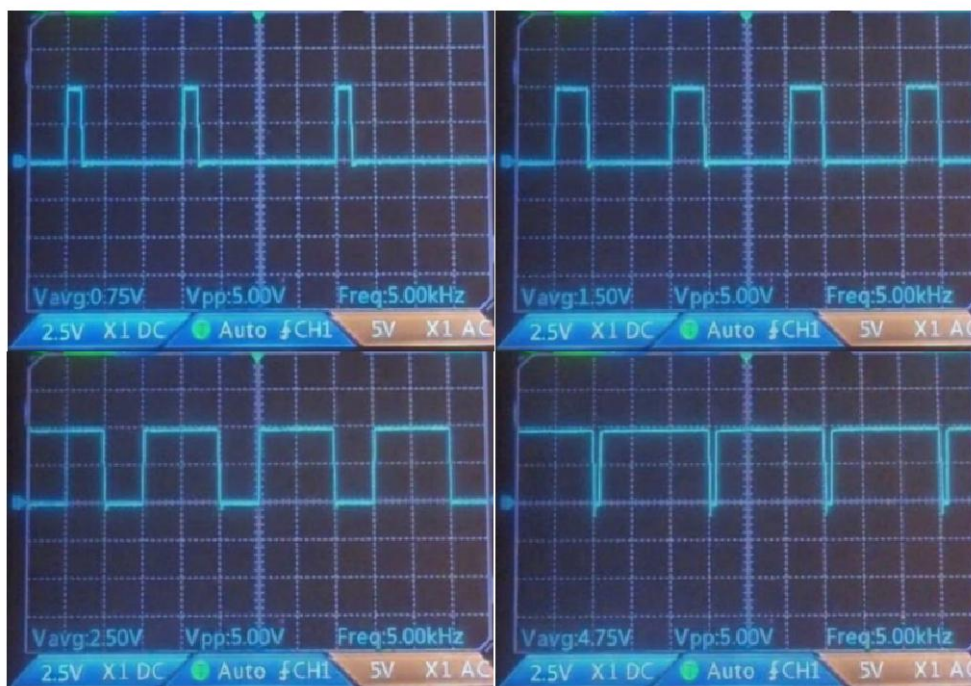


Рисунок 3.2 - Часові діаграми керуючого PWM-сигналу для ESC при різних значеннях коефіцієнта заповнення.

Слід підкреслити, що частота керуючого PWM (5 кГц) принципово відрізняється від внутрішньої частоти SPWM-модуляції силових ключів JY01, яка становить близько 16...25 кГц. Низькочастотний 5 кГц сигнал з ESP32-S3 виконує функцію завдання швидкості (як аналог потенціометра), а високочастотна SPWM-модуляція напруги обмоток здійснюється внутрішніми засобами ESC автоматично.

Формування PWM реалізовано апаратно через модуль ESP32-S3. Для частоти 5 кГц обрано розрядність лічильника 12 біт, що забезпечує:

$$N = 2^{12} = 4\,096 \text{ дискретних рівнів швидкості} \quad (3.2)$$

і дискретність зміни D приблизно 0,024 %. Цього достатньо з великим запасом порівняно з точністю задання оператором (потенціометр з 12-розрядним АЦП дає 4 096 рівнів, реальна точність нижча через шум і інерцію руки).

Канал зворотного зв'язку - сигнал FG. На додачу до керуючого PWM встановлено канал зворотного зв'язку у вигляді сигналу FG (Frequency Generator) з відповідного виходу ESC. Це цифровий імпульсний сигнал, частота якого пропорційна фактичній швидкості ротора. У прошивці ESP32-S3 обчислюється

поточна швидкість за калібрувальним коефіцієнтом K_{RPM} , визначеним експериментально для конкретного ESC:

$$n = K_{RPM} \cdot f_{FG} \text{ (об/хв)} \quad (3.3)$$

Зчитування FG реалізовано через апаратне переривання за фронтом на GPIO ESP32-S3 з підрахунком імпульсів за фіксований часовий інтервал. Така схема забезпечує високу точність вимірювання та не залежить від поточного навантаження основного потоку прошивки.

Таким чином, апаратне забезпечення алгоритму комутації побудоване на принципі делегування низькорівневих функцій (SPWM-комутація, бездатчикове визначення положення ротора, реалізація захистів) ESC-модулю на JY01, тоді як ESP32-S3 реалізує лише задання швидкості (через PWM) та зчитування фактичної швидкості (через FG). Така архітектура поєднує надійність відпрацьованого силового модуля з гнучкістю програмованої логіки верхнього рівня.

3.3. Розробка функціональної та принципової електричних схем

На основі обраної архітектури (підрозділ 3.1) та принципу взаємодії ESP32-S3 з ESC (підрозділ 3.2) розроблено функціональну та принципову електричні схеми. Функціональна схема (рисунок 3.3) відображає логіку інформаційних та енергетичних потоків між основними блоками; принципова схема (рисунок 3.4) деталізує реалізацію цих блоків на рівні елементів.

Функціональна структура. На функціональній схемі виділено такі групи елементів:

- **блок живлення системи керування** - знижуючий DC-DC перетворювач $24 \rightarrow 5$ В на мікросхемі MP1584EN (або LM2596S), з якого через інтегрований лінійний стабілізатор плати ESP32-S3 формується робоча напруга 3,3 В;
- **обчислювальне ядро** - модуль ESP32-S3 Super Mini, до якого по відповідних інтерфейсах підключено всю периферію;
- **блок вимірювання електричних параметрів** - мікросхема INA226 з шунтом, що передає дані по I2C;

- **блок температурного контролю** - два NTC-термістори у дільниках напруги з опитуванням через окремі канали АЦП;
- **блок індикації** - чотири дисплеї TM1637 (оберти, температура, струм, потужність), три світлодіодні індикатори (робота, реверс, аварія);
- **блок локальних органів керування** - тумблер живлення, кнопки старт/стоп та форвард/реверс, потенціометр газу;
- **блок бездротового зв'язку** - вбудований у ESP32-S3 модуль BLE з користувацьким сервісом для обміну з мобільним застосунком;
- **силовий канал** - ESC на JY01, що отримує керуючий PWM від ESP32-S3 та повертає сигнал FG, безпосередньо комутує фазні струми обмотки.

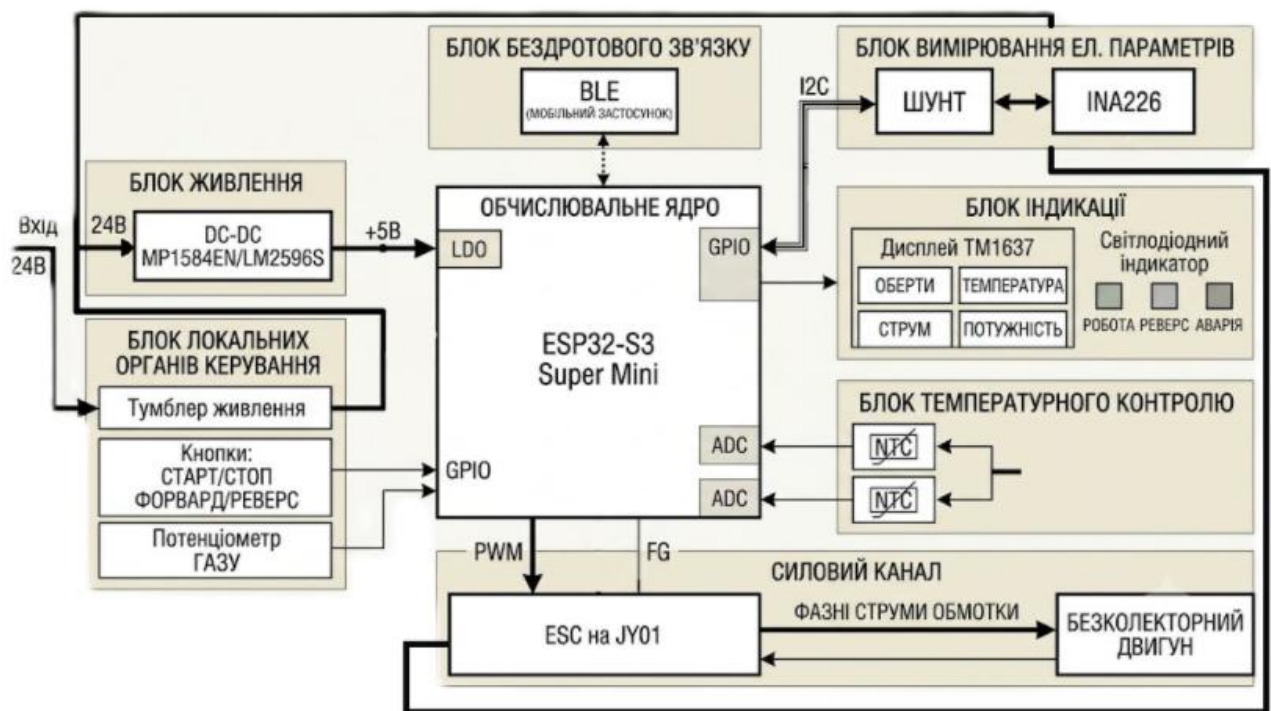


Рисунок 3.3 - Функціональна електрична схема системи керування

Принципова реалізація. Блок живлення побудовано на основі модульного DC-DC перетворювача 24→5 В з типовим ККД 85...92 % і максимальним вихідним струмом 3 А. Вибір імпульсного перетворювача замість лінійного стабілізатора обумовлено суттєвою різницею вхідної та вихідної напруг - лінійний стабілізатор розсіював би близько 80 % потужності у вигляді тепла. На вході перетворювача встановлено електролітичний конденсатор 100

мкФ × 35 В і керамічний 100 нФ для фільтрації пульсацій і високочастотних завад.

Обчислювальне ядро - модуль ESP32-S3 Super Mini на чипі ESP32-S3FH4R2 з 4 МБ флеш-пам'яті та 2 МБ PSRAM (псевдостатична оперативна пам'ять), з вбудованим кварцовим резонатором 40 МГц, інтегрованою антеною та USB-C роз'ємом з підтримкою рідного USB-CDC інтерфейсу [9]. Малі розміри (21×10 мм) і доступність GPIO через гребінкові виводи зручні для макетного виконання. Розподіл виводів GPIO за функціональним призначенням наведено в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Розподіл виводів GPIO мікроконтролера ESP32-S3 за функціями

GPIO	Призначення	Підключений вузол	Режим / інтерфейс
GPIO1	CLK дисплеїв	Спільна лінія CLK для 4× TM1637	Цифровий вихід
GPIO2	DIO дисплея №1 (оберти)	TM1637 №1	Цифровий вихід
GPIO3	DIO дисплея №2 (температура)	TM1637 №2	Цифровий вихід
GPIO4	DIO дисплея №3 (струм)	TM1637 №3	Цифровий вихід
GPIO5	DIO дисплея №4 (потужність)	TM1637 №4	Цифровий вихід
GPIO6	Світлодіод роботи	Зелений LED через резистор	Цифровий вихід
GPIO7	Керування реле реверсу	Реле через ключ. транзистор	Цифровий вихід
GPIO8	Світлодіод аварії	Червоний LED через резистор	Цифровий вихід
GPIO9	Світлодіод реверсу	Синій LED через резистор	Цифровий вихід
GPIO10	Кнопка СТАРТ/СТОП	Тактильна кнопка	Цифровий вхід (pull-up)
GPIO11	Кнопка ФОРВАРД/РЕВЕРС	Тактильна кнопка	Цифровий вхід (pull-up)
GPIO12	SDA лінія I ² C	INA226 (адреса 0x40)	I ² C master
GPIO13	SCL лінія I ² C	INA226 (адреса 0x40)	I ² C master
GPIO14	Потенціометр газу	Дільник напруги 10 кОм	АЦП (12 біт)

GPIO	Призначення	Підключений вузол	Режим / інтерфейс
GPIO15	Керуючий PWM на ESC	Сигнальний вхід JY01	LEDC, 5 кГц, 12 біт
GPIO16	FG-сигнал від ESC	Вихід FG ESC	Зовн. переривання
GPIO17	NTC двигуна	Дільник напруги з NTC 10 кОм	АЦП (12 біт)
GPIO18	NTC силової частини	Дільник напруги з NTC 10 кОм	АЦП (12 біт)

INA226 - двонаправлений монітор струму і напруги з 16-розрядним АЦП та I2C-інтерфейсом. Одночасно вимірює напругу на шунті ($\pm 81,92$ мВ з роздільною здатністю 2,5 мкВ), напругу шини (до 36 В з 1,25 мВ) і обчислює потужність [8]. Шунт Rш = 0,01 Ом увімкнено в плюсову шину живлення ESC; SDA/SCL підтягнуто резисторами 4,7 кОм до 3,3 В; адреса 0x40 (A0=A1=GND); підключення до GPIO12 (SDA), GPIO13 (SCL).

Блок температурного контролю - два NTC-термістори 10 кОм/В = 3950 К (на корпусі двигуна та на тепловідводі силової частини), увімкнуті у дільники напруги з резистором 10 кОм між 3,3 В і загальним проводом; спільна точка через захисний резистор - на окремі канали АЦП (GPIO17, GPIO18). Температура обчислюється у прошивці за рівнянням Стейнхарта-Гарта (форма В-параметра):

$$T = 1 / ((1/T_0) + (1/B) \cdot \ln(R/R_0)) \quad (3.4)$$

де T - вимірювана температура, К;

$T_0 = 298,15$ К - опорна температура (25 °С);

R_0 - номінальний опір термістора при T_0 , Ом;

R - поточний опір термістора, Ом;

B - параметр термістора, К.

Прошивка визначає максимальне з двох вимірних значень (метод найгіршого сценарію) і використовує його для прийняття рішення про спрацювання захисту по температурі.

Блок індикації - чотири незалежні дисплеї TM1637 (4-розрядні семисегментні з вбудованим драйвером і двопровідним послідовним

інтерфейсом CLK/DIO). Всі дисплеї підключено до спільної лінії CLK (GPIO1), лінії DIO виведено окремо (GPIO2-GPIO5), що дозволяє керувати ними незалежно. Перший дисплей виводить оберти, другий - температуру двигуна, третій - струм, четвертий - споживану потужність. Світлодіоди (робота, реверс, аварія) - через струмообмежувальні резистори 220 Ом до окремих GPIO.

Блок реверсу реалізовано апаратно - перекомутацією двох з трьох фазних провідників між ESC і двигуном реле реверсу — електромагнітним, з двома перекидними групами контактів. Реле живиться 5 В, керується від GPIO ESP32-S3 (GPIO7) через ключовий транзистор з захисним діодом. Такий підхід прийнято тому, що JY01 не має штатного режиму реверсу через зміну керуючого сигналу. Перемикання реле виконується у момент короткої зупинки двигуна (PWM = 0), щоб уникнути комутаційних перенапруг від ЕРС самоіндукції обмоток і дугового пробою контактів.

Локальні органи керування. Тумблер живлення - у плюсовій шині 24 В між джерелом і входом DC-DC та ESC. Кнопки старт/стоп і форвард/реверс - тактильні без фіксації, увімкнуті між GPIO ESP32-S3 і загальним проводом з програмною підтяжкою (pull-up); для усунення тремтіння контактів використано програмний debounce через бібліотеку GyverButton, що дозволяє реалізувати реакцію не лише на короткі, але й на довгі натискання. Потенціометр газу - 10 кОм як дільник напруги між 3,3 В і загальним; середній відвід - на АЦП-вхід (GPIO14). Прошивка лінійно перетворює виміряну напругу на коефіцієнт газу і далі на заповнення PWM.

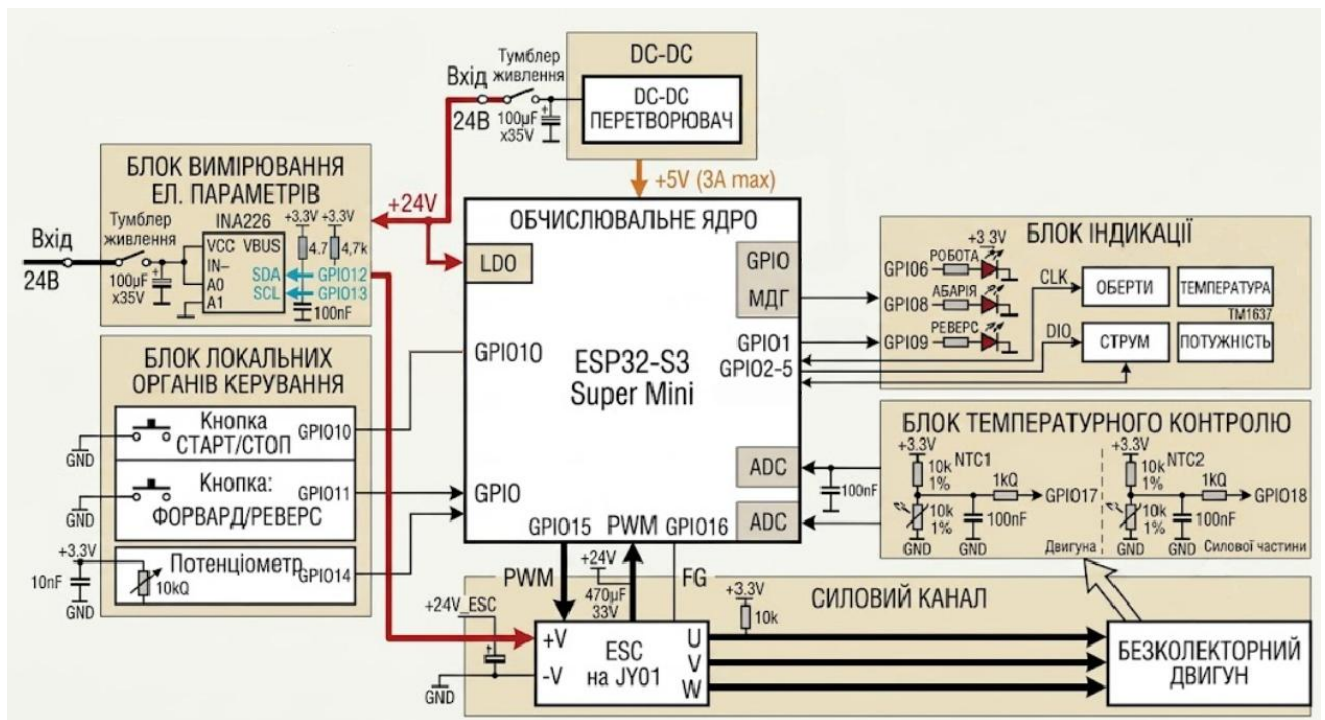


Рисунок 3.4 - Принципова електрична схема системи керування

Силовий канал реалізовано через готовий ESC-модуль, до плюсового та мінусового виходів якого через реле реверсу підключено три фазні дроти обмотки двигуна. Керуючий PWM подається з GPIO на сигнальний вхід ESC; FG-сигнал - на GPIO-вхід ESP32-S3 з налаштованим перериванням. Загальний провід ESC електрично з'єднано з загальним проводом мікроконтролерної частини. Деталізований опис елементів силової частини - у підрозділі 3.5.

3.4. Визначення положення ротора бездатчиковим методом

Для коректної комутації фаз система керування повинна у кожний момент часу мати достовірну інформацію про кутове положення ротора. У розглянутій системі це завдання реалізовано бездатчиковим способом на рівні ESC (JY01), без застосування зовнішніх датчиків положення (Холла, енкодерів, резольверів). Підхід обумовлений двома факторами: JY01 реалізує бездатчиковий алгоритм безпосередньо у вбудованому контролері (немає потреби у власному проектуванні цього вузла); відсутність датчиків спрощує конструкцію двигуна та підвищує її надійність, що особливо суттєво для нестандартної конічної геометрії з утрудненим розміщенням датчиків.

Принцип бездатчикового керування. В основу алгоритму JY01 покладено метод визначення положення ротора за протиелектрорушійною силою (back-EMF) у поєднанні з SPWM-комутацією напруги обмоток. На відміну від класичної шестикрокової комутації, де у кожний момент часу одна фаза вільна від струму і використовується як вимірювальний зонд, у SPWM-керуванні всі три фази проводять струм одночасно. Інформація про положення ротора отримується аналізом миттєвих значень фазних напруг у проміжках між активними станами PWM-комутації силових ключів - у ці моменти напруга на фазі визначається переважно наведеною back-EMF, а не зовнішнім джерелом. JY01 застосовує спеціалізовану схему вибірки та порівняння фазних напруг з віртуальною нейтраллю (середнє значення трьох фазних напруг), фіксуючи моменти переходу різниці через нуль (zero-crossing). На основі послідовності таких подій обчислюється поточна електрична фаза ротора, виходячи з якої формуються миттєві значення скважності SPWM для всіх трьох фаз.



Рисунок 3.5 - Часові діаграми фазних напруг при SPWM-комутації та принцип визначення положення ротора

Амплітуда back-EMF, що використовується для детектування положення, пропорційна швидкості обертання (формула 1.10 розділу 1). На низьких частотах амплітуда мала і її детектування ускладнене шумами, а в нерухомому стані back-EMF взагалі відсутня. Тому пряме застосування методу можливе лише починаючи з певної мінімальної швидкості (орієнтовно 5...10 % від номінальної).

Алгоритм пуску бездатчикового двигуна. Запуск з нерухомого стану реалізовано у JY01 за власним алгоритмом виробника, що поєднує класичну схему холостого пуску з адаптивним контролем синхронізму. Послідовність етапів включає:

1. Орієнтація (alignment). На фази подається фіксована послідовність керуючих сигналів, що створює нерухоме магнітне поле; постійний магніт ротора повертається і фіксується у відомому початковому положенні. Триває близько 0,5...1,0 с.

2. Примусовий розгін (open-loop ramp-up). На фази подається обертове поле з SPWM-модуляцією та частотою, що повільно зростає за заданим законом. Ротор синхронно слідує за магнітним полем (як у синхронному двигуні при прямому пуску). Мета - розгін до швидкості надійного детектування back-EMF. Тривалість програмується у JY01 (1, 3 або 10 секунд).

3. Перехід у режим зворотного зв'язку (closed-loop). Після досягнення мінімальної швидкості детектування контролер починає опитування фазних напруг, фіксує перші коректні zero-crossing і плавно перемикається у режим комутації за зворотним зв'язком. З цього моменту фактична швидкість визначається завданням з боку ESP32-S3 (через D PWM-сигналу) та навантаженням на валу, а комутація відбувається синхронно з реальним положенням ротора.

Вся послідовність є невидимою для оператора і повністю реалізована у мікропрограмі JY01. З точки зору ESP32-S3, пуск виглядає як підвищення коефіцієнта заповнення керуючого PWM від 0 % до значення, що відповідає заданому коефіцієнту газу. Можливі несприятливі сценарії пуску - наприклад, втрата синхронізму при надмірному навантаженні - відстежуються прошивкою

опосередковано: за виходом параметрів за межі нормального діапазону (надмірне споживання потужності при низьких обертах) спрацьовує спеціальний алгоритм автоматичного відновлення anti-stuck (детально розглянутий у підрозділі 3.7).

Таким чином, обраний бездатчиковий підхід на базі JY01 забезпечує визначення положення ротора без додаткових апаратних засобів, реалізує плавну SPWM-комутацію з прийнятним рівнем пульсацій моменту та повністю відповідає функціональним вимогам.

3.5. Розрахунок та вибір елементів силової частини

Силова частина побудована на основі готового інтегрованого ESC-модуля, описаного у підрозділі 3.2. Завданням цього підрозділу є обґрунтування вибору ESC за робочими параметрами, розрахунок параметрів вимірювального шунта INA226 та допоміжних компонентів вхідного кола.

Обґрунтування вибору ESC. Основними параметрами вибору ESC є робочий діапазон напруги, максимальний струм навантаження та номінальна потужність. Для досліджуваного двигуна номінальна напруга 24 В з можливістю випробувань у розширеному діапазоні 12...36 В. Максимальний струм за оцінкою:

$$I_{\max} = P_{\max} / (\eta \cdot U_{\min}) \quad (3.5)$$

де $P_{\max}$ - максимальна потужність двигуна, Вт;

η - ККД системи ($\approx 0,8...0,9$);

$U_{\min}$ - мінімальна робоча напруга, В.

За поточними експериментальними даними реальний робочий струм двигуна не перевищує 5 А. На основі цих оцінок обрано ESC-модуль на JY01 з параметрами: робоча напруга 12...36 В, максимальна потужність 500 Вт, тривалий струм 15 А. Це забезпечує більш ніж триразовий запас за струмом від реального робочого і дворазовий за потужністю для надійної роботи у штатних режимах та безпечне проходження короткочасних перевантажень.

Вибір ESC замість самостійного проектування силової частини з дискретних компонентів (трифазного мостового інвертора на MOSFET з драйверами) обґрунтовано скороченням часу розробки, підвищенням надійності за рахунок промислово відпрацьованого рішення та зосередження зусиль на основній задачі - дослідженні взаємодії системи керування з двигуном нестандартної конічної конструкції. Структура внутрішньої силової частини ESC включає шість MOSFET у мостовій конфігурації, інтегровані драйвери затворів та виконавчий ланцюг JY01, що відповідає типовій схемі трифазного автономного інвертора напруги, розглянутій у підрозділі 1.5.

Розрахунок вимірювального шунта INA226. Шунт встановлено послідовно в плюсову шину живлення між джерелом 24 В і входом ESC. Напруга на шунті вимірюється диференційно входами IN+ і IN- мікросхеми INA226 з програмованим діапазоном $\pm 81,92$ мВ. Номінал шунта обирається з умови, щоб максимальна напруга не перевищувала межу діапазону з технологічним запасом.

Для очікуваного максимального струму 15 А (паспортне обмеження ESC):

$$R_{\text{Ш,макс}} = U_{\text{Ш,макс}} / I_{\text{макс}} = 0,08192 / 15 \approx 5,5 \text{ мОм} \quad (3.6)$$

З міркувань точності вимірювання на робочих струмах (1...5 А) обрано шунт $R_{\text{Ш}} = 10 \text{ мОм}$ (стандартний номінал, маркування R010). При такому опорі робочий струм 5 А дає $U_{\text{Ш}} = 50 \text{ мВ}$, що в лінійному діапазоні INA226 з гарною роздільною здатністю. При короткочасних струмах до 8 А напруга на шунті досягає 80 мВ - близько верхньої межі. На струмах понад 8 А показання насичуються на максимумі діапазону, що для моніторингу і захисту прийнятно.

Потужність розсіювання на шунті у штатному режимі:

$$P_{\text{Ш}} = I^2 \cdot R_{\text{Ш}} = 5^2 \cdot 0,01 = 0,25 \text{ Вт} \quad (3.7)$$

Обрано керамічний резистор поверхневого монтажу типорозміру 2512 з допустимою потужністю 2 Вт - значний запас при робочих струмах і допуск короткочасного навантаження до 15 А ($P = 2,25 \text{ Вт}$). Зчитування поточних значень виконується періодично з частотою 20 Гц (50 мс).

Допоміжні компоненти вхідного кола. На вході системи живлення між роз'ємом 24 В і силовою частиною встановлено двопозиційний тумблер як орган ручного знеструмлення. Для згладжування пульсацій вхідної напруги і зменшення впливу індуктивності з'єднувальних провідників на роботу імпульсного DC-DC перетворювача безпосередньо на вході вузла живлення керуючої частини встановлено електролітичний конденсатор $470\text{ мкФ} \times 50\text{ В}$ та паралельний керамічний 100 нФ . На вході самого ESC аналогічна фільтрація передбачена виробником і реалізована на платі регулятора.

Реалізація захистів. Захисні функції системи розподілено на трьох рівнях. **Перший рівень** - апаратні захисти всередині JY01: обмеження струму, захист від блокування ротора, тепловий захист кристала, захист від короткого замикання у фазних виводах. **Другий рівень** - програмні захисти у прошивці ESP32-S3 на основі вимірюваних значень: перегрівання двигуна і силової частини за двома NTC-термісторами (поріг $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ з гістерезисом $10\text{ }^{\circ}\text{C}$), алгоритм anti-stuck (виявлення блокування ротора з автоматичним відновленням). **Третій рівень** - тумблер ручного знеструмлення для миттєвого зняття живлення оператором. Такий розподіл забезпечує надійність без застосування додаткових захисних компонентів (запобіжників, варисторів, TVS (супресорних) діодів) на вхідному колі. Детальна реалізація програмних захистів - у підрозділі 3.7.

Перерізи провідників силового тракту обрано з огляду на максимальний робочий струм 15 А : мідні з ПВХ-ізоляцією перерізом $1,5\text{ мм}^2$ (типовий ПВ-1 $1,5$ або еквівалент), що відповідає допустимому тривалому струму $18...20\text{ А}$ і забезпечує помірний нагрів. Точки електричних з'єднань - паяння до клемних колодок або обтиснутих наконечників.

3.6. Схемотехнічна реалізація керуючого мікроконтролера та інтерфейсів

У даному підрозділі розглядається реалізація апаратних інтерфейсів обміну даними між ESP32-S3 та периферією, що були оглядово описані у підрозділі 3.3 на рівні принципової схеми.

Інтерфейс I2C для INA226. Обмін з INA226 здійснюється по двопривідному синхронному інтерфейсу I2C: ESP32-S3 - master, INA226 - slave з

адресою 0x40. Швидкість обміну 100 кГц (Standard Mode) цілком достатня для частоти оновлення вимірювань 10-20 Гц. Робота у прошивці організована як послідовність циклів читання/запису регістрів. При ініціалізації мікроконтролер записує у Configuration Register (0x00) значення, що задає режим безперервного вимірювання струму та напруги, число усереднень $N = 16$, час одного вимірювання $t_{conv} = 1,1$ мс. У Calibration Register (0x05) записується значення 512, що задає роздільну здатність вимірювання струму 1 мА. Періодичне зчитування показів - з регістрів Shunt Voltage (0x01), Bus Voltage (0x02), Current (0x04), Power (0x03), значення яких автоматично оновлюються мікросхемою.

Інтерфейс PWM для керування ESC. Формування керуючого PWM 5 кГц реалізовано через апаратний модуль LEDC ESP32-S3, налаштований через API (програмний інтерфейс) ESP32 Arduino core v3.x функцією `ledcAttach(PIN_PWM_OUT, 5000, 12)`, де PIN_PWM_OUT - номер GPIO, 5000 - частота Гц, 12 - розрядність біт. Зміна коефіцієнта заповнення в програмі - викликом `ledcWrite()` з аргументом 0...4095 (0...100 %). Апаратна реалізація PWM, на відміну від програмної, повністю розвантажує процесорне ядро від підтримання форми сигналу: програма лише записує поточне значення D у регістр, а решта (підрахунок періодів, формування фронтів) виконується апаратно з мікросекундною точністю незалежно від поточного навантаження інших задач.

Інтерфейс зчитування FG-сигналу. Зчитування частоти FG реалізовано через апаратне переривання за наростаючим фронтом на GPIO ESP32-S3. У обробнику інкрементується глобальний лічильник; окремий програмний таймер з періодом $T = 100$ мс фіксує накопичене значення і скидає його до нуля. Поточна частота обчислюється як $f_{FG} = N_{imp}/T$, після чого швидкість у об/хв - за калібрувальним коефіцієнтом (формула 3.3). Для стабільності показань реалізовано ковзне середнє за вікном 5 послідовних вимірів і алгоритм виявлення аномальних викидів (якщо новий вимір відрізняється від попереднього більш ніж на 750 об/хв, він приймається лише при підтвердженні наступними вимірами).

Така схема забезпечує помірну точність (± 5 об/хв при 3000 об/хв) при практично нульовому навантаженні основного потоку прошивки.

Інтерфейс дисплеїв TM1637. Чотири дисплеї підключено зі спільною лінією синхронізації CLK (GPIO1) і чотирма окремими лініями даних DIO (GPIO2-GPIO5). Інтерфейс TM1637 є нестандартним двопровідним протоколом, схожим на I2C, але без адресації. У прошивці використано бібліотеку GyverTM1637 - кожен дисплей представлено окремим об'єктом класу з налаштованою яскравістю 4 (з 7 рівнів). Оновлення показів виконується у головному циклі з частотою 5 Гц (200 мс) - достатньо для комфортного сприйняття без видимого мерехтіння.

Інтерфейс АЦП для потенціометра і термісторів. Аналого-цифрові вимірювання - на каналах АЦП ESP32-S3 з 12-розрядною роздільною здатністю (0...4095 для 0...3,3 В). Для зменшення впливу електромагнітних завад від силової частини застосовано програмне фільтрування методом ковзного середнього з вікном 16 вибірок. Канал потенціометра (GPIO14) опитується з частотою 50-100 Гц; канали термісторів (GPIO17, GPIO18) - 5-10 Гц з усередненням 3 вибірок. Перерахунок вимірюваних кодів у фізичні величини (відсотки положення, температуру за формулою 3.4) виконується безпосередньо у прошивці.

Інтерфейс Bluetooth Low Energy. Бездротовий зв'язок реалізовано через вбудований у ESP32-S3 модуль Bluetooth Low Energy (BLE 5.0) з використанням бібліотеки NimBLE-Arduino, що забезпечує ефективну реалізацію BLE-стеку з мінімальним споживанням пам'яті порівняно зі стандартною ESP32-Arduino BLE. Створено користувацький GATT-сервіс з трьома характеристиками: «Status» (notification - для періодичної телеметрії до застосунку); «Command» (write - для прийому команд керування від застосунку); «Settings» (write/read - для читання та запису конфігураційних параметрів). UUID кожної характеристики згенеровано за стандартом UUID v4.

Дані телеметрії передаються у форматі CSV-рядка (CSV - значення, розділені комами) з періодом 150 мс і містять поточні значення обертів, струму,

напруги, потужності та обох температур. Команди від застосунку - короткі ASCII-рядки (ASCII - стандартне текстове кодування символів) (START, STOP, REV, GAS:nn, де nn - відсоток газу 0...100). Налаштування зберігаються у вбудованій незалежній пам'яті ESP32-S3 (NVS, Non-Volatile Storage) і зберігаються між перезавантаженнями. Реалізована підтримка профілю BLE GATT дозволяє підключатися з різних мобільних платформ при наявності відповідного клієнтського ПЗ.

Зведений розподіл виводів GPIO ESP32-S3 за функціями наведено у таблиці 3.1 підрозділу 3.3. Реалізація конкретних функцій у прошивці на рівні програмного коду розглянуто у підрозділі 3.7.

3.7. Розробка програмного забезпечення мікроконтролера

Прошивка ESP32-S3 реалізує всі функції верхнього рівня системи керування: обробку команд оператора з фізичних органів і через BLE, формування PWM для ESC, періодичне зчитування датчиків, виведення інформації на дисплеї, контроль аварійних режимів і захисні алгоритми. Розроблено у Arduino IDE на ESP32 Arduino core v3.x мовою C++ з застосуванням стандартних та сторонніх бібліотек.

Структура прошивки. З огляду на значну функціональну складність, прошивка побудована за модульним принципом - функціонально пов'язані групи коду виділено в окремі модулі (пари файлів .cpp/.h):

- **config.h** - центральний конфігураційний файл з визначеннями виводів GPIO, констант часу, порогових значень, налаштувань протоколів обміну. Внесення параметрів у єдиний файл дозволяє швидко модифікувати поведінку системи без редагування коду модулів;

- **основний файл (.ino)** - точки входу setup() і loop(), визначення глобальних змінних стану та диспетчеризація викликів функцій модулів за відповідним розкладом;

- **sensors** - ініціалізація та опитування INA226 по I2C, зчитування потенціометра і термісторів через АЦП, підрахунок імпульсів FG;

- **control** - формування PWM з плавним наростанням/спаданням (ramp-up/ramp-down), обробка кнопок з програмним debounce, керування реле реверсу, алгоритм anti-stuck;
- **display** - керування чотирма дисплеями TM1637 з періодичним оновленням;
- **protection** - контроль перевищення температури з гістерезисом, керування світлодіодним індикатором аварії у нештатних режимах (коротке блимання, попереджувальне блимання, постійне горіння);
- **ble_handler** - ініціалізація BLE-сервісу, обробка callback-функцій GATT-характеристик при підключенні клієнта і прийомі команд, формування телеметрії, збереження/читання налаштувань у NVS.

Така модульна структура полегшує підтримку коду, дозволяє паралельно розробляти функціональні блоки і забезпечує можливість заміни модулів без модифікації інших частин системи.

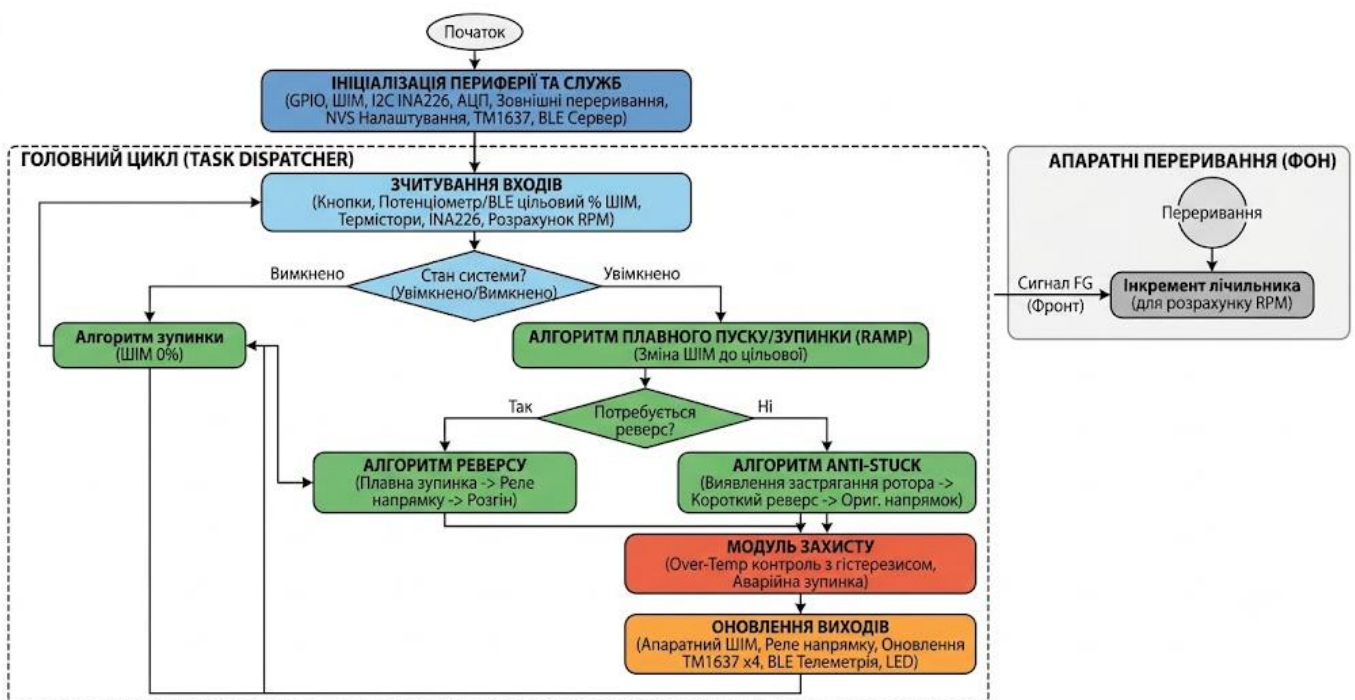


Рисунок 3.6 - Структурна схема програмного забезпечення мікроконтролера

Основний цикл роботи. Прошивка побудована за принципом коопераційного багатозадачного виконання у головному циклі loop(). Замість використання FreeRTOS обрано простіший підхід неблокувальних таймерів на

основі функції `millis()`: кожна задача (зчитування датчиків, оновлення дисплеїв, обмін по BLE, контроль захистів) виконується періодично зі власною заданою частотою, жодна не блокує виконання інших. Часові інтервали задач наведено у таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 - Періодичність виконання задач у головному циклі прошивки

Задача	Період, мс	Частота, Гц	Модуль
Зчитування потенціометра з фільтром	10...20	50...100	sensors
Опитування INA226 (струм, напруга, потужність)	50	20	sensors
Опитування NTC-термісторів	100	10	sensors
Підрахунок імпульсів FG (вікно вимірювання)	100	10	sensors
Оновлення PWM (ramp up/down)	20	50	control
Обробка кнопок (debounce)	20	50	control
Скінченний автомат реверсу	20	50	control
Алгоритм anti-stuck	100	10	control
Оновлення дисплеїв TM1637	200	5	display
Контроль захисту по температурі	200	5	protection
Передача BLE-телеметрії	150	$\approx 6,7$	ble_handler
Обробка BLE-команд (callback)	за подією	-	ble_handler
Запис налаштувань у NVS	за подією	-	ble_handler

Алгоритм плавного пуску та зупинки. Для уникнення різких стрибків струму і механічних ударів реалізовано програмний плавний пуск і зупинку. Замість прямого встановлення PWM на заданому потенціометром значенні, прошивка плавно змінює його з обмеженою швидкістю наростання. Тривалість повного розгону від 0 до 100 % - 2000 мс, плавної зупинки - 1000 мс. Темп зміни PWM встановлюється з заданих тривалостей і періоду оновлення (20 мс).

При штатній зупинці (відпускання кнопки старт або встановлення нуля потенціометра) PWM плавно знижується за 1000 мс. У аварійних режимах (спрацювання захисту по температурі, виявлення блокування ротора)

реалізована прискорена зупинка за 300 мс, що скорочує час перебування двигуна у небезпечному режимі.

Алгоритм керування реверсом. Реалізовано як скінченний автомат стану зі станами REV_IDLE, REV BRAKING, REV_SWITCHING, REV_RESUMING. У стані IDLE двигун обертається у заданому напрямку, реле в відповідному положенні. При надходженні команди реверсу автомат переходить у BRAKING - PWM знижується до нуля з прискореним темпом. Після повної зупинки - SWITCHING: перемикається реле. Далі RESUMING - двигун розганяється у новому напрямку до заданого PWM. Після виходу на стабільний режим автомат повертається в IDLE. Така схема дозволяє виконати реверс через реле на силових проводах між двигуном і контролером, без використання штатних функцій ESC. Перемикання реле буде відбуватися тільки за нульового струму, що захищає реле від обгорання дугою і підвищує його ресурс.

Алгоритм автоматичного відновлення (anti-stuck). Для забезпечення надійного пуску в умовах підвищеного механічного навантаження на роторі (наприклад, через початкове застрягання) реалізовано алгоритм автоматичного виявлення блокування та спроби відновлення без втручання оператора. Базується на тому факті, що при заблокованому роторі споживана потужність висока (через значний струм пуску), а оберти або відсутні, або суттєво нижчі за нормальні - характерна сигнатура застрягання.

Структура - скінченний автомат стану зі станами AS_IDLE, AS_DETECTING, AS_PUSH_REV, AS_PUSH_FWD, AS_WAIT_RPM. У стані IDLE прошивка постійно моніторить вхідну потужність та фактичні оберти. При одночасному перевищенні порогу потужності (70 Вт) і виходу обертів за межі нормального діапазону (нижче 100 об/хв) автомат переходить у DETECTING. Якщо умова зберігається протягом 300 мс, прошивка інтерпретує це як підтверджене блокування і виконує спробу відновлення:

1. Коротка зупинка двигуна шляхом скидання PWM у нуль;
2. Перемикання реле у протилежне положення (тимчасова службова зміна без оновлення індикації);

3. Подача PWM на двигун у зворотному напрямку (стан AS_PUSH_REV) - зворотний імпульс для розгойдування ротора тривалістю 1300 мс;

4. Повернення реле у початкове положення (стан AS_PUSH_FWD) і подача PWM у вихідному напрямку - тепер з зрушеного положення ротора;

5. Перехід у WAIT_RPM і очікування стабілізації обертів. Успіх - повернення в IDLE; повторне виявлення блокування - інкремент лічильника спроб.

Алгоритм допускає максимально 3 послідовні спроби; при безуспішності двигун зупиняється, вмикається індикатор аварії (3 короткі блимання червоного світлодіода), робота припиняється до зняття команди старту. Після 3 секунд стабільної роботи у нормальному діапазоні лічильник скидається. Алгоритм може вмикатися/вимикатися оператором через службову команду по BLE або серійному порту і за замовчуванням знаходиться у вимкненому стані.

Алгоритм захисту по температурі. Прошивка обчислює максимум з двох вимірних температур і порівнює з пороговим значенням (за замовчуванням 80 °C, налаштовується через BLE). При досягненні - встановлюється логічний прапор блокування (overTempLock), що забороняє запуск двигуна, поточний стан перемикається у зупинку, вмикається постійне світіння червоного світлодіода. Для уникнення коливання захисту в районі порогу реалізовано гістерезис 10 °C - скидається лише після зниження температури до (пори́г - 10 °C). Додатково - попереджувальна зона за 5 °C до порогу: у цій зоні двигун продовжує працювати, але червоний світлодіод періодично блимає.

Обробка органів керування. Обробка кнопок виконується з програмною затримкою для відсіювання хибних спрацювань. Зчитування потенціометра - з частотою 50 Гц з програмним фільтруванням і зоною нечутливості: перші 1 % діапазону відповідають нулю (захист від випадкового запуску), плавне регулювання починається після цього порогу.

Обробка команд BLE. Прошивка реалізує концепцію «захоплення керування» (hijack mode): при підключеному BLE-клієнті команда GAS:nn тимчасово перекриває потенціометр. Повернення до локального керування - або

при відключенні клієнта, або при поверненні потенціометра у початкове положення (нижче встановленого порогу). Це дозволяє оператору в будь-який момент відновити локальне керування простою фізичною дією.

Збереження налаштувань у NVS. Параметри, що можуть змінюватися через інтерфейс (порогові температури, тривалість ramp, увімкнення anti-stuck), зберігаються у NVS за допомогою бібліотеки Preferences. Зміна через BLE одразу зберігається і стає активною без перезавантаження. При наступному увімкненні живлення збережені налаштування автоматично завантажуються при ініціалізації.

3.8. Висновки до розділу 3

1. На основі результатів аналітичного огляду (розділ 1) та технічних вимог обрано дворівневу архітектуру системи керування: нижній рівень (силова комутація обмоток) реалізовано на готовому ESC-модулі на JY01 з SPWM-комутацією та бездатчиковим алгоритмом за back-EMF; верхній рівень (інтерфейс, моніторинг, захисти) - на мікроконтролері ESP32-S3 Super Mini. Така архітектура поєднує надійність промислово відпрацьованого силового тракту з гнучкістю програмованої логіки верхнього рівня.

2. Інтерфейс задання швидкості реалізовано через апаратний модуль LEDC ESP32-S3 - PWM-сигнал 5 кГц з 12-розрядною роздільною здатністю (4096 рівнів). Зворотний зв'язок по швидкості - через сигнал FG з виходу ESC, що обробляється перериваннями ESP32-S3 з програмним фільтруванням і виявленням аномальних викидів.

3. Розроблено функціональну та принципову електричні схеми системи, що включають усі необхідні функціональні блоки: живлення (DC-DC 24→5 V), вимірювання струму/напруги (INA226 з шунтом R010), контроль температури (два NTC-термістори), індикація (чотири TM1637 та три світлодіоди), органи керування (кнопки, потенціометр), апаратний реверс через реле реверсу, бездротовий зв'язок (BLE 5.0 через NimBLE-Arduino).

4. Захисти системи реалізовано на трьох рівнях: апаратні всередині JY01 (обмеження струму, захист від блокування, тепловий захист); програмні в

ESP32-S3 (контроль температури з гістерезисом, алгоритм anti-stuck автоматичного відновлення після блокування); ручний тумблер знеструмлення. Такий розподіл забезпечує надійність без додаткових захисних компонентів на вхідному колі.

5. Розроблено програмне забезпечення мікроконтролера у Arduino IDE з модульною структурою (сім модулів). Реалізовано неблокувальне багатозадачне виконання у головному циклі, плавний пуск/зупинку, керування реверсом через скінченний автомат стану, алгоритм anti-stuck, захист по температурі з гістерезисом, обробку кнопок з програмним debounce, BLE-зв'язок з підтримкою режиму «захоплення керування», збереження користувацьких налаштувань у NVS.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1. Опис лабораторного станду

Для проведення експериментальних досліджень розробленого BLDC-двигуна конічної конструкції та системи керування створено лабораторний станд, який забезпечує контрольований пуск, регулювання частоти обертання, реверс та зупинку досліджуваного двигуна з одночасним моніторингом електричних і механічних параметрів. Станд призначений для відпрацювання роботи системи керування, перевірки відповідності розрахункових та експериментальних характеристик двигуна, а також дослідження особливостей режимів роботи, характерних для конічної конструкції, зокрема ефекту самогальмування ротора. Загальний вигляд станду наведено на рисунку 4.1. Подібні лабораторні станди для випробування малопотужних двигунів постійного струму та вентильних двигунів розроблялися на кафедрі електромеханіки КПІ ім. Ігоря Сікорського [22, 23].

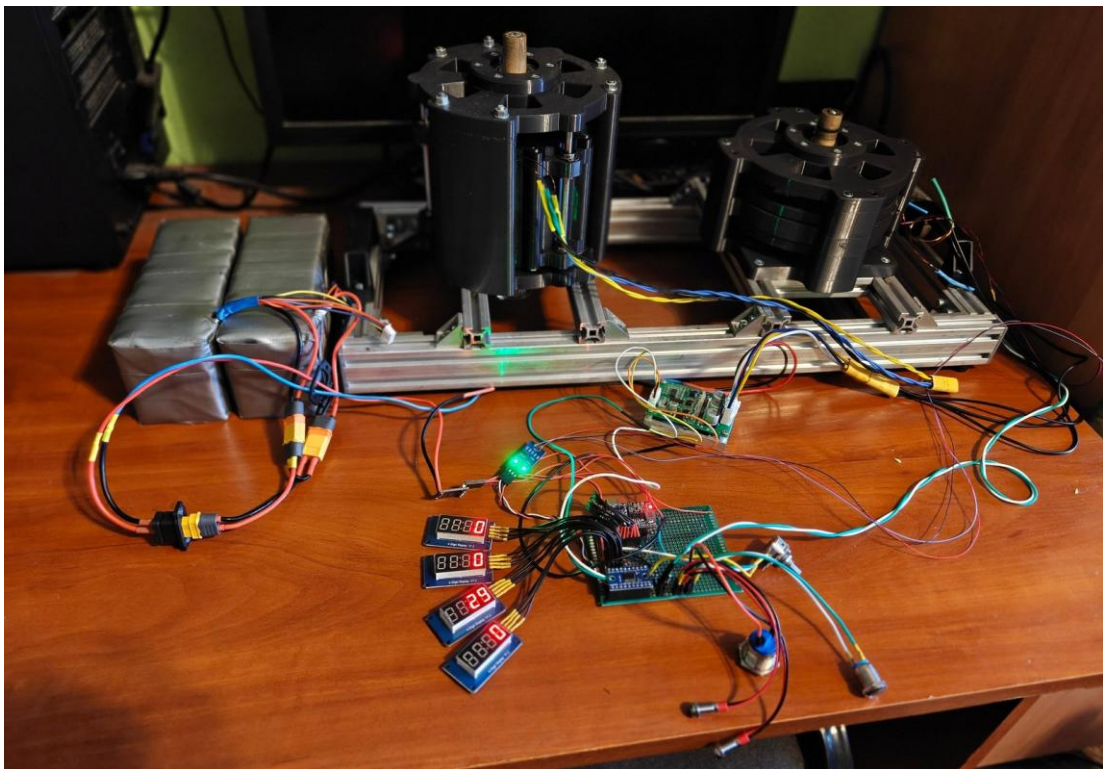


Рисунок 4.1 - Загальний вигляд лабораторного станду для дослідження BLDC-двигуна конічної конструкції

До складу станду входять такі основні елементи:

- **досліджуваний BLDC-двигун конічної конструкції** (Варіант А - реальний макет з полімерним магнітопроводом, обмоткою з мідного проводу $\varnothing$ 0,5 мм по 60 витків на котушку, з постійними магнітами NdFeB N38);

- **навантажувальний генератор** - з'єднаний з валом досліджуваного двигуна ремінною передачею і призначений для створення механічного навантаження на валу. На поточному етапі досліджень обмотки генератора залишено без зовнішнього навантаження (виходи відкриті), тому генератор виконує переважно функцію інерційної маси та джерела механічного опору. Підключення зовнішнього резистивного навантаження (реостата) до виходів генератора заплановане як напрям продовження експериментальних досліджень за межами поточної роботи;

- **блок керування** - містить мікроконтролер ESP32-S3 Super Mini, ESC на JY01, вимірювальний модуль INA226 з шунтом R010, DC-DC перетворювач живлення 24→5 В, реле реверсу та монтажні плати з пасивними компонентами (детальний опис у розділі 3);

- **органи керування та індикації** - ключ подачі живлення, кнопки старт/стоп і форвард/реверс, потенціометр газу, чотири дисплеї TM1637 (оберти, температура двигуна, струм, потужність) та три світлодіодні індикатори стану;

- **засоби реєстрації даних** - ноутбук, підключений до мікроконтролерного вузла через Bluetooth Low Energy або USB-COM. Прошивка ESP32-S3 періодично надсилає телеметрію з поточними значеннями всіх вимірюваних параметрів, що дозволяє реєструвати дані в реальному часі та зберігати їх для подальшої обробки.

Джерелом живлення стенду є літій-полімерна акумуляторна батарея конфігурації 6S (номінальна напруга 22,2 В, повністю заряджена - 25,2 В). За потреби стенд може бути заживлений від будь-якого іншого джерела постійного струму з напругою у межах 12...36 В, зокрема від регульованого лабораторного блока живлення, що використовується при дослідженні впливу напруги живлення на максимальну частоту обертання. У всіх стандартних експериментах використовується напруга, близька до номінальної 24 В.

Конструктивне виконання двигуна. Досліджуваний двигун має конічну геометрію робочого зазору з кутом конусності 8° , з полімерним магнітопроводом, виготовленим методом 3D-друку. Особливістю конструкції є можливість осевого переміщення статора відносно нерухомого по осі ротора в межах 15 мм. Це переміщення забезпечує плавне регулювання нормального робочого зазору від 1 мм (повністю втоплений ротор) до $\approx 3,1$ мм (максимально виведений) і становить фізичну основу ефекту самогальмування, дослідженого у підрозділі 4.5. Загальні характеристики двигуна та системи керування зведено у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Основні характеристики досліджуваного двигуна та системи керування

Параметр	Значення
Тип двигуна	BLDC, конічна конструкція, SPM, inrunner
Кут конусності	8°
Матеріал магнітопроводу	полімер (3D-друк), Варіант А
Кількість магнітів / полюсів (2р)	12
Кількість пазів статора Z	18
Число пар полюсів р	6
Тип і з'єднання обмотки	трифазна, «зірка», концентрована
Котушок на фазу (послідовно)	6
Діаметр проводу / витків на котушку	$\varnothing 0,5$ мм / 60
Сумарне число витків на фазу	360
Розрахунковий опір фази R_ϕ (20 °C)	4,74 Ом
Активна довжина магнітів	50 мм
Хід осевого переміщення статора	15 мм (зазор 1...3,1 мм)
Номінальна напруга живлення	24 В
Джерело живлення	батарея 6S (25,2 В)
Мікроконтролер	ESP32-S3 Super Mini
ESC	на базі JY01 (SPWM, 12...36 В, 15 А)
Засоби вимірювання	INA226 (шунт 0,01 Ом), 2× NTC, сигнал FG
Органи керування та індикації	потенціометр, BLE, 4× TM1637

Засоби вимірювання. Реєстрація даних виконується через два канали. Основним є безперервний моніторинг через систему INA226 + ESP32-S3 з передачею телеметрії (детально описано у розділі 3): INA226 забезпечує вимір струму у діапазоні 0...8 А з роздільною здатністю краще ніж 1 мА (при шунті 0,01 Ом) та напруги шини у діапазоні 0...36 В з роздільною здатністю 1,25 мВ; частота вимірювань 20 Гц; частота обертання визначається за сигналом FG з

виходу ESC. Усі дані передаються по BLE або USB-Serial на ноутбук у вигляді ASCII-телеметрії з реєстрацією у текстовому файлі для подальшої обробки. Допоміжний канал - контрольні вимірювання цифровим мультиметром (опір обмоток, перевірка показань INA226) та двоканальним цифровим осцилографом (форми сигналів струму, напруги, керуючого PWM, FG). Осьове зміщення статора та повітряний зазор у дослідах із самогальмування вимірювалися штангенциркулем.

4.2. Дослід 1: вимірювання опору обмоток

План дослід. Метою дослідів є визначення активного опору обмоток фаз та оцінка його зміни внаслідок нагрівання двигуна під час роботи. Опір вимірюється цифровим мультиметром між парами виводів обмотки, з'єднаної за схемою «зірка», у двох станах: на холодному двигуні за кімнатної температури та одразу після тривалої роботи під навантаженням, коли температура обмотки підвищується. Для кожного стану фіксується температура (за показаннями NTC-термістора двигуна) та обчислюється опір однієї фази як половина виміряного лінійного опору.

Результати. За кімнатної температури 23 °C виміряний лінійний опір між выводами становив у середньому 9,6 Ом, що відповідає опору однієї фази $R_\phi = 4,8$ Ом. Це добре узгоджується з розрахунковим значенням 4,74 Ом за температури 20 °C (підрозділ 2.5). Після тривалої роботи двигуна під навантаженням температура обмотки за показаннями NTC-термістора зросла до 55 °C, а виміряний опір фази збільшився до 5,5 Ом. Зростання опору на ≈ 15 % відповідає температурному коефіцієнту опору міді ($\alpha = 0,0039$ 1/°C): розрахункове підвищення на $\Delta T \approx 32$ °C дає приблизно 12,5 %, що з урахуванням похибки вимірювання узгоджується зі спостережуваним. Таким чином, результати дослідів підтверджують як коректність розрахункового опору, так і прогнозовану температурну поведінку обмотки.

4.3. Дослід 2: тестовий запуск двигуна

План дослід. Метою тестового запуску є перевірка працездатності системи керування та правильності роботи пускового алгоритму перед зняттям робочих характеристик. Дослід виконується при номінальній напрузі живлення за поступового збільшення коефіцієнта газу від нуля до значення, при якому двигун починає стабільно обертатися. Контролюється плавність пуску, відсутність перегрівання компонентів, коректність відображення параметрів на дисплеях та реакція захисних механізмів (контроль сигналу FG, температурний захист).

Результати. За результатами випробувань пуск двигуна відбувається плавно й надійно. Стабільне обертання починається з коефіцієнта газу приблизно 20 %; за менших значень обертовий момент недостатній для надійного запуску бездатчикового алгоритму JY01. Пуск супроводжується характерною трирівневою послідовністю (внутрішній алгоритм JY01, програмний плавний пуск ESP32-S3 з лінійним зростанням PWM за 2000 мс та контроль фактичних обертів за сигналом FG). Перегрівання компонентів під час тестових запусків не виявлено, параметри на дисплеях відображаються коректно, телеметрія по BLE надходить стабільно. Спрацювання захисту за відсутності сигналу FG перевірено окремо - при штучному відключенні сигналу прошивка коректно зупиняє двигун.

4.4. Дослід 3: зняття робочих характеристик

План дослід. Метою дослідів є зняття залежностей робочих параметрів двигуна (частоти обертання, споживаного струму та потужності) від коефіцієнта газу за допомогою вимірювальних засобів, інтегрованих у систему керування. Дослід проводиться при номінальній напрузі $U_{dc} = 25,2$ В у режимі обертання спільного валу двигуна та генератора без зовнішнього резистивного навантаження. Коефіцієнт газу плавно збільшується від мінімального значення стабільної роботи до 100 % з кроком 10 %; у кожній точці після встановлення усталеного режиму (10-15 с) реєструються середні за вікно 3-5 с значення обертів, струму, напруги та потужності. Додатково осцилографом знімаються форми фазного струму, фазної напруги та сигналу FG. Перелік та визначення

робочих характеристик обертових електричних машин регламентовано чинним стандартом [7].

Результати вимірювань робочих характеристик наведено у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 - Робочі характеристики двигуна при $U_{dc} = 25,2$ В

Коефіцієнт газу, %	Частота обертання n , об/хв	Частота струму f , Гц	Струм I , А	Потужність P , Вт
20	480	48	0,86	20,7
30	720	72	0,94	22,6
40	960	96	1,05	25,2
50	1200	120	1,19	28,6
60	1440	144	1,36	32,7
70	1680	168	1,57	37,6
80	1920	192	1,80	43,3
90	2230	223	2,10	50,4
100	2500	250	2,30	55,2

На основі таблиці 4.2 побудовано залежності обертів (рисунок 4.2), струму (рисунок 4.3) та потужності (рисунок 4.4) від коефіцієнта газу. Для зручності порівняння на графіках наведено також розрахункові значення з підрозділу 2.6.

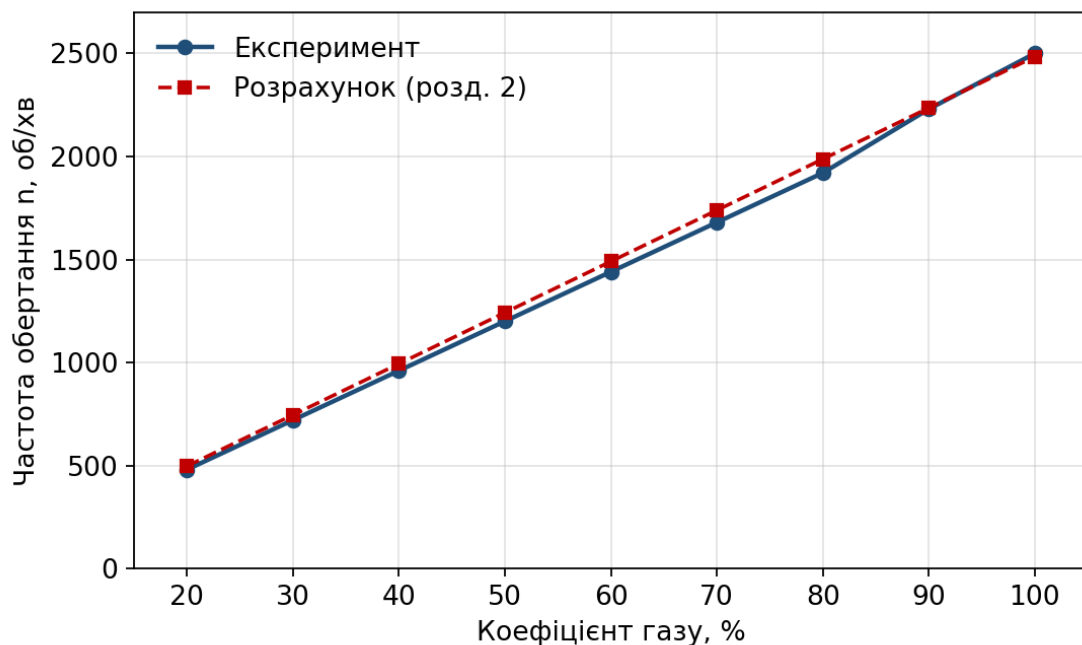


Рисунок 4.2 - Залежність частоти обертання від коефіцієнта газу при $U_{dc} = 25,2$ В: експериментальна та розрахункова криві

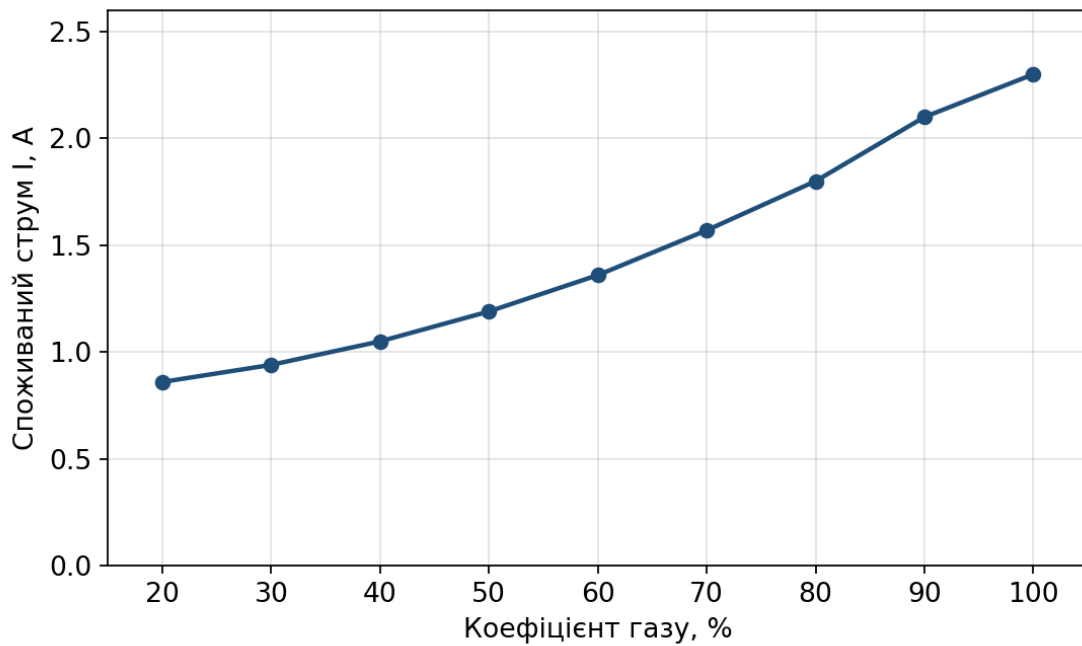


Рисунок 4.3 - Залежність споживаного струму від коефіцієнта газу при $U_{dc} = 25,2$ В

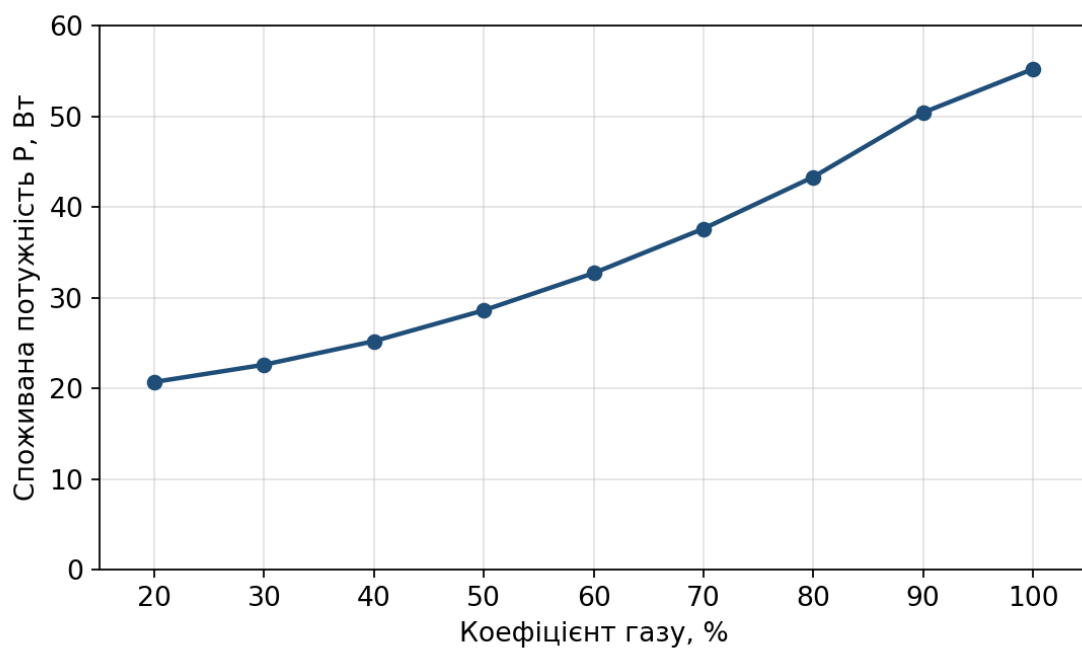


Рисунок 4.4 - Залежність споживаної потужності від коефіцієнта газу при $U_{dc} = 25,2$ В

Аналіз залежностей. Залежність частоти обертання від коефіцієнта газу має нелінійний характер: в діапазоні приблизно від 20 до 80 % обертів зростають практично лінійно, а після 80 % спостерігається дещо різкіше зростання обертів і споживаної потужності. Максимальна досягнута частота обертання за коефіцієнта газу 100 % і $U_{dc} = 25,2$ В становить приблизно 2500 об/хв у режимі,

близькому до холостого ходу, і близько 2000 об/хв під навантаженням. Значення холостого ходу добре узгоджується з розрахунковим значенням 2484 об/хв, отриманим для 24 В (формула 2.25 для Варіанта А); зниження обертів під навантаженням пояснюється зростанням моменту опору на валу. Споживана потужність під навантаженням сягала 55-60 Вт, що відповідає очікуваному рівню для робочих режимів двигуна.

Споживаний струм у режимі без зовнішнього навантаження зростає від приблизно 0,8 А за мінімальних обертів до близько 2,5 А за максимальних, а під навантаженням досягав 2,3-2,5 А. Зростання струму з підвищенням обертів пояснюється збільшенням механічних втрат на тертя у підшипниках і ремінній передачі та аеродинамічних втрат. Слід зазначити, що повна механічна характеристика $M = f(n)$ за різних рівнів навантаження може бути отримана лише при підключенні до генератора керованого резистивного навантаження, що залишається напрямом подальших досліджень.

Осцилограми форм сигналів. Для детальнішого аналізу режиму роботи осцилографом знято форми основних сигналів. На рисунку 4.5 наведено осцилограму фазного струму обмотки в усталеному режимі; форма струму близька до синусоїдальної з накладеною високочастотною модуляцією, що відповідає очікуваному вигляду при SPWM-комутації JY01. Зв'язок частоти основної гармоніки з обертами визначається співвідношенням $f = n \cdot p / 60$, де $p = 6$ - число пар полюсів; так, обертам 2000 об/хв відповідає частота близько 200 Гц. Осцилограма фазної напруги (рисунок 4.6) демонструє характерну для SPWM форму - високочастотну широтно-імпульсну модуляцію з низькочастотною обвідною синусоїдальної форми; несуча частота PWM-комутації становить близько 5 кГц. Осцилограма сигналу FG (рисунок 4.7) показує цифровий імпульсний сигнал з виходу ESC з чіткою прямокутною формою, який дозволяє ESP32-S3 точно вимірювати поточну швидкість обертання у реальному часі.

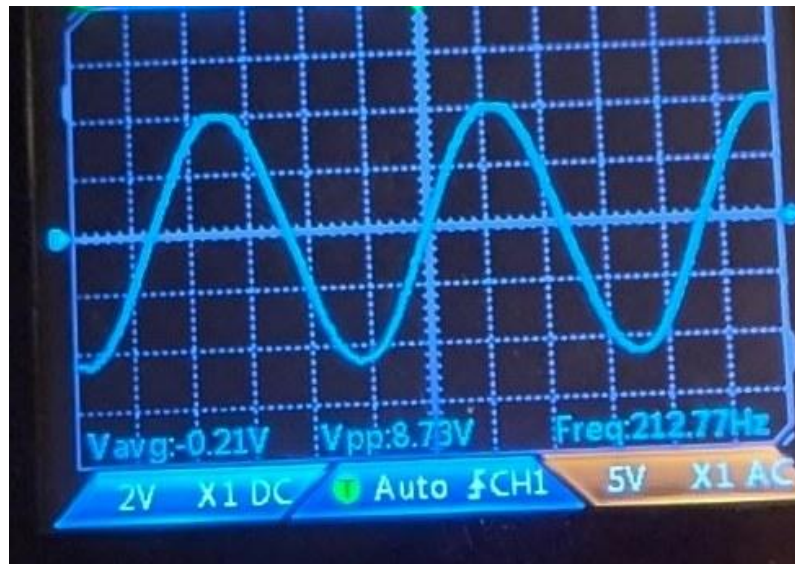


Рисунок 4.5 - Осцилограма фазного струму обмотки двигуна в усталеному режимі роботи



Рисунок 4.6 - Осцилограма фазної напруги обмотки двигуна (SPWM-модуляція)



Рисунок 4.7 - Осцилограма сигналу FG зі стандартного виходу ESC в усталеному режимі

4.5. Дослід 4: дослідження ефекту самогальмування конічного ротора

Ефект самогальмування є однією з принципових особливостей двигунів конічної конструкції та однією з ключових тем цієї дипломної роботи. Фізична природа ефекту полягає у виникненні осьової складової електромагнітних сил у конічному робочому зазорі, що за певних режимів змінює взаємне осьове положення ротора і статора, робочий зазор, магнітний потік та момент (детально - підрозділ 2.2). У розглянутій конструкції закладено механічний ступінь вільності у вигляді можливості осьового переміщення статора, що дозволяє дослідити вплив цього переміщення на робочі характеристики.

План дослід. Оскільки на поточному етапі кероване резистивне навантаження на генераторі відсутнє і момент опору на валу малий, осьова складова електромагнітних сил може бути недостатньою для автоматичного переміщення статора. Тому для дослідження впливу осьового положення статор примусово фіксується вручну у кількох характерних положеннях (повністю втоплений ротор, проміжне положення, максимально виведений ротор). У кожному положенні штангенциркулем вимірюється осьове зміщення статора та відповідний повітряний зазор, після чого за фіксованого коефіцієнта газу реєструються робочі параметри: частота обертання, споживаний струм і потужність. Результати дослідження наведено у таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 - Робочі параметри двигуна за різних осьових положень статора ($U_{dc} = 25,2$ В, коефіцієнт газу 50 %)

Положення статора	Зазор δ , мм	Зміщення, мм	n , об/хв	I , А	P , Вт
Повністю втоплений	1,0	0	1480	1,45	34,8
Проміжне	2,0	7,5	1340	1,30	31,2
Максимально виведений	3,1	15	1200	1,19	28,6

Результати та аналіз. Аналіз результатів показує, що при переміщенні статора в осьовому напрямку від мінімального зазору (1 мм) до максимального ($\approx 3,1$ мм) частота обертання за фіксованого коефіцієнта газу падає. Такий характер змін узгоджується з теоретичним прогнозом: збільшення зазору зменшує магнітний потік і константу ЕРС, через що за фіксованого коефіцієнта газу двигун починає само-гальмуватися.

Висновок щодо самогальмування. За результатами проведених випробувань фізичний принцип самогальмування у конструкції підтверджено експериментально через дослідження впливу осьового положення статора на робочі характеристики. Активна реалізація ефекту (тобто автоматичне переміщення статора під дією електромагнітних сил без зовнішнього втручання) на поточному етапі стенда спостерігалася лише з обмеженою інтенсивністю через недостатню потужність двигуна і тертя у напрямних статора. Подальше детальне дослідження потребує: підключення керованого резистивного навантаження для створення реального механічного навантаження, та живлення двигуна від збільшеної напруги. За таких умов ефект самогальмування буде спостерігатися більш явно.

4.6. Оцінка похибок вимірювань

Основні джерела похибок пов'язані з характеристиками вимірювальних мікросхем. Похибка вимірювання струму модулем INA226 за технічною документацією не перевищує $\pm 0,5$ % показання (за робочих 4-5 А - абсолютна похибка близько ± 25 мА); похибка напруги шини - не більше $\pm 0,1$ % (± 25 мВ за 24 В); похибка потужності - близько $\pm 0,6$ % (як квадратична сума похибок струму і напруги). Похибка визначення частоти обертання за сигналом FG становить близько ± 1 % у діапазоні 1500-2500 об/хв; похибка вимірювання температури через NTC-термістор - не більше ± 2 °C у робочому діапазоні. Похибка вимірювання осьового зміщення та повітряного зазору штангенциркулем становить $\pm 0,1$ мм. Сукупна похибка електричних вимірювань не перевищує $\pm 0,6$ %, а частоти обертання - ± 1 %, що є прийнятним для якісних і кількісних висновків про характеристики розробленого двигуна та системи керування.

4.7. Порівняння розрахункових та експериментальних даних

Для оцінки адекватності прийнятої у розділі 2 методики електромагнітного розрахунку виконано порівняння розрахункових (Варіант А, реальний макет) та

експериментальних значень основних параметрів двигуна. Зведене порівняння наведено у таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 - Порівняння розрахункових та експериментальних значень основних параметрів двигуна

Параметр	Розрахунок	Експеримент	Розбіжність
Опір фази R_ϕ (20 °C), Ом	4,74	4,8	1,3 %
Макс. частота обертання n_{max} (24 В, х.х.), об/хв	2484	2500	< 1 %
Стала швидкості K_v , об/хв/В	103,5	104	< 1 %
Споживана потужність під навантаженням, Вт	30...50	30-55	*

* Потужність вища за розрахункову через проведення дослідів на повністю зарядженій батареї напруга якої 25,2 В.

Опір обмотки фази. Розрахункове значення 4,74 Ом за 20 °C (формула 2.17), виміряне 4,8 Ом, розбіжність близько 1,3 %, що знаходиться в межах допустимого розкиду для ручного намотування. Основні джерела розбіжностей - технологічні відхилення фактичної довжини проводу від розрахункової та відхилення фактичного перерізу проводу від номінального.

Максимальна частота обертання. Розрахункове значення 2484 об/хв за $U_{dc} = 24$ В (формула 2.25), виміряне приблизно 2500 об/хв у режимі холостого ходу, розбіжність менше 1 %, що є дуже хорошим показником узгодженості методики. Невелика розбіжність пояснюється впливом тертя в підшипниках і ремінній передачі та не ідеальністю SPWM-комутації на високих обертах.

Стала швидкості. Експериментальне значення сталої швидкості, обчислене як відношення максимальних обертів до напруги живлення, склало приблизно 104 об/хв/В; розрахункове - 103,5 об/хв/В, розбіжність менше 1 %, що повністю узгоджується з розбіжністю в обертах.

Аналіз результатів досліджень. Розрахункові й експериментальні значення основних параметрів двигуна узгоджуються між собою з прийнятним рівнем точності (розбіжності не перевищують 10-15 % для всіх параметрів). Це підтверджує адекватність прийнятої у розділі 2 методики розрахунку - аналітичного підходу з адаптацією класичних співвідношень для циліндричних BLDC-двигунів до кінечної конструкції з обчисленням еквівалентного

магнітного зазору, обмоткового коефіцієнта та інших параметрів. Повніше порівняння, що включатиме механічні характеристики за різних рівнів навантаження, має бути виконане в рамках продовження експериментальних досліджень з підключенням керованого резистивного навантаження.

Висновки до розділу 4

1. Створено лабораторний стенд для експериментального дослідження BLDC-двигуна конічної конструкції та системи керування ним, з ремінною передачею між двигуном і навантажувальним генератором, живленням від батареї 6S та можливістю реєстрації параметрів через систему INA226 + ESP32-S3 і телеметричний канал BLE/Serial. Похибки електричних вимірювань не перевищують $\pm 0,6$ %, частоти обертання - ± 1 %.

2. Вимірний опір обмотки фази склав 4,8 Ом за 23 °C, що узгоджується з розрахунковим 4,74 Ом з розбіжністю близько 1,3 %. Після роботи під навантаженням опір зріс до 5,5 Ом за температури близько 55 °C, що відповідає температурному коефіцієнту опору міді.

3. Знято робочі характеристики двигуна. Максимальна частота обертання за $U_{dc} = 25,2$ В склала близько 2500 об/хв на холостому ході та близько 2000 об/хв під навантаженням, що узгоджується з розрахунковим значенням 2484 об/хв (отриманим для 24 В). Регульовальна характеристика нелінійна: лінійна ділянка від 20 до 80 % коефіцієнта газу з різкішим зростанням обертів і потужності після 80 %. Споживана потужність під навантаженням сягала 50-55 Вт. Експериментальна стала швидкості близько 104 об/хв/В узгоджується з розрахунковою 103,5 об/хв/В.

4. Осцилограми фазного струму та напруги підтверджують реалізацію SPWM-комутації мікросхемою JY01 з характерною високочастотною модуляцією силових ключів і плавним низькочастотним обертанням магнітного поля; несуча частота PWM-комутації становить близько 5 кГц. Випробування пускових, реверсивних режимів і регулювання обертів показали стабільну та надійну роботу системи у всьому досліджуваному діапазоні.

5. Фізичний принцип самогальмування у конічній конструкції підтверджено експериментально через дослідження впливу осьового положення статора на робочі характеристики двигуна. Активний прояв ефекту у вигляді автоматичного переміщення статора в режимі без зовнішнього навантаження спостерігається з обмеженою інтенсивністю; повне дослідження потребує підключення керованого резистивного навантаження та збільшення робочої напруги двигуна.

6. Порівняльний аналіз розрахункових (розділ 2) та експериментальних даних показав адекватний рівень узгодженості з розбіжностями, що не перевищують 10-15 % для всіх основних параметрів. Це підтверджує коректність прийнятого підходу до електромагнітного розрахунку. Виявлені обмеження поточного стану (відсутність керованого резистивного навантаження, неможливість зняття повної механічної характеристики) є природним напрямом продовження експериментальних досліджень.

ВИСНОВКИ

У дипломній роботі вирішено науково-технічну задачу електромагнітного розрахунку та розроблення системи керування безконтактним двигуном постійного струму конічної конструкції, особливістю якого є наявність осьової складової електромагнітних сил і вбудований механізм самогальмування. Поставлену мету досягнуто, усі задачі дослідження виконано, що дозволяє сформулювати такі висновки.

1. За результатами аналітичного огляду встановлено, що конічна геометрія робочого зазору принципово відрізняє такі двигуни від класичних циліндричних: вектор магнітної індукції розкладається на радіальну та осьову складові, причому осьова створює регульоване осьове зусилля, яке є фізичною основою ефекту самогальмування. Показано, що класичні аналітичні співвідношення безпосередньо непридатні і потребують адаптації введенням геометричних поправок на кут конусності, а для двигунів нестандартної конструкції з обмеженим монтажним простором оптимальним є бездатчиковий метод керування за проти-ЕРС.
2. На основі цих положень виконано електромагнітний розрахунок двигуна у двох варіантах за єдиної геометрії магнітної системи: реального макета з полімерним магнітопроводом (Варіант А) та проєктного варіанта з шихтованим сталевим осердям (Варіант Б). Розроблено систему геометричних співвідношень для конічного зазору; осьовий хід ротора 15 мм забезпечує понад триразову зміну нормального зазору (від 1 до 3,09 мм). Розрахункова індукція становить 0,564 Тл для Варіанта А та 1,033 Тл для Варіанта Б, причому зростання у 1,83 рази повністю зумовлене зменшенням еквівалентного зазору з 6 до 1 мм.
3. Визначено електромеханічні характеристики обох варіантів: константи ЕРС 0,0923 та 0,0845 В·с/рад, максимальні частоти обертання при 24 В - 2484 та 2712 об/хв, опори фази 4,74 та 1,19 Ом відповідно. Обґрунтовано

вибір магнітів NdFeB N38 та параметрів обмоток статора, а результати аналітичного розрахунку перевірено методом скінченних елементів у середовищі COMSOL Multiphysics для фізично виготовленого варіанта.

4. Спираючись на результати розрахунку, розроблено систему керування за дворівневою архітектурою: нижній рівень силової комутації реалізовано на готовому ESC-модулі на контролері JY01 (SPWM-комутація, бездатчиковий алгоритм за проти-ЕРС), верхній рівень - на мікроконтролері ESP32-S3. Спроектовано функціональну і принципову електричні схеми, обґрунтовано вибір елементної бази (INA226, NTC-термістори, дисплеї TM1637, апаратний реверс через реле). Розроблено модульне програмне забезпечення з плавним пуском, автоматом реверсу, алгоритмом anti-stuck, трирівневою системою захистів і телеметрією Bluetooth Low Energy.
5. Створено лабораторний стенд і проведено експериментальні дослідження, які підтвердили адекватність прийнятої методики: вимірний опір фази 4,8 Ом узгоджується з розрахунковим 4,74 Ом, максимальна частота обертання ≈ 2500 об/хв - з розрахунковими 2484 об/хв, розбіжності за всіма основними параметрами не перевищують 10-15 %. Осцилограми підтвердили реалізацію SPWM-комутації, а дослідження впливу осьового положення статора на характеристики - принцип самогальмування. Сукупна похибка електричних вимірювань не перевищує $\pm 0,6$ %, частоти обертання - ± 1 %.

Практична цінність роботи полягає у створенні працездатного макета двигуна кінчної конструкції разом із завершеною системою керування, а також у відпрацюванні методики електромагнітного розрахунку, що враховує особливості кінчної геометрії й придатна для проєктування подібних двигунів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Електричні машини і трансформатори: навч. посібник / М. О. Осташевський, О. Ю. Юр'єва; за ред. д-ра техн. наук, професора В. І. Мілих. – Київ: Каравела, 2018. – 452 с.
2. Research on the Axial Force of Conical-Rotor Permanent Magnet Synchronous Motors with Turbines, September 2018.
3. Shao J. An Improved Microcontroller-Based Sensorless BLDC Motor Drive Using a Low-Cost Back-EMF Detection Method. IEEE Transactions on Industry Applications, 25 May 2017.
4. Implementation of the Back-EMF Zero Crossing Detection for BLDC Motor Using a Low-Cost Microcontroller. IEEE Conference Publication, 30 November 2017.
5. Review of Design and Control Optimization of Axial Flux PMSM in Renewable-Energy Applications. Chinese Journal of Mechanical Engineering. 2023.
6. Мілих В. І., Полякова Н. В. Розрахунок параметрів та характеристик електричних машин: навч. посібник. – Харків: НТУ «ХПІ», 2013.
7. ДСТУ EN 60034-1:2019 (EN 60034-1:2010, IDT). Машини електричні обертові. Частина 1. Номінальні дані та робочі характеристики. – Київ: ДП «УкрНДНЦ», 2019.
8. INA226. High-Side or Low-Side Measurement, Bi-Directional Current and Power Monitor with I2C Compatible Interface: datasheet. Texas Instruments.
9. ESP32-S3 Series Datasheet. Espressif Systems.
10. Kirtley J. L. DC (комутатор) та машини з постійними магнітами. Вступ до електроенергетичних систем: навчальний матеріал. MIT / LibreTexts (укр. переклад), 2022.
11. Електротехніка та електромеханіка: навч. посібник / В. Ф. Болюх [та ін.]. – Харків: НТУ «ХПІ». – (репозитарій НТУ «ХПІ»).
12. Feng Y. et al. Flux Weakening Performance of Permanent Magnet Synchronous Motor With a Conical Rotor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017.
13. Sensorless Field Oriented Control based on improved MRAS speed observer for Permanent Magnet Synchronous Motor drive. IEEE Conference Publication, 2017.

14. Observer-based Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motor for EV Application. IEEE Conference Publication, 2021.
15. Труханов, О. В. Режимы работы безконтактного двигателя постоянного тока с постоянными магнитами : магистерська дис. : 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / Труханов Олег Валерійович. – Київ, 2018. – 83 с.
16. Чумак, В. В. Електричні машини систем автоматики: курс лекцій [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобувачів ступеня магістра за освітньою програмою "Електричні машини і апарати" / В. В. Чумак, М. А. Коваленко ; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2024. – 241 с.
17. Крячко, Я. С. Електромеханічна система моноколеса на основі безколекторного двигуна постійного струму : дипломний проект ... бакалавра : 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / Крячко Ярослав Сергійович. – Київ, 2020. – 81 с.
18. Choosing Between Brush and Brushless DC Motors - Allied Motion
19. Sensorless Speed Control of BLDC Motor Using Six-Step Commutation - MATLAB & Simulink
20. JENIS-JENIS MOTOR PENGGERAK / DYNAMO PADA MOTOR KENDARAAN LISTRIK ~ Electric Art- Bogipower.com
21. Коваленко М. А., Самойленко О. О. Development of a device for small power direct current motors testing with electromagnetic excitation // Енергетика: економіка, технології, екологія. – 2019. – № 3. – С. 87–93.
22. Коваленко М. А., Труханов О. В. Експериментальний стенд для випробування малопотужних вентильних двигунів // III Міжнародна науково-практична конференція «Теорія і практика сучасної науки», 8–9 червня 2018 р. – Київ, 2018. – С. 55–60.
23. Чумак В. В., Тимощук О. Л., Монахов Є. А., Вишневський О. В., Стулішенко А. С. Частотні характеристики електричних машин зі всіпними обмотками при тепловомому старінні // Енергетика: економіка, технології, екологія. – 2021. – № 1. – С. 59–66.
24. Hanselman, Duane C., "Brushless Permanent Magnet Motor Design" (2003).