

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ

КАФЕДРА ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ ТА СИСТЕМ

«На правах рукопису»
УДК _____

«До захисту допущено»
В.о. завідувача кафедри

(підпис) Юлія ЯМНЕНКО
(ініціали, прізвище)
“ ” _____ 2020р.

**Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра**

зі спеціальністю 171 Електроніка
(код і назва)

освітня програма (спеціалізація) Електронні компоненти і системи

на тему: Тягова система з вентильно-індукторним двигуном для транспортного засобу

Виконав (-ла): студент (-ка) II курсу, групи ДС-81мн
(шифр групи)

Лук'янов Микола Олексійович
(прізвище, ім'я, по батькові) _____ (підпис)

Науковий керівник:
Доцент кафедри ЕПС, к.т.н. Вербицький Євген Володимирович
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Консультант _____
(назва розділу) _____ (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали) _____ (підпис)

Рецензент:
проф. каф. електронної інженерії, д.т.н. П.П. Лошицький
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Консультант по нормоконтролю:
Доцент кафедри ЕПС к.т.н. Батрак Лариса Миколаївна
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) _____ (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ – 2020 року

**Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського”**

Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра Електронних пристроїв та систем
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-науковою програмою

Спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва)

Освітня програма (спеціалізація) Електронні компоненти і системи

ЗАТВЕРДЖУЮ
В.о. завідувача кафедри

_____ **Юлія ЯМНЕНКО**
(підпис) (прізвище ініціали)

«_____» _____ 2020 року

З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ ДИСЕРТАЦІЮ СТУДЕНТУ

_____ Лук'янову Миколі Олексійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Тягова система з вентильно-індукторним двигуном для транспортного засобу

науковий керівник дисертації Доцент кафедри ЕПС, к.т.н. Вербицький Євген Володимирович

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

затверджені наказом по університету від «_____» _____ лютого 2020 року № 4114-с

2. Термін подання студентом дисертації _____

3. Об'єкт дослідження Вентильно-індукторний двигун і драйвер до нього

4. Вихідні дані Тягова система тролейбуса з покращеними характеристиками на основі вентильно-індукторного двигуна

5. Перелік завдань, які потрібно розробити Аналіз сучасних тягових систем і постановка задачі для розробки, пошук оптимальної структури двигуна, дослідження особливостей вентильно-індукторних двигунів для забезпечення ефективної роботи, аналіз і розробка перетворювача, модуляція роботи перетворювача і аналіз отриманих результатів

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу 33 ілюстрації

7. Орієнтовний перелік публікацій 2 статті та 2 доповіді на конференціях

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання 17.02.2019

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1.	Узгодження теми магістерської дисертації	17.02.2019	
2.	Пошук науково-технічної літератури	30.04.2019	
3.	Аналіз зібраної науково-технічної літератури	07.05.2019	
4.	Постановка задачі на розробку нового типу двигуна й драйвера до нього	14.07.2019	
5.	Вибір структури двигуна і аналіз особливостей його роботи	20.08.2019	
6.	Розробка і розрахунок двигуна	17.10.2019	
7.	Вибір топології перетворювача для ефективного контролю	23.12.2020	
8.	Розрахунок перетворювача драйвера	05.02.2020	
9.	Проведення моделювання драйвера	15.03.2020	
10.	Аналіз отриманих результатів	20.04.2020	
11.	Висновки	27.04.2020	

Студент

(підпис)

М.О. Лук'янов

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

Є.В. Вербицький

(ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

Популяризація та розвиток електромобілів як альтернативи транспорту із двигуном внутрішнього згоряння призвели до зростання попиту на сучасні енергоефективні електричні двигуни, що у свою чергу обумовлює необхідність розробки нових систем, що зможуть забезпечити більш ефективне перетворення електричної енергії в механічну, матимуть покращені масогабаритні характеристики й будуть більш економічними. Задачею дослідження є розробка нової високоефективної тягової системи тролейбуса на базі вентильно-індукторного двигуна з покращеними характеристиками. В результаті дослідження й розрахунку різних структур і перетворювачів було визначено оптимальну структуру тягового двигуна, а також розроблено драйвер для керування двигуном, що працює на підвищеній частоті. З метою підтвердження аналітичних досліджень проведено симуляцію роботи обраної топології перетворювача в середовищі в Matlab Simulink®.

ANNOTATION

The popularization and development of electric vehicles as an alternative to transport with an internal combustion engine has led to an increase in demand for modern energy-efficient electric motors, which in turn necessitates the development of new systems that can more efficiently convert electricity into mechanical energy. The aim of the study is to develop a new highly efficient trolleybus traction system based on a valve-induction motor with improved characteristics. As a result of research and calculation of various structures and converters the optimum structure of the traction engine was defined, and also the driver for the control of the engine working at the increased frequency was developed. In order to confirm the analytical studies, a simulation of the selected topology of the converter in the environment in Matlab Simulink® was performed.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ТЯГОВИХ СИСТЕМ СУЧАСНИХ ТРОЛЕЙБУСІВ	12
1.1. Структура тягової системи тролейбуса	12
1.1.1. Загальна характеристика	12
1.1.2. Мережа живлення тролейбусів.....	14
1.1.3. Тяговий електродвигун.....	15
1.1.4. Тяговий перетворювач.....	16
2.1. Вимоги до розроблюваної тягової системи тролейбуса	20
2.1.1. Основні характеристики реальних тягових двигунів	20
2.1.2. Приклад реального перетворювача	21
2.1.3. Основні вимоги до тягової системи.....	22
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА ТЯГОВОГО ДВИГУНА ТРОЛЕЙБУСА.....	25
2.1. Опис вентильно-індукторного двигуна	25
2.1.1. Опис розроблюваного двигуна	25
2.1.2. Розподіл магнітного потоку	26
2.1.3. Залежність сили від зазору	29
2.1.4. Форма струму для забезпечення постійної сили.....	32
2.1.5. Вибір оптимальної структури двигуна	36
2.2. Розрахунок вентильно-індукторного двигуна	38
2.2.1. Загальний алгоритм розрахунку вентильно-індукторного двигуна	38
2.2.2. Оптимізація розроблюваного двигуна.....	41
2.2.3. Розрахунок двигуна виходячи із вимог для заданих параметрів	48
РОЗДІЛ 3. ВИБІР ТОПОЛОГІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧА І ЙОГО РОЗРАХУНОК.....	56
3.1. Методика формування струму обмотки статора	56
3.2. Огляд топологій перетворювачів.....	58
3.3. Опис роботи резонансного перетворювача	59

3.4. Діаграми роботи.....	63
3.5. Розрахунок перетворювача	67
РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ РОБОТИ ДРАЙВЕРА	74
РОЗДІЛ 5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЄКТУ	80
5.1. Опис ідеї проєкту	82
5.2. Технологічний аудит ідеї проєкту	83
5.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проєкту	84
5.4. Розробка маркетингової програми стартап-проєкту	88
ВИСНОВКИ	91
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	94

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АВДК – автоматичний вмикач з дистанційним керуванням

БО - блок отоплення

ВІД – вентильно-індукторний двигун

ДНМ – датчик напруги мережі

ДСМ – датчик струму мережі

ДЧО – датчик частоти обертання

ПК - пристрої комутації

ПСБ - перетворювач статичний бортовий 600/27 В

ПСК – перетворювач статичний компресора 600/380 В

РКСУ - реостатно-контакторна система управління

СТП - силовий тяговий привід

ТЕД – тяговий електродвигун

ТІСУ – тиристорно-імпульсна система управління

ZCD – zero crossing detection

ВСТУП

Актуальність теми. На даний момент в електричних транспортних засобах популярності набули асинхронні двигуни через ряд їх переваг, таких як стабільність роботи, відносно високий ККД й простота конструкції. Проте, важливо відмітити і ряд недоліків асинхронних двигунів, таких як високі пускові струми, складність системи керування. Ще одним популярним типом двигунів є електродвигуни з постійними магнітами. Вони часто використовуються в транспортних засобах середньої й низької потужності через високу питому потужність й високий обертовий момент [1-2]. Проте, через те, що ціна на неодимові магніти останнім часом зростає, актуальною є тема пошуку альтернативних двигунів із дешевших матеріалів [3-4]. Однією з перспективних альтернатив є вентильно-індукторний двигун (ВІД), який може бути сконструйований із феритових осердь або електротехнічної сталі [5-6]. Незважаючи на просту конструкцію, низьку виробничу вартість, високі динамічні характеристики, простий розподіл потужності між секціями двигуна, високу експлуатаційну надійність, він широко не використовується через недостатній обертовий момент та малу щільність потужності, а також складність електричного драйвера. На даний момент ці недоліки успішно усувають: використовуються спеціальні топології двигуна, розробляються інтегральні схеми контролю ВІД [7]. Істотного зниження пульсацій електромагнітного моменту можна досягти формуванням спеціальної форми фазних струмів. Зміною форми заднього фронту хвилі струму [8] значно можуть бути знижені шум і пульсації моменту. Певне зниження пульсацій електромагнітного моменту досягається [9] компенсацією вищих гармонік потоку. Проте, незважаючи на великий об'єм досліджень, присвячених цій проблемі, питання остаточно не вирішено і потрібен пошук нових шляхів для його вирішення.

Дисертація присвячена дослідженню й розробці структури вентиляно-індукторного двигуна та його драйвера для використання в тяговій системі тролейбуса.

Метою дослідження є визначення оптимальної структури тягового вентиляно-індукторного двигуна та створення драйвера для його ефективного контролю на базі високоефективного резонансного перетворювача.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- дослідження існуючих тягових система та вимог, що висуваються до них;
- дослідження можливих топологій основних вузлів тягової системи;
- дослідження тягового ВІД та пошук оптимальної топології ротора й статора;
- дослідження умов забезпечення максимальної ефективності двигуна;
- дослідження можливих топологій перетворювачів, що можуть забезпечити необхідний режим роботи двигуна;
- розрахунок двигуна й перетворювача до нього;
- моделювання роботи драйвера для виявлення пульсацій обертового моменту;

Об'єктом дослідження є вентиляно-індукторний двигун та драйвер до нього.

Предметом дослідження є покращення характеристик тягової системи для тролейбуса на базі вентиляно-індукторного двигуна.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше розроблено метод контролю вентиляно-індукторного двигуна на підвищеній проміжній частоті, що дозволило зменшити масогабаритні показники двигуна, а також покращити віброакустичні характеристики.

2. Вперше описано форму струму обмоток статора двигуна заданої топології для забезпечення мінімальних пульсацій обертового моменту й досягнення максимальної ефективності.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Проведено аналіз і розробку ВІД зі спеціальною структурою, яка забезпечує покращені масогабаритні характеристики, що дає змогу знизити затрати на виробництво двигуна й розширити сферу застосування ВІД.

2. Обґрунтовано описано оптимальну форму струму обмоток статора двигуна для забезпечення мінімальних пульсацій обертового моменту й забезпечення максимальної ефективності роботи двигуна.

3. Як результат, розроблена структура ВІД з драйвером і запропонований алгоритм керування можуть бути застосовані в інших сферах.

Апробація роботи. Основні теоретичні положення та результати магістерського дослідження були презентовані у доповідях на наукових та науково-технічних конференціях:

1. 19th International Symposium TOPICAL PROBLEMS IN THE FIELD OF ELECTRICAL AND POWER ENGINEERING, Tartu 2020 з темою «Control Strategy of High Frequency Switched Reluctance Motor».

2. Міжнародна науково-технічна XIII конференція молодих вчених «Електроніка-2020» з темою «Стратегія керування електроприводом вентильно-індукторного двигуна з покращеними характеристиками».

Публікації. Основний зміст дисертації відображений у 2 статтях у наукових виданнях за переліком ВАК України:

1. «Електронна та акустична інженерія» на тему «Стратегія керування електроприводом вентильно-індукторного двигуна з покращеними характеристиками», Київ 2020.

2. «Мікросистеми, Електроніка та Акустика» на тему «Особливості проектування і керування вентиляно-індукторним двигуном з мінімізацією пульсації моменту», Київ 2020.

Структура та обсяг дисертації: Дисертація складається зі вступу, 5 розділів, висновків та списку використаних джерел. Загальний обсяг дисертації становить 95 сторінок, у тому числі 85 сторінок основного змісту, 33 рисунків, 18 таблиць, список використаних джерелі з 50 найменувань.

РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ТЯГОВИХ СИСТЕМ СУЧАСНИХ ТРОЛЕЙБУСІВ

1.1. Структура тягової системи тролейбуса

1.1.1. Загальна характеристика

На сьогоднішній день тролейбуси функціонують в більш ніж 53 містах України і стали невід’ємною частиною електротранспорту країни [10]. Сучасний тролейбус являє собою складний комплекс електричних, електронних, механічних і пневматичних компонентів, що, працюючи разом, забезпечують роботу даного виду транспорту. На даний момент, актуальним є питанням відновлення рухомого складу, наявного в Україні, шляхом встановлення сучасного економічного і новітнього електрообладнання на старі тролейбуси, а також виготовлення тролейбусів власного виробництва з покращеними характеристиками [10].

Вирішальним в конструкції всього тролейбуса є якість тягової електромеханічної системи, яка впливає на загальну ефективність і економічність.

Тягова система перетворює й передає електричну енергію мережі живлення тролейбуса в механічну енергію обертання вала колеса, забезпечуючи рух транспорту [11].

Спрощена функціональна схема комплекту силового електрообладнання тролейбуса представлена на рис.1.1., де прийняті наступні позначення: АВДК – автоматичний вмикач з дистанційним

керуванням; ПСБ – перетворювач статичний бортовий 600/27 В; ПСК – перетворювач статичний компресора 600/380 В; ПК – пристрої комутації; БО – блок опалення; ТЕД – тяговий електродвигун; СТП – силовий тяговий привід (куди входять перетворювач тяговий асинхронного привода, блок резисторів тормозних і демпфуючих, блок радіореєкторів.)

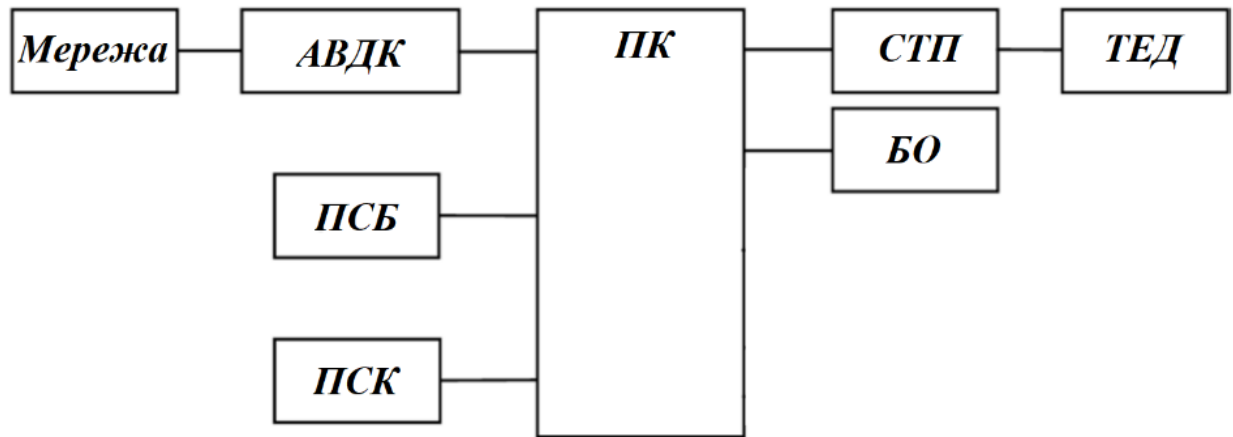


Рис.1.1. Функціональна схема силового електрообладнання тролейбуса

В результаті роботи тролейбуса постійна напруга контактної мережі через струмоприймачі тролейбуса надходить через реактори заводів в блок дистанційного вимикача. Далі, через пристрої комутації ПК на силовий тяговий привід, статичний бортовий перетворювач, статичний перетворювач компресора, блоки опалювачів кабіни і салону [12].

Автоматичний вимикач з дистанційним керуванням призначений для захисту тягового електричного двигуна від короткого замикання і забезпечує автоматичне відключення двигуна від мережі при збільшенні струму понад допустиму межу.

Перетворювач статичний бортовий (ПСБ) перетворює постійну напругу контактної мережі в постійну напругу бортової мережі тролейбуса й являється основним джерелом живлення низьковольтного обладнання [12] (блок керування ТЕД, гідропідсилювач керма, вентилятори, освітлення внутрішнє й зовнішнє і т.д.).

Перетворювач статичний компресора (ПСК) перетворює постійну напругу контактної мережі в трьохфазну змінну напругу 380В для живлення електродвигуна компресора. Реактори завод призначені для зменшення радіоперешкод і зменшення впливу ТЕД на контактну мережу.

Блок опалення призначений для опалення кабіни та салону тролейбуса і складається з високовольтного нагрівального блоку, вентиляторів обдування і елементів захисту від перегріву.

Для імплементації в тягову систему вентиляно-індукторного двигуна найважливішими блоками для дослідження є контактна мережа, силовий тяговий привід й тяговий електродвигун. Розглянемо детальніше кожен складову.

1.1.2. Мережа живлення тролейбусів

Контактна мережа тролейбуса призначена для передачі електроенергії з тягових підстанцій на електрорухомий склад тролейбуса. Відмінності в конструкції контактної мережі тролейбуса обумовлені тим, що на відміну від рейкового транспорту тролейбус не має постійного електричного контакту з поверхнею, яку можна було б використовувати в якості другого проводу, а також вимогою маневреності - тролейбусу потрібна можливість відхилятися від контактної мережі як мінімум на сусідню смугу руху [13]. У зв'язку з цим в системі живлення тролейбуса необхідно мати альтернативне джерело енергії крім контактної мережі - накопичувач енергії (акумуляторна батарея) або двигуни інших типів крім електричних.

Контактна мережа тролейбуса зазвичай складається з двох дротів, закріплених на досить невеликій відстані, через що мають гарну ізоляцію [14]. Невелика відстань дозволяє оптимізувати структуру штанги приймача. Проте, через те, що тролейбус, на відміну від колійного транспорту, вимагає більшої мобільності, контактна мережа повинна містити перехрестя і розгалуження, через що має більш складну структуру, з використанням додаткових секційних ізоляторів, різних секцій і навіть різної полярності.

Напруга в контактній мережі тролейбуса, в більшості випадків, становить 600 вольт [14]. Падіння напруги в будь-якій точці контактної мережі при цьому не повинно перевищувати 15%.

1.1.3. Тяговий електродвигун

До тягових електродвигунів висувають ряд більш жорстких умов, у порівнянні з іншими потужними електродвигунами. Це пояснюється, у першу чергу, обмеженим простором монтажу й роботою поруч з людьми. Використання меншого й легшого двигуна дозволяє збільшити пасажироємність, а також зменшити витрати енергії для руху [15]. Це призвело до спеціальної конструкції тягових двигунів (використання декількох менших двигунів замість одного, спеціальні пристрої для кріплення). Також, важливим є те, що тягові двигуни електротранспорту експлуатуються в складних умовах – пильному і вологому повітрі, при низьких температурах і в широкому діапазоні навантажень [16]. На відміну від двигунів загального призначення ТЕД працюють в найрізноманітніших режимах (короткочасний режим роботи, повторно-короткочасний з частими пусками). Постійна зміна режимів і навантаження супроводжується широкими змінами частоти обертання ротора і широкого діапазону по струму (пусковий струм може в 2-3 рази перевищувати номінальний). Також, при експлуатації тягових двигунів мають місце постійні теплові, механічні та електричні перевантаження, тряска і поштовхи. Саме тому, при розробці двигуна необхідним є забезпечення підвищеної електричної й механічної міцності вузлів і деталей, високого ступеню ізоляції струмопровідних частин і обмоток двигуна, а також надійну стійку комутацію двигуна.

Як правило, визначаються наступні характеристики ТЕД [17]:

- електромеханічні:
 - частота обертання;
 - обертовий момент;
 - ККД.

- тягові (Залежність сили тяги від швидкості);
- теплові (Залежність температури ТЕД від струму обмоток);
- аеродинамічні (Характеризують обдув двигуна);
- віброакустичні (Створюваний двигуном шум і вібрації).

Важливим при розробці тягового двигуна є забезпечення високих тягових та електромеханічних характеристик (особливо ККД) без втрати міцності і, по можливості, зменшивши габарити. Оскільки тягові двигуни експлуатуються поруч з людьми необхідним є вибір топології з гарними віброакустичними характеристиками.

В сучасних моделях тролейбусів широко використовується тягова система на базі асинхронного ТЕД. Це пояснюється простотою її конструкції й надійністю. Відсутність щіткового вузла робить асинхронний ТЕД вільним від таких недоліків як зніс щіток, іскріння, тертя і, як наслідок, низький час роботи [18]. З іншого боку, для живлення асинхронного двигуна необхідним є використання змінної напруги (трифазної), яка отримується шляхом інвертування напруги контактної мережі. Оскільки циркулюючі потужності тягових двигунів можуть сягати сотень кіловольт, перетворювач асинхронного ТЕД займає значні габарити й масу. При цьому, вартість такого перетворювача може значно перевищувати ціну самого двигуна, а надійність, в певних випадках, є недостатньою внаслідок проблем з електромагнітною несумісністю [19].

Окрім основного режиму, тягові електродвигуна працюють в режимах генерації (в моменти електричного гальмування або рекуперації енергії). Це дає можливість повертати енергію з вала двигуна назад в мережу [20]. Таким чином підвищується ефективність системи.

1.1.4. Тяговий перетворювач

Тяговий перетворювач призначений для управління тяговим електродвигуном в різних режимах його роботи, а також для забезпечення

допоміжних вузлів і функцій системи, таких як заряд акумулятора, управління рекуперацією енергії і т.д [12].

Першою системою, яка використовується в тролейбусах, була реостатно-контакторна система управління (РКСУ). Вона регулює струм через двигун за допомогою потужних опорів, що підключаються контакторами. При цьому головні недоліки ступеневого пуску - певна ступінь нерівномірності, тобто коливання пускового струму, а отже, і сили тяги між максимальними та мінімальними значеннями, а так само значні втрати електроенергії [21, 22]. РКСУ, зважаючи на свою неекономічність, в плані заощадження електроенергії поступово витісняються з тролейбусного ринку, проте залишилися ще тролейбуси на маршрутах, що використовують дану систему (ЮМЗ Т1, ЗиУ-9, ЗиУ-682Г [23]).

Наступною системою, що прийшла на заміну РКСУ, є безреостатна система тиристорно-імпульсного управління (ТІСУ), яка будується на базі силових GTO (Gate Turn Off) тиристорів. У такій системі необхідний за величиною струм створюється не комутацією опорів в ланцюзі двигуна, а за допомогою формування тимчасової послідовності струмових імпульсів заданої частоти і шпаруватості. Змінюючи ці параметри, можна змінювати середній протікаючий через тяговий електродвигун (ТЕД) струм, а отже і управляти обертовим моментом ТЕД. Безреостатні системи поділяються на частотно-імпульсні, широтно-імпульсні та комбіновані [11, 22]. Безреостатна система зарекомендувала себе як надійна і економічна система, і вона використовується на таких тролейбусах як ЗиУ-52642, БОГДАН Т 90110, МАЗ-103Т.

Найбільш популярною системою управління тяговим приводом міського електротранспорту на даний момент є система управління ТЕД змінного струму [24], у зв'язку з високими техніко-економічними показниками і надійністю її роботи.

Структурна схема тягового електропривода зображена на рис.1.2.

Схему умовно можна поділити на декілька основних блоків: автономний інвертор напруги, акумуляторний блок, блок керування, блок рекуперації енергії (випрямляч з ключами рекуперації).

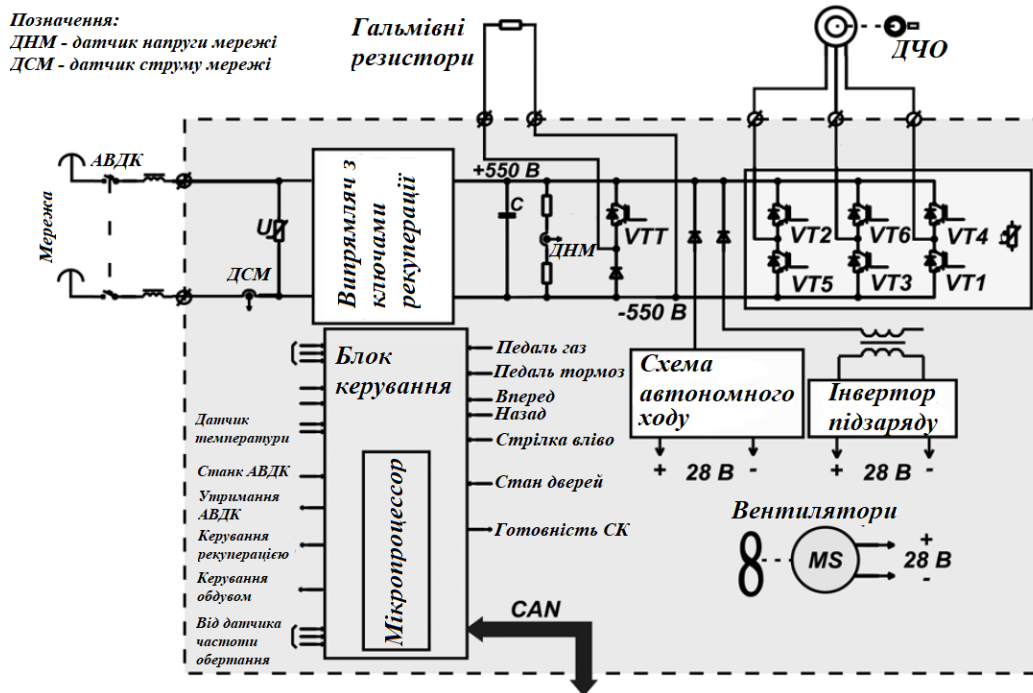


Рис.1.2. Структурна схема тягового електроприводу

Автономний інвертор напруги

Розвиток напівпровідникової техніки відкрило можливості переходу від двигунів з електромеханічної комутацією до безколекторних машин з комутацією за допомогою напівпровідникових перетворювачів. Найпопулярнішим, на даний момент рішенням, в тягових систем електротранспорту є автономний інвертор напруги [25].

Автономний інвертор напруги (АІН) перетворює напругу контактної мережі постійного струму в змінну напругу з регульованою амплітудою і частотою. Система керування дозволяє змінювати швидкість обертання, а також напрямок обертання тягового двигуна (їзда вперед / назад). Система управління реалізує алгоритм векторного керування, заснований на

одночасному непрямому управлінні моментом і потоком ротора тягового двигуна [26].

На даний момент найчастіше використовується схема однорівневого трифазного інвертора напруги з частотним керуванням [27]. АІН повинен перетворювати вхідну напругу в заданому діапазоні ($600\text{В} \pm 15\%$) в змінну напругу потрібної частоти для живлення тягового двигуна. Основною вимогою інвертора є забезпечення всіх необхідних режимів роботи двигуна, низька вага і габарити, а також висока ефективність роботи.

Акумуляторний блок

При роботі тролейбуса основним джерелом живлення низьковольтних ланцюгів є ПСБ, який перетворює вхідну напругу контактної мережі в напругу бортової мережі.

ПСБ вмикається автоматично при вмиканні бортової мережі по сигналу від ключа запалювання. Крім ПСБ, як буферного джерела живлення бортової мережі задіяні дві групи акумуляторних батарей (наприклад типу 9НКЛБ-70 [12]). Вони використовуються в тих випадках, коли відключається ПСБ, тобто при зникненні напруги контактної мережі (проїзд ізоляторів, стрілок, стоянка з опущеними струмоприймачами).

Блок керування

Сучасні тягові перетворювачі використовують цифрові сигнальні процесори в якості керуючих пристроїв, що дозволяють застосовувати сучасні методи і алгоритми управління для ТЕД змінного струму (синхронних і асинхронних). Контролер з таким процесором здійснює формування режимів роботи електроприводу із заданими параметрами за допомогою ШІМ (PWM), відпрацювання сигналів захисту і аварійного відключення електроприводу, прийому і передачі зовнішніх керуючих і інформаційних сигналів. Для зв'язку з іншими пристроями системи використовуються надійні протоколи передачі даних: CANopen, ModBus та

інші [23]. Система з мікропроцесорним управлінням має такі переваги: економія електроенергії до 25% (в порівнянні з РКСУ [28]); безступінчасте регулювання швидкості; рух за будь-якої полярності напруги (перемикання відбувається автоматично); дистанційна зміна напрямку руху (реверсування); самодіагностики з виводом світловий і звуковий інформації на лицьову панель блоку управління і панель управління в кабіні водія.

Блок рекуперації енергії

У режимі електричного гальмування надлишкова енергія віддається комплектом в контактну мережу (КС) споживачам (рекуперативного гальмування [29]). У разі їх недостатньої потужності надлишок енергії гальмування розсіюється в блоці гальмівних резисторів комплекту (рекуперативно-реостатне гальмування).

2.1. Вимоги до розроблюваної тягової системи тролейбуса

2.1.1. Основні характеристики реальних тягових двигунів

В якості реального двигуна, що широко використовується в тягових системах тролейбусів можна привести двигун тяговий асинхронний ДТА-1У. Його характеристики приведені в табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Тип	ДТА-1У
Номинальна потужність, кВт	180
Номинальна лінійна напруга (зірка), В	450
Номинальний лінійний струм, А	276
Пусковий струм (струм короткого замикання), А	1800
Номинальна частота напруги живлення, Гц	50
Номинальна частота обертання, об/хв	1500
Число пар полюсів	2P=4
Номинальна (синхронна) частота обертання, об/хв	1500
Швидкість при якій відбувається руйнування, об/хв	5000
Ковзання в режимі S1, %	1,5
Номинальний момент, Н·м	1150
Пусковий момент, Н·м	2180

ККД, %	93
Коефіцієнт потужності	0,9
Момент інерції, кг·м ²	3,6
Число фаз обмотки статора	3
Схема з'єднання обмоток	Зірка
Маса, кг	840 кг

Даний двигун широко використовується в троллейбусах і його параметри можуть бути взяті як основа для розробки вентильно-індукторного двигуна [30].

Також, одним із ключових параметрів тягових двигунів є його габарити (рис.1.3).

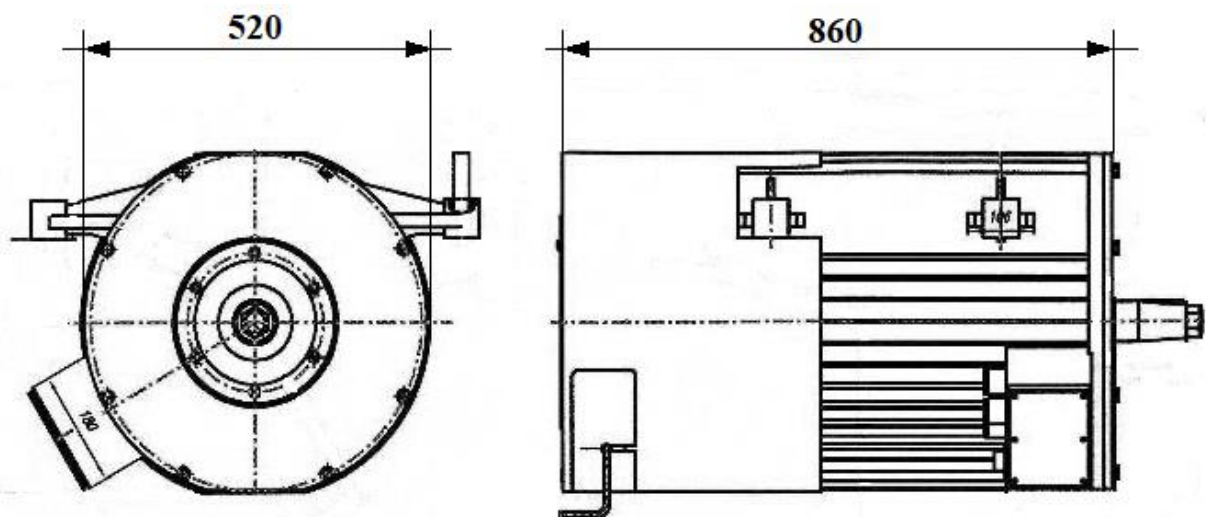


Рис.1.3. Габаритні розміри тягового двигуна ДТА-1У

2.1.2. Приклад реального перетворювача

На рис.1.4 зображено тяговий перетворювач ЭПРОТЭТ-180-2 для троллейбуса, який широко використовується в тягових системах, структурна схема якого наведена на рис.1.2.



Рис.1.4. Тяговий перетворювач ЭПРОТЭТ-180-2

Тяговий перетворювач з контролером і мікропроцесорною системою управління розміщується на даху тролейбуса. Основні технічні характеристики наведені в табл. 1.2.

Таблиця 1.2

Номінальна потужність, кВт	180
Вхідна напруга, В	350-720
Вхідний струм, А	0 - 310
Вихідна лінійна напруга, В	0 - 440
Вихідний фазний струм, А	0 - 240
Вихідна частота, Гц	0,2 – 150
Маса, кг	70
Габарити, мм	720x800x255

2.1.3. Основні вимоги до тягової системи

В результаті огляду складових тягової системи реальних тролейбусів можна сформулювати основні вимоги, до розроблюваного тягового двигуна й перетворювача (табл. 1.3):

Таблиця.1.3

Номінальна потужність	180 кВт
Номінальний момент	1150 Нм
Діаметр	520 мм
Довжина	860 мм
Вхідна напруга	600В ± 15%
ККД	93%

Маса й габарити є ключовими параметрами для тягових систем. Покращення масогабаритних характеристик дає можливість зменшити витрати енергії й збільшити кількість пасажирів в салоні. Надійність тягової системи також є важливою оскільки напряду впливає на економічність. Оскільки основою тягової системи є тяговий двигун, для якого створюється перетворювач, у першу чергу потрібно звернути увагу на покращення його характеристик. На даний момент одним із перспективних електродвигунів, що може конкурувати з асинхронними двигунами й двигунами з постійними магнітами є вентильно-індукторний двигун (ВІД).

На даний момент вентильно-індукторні двигуни широко використовуються у багатьох галузях промисловості, таких як аерокосмічна промисловість, виробництво автомобілів та побутової техніки. Основними перевагами ВІД є високий обертовий момент, широкий діапазон робочих швидкостей, проста структура і висока відмовостійкість. Перелічені переваги дають можливість створити тягову систему на базі даного типу двигуна з покращеними характеристиками. Проте, серед недоліків ВІД можна відмітити підвищений рівень шумів та вібрацій, які виникають через пульсації обертового моменту, складність системи керування [31], а також необхідність в датчику положення ротора [32].

Більшість з недоліків успішно усувають, але питання пульсацій обертового моменту до кінця ще не вивчено й є актуальним для дослідження. Тому розробка структури двигуна й алгоритму його керування для мінімізації пульсацій й покращенню масогабаритних показників є необхідною для імплементації ВІД в тягову систему тролейбуса і покращення її характеристик.

Висновки до першого розділу

1) В результаті аналізу було виявлено, що найпопулярнішою системою в сучасних тролейбусах є система на основі асинхронного тягового

двигуна з використанням трифазного асинхронного інвертора напруги в якості перетворювача. Для керування системою застосовують мікропроцесори з високою обчислювальною здатністю, так як використовується вимогливий векторний алгоритм керування. Серед недоліків тягової системи на основі асинхронного двигуна можна виділити складність і дороговизну системи керування, а також високі масогабаритні показники в цілому.

2) Оскільки для тягових систем електротранспорту важливим є мінімізація масогабаритних показників, так як це дає змогу зменшити витрати енергії й збільшити кількість пасажирів актуальним є пошук альтернатив системам на основі асинхронних двигунів. Характеристики тягової системи можуть бути покращені за рахунок використання вентильно-індукторного двигуна, що має просту структуру, через що високу відмовостійкість, кращі масогабаритні показники й простіший драйвер. Основним недоліком вентильно-індукторного двигуна є значні пульсації обертового моменту. Тому, для інтеграції ВІД в тягову систему тролейбуса необхідним є оптимізація його структури, а також мінімізація пульсацій обертового моменту.

3) В результаті аналізу асинхронного двигуна ДТА-1У, що широко використовуються в тролейбусах, й перетворювача до нього було сформовано основні вимоги до розроблюваної тягової системи на базі ВІД.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА ТЯГОВОГО ДВИГУНА ТРОЛЕЙБУСА

2.1. Опис вентиляно-індукторного двигуна

2.1.1. Опис розроблюваного двигуна

Вентиляно-індукторний двигун відносять до безколекторних синхронних машин. Загальний принцип дії вентиляно-індукторного двигуна, базується на принципі, що обертовий момент виникає за рахунок прагнення ротора до положення, в якому магнітний опір контуру буде мінімальний, а магнітний потік – максимальним [33]. Керування відбувається за рахунок подачі на обмотки полюсів статора імпульсів напруги керованої частоти, через що і створюється обертове магнітне поле [34].

На даний момент відомі декілька топологій вентиляно-індукторних двигунів. Найпопулярнішою є структура ВІД з суцільним статором і ротором [35] рис.2.1 (а). Статор і ротор якого виконані із м'якого магнітного матеріалу, з розташованими по колу полюсами у вигляді зубців. Кожен полюс ротора розташований таким чином, щоб спрямовувати та замикати магнітний потік між парами протилежних зубців полюсів статора. Недоліком такої структури є використання статора й ротора у вигляді суцільного кільцевого сердечника з полюсними виступами, що призводить до значних втрат в магнітному контурі, велика питома маса на одиницю потужності (кг/кВт), а також значні пульсації обертового моменту [36].

На рис.2.1(б) зображено досліджувану структуру ВІД, полюси ротора й статора якого виконані у вигляді С-подібних зубців [37]. Це дозволяє зменшити довжину магнітного контуру і, в результаті, зменшити втрати, використання магнітного матеріалу, а також зменшити масогабаритні показники.

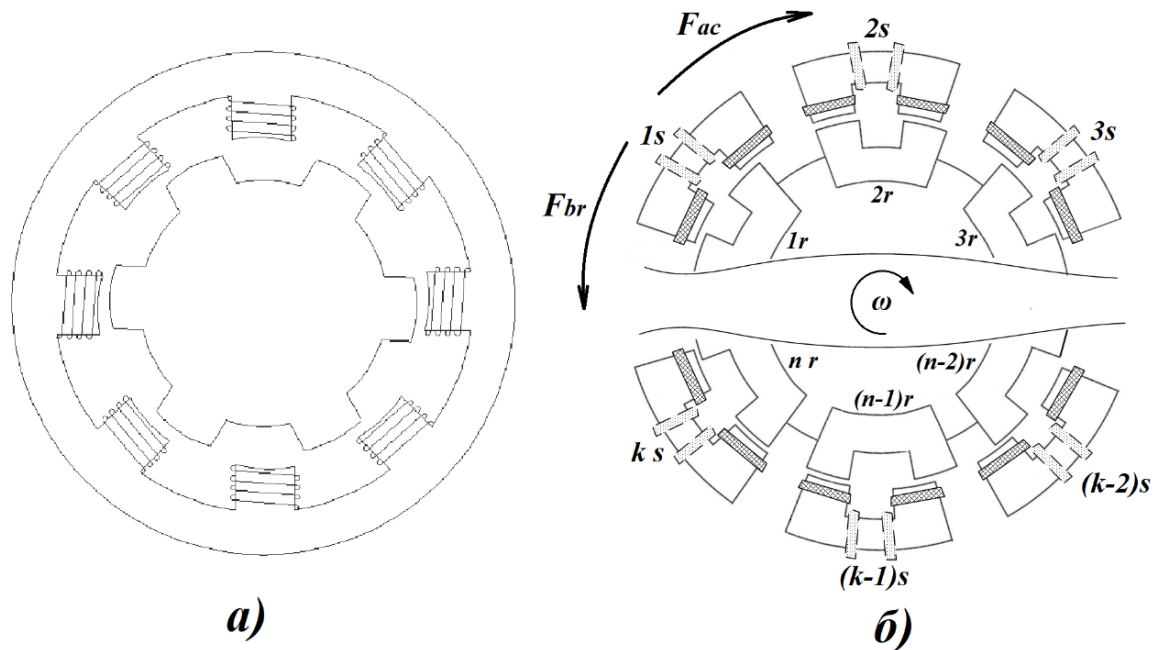


Рис. 2.1. Спрощені структури ВІД

Загалом, ВІД складається з n полюсів ротора й k полюсів статора. Кожен полюс статора складається з обмотки, яка індукує магнітний потік, що приводить в рух ротор в певному напрямку з деякою кутовою частотою ω й обертовим моментом M , що визначається силою прискорення F_{ac} .

2.1.2. Розподіл магнітного потоку

При роботі одного полюса статора, магнітний потік проходить не лише через робочий, а і через сусідні полюси ротора. Через це зменшується сила, з якою робочий полюс ротора притягається до статора.

Теоретично, магнітний потік робочого полюса статора розподіляється між усіма полюсами ротора, але на практиці достатньо врахувати лише два сусідні полюси, оскільки магнітний потік, створюваний обмоткою полюса статора, з іншими полюсами ротора майже не взаємодіє.

де x^* - нормована відносно l відстань між полюсом статора і ротора, $x^* = x/l$, x – відстань між полюсом статора і ротора; S_g - площа повітряного зазору; μ_g - відносна магнітна проникність зазору $\mu_g \approx 1$; $l_{leak}, l_{g \max}$ - повітряний зазор між зубцями статора й максимальний зазор відповідно; l_s - довжина магнітопровода статора; Φ_Σ - сумарний магнітний потік через осердя статора; I - струм обмотки статора; N - кількість витків обмотки статора.

Прийнявши $\mu_g \approx 1$, віднявши в (2.2) від першого рівняння друге, а потім від першого третє отримаємо співвідношення між магнітними потоками:

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_2}{\Phi_1} &= \frac{l_r + l_{g \max} (1 - x^*) \mu_m}{l_r + l_{g \max} x^* \mu_m}; \quad \frac{\Phi_3}{\Phi_1} = \frac{l_r + l_{g \max} (1 - x^*) \mu_m}{l_{leak} \mu_m}; \\ \frac{\Phi_3}{\Phi_2} &= \frac{l_r + l_{g \max} x^* \mu_m}{l_{leak} \mu_m}; \end{aligned} \quad (2.3)$$

Додавши перші два рівняння, додавши й віднявши Φ_1 й прийнявши $\Phi_\Sigma = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3$, отримаємо співвідношення для Φ_1 . Аналогічним чином отримуються вирази для потоків Φ_2, Φ_3 :

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{\Phi_\Sigma}{1 + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_1 + x^*} + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_2}}, \\ \Phi_2 &= \frac{\Phi_\Sigma}{1 + \frac{q_1 + x^*}{q_1 + 1 - x^*} + \frac{q_1 + x^*}{q_2}}, \\ \Phi_3 &= \frac{\Phi_\Sigma}{1 + \frac{q_2}{q_1 + x^*} + \frac{q_2}{q_1 + 1 - x^*}}, \end{aligned} \quad (2.4)$$

де q_1, q_2 – параметри, які залежать від параметрів полюса і визначаються як:

$$q_1 = \frac{l_r}{\mu_m l_{g \max}}; \quad q_2 = \frac{l_{leak}}{l_{g \max}}, \quad (2.5)$$

2.1.3. Залежність сили від зазору

При цьому, магнітний потік Φ_1 створе силу F_{ac} , яка прискорює полюс ротора, а потік Φ_2 гальмує із силою F_{br} . Тому сумарна сила F_Σ – це різниця між прискорювальною й гальмівною силою:

$$F_\Sigma = F_{ac} - F_{br}, \quad (2.6)$$

Складові сумарної сили можна знайти за формулою Максвелла:

$$F = \frac{B_g^2}{2\mu_0} S_g, \quad (2.7)$$

де B_g - магнітна індукція в зазорі;

По другому закону Кірхгофа для магнітного кола, що включає в себе статор, ротор і повітряний зазор маємо:

$$I \cdot N = H_s l_s + H_r l_r + H_g l_g, \quad (2.8)$$

де H_s, H_r, H_g - напруженості поля статора, ротора, зазора;

l_s, l_r, l_g - довжини магнітопроводів статора, ротора, зазору.

Підставивши $H = \frac{B}{\mu\mu_0}$ в рівняння (2.8), виразимо магнітну проникність

зазору:

$$I \cdot N = \frac{B_g}{\mu_0 \mu_s} l_s + \frac{B_g}{\mu_0 \mu_r} l_r + \frac{B_g}{\mu_0 \mu_g} l_g$$

$$B_g = \frac{\mu_0 I_{ex} N}{\left(\frac{l_s}{\mu_s} + \frac{l_r}{\mu_r} + \frac{l_g}{\mu_g} \right)} \Bigg|_{\mu_s = \mu_r; l_s + l_r = l_m} = \frac{\mu_0 \mu_g \mu_m I_{ex} N}{l_m \mu_g + l_g \mu_m} \quad (2.9)$$

де l_m - довжина магнітопроводу;

При цьому індуктивність обмотки статора визначається наступним чином:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 \mu_e S_g}{l_m}, \quad (2.10)$$

$$\text{де } \mu_e = \frac{\mu_m}{1 + \frac{l_g \mu_m}{l_m}} = \frac{\mu_m \cdot l_m}{l_m + l_g \mu_m}.$$

Після підстановки отримаємо:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S_g \mu_m}{l_m + l_g \mu_m} \quad (2.11)$$

Підставивши (2.9), (2.11) в (2.7) й прийнявши $\mu_3 \approx 1$, отримаємо вираз для сили:

$$F = \frac{1}{2\mu_0 S_g} \cdot \left(\frac{I \cdot L}{N} \right)^2 \quad (2.12)$$

При цьому вирази для сили й індуктивності можуть бути узагальнені згідно координати ротора x^* , оскільки сили F_{ac} і F_{br} є функціями відстані полюса ротора до відповідного полюса статора і можуть бути виражені через узагальнену силу F :

$$F_{ac} = F(1 - x^*); F_{br} = F(x^*). \quad (2.13)$$

Узагальнена сила F розраховується за формулою:

$$F(x^*) = \frac{1}{2\mu_0 S_g} \cdot \left(\frac{I(x^*)L(x^*)}{N} \right)^2 = k \left(I(x^*)L(x^*) \right)^2, \quad (2.14)$$

де $L(x^*)$ – узагальнена індуктивність, що відноситься до певного потоку, S_g – площа зазору, $I(x^*)$ – узагальнений струм обмотки, N – кількість витків обмотки, k – константа, що залежить від параметрів полюсу ВІД.

Узагальнена індуктивність розраховується за формулою:

$$L(x^*) = \frac{N^2 \mu_0 S_g \mu_m}{l_m + l_{g \max} x^* \mu_m} = \frac{\frac{N^2 \mu_0 S_g \mu_m}{l_{g \max} \mu_m}}{(l_m / (\mu_m l_{g \max}) + x^*)} = \frac{c_1}{c_2 + x^*}, \quad (2.15)$$

Загальний обертовий момент M_Σ , створюваний двигуном, обчислюється як добуток загальної сили і радіуса ротора R :

$$M_\Sigma = F_\Sigma \cdot R. \quad (2.16)$$

Сумарний струм обмотки I_{Σ} полюса статора може бути розрахований за наступною формулою:

$$I_{\Sigma} = I_{ac} + I_{br} + I_{leak}, \quad (2.17)$$

де I_{ac} - струм, індукований прискороною силою F_{ac} ; I_{br} - струм, індукований гальмівною силою F_{br} ; I_{leak} - струм потоку розсіювання.

Згідно з виразом сумарної сили можна побудувати наступний графік рис.2.3 залежності сили притягання полюса статора відносно координати ротора x^* .

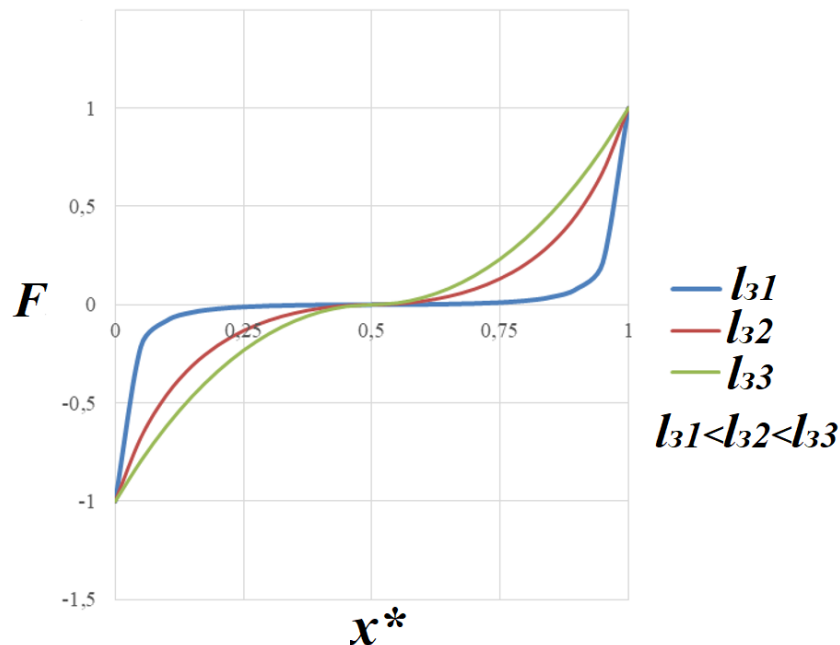


Рис. 2.3. Залежність сили від координати x^*

На графіку можна виділити три відрізки:

$$x^* > 0,5:$$

На даному проміжку полюс ротора з магнітним потоком Φ_1 знаходиться ближче до робочого полюса статора, ніж полюс з потоком Φ_2 . При цьому забезпечується додатна сумарна сила в напрямку руху ротора $F_{\Sigma} > 0$.

$$x^* < 0,5:$$

На даному проміжку полюс ротора з магнітним потоком Φ_1 знаходиться далі, ніж полюс з потоком Φ_2 . При цьому забезпечується від'ємна сумарна сила в напрямку руху ротора $F_\Sigma < 0$.

$$x^* = 0,5:$$

У даному випадку магнітні потоки через обидва полюси ротора є рівними $\Phi_1 = \Phi_2$ й сумарна сила дорівнює нулю. Потік розсіювання Φ_3 є максимальним. $F_\Sigma = 0$.

Також важливо звернути увагу на залежність сумарної сили від величини зазору полюса статора. Так, при меншій величині зазору, маємо менше значення сумарної сили, що є логічним, оскільки при зменшенні відстані між зубцями статора збільшується потік розсіювання Φ_{leak} .

Тому, однією з умов високоефективної роботи двигуна, є умова для $l_{leak} \ll l_g$ під час всього часу роботи.

2.1.4. Форма струму для забезпечення постійної сили

Для забезпечення мінімальних пульсацій обертового моменту потрібно знайти таку форму струму, при якій сила буде постійною $F_\Sigma = const$ і не залежатиме від координат полюсів статора відносно полюсів ротора.

Струм можна виразити через магнітний потік й індуктивність:

$$I(x^*) = \frac{\Phi(x^*)}{L(x^*)}, \quad (2.18)$$

Тоді узагальнений струм, що відповідає струму полюса, що сповільнює, дорівнює:

$$I_{br}(x^*) = \frac{c_2 + x^*}{c_1 \left(1 + \frac{q_1 + x^*}{q_1 + 1 - x^*} + \frac{q_1 + x^*}{q_2} \right)}. \quad (2.19)$$

В тих же координатах, струм потоку, що прискорює розраховується за формулою:

$$I_{ac}(x^*) = \frac{c_2 + 1 - x^*}{c_1 \left(1 + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_1 + x^*} + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_2} \right)}. \quad (2.20)$$

Знайдемо співвідношення струмів:

$$\frac{I_{ac}(x^*)}{I_{br}(x^*)} = \frac{I(1 - x^*)}{I(x^*)} = rel(x^*). \quad (2.21)$$

Перепишемо базову формулу (2.6) з урахуванням формул (2.17) - (2.20):

$$\begin{aligned} F_{\Sigma} &= F(1 - x^*) - F(x^*) = \\ &= k \left(I(x^*)^2 rel(x^*)^2 L(1 - x^*)^2 - I(x^*)^2 L(x^*)^2 \right). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Відповідно до формули (2.22) забезпечення постійного моменту можливе, коли струм, віднесений до узагальненого потоку, дорівнює:

$$I(x^*) = \pm \sqrt{\frac{F_{\Sigma}}{k \left(rel(x^*)^2 \left(\frac{c_1}{c_2 + 1 - x^*} \right)^2 - \left(\frac{c_1}{c_2 + x^*} \right)^2 \right)}}. \quad (2.23)$$

Сумарний струм обмотки статора, згідно з (2.23), для забезпечення постійної сили є таким:

$$I_{\Sigma}(x^*) = I(x^*) \cdot rel(x^*) + I(x^*) + I_{leak}(x^*), \quad (2.24)$$

де струм розсіювання розраховується як:

$$I_{leak}(x^*) = \frac{l_{g \max} c_2 + l_{leak}}{c_1 l_{g \max} \left(1 + \frac{q_2}{q_1 + x^*} + \frac{q_2}{q_1 + 1 - x^*} \right)}. \quad (2.25)$$

Отже, відповідно до (2.24), форма сумарного струму зображена на рис.2.4.

Для розробки двигуна і формування струму перетворювачем необхідним є перехід від нормованої координати x^* до координати часу t . В період, коли частота обертання двигуна є постійною і швидкість не залежить від часу, залежність буде досить простою:

$$x^* = \omega t \frac{(n+1)}{2\pi}, \quad (2.26)$$

де ω - кутова частота обертання.

І тому, при постійній частоті обертання графік струму буде мати таку саму форму, як зображено на рис.2.4.

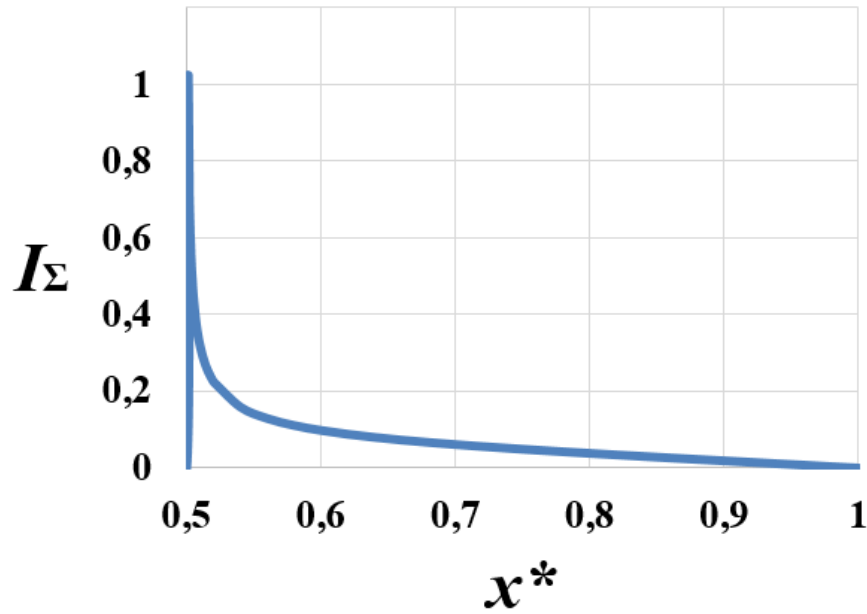


Рис. 2.4. Ідеалізований струм обмотки статора

Проте, при розгоні або гальмуванні частота обертання змінюється і залежить від часу $\omega(t)$. Тому при переході від нормованої координати x^* до координати часу t форма струму буде деформуватись по осі x і матиме наступну залежність:

$$x^* = \left(\omega_{\text{поч}} t \pm \frac{\alpha t^2}{2} \right) \frac{(n+1)}{2\pi}, \quad (2.27)$$

де $\omega_{\text{поч}}$ - початкова кутова частота при прискоренні або гальмуванні;
 $\alpha = d\omega/dt$ - кутове прискорення.

Знак \pm відповідає додатньому або від'ємному прискоренню. В результаті форма струму на графіку рис.2.4 буде або «зжиматись» по осі x в разі додатнього прискорення, або «розтягуватись» у разі від'ємного.

Слід звернути увагу, що форма струму на рис.2.4 забезпечує постійну силу, яка у свою чергу забезпечує постійну частоту обертання ротора. Проте, електродвигун повинен працювати і в режимах збільшення і зменшення частоти обертання для здійснення розгону й гальмування тролейбуса. При збільшенні або зменшенні частоти обертання двигуна в рівнянні руху з'являється динамічний момент, викликаний інерцією ротора, який робить необхідним переглянути силу. Рівняння моменту можна записати у вигляді:

$$M = M_c + M_{дин}, \quad (2.28)$$

$$M_{дин} = j \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.29)$$

$$\omega = \frac{2\pi q}{60}, \quad (2.30)$$

де M_c - статичний момент, що забезпечується струмом на рис.2.4; $M_{дин}$ - динамічний момент, що визначається інерцією двигуна й прискоренням; j - інерція ротора двигуна; q - частота обертання в об/хв.

Тоді сила, необхідна для формування такого моменту буде дорівнювати:

$$F = F_c + F_{дин}, \quad (2.31)$$

де F_c - статична сила; $F_{дин}$ - динамічна сила.

Постійна складова сили для забезпечення статичного моменту буде завжди однаковою, а динамічна – змінною. Таким чином, при зміні швидкості обертання сумарна сила буде змінюватись на величину ΔF . При збільшенні швидкості, тобто додатньому прискоренні динамічна складова буде додаватись до статичної і сумарний момент, а відповідно і сила будуть збільшуватись. При зменшенні швидкості, тобто від'ємному прискоренні, динамічна складова матиме від'ємний знак і буде зменшувати сумарний момент й, відповідно, силу необхідну для його забезпечення.

Як правило, при розгоні й гальмуванні двигуни працюють з постійним прискоренням, тобто $d\omega/dt = const$. Тоді динамічна складова матиме

постійне значення в моменти набору й зниження швидкості і графіки моменту й сили матимуть три ділянки з постійними значеннями: в момент розгону сила й момент максимальні, в момент гальмування – мінімальні, в момент рівномірного руху – проміжне значення.

Отже, досягти постійної сили для будь-якої координати можливо, забезпечивши форму струму обмотки статора, зображену на рис.2.4. При чому, згідно з (2.22), струм може бути двополярним знаковмінним і, відповідно до (2.25), (2.26) переводиться в часову область. При цьому, при зміні частоти обертання будуть виникати деформації форми струму по осі x , а також зміна величини моменту й сили за рахунок виникнення динамічної складової.

При цьому, загальним є правило, що струм обмотки зменшується, коли полюс ротора наближається до полюса статора в напрямку руху. Тому, з одного боку, для ефективного обертання ВІД генерувати струм потрібно в тих обмотках статора, полюс ротора до яких найближче в напрямку руху. З іншого боку, у початковий момент часу струм стрибкоподібно зростає до певного значення, що не може бути реалізовано на практиці в індуктивному навантаженні. Але спеціальна техніки формування струму може зменшити похибку його формування.

Отже, проблема формування струму обмотки потребує відповідної структури перетворювача з такими вимогами: регульована форма вихідного струму; можливість формування двополярного струму з крутим фронтом; висока ефективність.

2.1.5. Вибір оптимальної структури двигуна

Відношення кількості полюсів статора до ротора визначає ефективність його роботи. Згідно з рівнянням (2.5) сумарна сила F_{Σ} при незмінній прискорюючій силі тим більше, чим менше гальмівна сила F_{br} , що досягається при мінімізації відстаней між полюсами ротора і статора під час руху. Для характеристики ефективності роботи ВІД використовується

коефіцієнт $k_{ef} = 1 - F_{br} / F_{ac}$, значення якого може змінюватись в діапазоні $[0;1]$, де нульове значення відповідає повній неефективності, одиничне – максимальній ефективності.

Зрозуміло, що максимальна ефективність ВІД, $k_{ef} = 1$, досягається при збільшенні полюсів ротора і статора до нескінченності. Однак з практичної точки зору є доцільними зробити ефективність роботи двигуна найкращою при фіксованій кількості полюсів статора і ротора. У якості критерію ефективності розглядалась мінімізація кутової відстані φ між активними ротором і статором на початку інтервалу створення прискорюючої сили між ними.

В результаті аналізу можливих структур було визначено, що можливість створення моменту забезпечується, коли кількість полюсів статора k перевищує кількість полюсів ротора n , $k > n$. Така умова повинна бути досягнута постійно під час обертання ротора. Виходячи з цього співвідношення розглянуто конфігурації ВІД з невеликим співвідношенням полюсів статора до ротора: $(n+1)/n$, $(2n+1)/n$, $(2n+2)/n$, де у чисельнику – кількість полюсів статора, а в знаменнику – ротора, n – ціле число, приклади яких показано на рис.2.5. При цьому слід зазначити, що розмір полюсів статора і ротора доцільно обрати однаковим, оскільки через них проходить однаковий магнітний потік, і тому для них дійсна однакова умова насичення. При цьому форма ротора може бути довільною, наприклад трикутна, як це зображено на рис.2.5 (а).

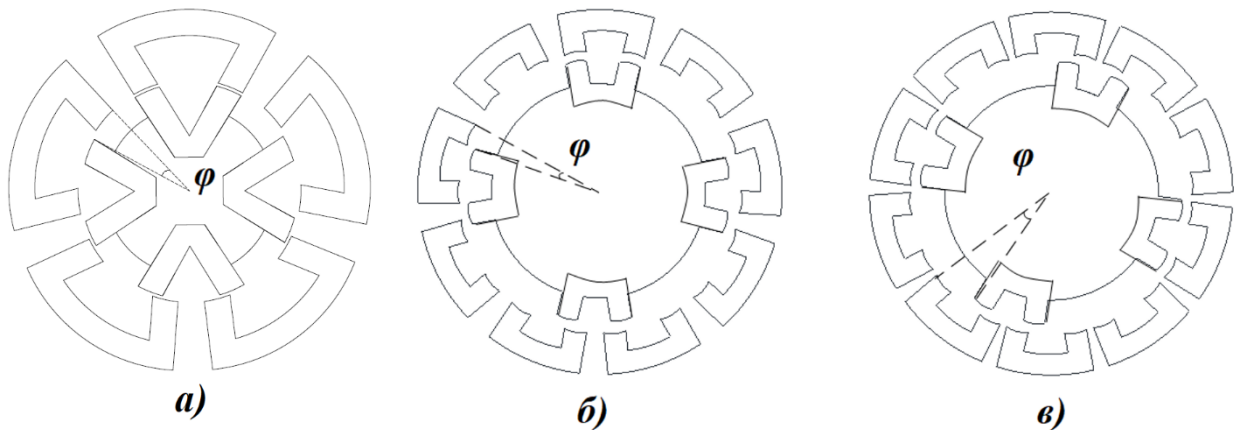


Рис. 2.5. Конфігурації ВІД: а) $n+1/n$ ($5/4$); б) $2n+1/n$ ($9/4$); в) $2n+2/n$ ($10/4$)

Після аналізу вказаних структур, можна зробити висновок, що ефективність роботи ВІД k_{ef} , що визначається кутовою відстанню φ між полюсами ротора і статора, між якими створюється магнітний потік, найкраща у конфігурації $2n+1/n$, однак структура $n+1/n$ має найкращу щільність розміщення полюсів на роторі відносно полюсів статора і дозволяє забезпечити найбільшу силу, тому її найкраще використовувати на практиці. При структурі $n+1/n$ одночасно можуть працювати $[n/2]$ полюсів ротора, де результат округлюється до меншого цілого. Очевидно, що конфігурації з більшим співвідношенням полюсів статора до полюсів ротора є неефективними через низьку щільність розміщення полюсів на роторі.

2.2. Розрахунок вентильно-індукторного двигуна

2.2.1. Загальний алгоритм розрахунку вентильно-індукторного двигуна

Попередній розрахунок є одним із найважливіших етапів створення нового ВІД. На цьому етапі оцінюється можливість виконання машини в заданих габаритах і з заданими технічними характеристиками, визначаються її головні розміри й компоновка. При цьому проводиться цілий ряд оціночних розрахунків з ціллю виявити найбільш підходящий варіант. Часто

процес потребує декілька ітерацій й оптимізацію. Далі буде запропоновано загальний алгоритм розробки ВІД.

Першим, що потрібно зробити, потрібно визначити кількість полюсів в залежності від бажаної ефективності розроблюваного двигуна. Залежність коефіцієнта ефективності від координати визначається відношенням $k_{ef} = 1 - F_{br}/F_{ac}$ і показано на рис.2.6.

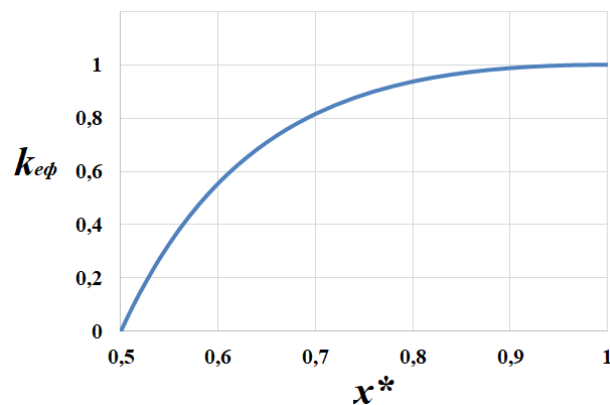


Рис. 2.6. Відношення прискорюючої сили до гальмівної

Як можна побачити з рис.2.6, чим ближче робочий полюс ротора до робочого полюса статора, тим менша гальмуюча сила F_{br} й більша F_{ac} .

Також слід зазначити, що чим більша кількість полюсів ВІД, тим більше x^* в початковий момент перемикання обмотки статора. Тобто, збільшуючи кількість полюсів ВІД, збільшується ефективність двигуна. При цьому, для розглянутої конфігурації $n+1/n$, обирати кількість полюсів для забезпечення необхідної ефективності при одночасному використанні одного полюса статора можна виходячи з наступної формули:

$$n = \left\lceil \frac{1}{1 - x^*} - 1 \right\rceil. \quad (2.32)$$

Індуктивність і струм обмотки статора можна виразити через параметри магнітопроводу:

$$L = A_L N^2, \quad (2.33)$$

$$A_L = \frac{\mu_0 S_g}{l_{mag}}, \quad (2.34)$$

$$I_{\max} = \frac{B_{\max} l_{\text{mag}}}{\mu_0 N}, \quad (2.35)$$

де A_L - коефіцієнт індуктивності, заданий для обраного магнітопроводу статора, B_{\max} - максимальна індукція магнітопроводу, l_{mag} - ефективна довжина магнітопроводу.

Перепишемо формулу для сили полюса статора, врахувавши (2.33) - (2.35):

$$F = \frac{S_g}{2\mu_0} \cdot (B_{\max})^2. \quad (2.36)$$

За допомогою отриманої формули, можна безпосередньо визначити параметри магнітопроводу, необхідні для отримання заданої сили при одночасній роботі одного полюса статора.

Для заданого магнітопроводу, необхідно перевірити розміщення провідників в площі вікна. Для цього з формули (2.35) й (2.36) виразимо струм:

$$I = \frac{\sqrt{2F\mu_0 S_g}}{A_L} \cdot \frac{1}{N}. \quad (2.37)$$

Поділивши струм на щільність струму й помноживши на кількість витків отримаємо вираз для визначення площі, яку займають провідники:

$$S_g k_g > \frac{\sqrt{2F\mu_0 S_g}}{A_L} \cdot \frac{1}{j}, \quad (2.38)$$

де $S_g k_g$ – добуток площі вікна на коефіцієнт вікна, j – щільність струму провідника.

Як можна побачити, площа всіх провідників не залежить від кількості витків, а залежить від параметрів осердя й необхідної сили. Отримана в (2.37) площа повинна бути менша, ніж площа вікна обраного магнітопроводу. В інакшому випадку потрібно обрати більший магнітопровід.

Визначивши параметри магнітопроводу, перевіряємо чи можливо розмістити дану кількість полюсів з заданими розмірами в корпусі двигуна

такого радіусу. Якщо ні - потрібно зменшити кількість полюсів й повторити розрахунок.

Кількість витків обмотки обираємо згідно з максимальним струмом за формулою (2.34) із розрахунку чим більше витків, тим менше струм обмотки і, як наслідок, менше струм перетворювача. Тобто кількість витків необхідно вибрати із розрахунку максимального струму перетворювача драйвера ВІД.

Отже, при збільшенні кількості полюсів, згідно з рис.2.4 зменшується сумарний струм обмотки статора, який потрібен для забезпечення необхідної сили, що значно зменшує навантаження на ключові елементи перетворювача драйвера ВІД й також позитивно відображається на ефективності двигуна в цілому. Тобто, для кожного конкретного випадку потрібно шукати компроміс між кількістю полюсів двигуна й ефективністю ВІД, кількістю витків обмотки та струмом перетворювача.

Загальний алгоритм розрахунку ВІД виглядає наступним чином:

- 1) визначення кількості полюсів відповідно до вимог ефективності розроблюваного двигуна;
- 2) вибір параметрів магнітопроводу полюса згідно з габаритами двигуна й критерієм забезпечення необхідної сили;
- 3) перевірка розміщення витків обмотки в заданому магнітопроводі;
- 4) поправка кількості полюсів, параметрів магнітопроводу за необхідності;
- 5) визначення кількості витків обмотки відповідно до бажаного струму перетворювача.

2.2.2. Оптимізація розроблюваного двигуна

Полюси статора й ротора мають трапецеїдальну форму рис.2.7(б), це дає змогу забезпечити більше значення площі вікна для полюса статора й краще розташування полюсів ротора в корпусі. Оптимізацію будемо

проводити для двигуна з радіусом ротора $R_p = 0,1\text{ м}$ та кількістю полюсів $n = 5$.

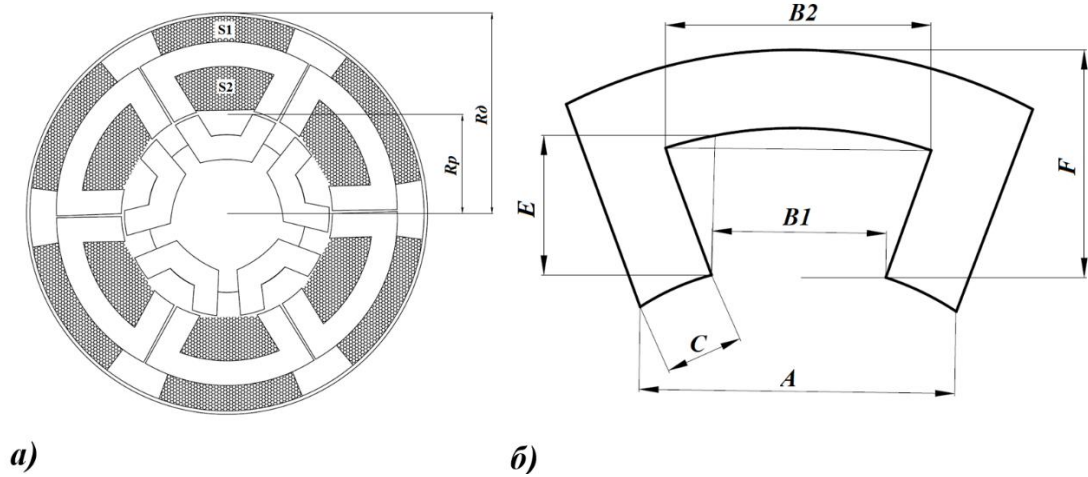


Рис. 2.7. а) Конфігурація двигуна; б) Конфігурація полюса

Оптимізація полюса

Найважливішим при розробці полюсів статора є забезпечення максимального значення сили при мінімальному значенні потоку розсіювання Φ_{leak} . Введемо коефіцієнт концентрації потоку, який показує в скільки разів зменшиться сила прискорення з врахуванням потоку розсіювання:

$$F_{ac} = F_n k_{ef} k_{\kappa}, \quad (2.39)$$

де k_{κ} - коефіцієнт концентрації, F_n - сила притягання полюса.

При оптимізації полюса будемо розглядати лише вплив коефіцієнта концентрації на силу.

Оскільки потоки відносяться як довжини зазорів $l_{\text{leak}}/l_{g\text{max}}$, а сила має квадратичну залежність від потоку, з врахуванням позначень на рис.2.2. можна записати наступне:

$$k_{\kappa} = \frac{1}{\left(\frac{l_{g-ef}}{l_{\text{leak}}}\right)^2 + 1} = \frac{1}{\left(\frac{l_{g-ef}}{B1}\right)^2 + 1}, \quad (2.40)$$

де l_{g_ef} - ефективна ширина зазора з полюсом ротора, що прискорює.

Як можна побачити, при $B1 = \infty$, коефіцієнт концентрації буде рівний одиниці, що буде значити, що весь потік проходить через полюса ротора, створюючи прискорюючу силу. На практиці коефіцієнт буде значно менше одиниці. Для розрахунку ефективної ширини зазору слід прийняти до уваги, що магнітне поле існує не лише в зазорі, а й поруч рис.2.8(а), тому ефективна довжина зазору буде значно меншою від геометричної.

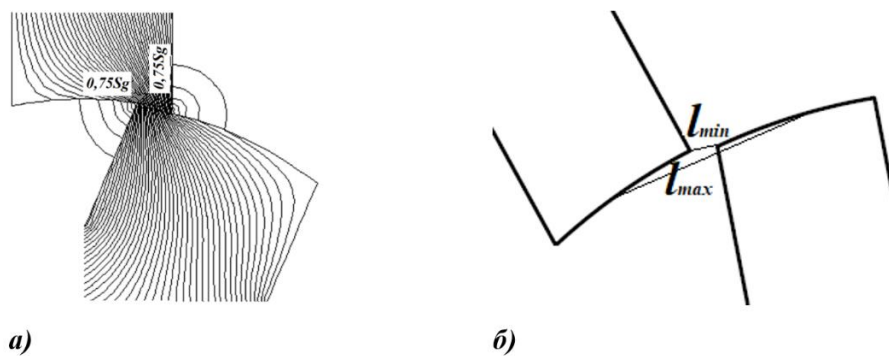


Рис. 2.8. а) Розподіл магнітного потоку полюса статора; б) Полюс статора з зазором

Розрахувати ефективну ширину зазора можливо, усереднивши значення довжини зазора, й прийнявши до уваги графік на рис.2.9.

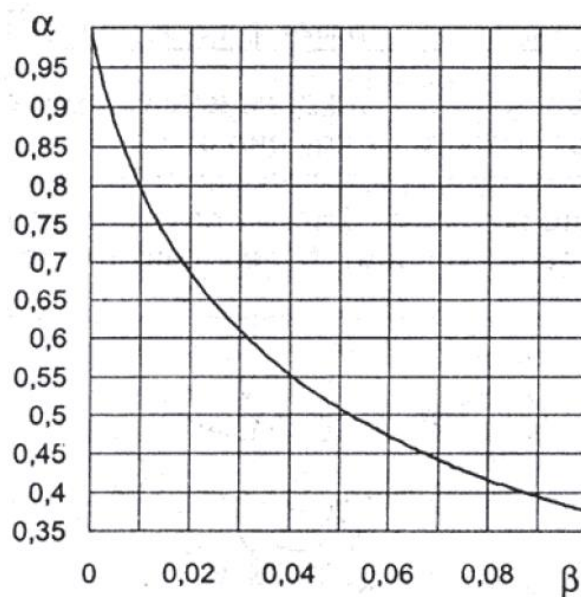


Рис. 2.9. Залежність коефіцієнта довжини зазора від параметрів полюса.

Ефективна довжина зазору двох зубців при цьому розраховується як:

$$l_{g_ef} = 2\alpha \cdot (\bar{l}). \quad (2.41)$$

Коефіцієнт β визначається як відношення ширини зазора, до периметра зубця полюса:

$$\beta = \frac{\bar{l}}{P}, \quad (2.42)$$

де периметр й середнє значення зазору визначається як:

$$P = 2 \cdot L \cdot C, \quad (2.43)$$

$$\bar{l} = \frac{(l_{\max} + l_{\min})}{2}, \quad (2.44)$$

де максимальна й мінімальна довжини дорівнюють:

$$l_{\max} = [n / 2] \frac{2\pi R_p}{n(n+1)}, \quad (2.45)$$

$$l_{\min} = l_{\max} - C. \quad (2.46)$$

При чому множник $[n / 2]$ з'являється лише при використанні декількох полюсів одночасно. Тобто β можна розрахувати як:

$$\beta = \frac{1}{LC} \left(\frac{\pi R_p}{n(n+1)} - \frac{C}{4} \right). \quad (2.47)$$

Ширину між зубцями розрахуємо за наступною формулою:

$$B1_{\max} = \frac{2\pi R_p}{n+1} - 2C. \quad (2.48)$$

Можна побачити, що як $B1_{\max}$, так і l_{g_ef} , які впливають на коефіцієнт концентрації, залежать від кількості полюсів, радіуса ротора та ширини зубців полюса статора. Таким чином, підставивши (2.34) й (2.47) в (2.39) можна знайти залежність коефіцієнта концентрації від кількості полюсів, радіуса ротора й ширини зубця. Залежність коефіцієнта концентрації від ширини зубця полюса приведена на рис.2.10(а).

Сила також залежить від ширини зубця:

$$F_n = \frac{(2 \cdot L \cdot C) \cdot B_{\max}^2}{2\mu_0}, \quad (2.49)$$

де L та C – параметри полюса.

З рис.2.10 (а) видно, що при збільшенні ширини полюса коефіцієнт концентрації зменшується, так як ширина полюса фіксована відповідно до радіуса ротора і, збільшуючи ширину зубця, зменшується $B1$. При цьому, з (2.48) слідує що при рості ширини зубця сила буде зростати. Тому, важливо знайти оптимальне значення ширини зубця, при якому буде досягатись максимальне значення сили при високому значенні коефіцієнта концентрації. Для цього необхідно знайти максимум наступної функції сили:

$$F(C) = F_n(C)k_k(C), \quad (2.50)$$

Цю залежність можна зобразити в виді графіка на рис.2.10 (б).

При збільшенні ширини зубців концентрація потоку в полюсі, що забезпечує прискорення падає. Пік сили спостерігається при значенні $C = 35 \text{ мм}$. Коефіцієнт концентрації при цьому дорівнює $k_k = 0,75$, а максимальне значення сили $F_{\text{max}} = 20\,000 \text{ Н}$. Це і є максимальне значення, яке можна досягти при даній кількості полюсів й габаритах двигуна без врахування k_{ef} .

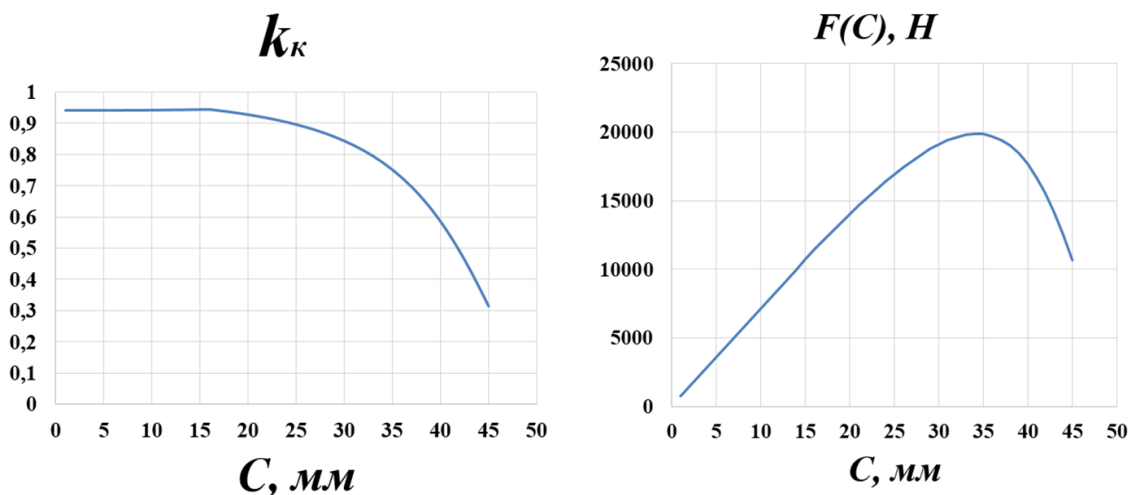


Рис. 2.10. а) Залежність коефіцієнта концентрації від ширини полюса для $n=5$;
б) Залежність максимальної сили одного полюса від ширини зубця для $n=5$

Оптимізація конфігурації двигуна

Як було описано раніше конфігурація двигуна безпосередньо впливає на його ефективність. При цьому, ефективність може бути покращена шляхом використання лише одного полюса ротора одночасно. При використанні ж декількох полюсів одночасно вдається досягти більшого значення сили з меншою ефективністю.

Визначити ефективність тієї чи іншої конфігурації можливо з використанням k_{ef} на рис.2.6. Оскільки x^* має різне значення при одночасному використанні різної кількості полюсів можна представити графік залежності коефіцієнта ефективності від кількості полюсів при використанні одного полюса одночасно та при використанні $[n/2]$ полюсів одночасно на рис.2.11 (де $[]$ – знаходження найбільшого цілого числа, що не перевищує заданого).

При використанні одного полюса для вибору кількості полюсів згідно з ефективністю потрібно керуватися формулою (2.32). При використанні $[n/2]$ ефективність розраховується згідно з наступною формулою:

$$x^* = \left[1 - \frac{[n/2]}{1+n} \right]. \quad (2.51)$$

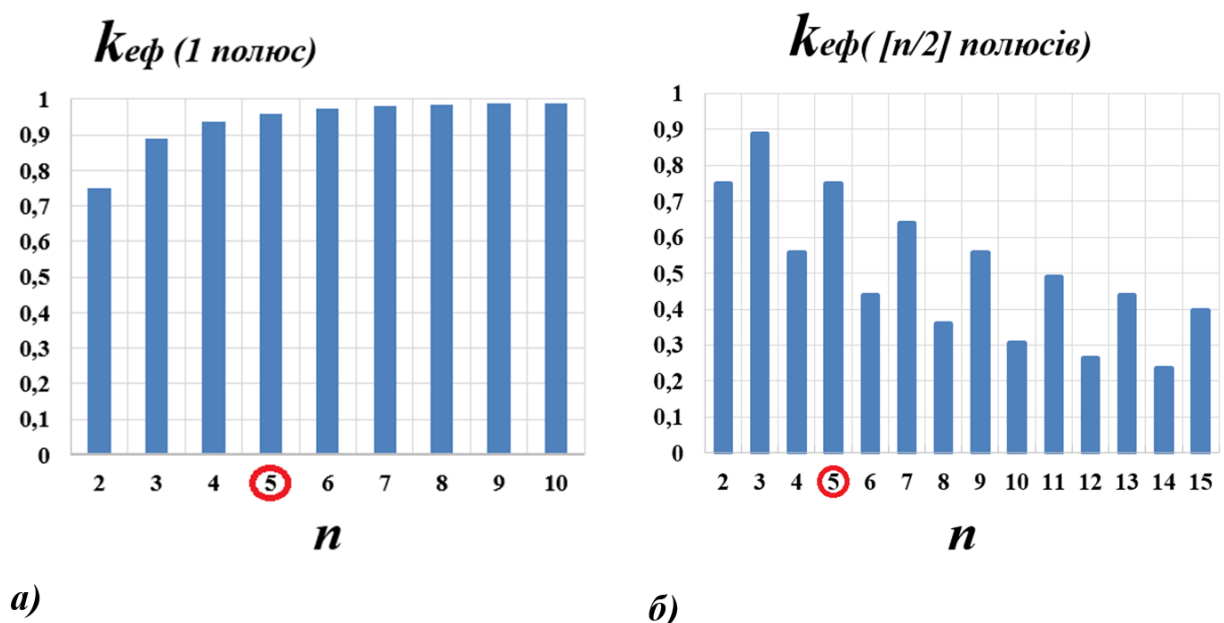


Рис. 2.11. Залежність ефективності конфігурації від кількості полюсів: а) при роботі 1 полюса; б) при роботі $[n/2]$ полюсів

З рис.2.11 можна побачити, що при збільшенні кількості полюсів коефіцієнт ефективності значно зростає і вже при $n=10$ досягає значення близького до 1. При використанні ж $[n/2]$ полюсів коефіцієнт ефективності падає з ростом кількості полюсів, що пояснюється зменшенням різниці в відстані між полюсом що прискорює й полюсом що гальмує, тобто зменшенням x^* . При цьому, важливим є те, що структура з парною кількістю полюсів має менше значення ефективності. Введемо поняття коефіцієнт використання ротора:

$$p = \frac{n_p}{n}, \quad (2.52)$$

де n_p - кількість полюсів, що використовуються одночасно.

Відповідно, при використанні одного полюса ротора досягається максимальне значення ефективності, що відповідає коефіцієнту використання $p=1/n$. Максимальна кількість полюсів, які можуть бути використані в структурі $(n+1)/n$ дорівнює $[n/2]$, при цьому коефіцієнт використання ротора буде максимальним, а значення коефіцієнта ефективності – мінімальним.

З врахуванням вищесказаного, згідно з (2.39) можна навести графіки залежності максимальної сили, яка може бути досягнута при одночасному використанні одного полюса ротора й $[n/2]$ полюсів з урахуванням коефіцієнтів ефективності й концентрації на рис.2.12.

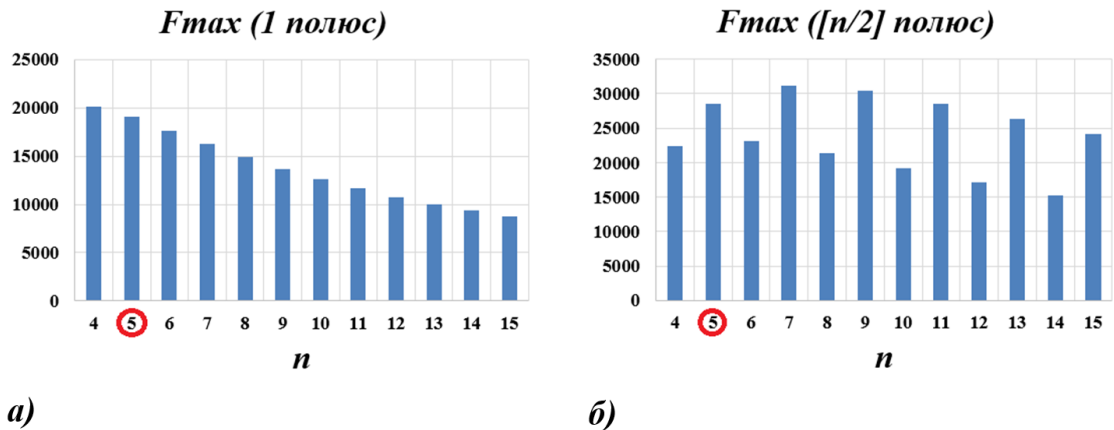


Рис. 2.12. Залежність максимальної сили від кількості полюсів при використанні:
а) одного полюса одночасно; б) $[n/2]$ полюсів одночасно

2.2.3. Розрахунок двигуна виходячи із вимог для заданих параметрів

Проектна задача:

- номінальний момент на валу – 1150 Нм;
- номінальна частота обертання – 1500 об/хв;
- радіус – $R_d = 260 \text{ мм}$;
- довжина – $L = 860 \text{ мм}$ (передбачається розміщення магнітопроводу в корпусі асинхронного двигуна ДТА-1У).

1) Проведемо розрахунок для радіуса $R = 0,1 \text{ м}$ та кількості полюсів $n = 5$ при одночасному використанні лише одного полюса статора.

Як матеріал полюсів ротора й статора оберемо «Альсифер», він же «Сендаст» (Fe – 85%, Si – 9,5%, Al – 5,5%) через високу індукцію насичення $B_{\max} = 1,05 \text{ Тл}$ й хороші частотні характеристики.

Згідно з рис.2.10(б) максимальна сила в $F_{\max} = 20000 \text{ Н}$ для заданих параметрів досягається при ширині полюса $C = 35 \text{ мм}$.

При цьому досягається момент:

$$M_{\max} = 20000 \text{ Н} \cdot 0,1 \text{ м} = 2000 \text{ Нм}.$$

2) Для розрахунку площі вікна необхідно знайти індуктивність на виток за формулою (2.28):

$$A_L = \frac{\mu_0 S_{ef}}{l_{ef}},$$

де S_{ef} - ефективна площа зазору, l_{ef} - ефективна довжина зазору.

Приймемо, що в початковий момент максимального зазору, тобто в початковий момент перемикання обмотки, магнітний потік проходить через частину полюса з площею $0,75S_g$. Проте, оскільки магнітний потік проходить і через бокову частину полюса рис.2.8(а), то ефективна площа подвоїться і буде рівна $S_{ef} = 1,5S_g$.

Розрахуємо значення ефективного зазору:

$$l_{g-ef} = 2\alpha \cdot \left(\frac{2\pi R_p}{n(n+1)} - \frac{C}{2} \right) = 0,018 м,$$

Де $\alpha = 0,77$ відповідає значенню:

$$\beta = \frac{1}{LC} \left(\frac{\pi R_p}{n(n+1)} - \frac{C}{4} \right) = 0,014.$$

Тоді індуктивність на виток розрахується як:

$$A_L = \frac{1,5 \cdot (2 \cdot L \cdot C) \mu_0}{l_{g-ef}} = 6,25 \frac{мкГн}{виток^2}$$

Отже, знаючи індуктивність на виток можна розрахувати площу вікна, яка необхідна для забезпечення заданої сили:

$$S_g k_g > \frac{\sqrt{2F_{max} \mu_0 (2 \cdot L \cdot C)}}{A_L} \cdot \frac{1}{j} = 0,002 м^2$$

де щільність струму приймемо $j = 5 А / мм^2$.

3) Так як витки полюса розміщуються з двох сторін полюса рис.2.7(а) для розміщення витків необхідно забезпечити рівність площ $S1=S2$. Відповідно, можна розрахувати висоту полюса:

$$E = \sqrt{\frac{R_o^2 + R_p^2}{2}} - \frac{C}{2} = 0,08 м$$

Максимальна ширина між зубцями $B1_{\max}$ та $B2_{\max}$ розраховується за формулою:

$$B1_{\max} = \frac{2\pi R_p}{n+1} - 2C = 0,033\text{ м}$$

$$B2_{\max} = \frac{2\pi(R_p + E)}{n+1} - 2C = 0,112\text{ м}$$

Оберемо $B1_{\max} = 0,030\text{ м}$ й $B2_{\max} = 0,110\text{ м}$.

Розрахуємо вільний простір в секції полюса статора, тобто простір, який не займає сам полюс і який відведено під провідники для заданої конфігурації полюса з врахуванням коефіцієнта вікна $k_\epsilon = 0,35$:

$$S_{\text{вільне}} k_\epsilon = k_\epsilon \left(\frac{(\pi R_\delta^2 - \pi R_p^2)}{n+1} - 2C \left(R_\delta - R_p + \frac{B_2}{2} \right) \right) = 0,0053\text{ м}^2.$$

Знайдемо відношення площ:

$$\frac{S_{\text{вільне}} k_\epsilon}{2 \cdot S_\epsilon k} = 1,3.$$

Як можна побачити, вільної площі секції з заданим магнітопроводом достатньо для розміщення необхідної кількості провідників для забезпечення максимальної сили.

Якщо вільної площі недостатньо, необхідно зменшувати C й проводити розрахунок знову.

4) Момент і сила були розраховані для одночасної роботи одного полюса статора. При цьому сумарний коефіцієнт ефективності $k_{ef} k_\kappa = 0,75 \cdot 0,96 = 0,72$. При одночасній роботі двох полюсів для $n=5$, сумарна сила може бути збільшена і згідно з рис.2.12(б) буде дорівнювати $F_{\max} \big|_{n=5} = 28600\text{ Н}$, при коефіцієнті ефективності $k_{ef} k_\kappa = 0,66 \cdot 0,77 = 0,51$.

5) Максимальна сила в заданих габаритах, згідно з рис.12(б) досягається при кількості полюсів $n=7$ й одночасній роботі 3 полюсів.

Розрахуємо максимальну силу, яка може бути досягнута при заданій кількості полюсів та розміри полюса.

Відповідно до рис.2.13. максимальна сила одного полюса досягається при $C=27\text{мм}$ й дорівнює $F_{\max_n} \cdot k_k|_{n=7} = 16200\text{Н}$ при коефіцієнті концентрації $k_k = 0,8$.

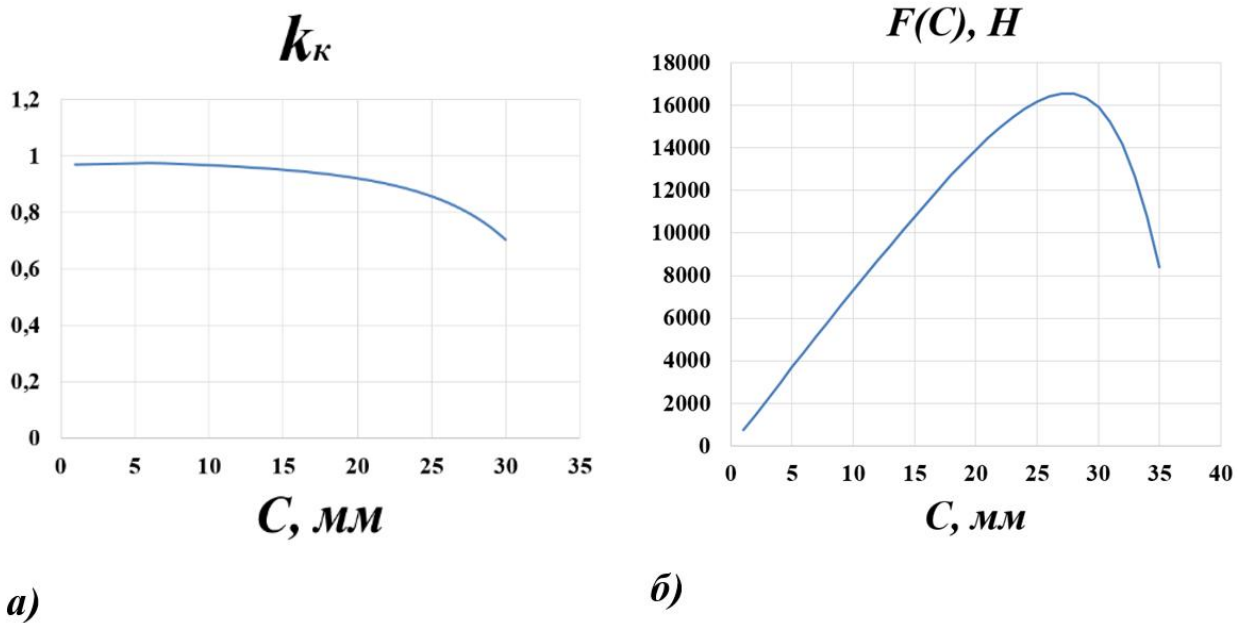


Рис. 2.13. а) Залежність коефіцієнта концентрації від ширини полюса для $n=7$;

б) Залежність максимальної сили одного полюса від ширини зубця для $n=7$

Ефективний зазор:

$$l_{g_ef} = 2\alpha \cdot \left([n / 2] \frac{2\pi R_p}{n(n+1)} - \frac{C}{2} \right) = 0,027\text{м},$$

де $\alpha = 0,64$ відповідає значенню:

$$\beta = \frac{1}{LC} \left([n / 2] \frac{\pi R_p}{n(n+1)} - \frac{C}{4} \right) = 0,028.$$

Індуктивність на виток:

$$A_L = \frac{1,5 \cdot (2 \cdot L \cdot C) \mu_0}{l_{g_ef}} = 3,06 \frac{\text{мкГн}}{\text{виток}^2}$$

Отже, знаючи індуктивність на виток можна розрахувати площу вікна, яка необхідна для забезпечення заданої сили:

$$S_{\epsilon} k_{\epsilon} > \frac{\sqrt{2 F_{\max}|_{n=7} \mu_0 (2 \cdot L \cdot C)}}{A_L} \cdot \frac{1}{j} = 0,00127 \text{ м}^2$$

Відповідно, можна розрахувати висоту полюса:

$$E = \sqrt{\frac{R_{\delta}^2 + R_p^2}{2}} - \frac{C}{2} = 0,0835 \text{ м}$$

Максимальна ширина між зубцями $B1_{\max}$ та $B2_{\max}$:

$$B1_{\max} = \frac{2\pi R_p}{n+1} - 2C = 0,025 \text{ м}$$

$$B2_{\max} = \frac{2\pi (R_p + E)}{n+1} - 2C = 0,09 \text{ м}$$

Оберемо $B1_{\max} = 0,023 \text{ м}$ й $B2_{\max} = 0,086 \text{ м}$.

Вільний простір в секції полюса статора з врахуванням коефіцієнта вікна $k_{\epsilon} = 0,35$:

$$S_{\text{вільне}} k_{\epsilon} = k_{\epsilon} \left(\frac{(\pi R_{\delta}^2 - \pi R_p^2)}{n+1} - 2C \left(R_{\delta} - R_p + \frac{B_2}{2} \right) \right) = 0,004 \text{ м}^2.$$

Знайдемо відношення площ:

$$\frac{S_{\text{вільне}} k_{\epsilon}}{2 \cdot S_{\epsilon} k} = 1,05.$$

При цьому максимальне значення сили, що може бути досягнуто з врахуванням коефіцієнта ефективності буде дорівнювати:

$$F_{\max}|_{n=7} = 3 \cdot F_{\max_n} \cdot k_k \cdot k_{\text{ef}} = 3 \cdot 16200 \text{ Н} \cdot 0,65 = 31600 \text{ Н};$$

$$M_{\max}|_{n=7} = 31600 \text{ Н} \cdot 0,1 \text{ м} = 3160 \text{ Нм}.$$

При цьому досягається ефективність $k_{\text{ef}} k_k = 0,64 \cdot 0,81 = 0,51$.

Порівняння характеристик розробленого ВІД

Порівняємо об'єм і потужність розробленого двигуна з характеристиками двигуна ДТА-1У.

Розрахуємо довжину двигуна при номінальному моменті $M_H|_{ДТУ-1У} = 1150 Нм$. Оскільки сила двигуна, згідно з формулою (2.42) лінійно залежить від довжини магнітопровода L , довжина двигуна для досягнення номінального моменту буде дорівнювати:

$$L_{ном} = L \frac{M_H|_{ДТУ-1У}}{M_{max}|_{n=7}} = 860 мм \frac{1150 Нм}{3160 Нм} = 313 мм.$$

Тобто, при такому ж радіусі це відповідає зменшенню об'єму в:

$$\frac{V_{ДТУ-1У}}{V_{ВД}} = \frac{L}{L_{ном}} = \frac{860 мм}{313 мм} = 2,75 разів,$$

де $V_{ДТУ-1У}$, $V_{ВД}$ - об'єми двигунів ДТУ-1У й розробленого ВД.

Для порівняння потужності необхідно знайти частоту обертання ротора розробленого двигуна. Для цього необхідно задати максимальну робочу частоту магнітопровода, яка обмежується динамічними втратами, що зростають зі збільшенням частоти. Оскільки як матеріал магнітопровода використовується «Альсифер», що має низькі втрати на перемагнічення й, відповідно, високу робочу частоту, прийmemo $f = 25 кГц$. Частота обертання ротора для структури з $n=7$ полюсами буде дорівнювати:

$$q = \frac{60f}{T(n+1)} = \frac{60 \cdot 25000}{20 \cdot (7+1)} = 9375 об / хв,$$

де T – кількість періодів для формування струму обмотки ; n – кількість полюсів;

Чим більшим є T тим точнішим буде формування струму. При цьому, недоцільно обирати занадто велику кількість періодів, так як при цьому значно зменшується частота обертання. Алгоритм формування струму обмотки буде детально описано в наступному розділі.

Тоді потужність можливо виразити через номінальний момент та кутову частоту:

$$\omega = \frac{2\pi q}{60} = 982 \frac{1}{c};$$

$$P_{ВД} = M_{ном} \omega = 1150 \cdot 982 \approx 1,13 \text{ МВт},$$

де n - кількість обертів двигуна в об/хв; ω - кутова швидкість;

Таким чином, приріст потужності складає:

$$\frac{P_{ВД}}{P_{ДТА-1У}} = \frac{1130 \text{ кВт}}{180 \text{ кВт}} \approx 6,3 \text{ разів}.$$

При цьому, використовуючи одночасно 3 робочі полюси ротора одночасно при $n=7$, втрати на перемагнічення будуть складати близько 8%.

Висновки до другого розділу

1) Проаналізовано структуру ВІД та описано загальні рекомендації щодо вибору структури ротора й статора, а також розробки ВІД із заданою структурою – вибір кількості полюсів та їх параметрів для забезпечення максимальної ефективності й максимальної сили. Були приведені залежності для вибору матеріалу полюсів та параметрів обмотки статора. Описана структура вентильно-індукторного двигуна з С-подібними полюсами має менше використання магнітного матеріалу й довжину магнітної лінії відносно популярних на даний момент ВІД, через що має значно менші втрати на перемагнічення, а також кращі масогабаритні показники.

2) В результаті аналізу різних конфігурацій даної структури двигуна було виявлено оптимальне відношення полюсів $n+1/n$, при якому досягається максимальне розміщення полюсів в роторі відносно статора й вдається досягти максимальної сили.

3) Описано головну умову забезпечення постійного обертового моменту двигуна й наведено струм обмотки статора, який забезпечує постійну силу. Задана форма струму вимагає спеціальної техніки формування струму у разі індуктивного навантаження, яким є обмотки статора, а також

регулювання амплітуди струму в широких межах, що накладає вимоги до перетворювача.

4) Розраховано вентильно-індукторний двигун структури $n+1/n$ з різною кількістю полюсів для досягнення максимального моменту, що може бути розміщений в корпусі двигуна ДТА-1У, а також розраховано ВІД для номінального моменту з покращеними габаритними характеристиками. Як результат, для даної структури в заданих габаритах двигуна ДТА-1У при одночасному використанні одного полюса вдалося досягти максимального моменту 2000Нм при ефективності 0,72, що в 1,72 рази більше, ніж номінальний момент ДТА-1У. Максимального моменту вдалося досягти при використанні $n=7$ полюсів $M_{\max}|_{n=7} = 3160\text{Нм}$ при ефективності 0,52. При цьому, при номінальному моменті в 1150Нм об'єм двигуна зменшений в 2,75 разів, а потужність збільшена в 6,3 разів.

РОЗДІЛ 3. ВИБІР ТОПОЛОГІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧА І ЙОГО РОЗРАХУНОК

3.1. Методика формування струму обмотки статора

У найпростішому випадку для роботи ВІД перетворювачі генерують постійний струм у заздалегідь заданих обмотках статора прямокутної форми, що викликає значну пульсацію обертового моменту [38]. Більш досконалі методи, наприклад пряме управління обертовим моментом [39], функція розподілу обертового моменту [40], зменшують пульсації обертового моменту, але призводять до накладання струму різних фаз, що знижує ефективність ВІД, рис.3.1.

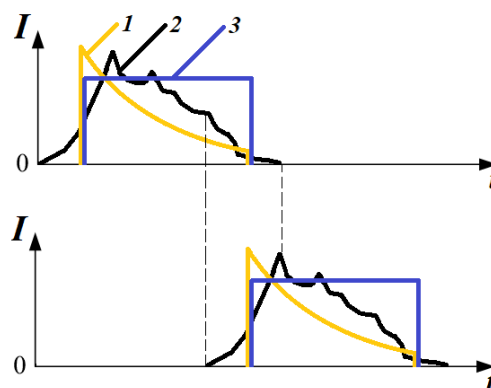


Рис.3.1. Форма струму обмотки: 1 - запропонована форма струму; 2 – прямий контроль моменту; 3 – прямокутна форма струму

Запропонований алгоритм управління дозволяє одночасно забезпечити постійний обертовий момент і усунути накладання струму в обмотках полюсів статора ВІД, що дозволяє спростити структуру драйвера. При цьому, запропонована форма струму на рис.3.1(1) має різкий пік, що вимагає спеціальної техніки формування струму у разі індуктивного навантаження. Як наслідок, проблема формування струму обмотки потребує відповідної структури перетворювача з можливістю формувати різкий пік струму, а також регулювати його амплітуду.

Слід прийняти до уваги, що форма струму, що забезпечує постійну сумарну силу F_{Σ} при обертанні, зображена на рис. 3.1(1), не може бути реалізована на практиці в індуктивному навантаженні, яким є обмотка полюса статора ВІД, тому необхідно розробити методику формування струму, що забезпечує низьку контрольовану помилку струму, тобто забезпечує максимально різкий пік наростання.

Реалізувати формування струму, близького до заданого, можливо на основі модульного ВІД, що складається з рівної кількості секцій ротора та статора, розташованих поруч у корпусі.

Припустимо, ВІД має дві секції. Загальна сила F_{Σ} - сума сил секцій $F_{\Sigma 1}$ і $F_{\Sigma 2}$:

$$F_{\Sigma} = F_{\Sigma 1} + F_{\Sigma 2}. \quad (3.1)$$

Відповідно до формули (2.12) сила F пропорційна квадрату струму I , $F \sim I^2$. Отже, якщо визначити струм секцій статора I_{sw1} та I_{sw2} наступним чином:

$$I_{sw1}(t) = I_{\Sigma}(t) \cos(\omega t); \quad (3.2)$$

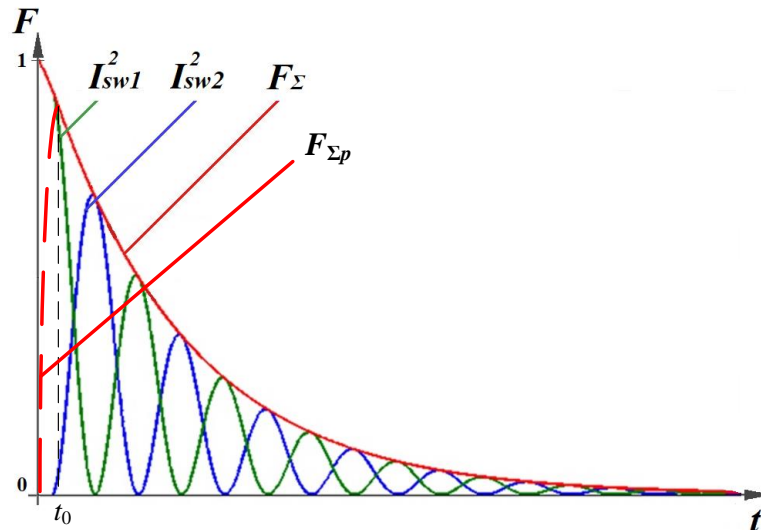
$$I_{sw2}(t) = I_{\Sigma}(t) \sin(\omega t). \quad (3.3)$$

то сумарна сила F_{Σ} пропорційна:

$$F_{\Sigma} \sim I_{sw1}(t)^2 + I_{sw2}(t)^2 = I_{\Sigma}(t)^2, \quad (3.4)$$

і не має пульсації, як показано на рис.3.2.

У кожній секції формуються високочастотні періоди синусоїди, модульовані за амплітудою струму з частотою f і фазовим зсувом $\pi/2$. Проте, через індуктивний характер обмотки статора на початковому інтервалі часу t_0 виникає помилка у формуванні струму, що визначається частотою f , $t_0 = 1/(4f)$, яка викликає зменшення сумарної сили $F_{\Sigma p}$. Зміною частоти модуляції струму f можливо регулювати тривалість інтервалу помилки t_0 . При максимальній частоті формування струму похибка буде мінімальною.

Рис.3.2. Сумарна сила F_{Σ}

При чому, є декілька можливих варіантів мінімізувати вплив цієї помилки в період $[0; t_0]$, окрім зміни частоти. Одним із можливих рішень є компенсація сумарної сили в момент $[0; t_0]$ силою попереднього полюса. Це можливо зробити, коли діючий полюс статора вимикається до того, як вирівнявся з робочим полюсом ротора. При цьому, цей полюс вимикається при ненульовому сумарному струмі. Після чого вмикається слідуючий полюс ротора, в якому і потрібно скомпенсувати силу. І, так як струм індуктивності розімкнутого полюса не може спасти миттєво, розімкнутий полюс буде забезпечувати значення сили, яке скомпенсує провал сили наступного полюса. Для більшої ефективності необхідно, щоб полюс вимикався в момент, коли струм однієї секції був рівний нулю, а струм іншої був максимальний. При цьому, обмотку статора з максимальним струмом, яка знаходиться на полюсі, що вимикається необхідно закортити за допомогою ключового елемента.

3.2. Огляд топологій перетворювачів

Зазвичай ВІД живиться асиметричними напівмостовими перетворювачами [41]. Також, для більш ефективного використання

комутаторів використовуються спільні топології [42,43]. Для підвищення ефективності застосовують м'яку комутацію та повномостові перетворювачі з синхронним випрямленням струму [44].

Для формування і регулювання струму обмоток у широкому діапазоні відповідно до гармонічного закону описаного формулами (3.2), (3.3) необхідним є використання більш складних рішень, наприклад двоступеневих перетворювачів. Проте, раціональнішим є формування сумарного струму додатковою обмоткою секцій й використання більш ефективних одноступеневих перетворювачів. Сумарний магнітний потік секції буде формуватися двома обмотками $I_{SW(i)1}$ та $I_{SW(i)2}$:

$$\Phi_{SW(i)}(t) \sim I_{SW(i)}(t) = I_{SW(i)1}(t) + I_{SW(i)2}(t) \quad (3.5)$$

Якщо струм $I_{SW(i)1} = A \sin(\omega t)$ й струм $I_{SW(i)2}$ має таку ж амплітуду A й здвинутий на кут φ , $I_{SW(i)2} = A \sin(\omega t + \varphi)$ сумарний магнітний потік секції $\Phi_{SW(i)}$ розраховується як:

$$\begin{aligned} \Phi_{SW(i)}(t) &\sim 2A \sin(\omega t + \varphi / 2) \cos(\varphi / 2) = \\ &= A^* \sin(\omega t + \varphi / 2). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Отже, регулюючи кут φ , тобто зсув між фазами струмів обмоток однієї секції можна регулювати амплітуду A^* в межах $[0; 2A]$.

Запропонований алгоритм регулювання сумарної сили має наступні переваги:

- можливість формування різкого піку сумарної сили, який залежить від кутової частоти струму секцій відповідно до формул (3.2), (3.3);
- можливість перемикання транзисторів перетворювача при нульовому струму, що дає змогу використовувати більш ефективних перетворювачів.

3.3. Опис роботи резонансного перетворювача

Базовою топологією, яка може бути використана для формування квазігармонічного струму за формулами (3.2), (3.3) є резонансний мостовий

перетворювач [45], спрощена схема якого зображена на рис.3.3. Перетворювачі з синусоїдальною формою струму мають ряд переваг в порівнянні з іншими типами перетворювачів. Відсутність великих значень di/dt й dU/dt , простота схеми, перемикання обмоток при нульовому струмі, що забезпечує низькі динамічні втрати в ключах робить резонансний LC перетворювач оптимальним для формування заданого струму [46]. Також, можливим є використання індуктивності обмотки полюса як елемента резонансного кола, що додатково спрощує схему.

Перетворювач складається з резонансного конденсатора C_{ap} й змінної індуктивності обмотки статора ВІД L_{ind} , а також чотирьох транзисторів які попарно перемикаються, формуючи квазісинусоїдальний сигнал. Перетворювач живиться від напруги контактної мережі тролейбуса з номінальною напругою $600V \pm 15\%$ і працює наступним чином.

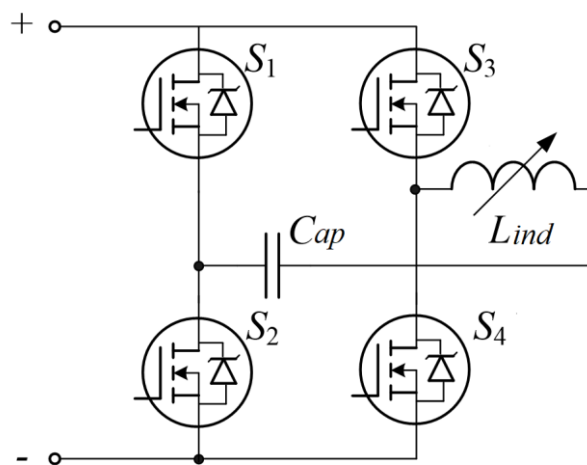


Рис.3.3. Резонансний мостовий перетворювач

В один момент часу t_0 рис.3.4 вмикаються ключі S_1, S_4 і струм від контактної мережі заряджає конденсатор C_{ap} . Струм заряду при цьому обмежується величиною індуктивності і змінюється відповідно до коливального закону контура. В момент, коли конденсатор зарядився до максимуму, струм контуру починає спадати, так як $dU/dt = 0$ і струм підтримується за рахунок енергії накопленої в індуктивності. В момент t_1

струм спадає до нуля і відбувається перемикання ключів. В момент t_2 вмикаються ключі S_2, S_3 і процес повторюється, але з іншою полярністю напруги. При цьому резонансна частота визначається як:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{ind} C_{ap}}} \quad (3.7)$$

Ключі при цьому переключаються з подвоєною частотою при нульовому струмі.

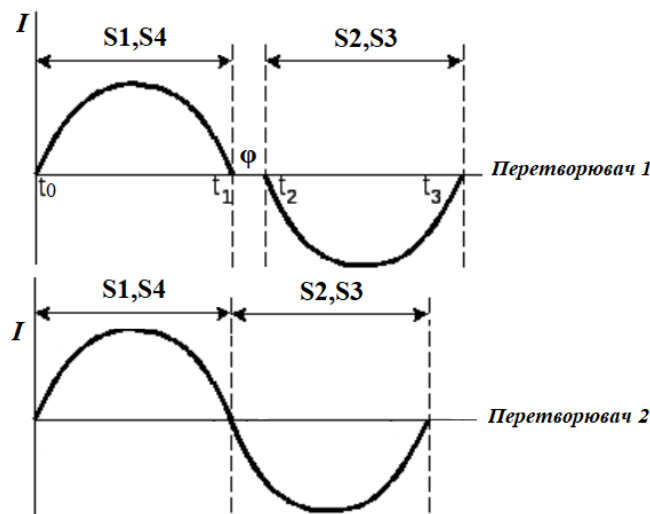


Рис.3.4. Формування зсуву між обмотками однієї секції

Основним в формуванні необхідного значення струму є формування фазового зсуву між обмотками однієї секції. Для формування зсуву фаз ϕ між перетворювачами вводиться певна пауза при перемиканні пари ключів рис.3.4 однієї обмотки секції. Інша обмотка при цьому працює без паузи. Оскільки для формування струму обмотки використовується висока частота, зсув ϕ на один період синусоїди є незначним і майже не впливає на сумарну силу.

Таким чином, електричний драйвер для структури полюса з мінімальною конфігурацією з двома секціями містить чотири однакових перетворювачі, як показано на рис.3.5. При чому пари перетворювачів секцій працюють із зсувом ϕ й регулюють струм в межах від нуля до подвійної

амплітуди одного перетворювача. Перетворювачі різних секцій працюють із зсувом $\pi/2$.

Така модульна структура приводу додатково особливо актуальна при великих потужностях, так як забезпечує розподілення потужності між перетворювачами [47,48].

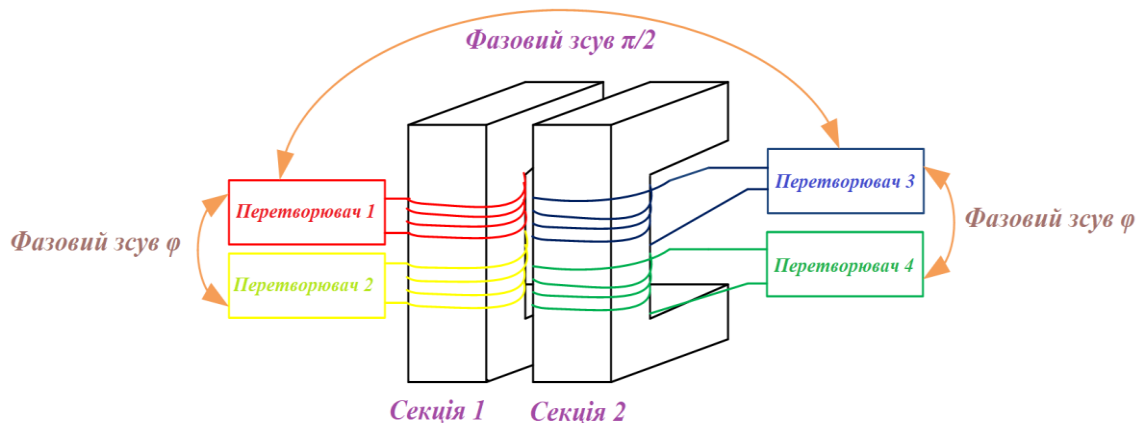


Рис.3.5. Електричний драйвер для одного двухсекційного полюса статора

Як було сказано раніше максимальна ефективність ВІД досягається при роботі одночасно лише одного полюса статора. При цьому, струми полюсів формуються послідовно і, таким чином, може бути використано лише один електричний драйвер для всього ВІД. Тоді, драйвер може підключатися до кожного полюса статора за допомогою двонаправлених ключів S_{W11} - S_{W1n} й S_{W21} - S_{W2n} як показано на рис.3.6. При цьому габарити драйвера будуть мінімальними й така конструкція є найбільш економічною.

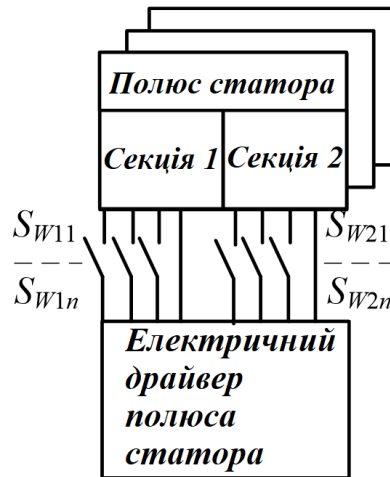


Рис.3.6. Структура драйвера ВІД

3.4. Діаграми роботи

Отже, врахувавши вищесказане можна сформувати часові діаграми для роботи вентильно-індукторного двигуна. Для простоти будуть наводитися діаграми для $n=5$ при одночасній роботі двох полюсів статора. Для більшої кількості полюсів принцип побудови буде аналогічними, відмінність буде полягати лише в масштабі по часу й кількості одночасно працюючих полюсів.

Форма струму згідно з рис.2.4 переводиться з нормованої координати x^* в координату часу t відповідно до формули (2.26), враховуючи, що для заданого n й одночасної роботи двох полюсів статора початкова координата $x^*=0,66$. Діаграми на рис.3.7 побудовані для частоти обертання $q=6500$ об/хв. При цьому час, за який ротор двигуна здійснює один повний оберт дорівнює:

$$t_o = \frac{60}{q} = 9,23 \text{ мс};$$

Тобто за час за час t_o повинні перемкнутись усі полюси статора.

Сумарний струм осі нормований, так як може відрізнятись з умови забезпечення необхідної сили. Час роботи одного полюса статора можна розрахувати за наступною формулою:

$$t_p = [n / 2] \frac{2\pi}{\omega(n+1)} = 3,07 \text{ мс},$$

де $[n / 2]$ - кількість одночасно працюючих полюсів статора.

Вмикання наступного полюса статора і вимикання попереднього відбувається через деякий час після початку роботи полюса й залежить від кількості одночасно працюючих полюсів. Чим більша кількість полюсів

працює одночасно, тим менший час перемикання $t_n = \frac{t_p}{[n / 2]}$.

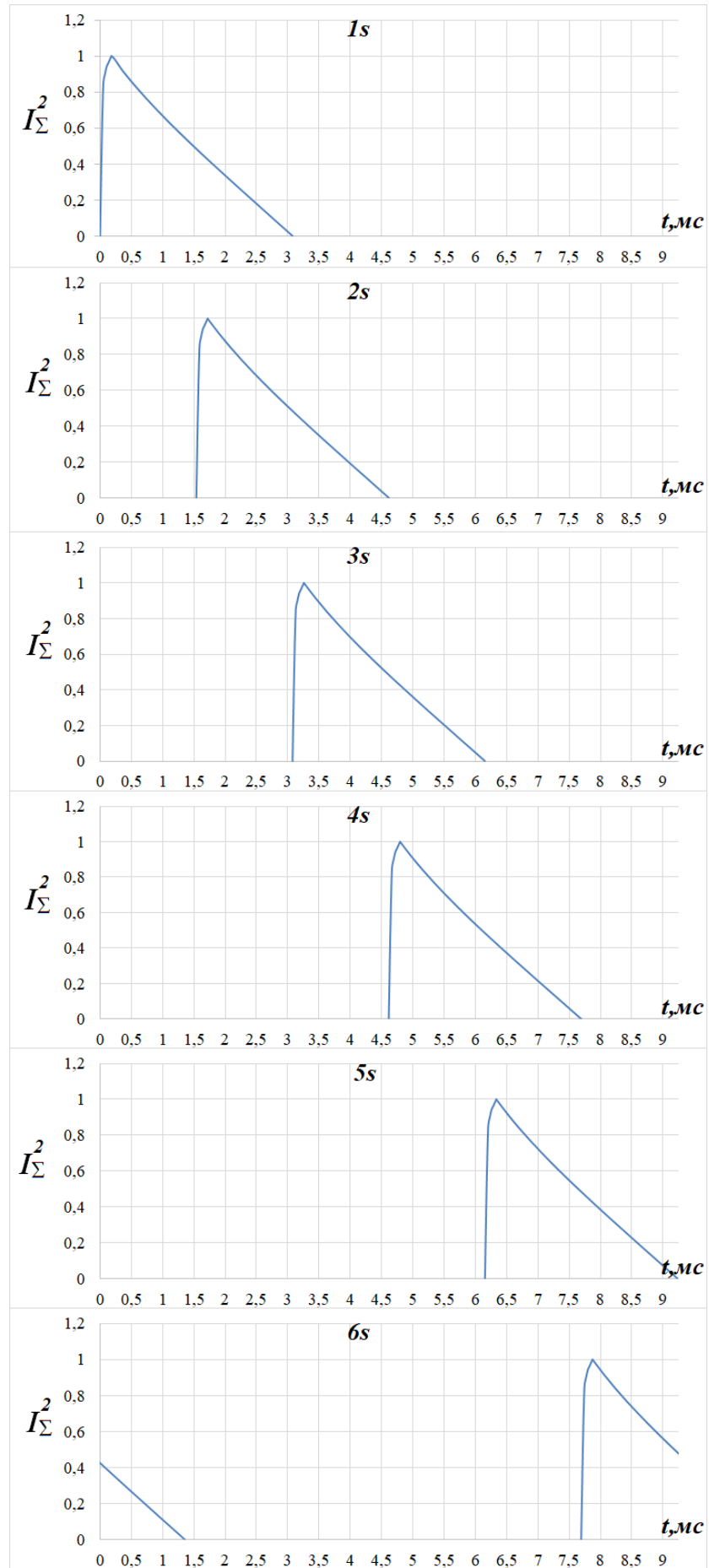


Рис.3.7. Діаграми роботи вентильно-індукторного двигуна при 6 полюсах статора

Як можна побачити, форма струму для всіх обмоток при незмінній частоті обертання однакова, відрізняється лише час. При чому, час роботи одного полюса і час перемикання незмінний. Забезпечення постійної швидкості руху тролейбуса не є проблемою. При зміні частоти, тобто в моменти розгону або гальмування, форма струму змінюється відповідно до формули (2.27), деформуючись по осі часу.

Приведемо діаграми перемикання ключів для забезпечення необхідної форми струму. При цьому, для наглядності приймемо, що сигнал формується десяти періодами синусоїди $T=10$. Тобто, якщо час роботи полюса дорівнює $t_p = 3,07 \text{ мс}$, десяти періодам буде відповідати частота синусоїди:

$$f_{T=10} = \frac{T}{t_p} = 3,3 \text{ кГц}.$$

Розрахувати зсув фаз між обмотками секції для забезпечення необхідної форми струму секції можна згідно з формулою (3.6), врахувавши лінійну залежність струму й магнітного потоку. Тоді залежність зсуву фази від часу матиме наступний вигляд:

$$\varphi = 2(\arcsin[I_{\Sigma}^2(t)] - \omega t); \quad (3.8)$$

Діаграми струмів обмоток секцій I_{SW11} , I_{SW12} , I_{SW21} , I_{SW22} , їх суми I_{SW1} , I_{SW2} , діаграми перемикання ключів для забезпечення відповідних струмів приведено на рис.3.8. Також на рисунку зображено сумарну силу, яка забезпечується даними струмами.

Як можна побачити, частота струму з часом зменшується, що пояснюється зменшенням ефективного повітряного зазору магнітного контуру статор-ротор, що приводить до збільшення індуктивності. Згідно з формулою (3.7) резонансна частота при цьому буде зменшуватись, а час роботи пари ключів буде зростати.

Діаграми перемикання ключів для іншої секції будуть виглядати аналогічним чином, але зсунуті на $\pi/2$.

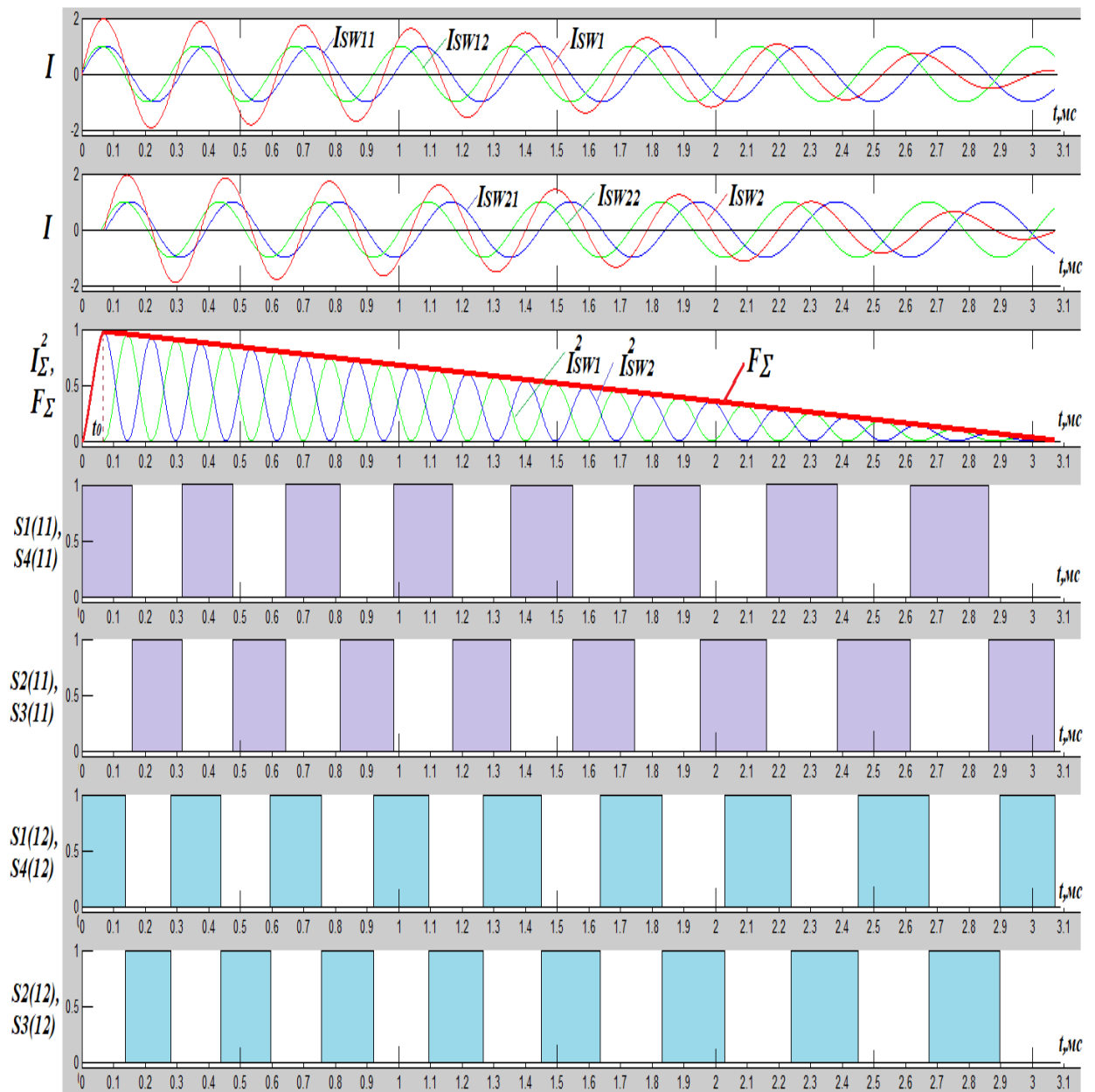


Рис.3.8. Діаграми роботи перетворювача для формування сили одного полюса

3.5. Розрахунок перетворювача

Кількість витків обирається згідно з умови максимального струму обмотки за формулою (2.37). Відповідно, чим більше витків обмотки, тим меншим буде струм і навантаження на ключові елементи. При цьому, не є практичним використовувати занадто велику кількість витків, так як це робить складнішим виготовлення двигуна, а також знижує надійність, так як

товщина провідника зменшується [49]. Оптимальним є використання кількості витків близько $N=100$.

Еквівалентна схема полюса статора зображена на рис.3.9.

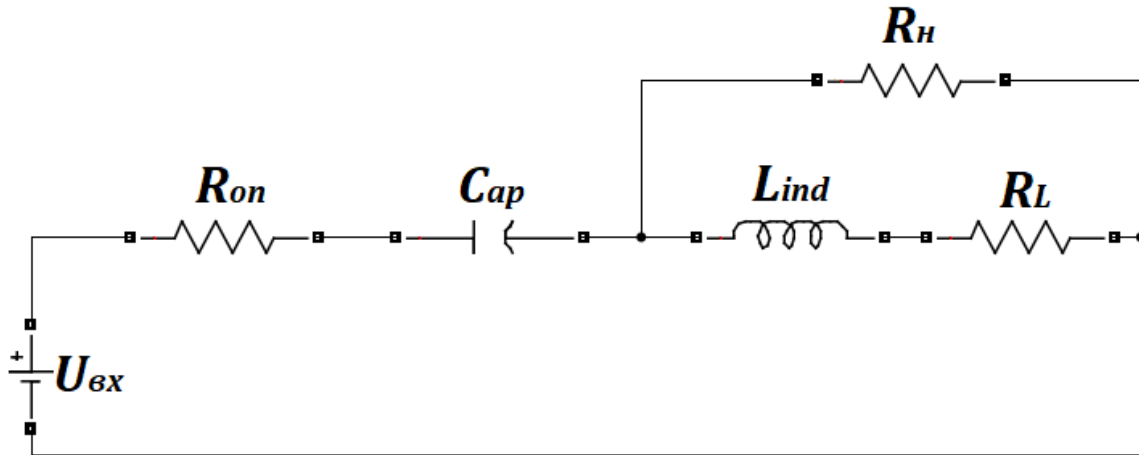


Рис.3.9. Еквівалентна схема полюса статора

Опір $R_{on} = 0,2 \text{ Ом}$ виражає опір каналу двох транзисторів у відкритому стані. Опір R_H показує навантаження, що створюється валом ротора.

Активний опір провідників обмотки розраховується як:

$$R_L = \rho \frac{l}{S} = 0,56 \text{ Ом},$$

$$l \approx N \frac{2 \cdot LC}{4} = 17 \text{ м}.$$

Для заданої максимальної частоти резонансу товщина провідника, в якій буде протікати струм відповідно до формули скін ефекту визначатись як:

$$e = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \mu_m \cdot f_{p \max} \sigma}} = 0,42 \text{ мм},$$

де σ – питома провідність міді, μ_m - відносна магнітна проникність міді.

Ефективна площа провідника при цьому буде складати:

$$S_n = \pi e^2 = 0,52 \text{ мм}^2.$$

При цьому максимальний сумарний струм секції, при якому буде забезпечуватись значення сили, при якому досягається номінальний момент в при довжині $L=0,313\text{м}$ для $n=7$ й одночасній роботі трьох полюсів буде дорівнювати:

$$I_{\Sigma} = \frac{\sqrt{2F_{\text{ном}}|_{n=7} \mu_0 S_g}}{A_L} \cdot \frac{1}{N} = 64\text{А},$$

$$F_{\text{ном}}|_{n=7} = \frac{1}{[n/2]} \frac{M_{\text{ном}}}{R} \cdot \frac{1}{k_{\kappa} k_{\text{эф}}} = 7400\text{Н}.$$

Оскільки $I_{\Sigma \text{max}}$ - значення сумарного струму однієї секції, а секція складається з двох перетворювачів, максимальна амплітуда струму яких подвоєна, струм перетворювача дорівнює половині від $I_{\Sigma \text{max}}$:

$$I_{\text{max_SW11}} = \frac{I_{\Sigma \text{max}}}{2} = 31,5\text{А}.$$

Оскільки ефективне значення зазору змінюється з часом, буде змінюватись і індуктивність контура. При чому, згідно з формулою (2.34), при зменшенні відстані між робочим полюсом статора й полюсом ротора, який притягується індуктивність буде збільшуватись. Мінімальне значення індуктивності буде при $l_{g_эф} \text{ max}$, а максимальне - при $l_{g_эф} \text{ min}$. Розрахуємо максимальне й мінімальне значення індуктивності:

$$A_{L\text{min}} = \frac{1,5 \cdot (2 \cdot L \cdot C) \mu_0}{l_{g_эф_max}} = 1,17 \frac{\text{мкГн}}{\text{виток}^2};$$

$$A_{L\text{max}} = \frac{1,5 \cdot (2 \cdot L \cdot C) \mu_0}{l_{g_эф_min}} = 6,34 \frac{\text{мкГн}}{\text{виток}^2};$$

$$L_{\text{ind_min}} = A_{L\text{min}} \cdot N^2 = 11,7\text{мГн};$$

$$L_{\text{ind_max}} = A_{L\text{max}} \cdot N^2 = 63,4\text{мГн}.$$

Мінімальна резонансна частота відповідно до (3.10) буде дорівнювати $f_{p\text{min}} = 16,5\text{кГц}$.

Відповідно, за час t_p частота формування струму змінюється від $f_{p\max} = 25\text{кГц}$ до $f_{p\min} = 16,5\text{кГц}$.

Ключовим фактором при розробці контура є його добротність Q . Добротність схеми повинна бути досить великою, для забезпечення форми струму максимально близької до синусоїдальної. Але, великі значення Q приводять до великих значень циркулюючих струмів і, відповідно, напруги на резонансних елементах [50].

Знайти добротність даного контуру можна за наступною формулою:

$$\frac{1}{Q_{\Sigma}} = \frac{1}{Q_{Cap_Ron}} + \frac{1}{Q_{Lind_Rn_RL}};$$

$$Q_{Cap_Ron} = \frac{1}{\omega C_{ap} R_{on}};$$

$$Q_{Lind_Rn_RL} = \frac{R_e \parallel R_H}{\omega L_{ind}};$$

де еквівалентний опір, паралельний індуктивності, яким можна замінити опір R_L можна визначити наступним чином:

$$R_e = \omega L_{ind} Q_{Lind_RL} = \omega L_{ind} \frac{\omega L_{ind}}{R_L} = \frac{\omega^2 L_{ind}^2}{R_L};$$

Тоді, сумарна добротність контуру дорівнює:

$$Q_{\Sigma} = \frac{1}{\omega C_{ap} R_{on} + \frac{1}{R_H} + \frac{R_L}{\omega^2 L^2}}; \quad (3.9)$$

Резонансна частота такого кола може бути розрахована за формулою:

$$f_p = \frac{R_H + R_L}{2\pi \sqrt{R_H^2 L_{ind} C_{ap} - L_{ind}^2}}; \quad (3.10)$$

І, відповідно до параметрів контуру, можна знайти необхідне значення конденсатора:

$$C_{ap} = \frac{(R_H + R_L)^2}{4\pi^2 f_p^2 R_H^2 L_{ind}} + \frac{L_{ind}}{R_H^2}; \quad (3.11)$$

Оскільки напруга на реактивних елементах при резонансі напруг в Q разів більша, ніж напруга живлення, визначимо добротність з умови максимальної напруги елементів $U_{Lind} = U_{Cap} = 1000B$. Тоді, при вхідній напрузі $U_{ex} = 600B$, добротність повинна бути:

$$Q_{\Sigma} = \frac{U_{Lind}}{U_{ex}} = 1,7.$$

Підставивши (3.11) в (3.9) й, прийнявши $f_p = 25\kappa\Gamma\text{ц}$, можна знайти максимальне значення навантаження:

$$R_H = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4}{Q_{\Sigma}} \omega L_{ind} R_{on}}}{0,5Q_{\Sigma}} = 8,1\text{Ом},$$

Тоді, максимальна потужність, яка може бути досягнута з врахуванням максимального навантаження розраховується як:

$$P_{\max} \approx \frac{(U_{Lind})^2}{R_H} = 123,5\kappa Bm,$$

При цьому, навантаження двигуна буде меншим за це значення і розраховується відповідно до максимальної потужності перетворювача з умови роботи одночасно двох секцій, потужність між якими розподіляється, і максимальної потужності 180кВт:

$$P_{1_{\max}} = \frac{P_{\max}}{2} = \frac{180\kappa Bm}{2} = 90\kappa Bm;$$

$$R_H = \frac{(U_{Lind})^2}{P_{1_{\max}}} = 11,1\text{Ом}.$$

Ємність конденсатора, згідно з (3.11) буде дорівнювати $C_{ap} = 516\text{мкФ}$.

Максимальний резонансний струм при цьому буде дорівнювати:

$$I_p = \frac{U_{ex}}{R_{on} + R_H} = 53A;$$

Таким чином, для зменшення резонансного струму I_p до необхідного значення I_{\max_SW11} необхідно відповідно регулювати фазу φ .

Ключі S1-S4 необхідно обирати з умови максимального струму резонансного контуру й максимальної напруги входу з запасом $k_3 = 1,5$:

$$I_{S1_S4} = k_3 \frac{I_p}{\sqrt{2}} \approx 60 A; \quad U_{S1_S4} = 900 V.$$

Висновки до третього розділу

1) В результаті аналізу різних методик формування струму було виявлено, що наявні методи прямого контролю моменту є неефективними, через наявність значних пульсацій обертового моменту або низький КПД. В результаті було розроблено методику формування струму обмоток статора за допомогою квадратурної модуляції амплітуди й використанням декількох секцій на полюсі статора й ротора з формуванням струму полюса, який мінімізує пульсації. Для регулювання амплітуди струму і формування необхідної за величиною сили, струми обмоток секцій формуються із деяким зсувом фаз. Для реалізації необхідної форми струму обмоток було обрано топологію резонансного перетворювача, що забезпечує м'яку комутацію ключів, через що є досить ефективною, особливо при високій частоті роботи.

2) Для досягнення максимальної ефективності запропоновано алгоритм керування двигуна, при якому працює лише один полюс одночасно. При цьому, для формування необхідного струму достатньо використовувати лише один драйвер для всього ВІД, що перемикається між полюсами статора за допомогою двонаправлених ключів.

3) В результаті проведеного розрахунку чисельно визначено основні параметри параметри перетворювача для забезпечення необхідної частоти перемикання з урахуванням максимальної потужності. Як результат, розроблений драйвера має наступні переваги:

- мінімізує кількість модулів перетворювача електроприводу і вимагає лише чотирьох модулів незалежно від полюсів статора;
- як модуль електричного приводу використовується резонансний перетворювач, що мінімізує динамічні втрати;
- завдяки розробленому високочастотному принципу керування перетворювача пульсація обертового моменту зводиться до мінімуму.

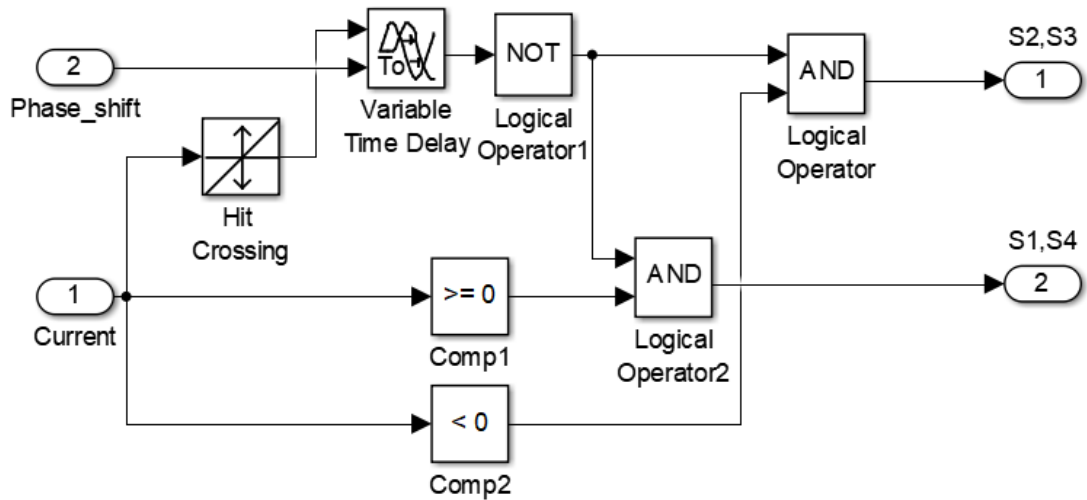


Рис. 4.2. Схема ZCD контролера

Схема керування ZCD за допомогою блоку **Hit Crossing** детектує перехід через нуль і подає сигнал на вхід блоку **Variable Time Delay**, який, у свою чергу, відповідно до сигналу фазового зсуву **Phase_shift** створює затримку вмикання пари ключів.

На рис.4.3. зображено схему електричного драйвера, що складається з чотирьох перетворювачів.

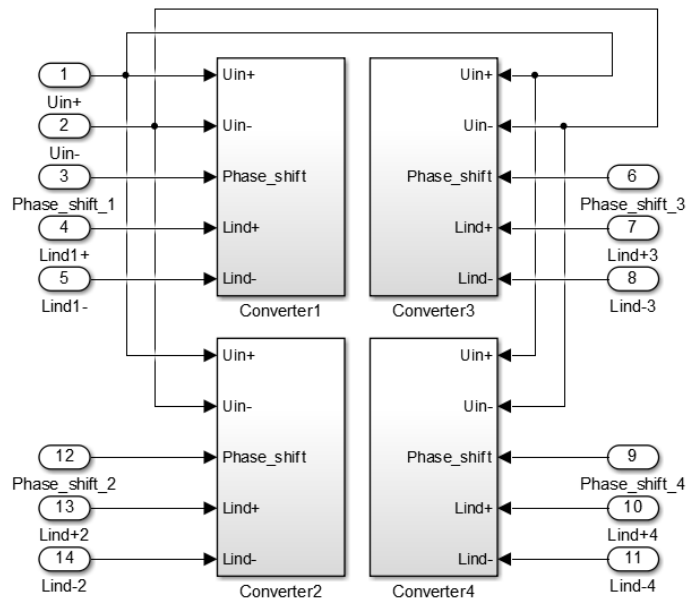


Рис.4.3. Схема електричного драйвера для двухсекційної структури полюса статора

Як можна побачити, у перетворювачів є входи для живлення U_{in+} , U_{in-} та входи для підключення індуктивності L_{ind+} , L_{ind-} , а також входи для регулювання фазового зсуву.

Часові діаграми роботи перетворювача наведено на рис. 4.4. Як можна побачити, між струмами двох секцій I_{sw11} , I_{sw12} й I_{sw21} , I_{sw22} наявний зсув фаз $\pi/2$. Також, видно зсув фаз і паузу при перемиканні ключів обмотки однієї із секцій.

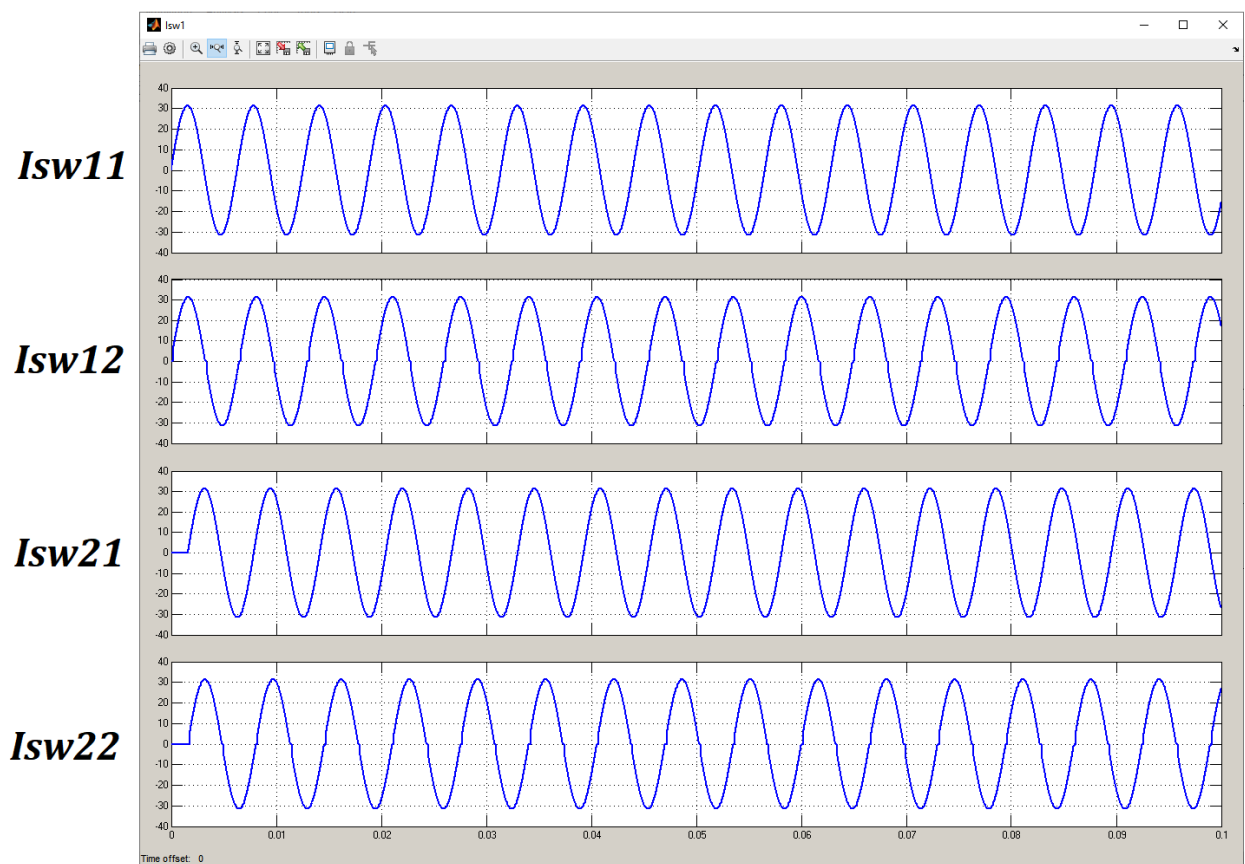


Рис.4.4. Сумарний струм секцій та струм перетворювача

Відповідно до зсуву фаз між обмотками секцій відбувається модуляція амплітуди струму рис.4.5.

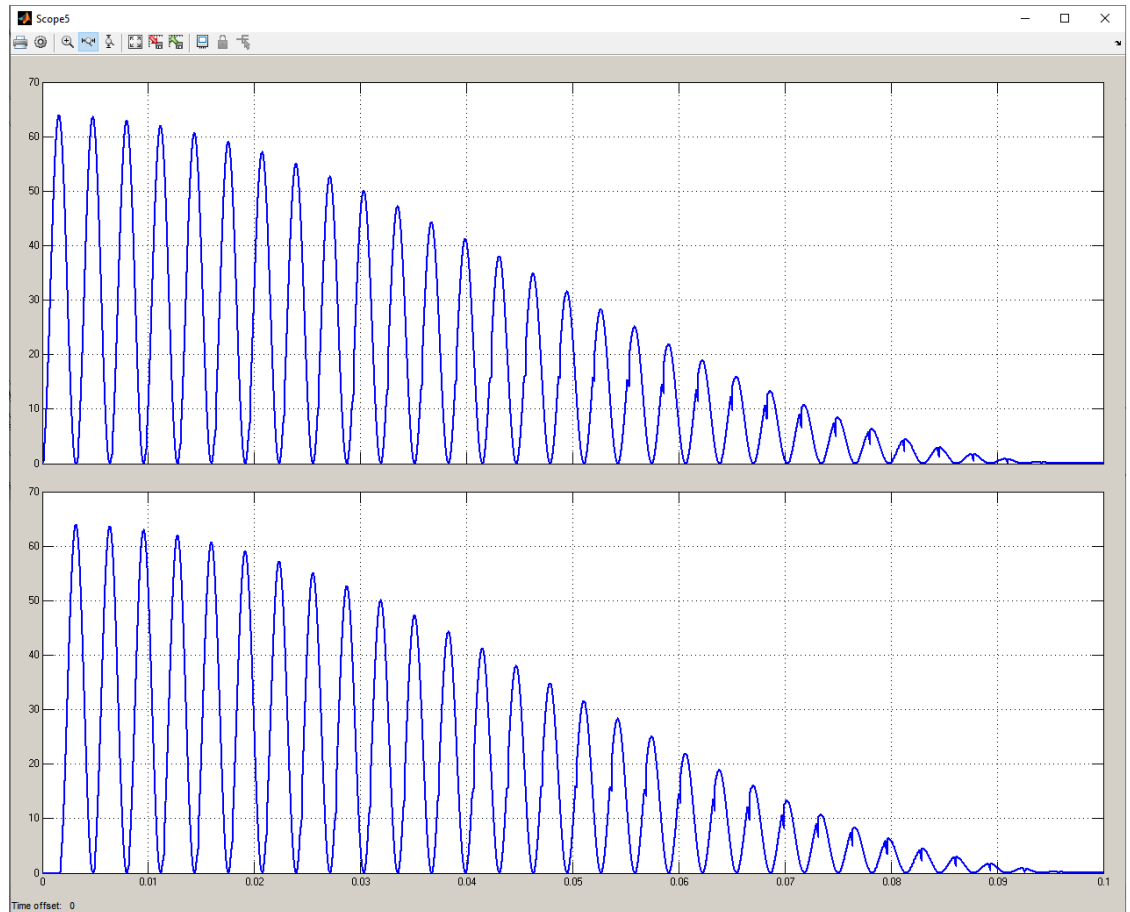
I_{sw1}^2 **I_{sw2}^2** 

Рис.4.5. Сумарний струм секцій

На рис.4.5. видно, що амплітуда струму секцій змінюється відповідно до закону регулювання струму, описаного раніше. При цьому видно, що паузи в перемиканні ключів вводять певне спотворення форми струму, що негативно впливає на роботу двигуна, викликаючи пульсації моменту. Як говорилось раніше, ці пульсації можуть бути зменшені, шляхом збільшення кількості періодів формування сигналу одного полюса. Тоді відношення часу паузи до періоду синусоїди буде меншим і, відповідно пульсація буде меншою.

На рис.4.6 зображено нормовану сумарну силу двигуна, як суму квадратів струм обмоток. Як можна побачити, при кількості періодів на формування струму $T=20$ пульсації мають значну пульсацію величини близько 6,5%.

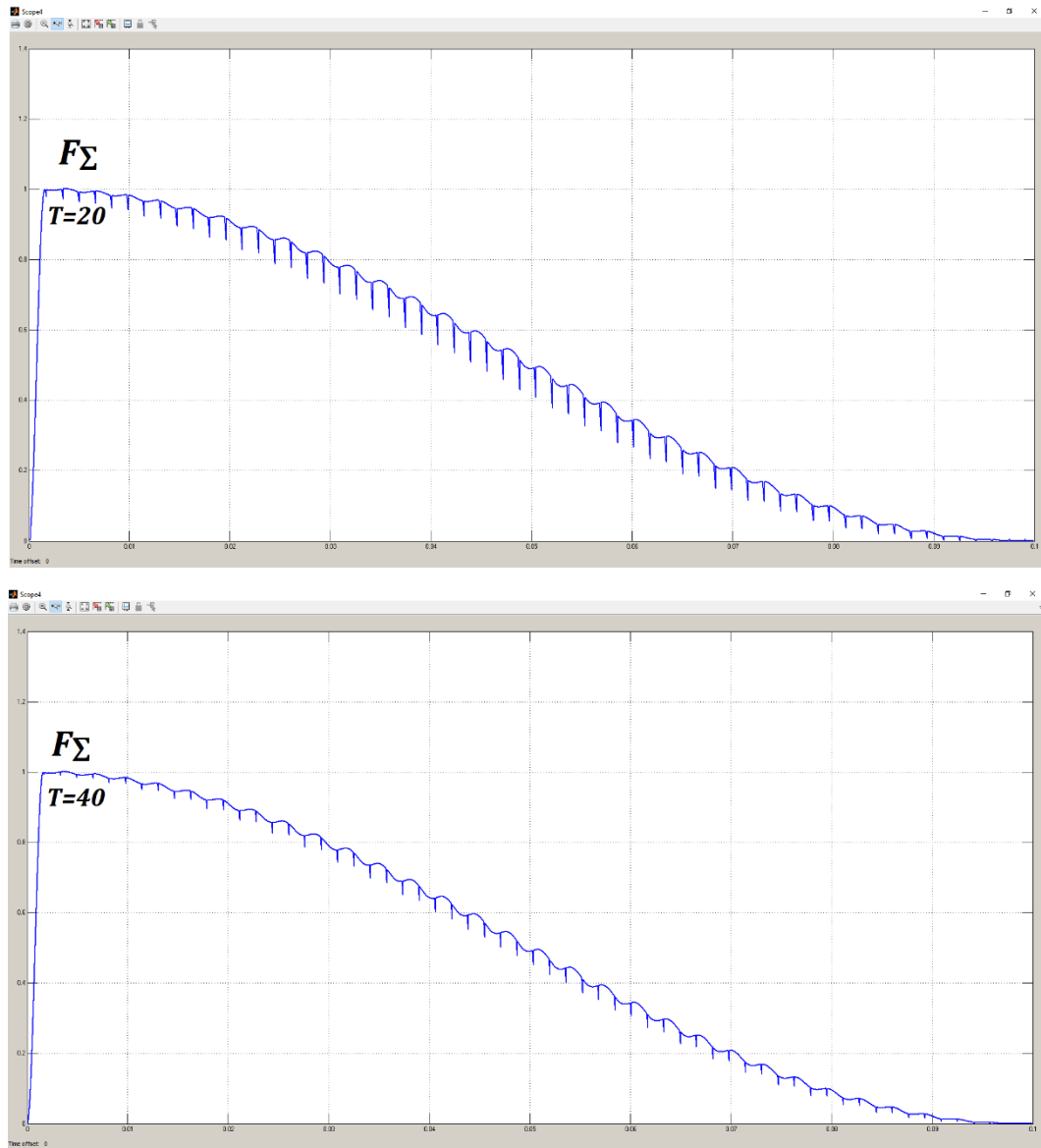


Рис.4.6. Нормована сумарна сила

При використанні кількості періодів $T=40$ пульсації зменшуються в два рази і складають близько 3,25%.

Висновки до розділу

1) Моделювання мостового резонансного перетворювача для драйвера ВІД показало наявність незначних пульсацій струму секцій, що призводить до виникнення пульсацій сумарної сили. Пульсації виникають в результаті паузи між струмами обмоток секції при переході через нуль. Пауза необхідна для формування зсуву фаз. Одним із методів мінімізації даних пульсацій є використання більшої кількості періодів синусоїди для формування струму обмотки одного полюса. Шляхом збільшення кількості періодів з $T=20$ до $T=40$ вдалося досягти зменшення пульсацій з 6,25% до 3,25%.

2) Розроблений драйвер має модульну структуру, що дозволяє використовувати комірки меншої потужності і проводити секціонування.

РОЗДІЛ 5. РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЄКТУ

На даний момент, стартап, як форма розвитку компаній-початківців набула широкого розповсюдження в світі через тотальну капіталізацію, зниження бар'єрів входу на ринок, а також підтримки урядів різних країн. Із появою інтернету ринок збуту значно розширився. Саме інтернет вважається рушієм сучасних стартапів, адже існування таких платформ збору коштів як, наприклад, Kickstarter, дає змогу реалізовувати проєкти, не маючи стартового капіталу і розвивати свої ідеї. Саме тому, за рахунок мобільності, гнучкості та великої кількості стартап-проєктів загальна маса інноваційних ідей у світі зростає.

Проте, ринок стартапів і венчурних інвестицій відзначається дуже високими ризиками. По статистиці лише один із 10-20 стартапів досягає успіху, а усі інші провалюються, не приносячи ніякого прибутку. Початком стартапу є ідея, яка, за умови постійного розвитку перетворюється в багатомільйонну компанію. Головним завданням лідера стартапу на початковому етапі є перетворення його на працюючу бізнес-модель, що починається із побудови концепції товару (послуги) для певної групи клієнтів при наявних ризиках.

Етапи розроблення стартап-проєкту:

1. Маркетинговий аналіз стартап-проєкту

В межах цього етапу:

- формується ідея стартапу, визначаються загальні напрямки використання товару (послуги), йде порівняння з конкурентами;
- аналізуються ринкові можливості для реалізації товару (послуги);
- на базі попереднього аналізу ринку розробляється стратегія виходу на ринок в межах стартапу.

2. Організація стартап-проєкту

В межах цього етапу:

- складається календарний план-графік реалізації стартап-проєкту;
- розраховуються необхідні матеріальні й нематеріальні активи;
- визначаються обсяги виробництва товару, на основі чого формується потреба у матеріальних ресурсах і персоналі;
- проводиться розрахунок загальних початкових витрат для запуску проєкту та плануються загальні витрати, необхідні для реалізації стартапу.

3. Фінансово-економічний аналіз та оцінка ризиків проєкту

В межах цього етапу:

- визначається обсяг інвестиційних витрат;
- проводиться розрахунок основних фінансово-економічних показників стартапу (обсяг виробництва, ціна реалізації продукції, собівартість виробництва, чистий прибуток, податкове навантаження), визначаються показники інвестиційної привабливості проєкту (рентабельність продажів та інвестицій, період окупності проєкту, запас фінансової міцності);
- проводиться розрахунок рівня ризикованості стартапу, визначаються основні ризики у та шляхи їх запобігання (реагування на ризики).

4. Заходи з комерціалізації проєкту

Цей етап спрямовано на пошук інвесторів та просування інвестиційної пропозиції (оферти). Він передбачає:

- визначення цільової групи інвесторів та опису їх ділових інтересів;
- складання інвест-пропозиції (оферти): стислої характеристики проєкту для попереднього ознайомлення інвестора із проєктом;
- планування заходів з просування оферти: планування системи заходів з просування в межах обраної сфери та визначення комунікаційних каналів;
- планування ресурсів для реалізації заходів з просування оферти.

Приведені вище етапи, якщо їх вчасно реалізовано, створюють передумови для успішного ринкового стартапу.

5.1. Опис ідеї проєкту

Ідея стартап-проєкту наведена в табл. 5.1. В табл.5.2 описано сильні, слабкі й нейтральні сторони проєкту.

Таблиця 5.1

Ідея стартап проєкту		
Ідея	Напрямки	Вигоди
<p><u>Зміст:</u> створення тягової системи на базі вентиляно-індукторного двигуна для застосування в електротранспорті тролейбуса, масогабаритні показники й економічність якої покращені. Використання ВІД і розробленого для нього перетворювача дасть змогу більш дешево обновити рушійний склад електротранспорту України й створювати новий транспорт з покращеними характеристиками власного виробництва.</p>	1.Енергетична галузь;	<p>Підвищення ефективності перетворювача ВІД за рахунок використання високочастотного методу формування струму.</p> <p>Зменшення масогабаритних показників перетворювача за рахунок високочастотного методу формування струму обмоток.</p> <p>Мінімізація пульсацій обертового моменту вентиляно-індукторного двигуна, через що розширено можливостей його застосування.</p>
	2. Транспортна галузь;	<p>Зменшення габаритів тягової системи.</p> <p>Економічність розробленої тягової системи.</p> <p>Як результат - збільшення пасажироємності.</p>

--	--	--

Таблиця 5.2

Сильні, слабкі й нейтральні сторони проєкту

Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W слабка сторона	N нейтральна сторона	S сильна сторона
	Мій	Конкурент1	Конкурент2	Конкурент3			
Ефективність перетворення енергії	96%	93%	90%	91%			+
Можливість використання в інших галузях	так	так	так	так		=	
Відносний об'єм двигуна	1	2,75	2	3,5			+

5.2. Технологічний аудит ідеї проєкту

Технологічну здійсненність проєкту наведено в табл.5.3.

Таблиця 5.3

Технологічна здійсненність ідеї

Ідея у	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
Імплементация тягового двигуна й перетворювача до нього в тягову систему тролейбуса для покращення характеристик системи в цілому. Менші габарити перетворювача й двигуна дозволяють зекономити на матеріалах, а також підвищити ефективність рухомого складу, при цьому не нехтуючи надійністю. Оскільки електротранспорт України	Розробка, дослідження, моделювання.	Наявна	Доступна

потребує оновлення, питання є актуальним.			
---	--	--	--

5.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проєкту

Аналіз потенційного ринку у наведено в табл. 5.4., а характеристика потенційних клієнтів в табл.5.5.

Таблиця 5.4

Попередня характеристика потенційного ринку стартап проєкту

<i>Показники стану ринку</i>	<i>Характеристика</i>
Кількість головних гравців, од	3
Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	-
Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Необхідність стартового капіталу
Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Немає
Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	28,5%

Таблиця 5.5

Характеристика потенційних клієнтів стартапу

<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
Застарілий рухомий склад міст України вимагає розробку найекономічніших варіантів його оновлення, що і формує потребу.	1)Приватні підприємства, які виготовляють електротранспорт. 2)Уряд, з метою співробітництва і створення виробництва на базі державного фінансування.	Актуальній як в складних умовах, так і в умовах спокою.	- до продукції: Ефективність Надійність Економічність - до компанії-постачальника: Чесність Надійність Технічна підтримка

Фактори загроз, їх зміст та можлива реакція наведені в табл.5.6.

Таблиця 5.6

Фактори загроз

<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Конкуренція	Можливість появи аналогічного продукту з кращими характеристиками.	Оптимізація структури й алгоритмів керування.

В табл. 5.7 наведено фактори можливостей, їх зміст та можливу реакцію компанії.

Таблиця 5.7

Фактори можливостей

<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
Низькі пульсації обертового моменту.	Низькі пульсації моменту покращують зносостійкість і віброакустичні характеристики. А також покращують ефективність перетворення енергії.	Залучення клієнтів шляхом маркетингу
Менші масогабаритні параметри	Менші масогабаритні параметри дозволяють збільшити пасажиромісткість і облегшити сам транспорт, через що досягається більша ефективність.	Залучення клієнтів шляхом маркетингу

В табл. 5.8 наведено результати ступеневого аналізу конкуренції на ринку.

Таблиця 5.8

Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Тип конкуренції: чиста	В кого краще - в того купують	Покращення якості товару
2. За рівнем	Належить до вузького ринку	Розширення функціоналу

конкурентної боротьби: світова	збуту;	та орієнтації користувачів
3. За галузевою ознакою: міжгалузева	Може бути використана в декількох галузях, які працюють з електротранспортом	Розширення функціоналу та галузей застосування, покращення ефективності двигуна
4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Відрізняється методом перетворення електричної потужності в механічну	Оптимізація структури й покращення ефективності
5. За характером конкурентних переваг: цінова та нецінова	Чим дешевше – тим привабливіше; Чим краще – тим рентабельніше;	Покращення цінової політики та якості товару
6. За інтенсивністю: не марочна	Жорстка конкуренція	Не агресивні форми піару

В табл.5.9 наведено фактори конкурентоспроможності та обґрунтування їх значущості.

Таблиця 5.9

Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проєктів значущим)</i>
Ціна	Серед схожих по характеристикам систем обиратимуть ту, яка дешевше
Якість	Серед схожих по ціні систем обиратимуть яка має кращі характеристики
Відомість	При рівності двох перших факторів обиратимуть більш відомий товар

Результати порівняльного аналізу сильних та слабких сторін наведено в табл.5.10.

Таблиця 5.10

Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «DP»

<i>Фактор конкурентоспроможності</i>	<i>Бали 1-20</i>	<i>Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з DP</i>						
		-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
Ціна							+	
Якість						+		
Відомість		+						

В табл.5.11 наведено аналіз слабких, сильних сторін стартап-проєкту а також можливості та загрози.

Таблиця 5.11

SWOT- аналіз стартап-проєкту

Сильні сторони: Нижчі пульсації обертового моменту; Менші габарити; Простота системи; Надійність;	Слабкі сторони: Немасовість Складність реалізації системи керування
Можливості: Можливість покращення алгоритму керування для підвищення ефективності; Можливість оптимізації за рахунок вибору більш ефективної структури; Можливість розширення сфери застосування.	Загрози: Поява більш ефективних топологій

5.4. Розробка маркетингової програми стартап-проекту

Визначимо базову стратегію конкурентної поведінки для розроблення маркетингової програми стартап-у. Результати наведені в табл. 5.12.

Таблиця 5.12

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>Чи є «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки*</i>
З точки зору принципів побудови – ні З точки зору обраної структури й алгоритму керування – так	Шукати нових, а також забирати у конкурентів.	Так – принцип побудови перетворювача	Стратегія заняття конкурентної ніші

В табл. 5.13 наведено визначення ключових переваг концепції потенційного товару, тобто, вигоду, яку пропонує дана система для споживачів.

Таблиця 5.13

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
Оновлення рухомого складу й створення нового на базі підприємств України	Ефективність та конкурентноспроможність	Дешевизна й надійність розроблюваної тягової системи. Кращі масогабаритні характеристики. Технічна підтримка

В табл.5.14 наведено рівень цін на товари замітки та аналоги, а також верхня та нижня межа ціни на систему.

Таблиця 5.14

Визначення меж встановлення ціни

<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
110-125% від ціни нашого продукту	100-120% від ціни нашого продукту	від 1000000 грн	120000-150000грн

Формування системи збуту наведено в табл.5.15

Таблиця 5.15

Формування системи збуту

<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
Масова закупка, можливо на державному рівні	Збут товару	Усі можливі канали збуту (глибока)	Власна

Висновки до п'ятого розділу

1) В результаті проведеного маркетингового аналізу перспектив реалізації запропонованих науково-технічних рішень та пропозицій, оцінювання можливостей їх ринкового впровадження можна стверджувати, що розроблена тягова система має комерційні можливості виходу на ринок та може бути рентабельною. Необхідність оновлення рухомого складу електротранспорту України робить доцільним розвиток даного стартапу, але умови ринку, на даний момент, досить жорсткі.

2) Стартап має високі перспективи впровадження з огляду на сучасний внутрішній і зовнішній ринок в умовах переходу від двигунів внутрішнього

згорання на електротранспорт у всіх великих містах світу. Перешкодами входження на ринок може бути тиск з боку великих фірм монополістів, що займаються розробкою аналогів довгий час і мають ім'я. Також, перешкодою є необхідність залучення великої кількості висококваліфікованих кадрів для покращення й оптимізації системи. Але, якщо правильно розставити пріоритети, з самого початку зарекомендувати компанію як надійного партнера, має великі шанси на прибуток. Подальший розвиток стартапу є доцільним.

ВИСНОВКИ

1) В результаті проведеного аналізу тягових систем електротранспорту, а також тягових двигунів і перетворювачів до них було виявлено, що покращення масогабаритних показників системи є актуальним питанням, так як суттєво впливає на загальну ефективність рухомого складу. На даний момент, в тягових системах користуються популярністю системи на основі асинхронних двигунів, а також на основі двигунів із постійними магнітами. Як перспективна заміна розглядається вентильно-індукторний двигун, який має низькі масогабаритні показники, просту і надійну структуру. Недоліками даного типу двигуна є наявність значних пульсацій обертового моменту, а також складність системи керування, що і робить даний тип двигунів нерозповсюдженим на даний момент. Використання даного типу двигуна як тягового дасть можливість значно покращити характеристики тягової системи.

2) При цьому, необхідним є оптимізація структури двигуна й перетворювача до нього, для мінімізації недоліків. У даній роботі запропоновано структуру полюсів з С-подібними полюсами із магнітом'якого матеріалу, які розміщуються у корпусі ротора й статора, виготовленого із немагнітного матеріалу. Це дає змогу додатково покращити масогабаритні характеристики і ціну, а також, за рахунок зменшення довжини магнітної лінії, знизити втрати на перемагнічення. В результаті роботи було досліджено залежність величини корисного магнітного потоку від координати. Оптимальною виявилась конфігурація $n+1/n$ так як забезпечує максимальне розміщення полюсів у корпусі ротора. Також, на основі досліджень, було математично описано форму струму для забезпечення постійної сили з врахуванням розподілу потоків між кількома полюсами ротора.

3) Аналіз максимальної сили й ефективності різної кількості полюсів структури $n+1/n$ показав, що при одночасному використанні одного полюса

статора максимальна сила досягається при $n=5$ і ефективності в $k_{\text{еф}}=0,72$. При одночасному використанні більшої кількості полюсів статора максимальне значення сили в заданих габаритах було досягнуто при $n=7$ і ефективності $k_{\text{еф}}=0,52$. В результаті проектування й розрахунку вентильно-індукторного двигуна вдалося досягти зменшення об'єму в 2,75 разів, а також досягти більшої в 6,3 разів потужності у порівнянні з асинхронним двигуном ДТА-1У.

4) Короткий огляд і порівняльний аналіз топологій перетворювачів, які використовуються для керування вентильно-індукторними двигунами показав, що існуючі алгоритми або забезпечують значні пульсації обертового моменту, або мають низьку ефективність. Розроблений алгоритм керування ВІД дозволяє, на основі заздалегідь відомої характеристики руху ротора, формувати заздалегідь відому форму струму перетворювача у певні моменти, через що, як пульсації моменту, так і ефективність перетворювача оптимізовано. Як топологія перетворювача була обрана мостова резонансна схема, так як вона забезпечує м'яке перемикання ключів. При цьому, індуктивність обмотки використовується як елемент резонансного контуру. Драйвер має модульну структуру, що дає можливість розподілити потужність між секціями, знизивши навантаження на окрему секцію. Регулювання амплітуди синусоїди відбувається шляхом формування зсуву фаз обмоток однієї секції. Було приведено основні формули для розрахунку перетворювача, а також розраховано перетворювач для двигуна.

5) Симуляція роботи модульного резонансного перетворювача підтвердила правильність попередніх розрахунків і алгоритму керування. В результаті моделювання, було отримано графіки струмів і графіки сумарної сили одного перетворювача. Проведено порівняльну характеристику при модуляції заданої форми струму різною кількістю періодів синусоїди. При використанні $T=20$ періодів, пульсації склали близько 6,5% , а при $T=40$ – 3,25%. Тобто, при збільшенні кількості періодів пульсації моменту зменшуються.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Boukoberine M. N., Zhou Z., & Benbouzid M., «A critical review on unmanned aerial vehicles power supply and energy management: Solutions, strategies, and prospects», *Applied Energy*, 2019, 255, DOI:10.1016/j.apenergy.2019.113823.
2. Laskaris K. I. & Kladas A. G., «Internal Permanent Magnet Motor Design for Electric Vehicle Drive», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1), 2010, 138–145, DOI:10.1109/tie.2009.2033086.
3. Widmer J. D., Martin R., & Kimiabeigi M. (2015), «Electric vehicle traction motors without rare earth magnets», *Sustainable Materials and Technologies*, 2015, 3, pp. 7–13., DOI:10.1016/j.susmat.2015.02.001.
4. Ramu Krishnan, «Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives», CRC Press, 2010, 611 p., DOI: 10.1201/9781420014235.
5. Chiba A. & Kiyota K., «Review of research and development of switched reluctance motor for hybrid electrical vehicle», *IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2015, pp. 127-131, DOI:10.1109/wemdc.2015.7194520.
6. Jiang C., Chau K. T., Liu C. & Han W., «Design and Analysis of Wireless Switched Reluctance Motor Drives», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 1–1, DOI:10.1109/tie.2018.2829684.
7. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины – Изд. в 2-х т. 2-е изд. - М.: Издательство МЭИ, 2004. – 652 с.
8. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // *Электричество*. – 1997. – №8. – С.35–44.
9. Бут Д.А., Чернова Е.Н. Линейные вентильно-индукторные двигатели. Часть 1 // *Электричество*. – 1999. – №12. – С. 32-41.
10. Черных М. Внедрение энергоэффективного оборудования и технологий на подвижном составе городского электротранспорта Украины / М. Черных, В. Качимов [Электронный ресурс]. – Коммунальное хозяйство

городов. – 2009. – №88. – с 263-266. – Режим доступа до журналу.: http://eprints.kname.edu.ua/13758/1/263-266_Черны_М.pdf

11. Максимов А.Н., Городской электротранспорт: Троллейбус: Учебник для нач. проф. Образования, Издательский центр «Академия», 2004. -256с. , С. 19.

12. Руководство по експлуатації троллейбуса, Автобусный завод ОАО «Минский автомобильный завод», Троллейбус МАЗ 203Т, Минск – 2015., С. 69-72.

13. Коган Л.Я., Корягина Е.Е., Белостоцкий И.А., Устройство и эксплуатация троллейбуса, [Электронне джерело] / Режим доступа - <http://trolley.ruz.net/info/pte/chapter07.htm>

14. З великої радянської енциклопедії, «Подвижной состав электрических железных дорог», Тяговые электромашины и трансформаторы, 3 изд., М., 1968.

15. Andreas Steimel Electric Traction - Motive Power and Energy Supply: Basics and Practical Experience Oldenbourg Industrieverlag, 2008 ISBN 3835631322 ; Chapter 6 "Induction Traction Motors and Their Control"

16. Часть 4. Электрические машины специального назначения. Раздел 20. Тяговые электрические машины // Справочник по электрическим машинам / Под общ. ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — Т. 2. — 688 с. — ISBN 5-283-00531-3, ББК 31.261, УДК 621.313(035.5)

17. А.И.Вольдек. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. заведений. изд. 2-е, перераб. и доп.-Ленинград: Энергия, 1974.

18. Леонтьев Г. А., Зенина Е. Г. Исследование асинхронных двигателей с короткозамкнутым и фазным ротором. — Волгоград.: Волгоградский гос. тех. ун-т., 2000.

19. "Discussion on the 'Regenerative braking of electric vehicles' (Hellmund) Pittsburgh, PA". Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. 36: 68. 1917. Retrieved 11 March 2014.

20. Корягина Е.Е., Электрооборудование трамваев и троллейбусов. Учебник для техникумов городского транспорта. Е.Е. Корягина, Коськин О.А – М.: Транспорт, 1982 . – 296 с.

21. Ефремов И.С. Троллейбусы (теория, конструкция и расчёт). Изд.3, исправленное и дополненное. Учебник для вузов по спец. «Городской электрический транспорт» / И.С. Ефремов М. «Высш. школа». 1969. – 488с.

22. Санников Н. Bombardier Transportation Современные транспортные решения для городской среды. [Электронный ресурс]. – Презентация для 1-го международного инвестиционного форума «Модернизация инфраструктуры российских городов: путь – 2018». – Москва, 5-6 июля 2012 г. – Режим доступа: shorturl.at/bgoyO

23. Король В. Особенности применения тягового асинхронного электропривода в составе рельсового транспорта. [Электронный ресурс]. – Механика Машин, Механизмов и Материалов. – 2012, № 1 (18). – Режим доступа: http://oim.by/dfiles/000702_259729_3.pdf

24. З. М. Дубровский, В. И. Попов, Б. А. Тушканов. Грузовые электровозы переменного тока: Справочник. — М.: Транспорт, 1991. — 464 с. — ISBN 5-277-00927-2, ББК 39.232.

25. Воскобович, В.Ю. Электроэнергетические установки и силовая электроника транспортных средств / В.Ю. Воскобович, Т.Н. Королёва, В.А. Павлова. - СПб.: Элмор, 2001. – 384 с.

26. Донской, Н. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон // Силовая электроника. - 2008. - №1. - С.43-46.

27. Обзор эксплуатируемых в украине систем тягового привода троллейбусов Тимошок Д.С., магистрант, Воронко А.Б., аспирант, Ковбаса С.Н., к.т.н., доц. НТУУ «КПИ», кафедра автоматизации электромеханических систем и электропривода.

28. Антюхин, В.М. Устройства силовой электроники железнодорожного подвижного состава / В.М. Антюхин, А.А. Богомяков,

Ю.А. Евсеев и др. под ред. Ю.М. Иньков и Ф.И. Ковалёва. - М.: ФГБОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2011. - 471 с.

29. «Электродвигатели тяговые асинхронные для приведения в движение троллейбуса, серии ДТА (ТАД)» [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://se33.ru/traction-motors/29-traction-motors/158-dta.html>

30. Yu, Q., Bilgin B., & Emadi A., «Design considerations of switched reluctance machines with high power density», IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2016. DOI:10.1109/itec.2016.7520226.

31. Mukhopadhyay, J., Sengupta, S., & Choudhuri, S., «Drive Strategies For Switched Reluctance Motor - A Review», Michael Faraday IET International Summit 2015, 2015. DOI:10.1049/cp.2015.1619.

32. Герасимов В. Г., Кузнецов Э. В., Николаева О. В. Электротехника и электроника. Кн. 2. Электромагнитные устройства и электрические машины. — М.: Энергоатомиздат, 1997. — 288 с. — ISBN 5-283-05005-X.

33. Miller T. Switched Reluctance Motors and Their Control. – Oxford University Press, 1993.

34. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели. М.: Издательство МЭИ, 2002.

35. Голландцев Ю.А. Вентильные индукторно-реактивные двигатели. СПб.: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 2003. – 148 с.

36. Ильинский, Н.Ф. Вентильно-индукторный привод для легких электрических транспортных средств [Текст] / Н.Ф. Ильинский, М.Г. Бычков // Электротехника. – 2000. – №2. – С. 28-31.

37. Karii M. O., Pavliuchenko V. L., Zhuikov V. Y., Verbytskyi Y. V., Yamnenko Y. S., “Elektropryvid z ventylno-induktornym elektrodvyhunom”[Electric drive with switched-reluctance motor], Patent UA 127633 U, 2018.

38. Зевеке Г.В. Основы теории цепей / Г.В. Зевеке, П.А. Ионкин, А.В. Нетушил, С.В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528с.

39. Deng X., Mecrow, B., Gadoue, S., & Martin, R., «A torque ripple minimization method for six-phase switched reluctance motor drives», XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2016, DOI:10.1109/icelmach.2016.7732641.

40. Xue X. D., Cheng K. W. E., & Ho, S. L., «Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives», IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(9), 2076–2090, DOI:10.1109/tpe1.2009.2019581.

41. Liaw C.-M., Hu K.-W., Wang J.-C., & Ho C. Y., «Development and Operation Control of a Switched-Reluctance Motor Driven Flywheel», IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 1–1, DOI:10.1109/tpe1.2018.2814790.

42. Deng X., & Mecrow B. «Design and comparative evaluation of converter topologies for six-phase switched reluctance motor drives». The Journal of Engineering, 2019 (17), pp. 4017–4021, DOI:10.1049/joe.2018.8031.

43. Hu Y., Wang T. & Ding, W. «Performance evaluation on a novel power converter with minimum number of switches for a six-phase switched reluctance motor». IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 1–1, DOI:10.1109/tie.2018.2840480.

44. Ellabban O. & Abu-Rub H., «Switched reluctance motor converter topologies: A review», IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 840-846, DOI:10.1109/icit.2014.6895009.

45. Denisov Y., Gorodny A., Gordienko V., Yershov R., Stepenko S., Kostyrieva O., & Prokhorova A., «Switch operation power losses of quasi-resonant pulse converter with parallel resonant circuit», IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2016, DOI:10.1109/elnano.2016.7493078.

46. Лохов С.П. Повышение энергетической и технологической эффективности комплексов с вентильными преобразователями: дисс.... д – ра техн. наук: 05.09.03 / Лохов Сергей Прокопьевич. – Челябинск, 2000. – 245 с.

47. Ievgen Verbytskyi, Oleksandr Bondarenko, Dmitri Vinnikov. «Multicell-type current regulator based on Cuk converter for resistance welding», IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, 2017, Pp. 1 – 6. DOI:10.1109/RTUCON.2017.8124844.

48. Galkin I.; Blinov A.; Verbytskyi I.; Zinchenko D., «Modular Self-Balancing Battery Charger Concept for Cost-Effective Power-Assist Wheelchairs», Energies 2019, 12, 1526, DOI: 10.3390/en12081526.

49. Вольдек А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек. – Л.: Энергия, 1974 – 839 с.

50. Проектирование вентильно-индукторных машин общепромышленного назначения/ Н.Ф. Ильинский, Й. Штайнбрунн, Ю.И. Прудникова и др./ Вестник МЭИ. 2004. №1. С. 37–43.

ABSTRACT

Actuality of theme. At present, asynchronous motors have become popular in electric vehicles due to a number of their advantages, such as stability, relatively high efficiency and simplicity of design. However, it is important to note a number of disadvantages of asynchronous motors, such as high starting currents, the complexity of the control system. Another popular type of motor is electric motors with permanent magnets. They are often used in medium and low power vehicles due to high specific power and high torque. However, due to the fact that the price of neodymium magnets has been rising recently, the topic of finding alternative motors made of cheaper materials is relevant. One of the promising alternatives is a switched-reluctance motor (SRM), which can be constructed of ferrite cores or electrical steel. Despite the simple design, low production cost, high dynamic performance, simple power distribution between engine sections, high operational reliability, it is not widely used due to insufficient torque and low power density, as well as the complexity of the electric driver. At the moment, these shortcomings are successfully eliminated: special engine topologies are used, integrated control schemes are developed. A significant reduction in the pulsations of the electromagnetic moment can be achieved by forming a special form of phase currents. By changing the shape of the trailing edge of the stator wave, noise and pulsations of the moment can be significantly reduced. A certain reduction in the pulsations of the electromagnetic moment is achieved by compensating of higher flux harmonics. However, despite the large amount of research on this issue, the issue has not been definitively resolved and new ways need to be found to solve it. The dissertation is devoted to research and development of structure of the switched-reluctance motor and its driver for use in traction system of the trolleybus.

The aim of the study is to determine the optimal structure of the traction valve-induction motor and create a driver for its effective control based on a high-efficiency resonant converter.

To achieve this goal it is necessary to solve the following tasks:

- study of existing traction systems and requirements for them;
- study of possible topologies of the main components of the traction system;
- research of traction SRM and search of optimal topology of rotor and stator;
- study of the conditions for ensuring maximum engine efficiency;
- study of possible topologies of converters that can provide the required mode of operation of the engine;
- calculation of the engine and the converter to it;
- simulation of the driver to detect torque ripples;

The object of research is the valve-induction motor and its driver.

The subject of the study is to improve the characteristics of the traction system for a trolleybus based on a valve-induction motor.

Scientific novelty of the obtained results:

1. For the first time a method of control of the valve-induction motor at the increased intermediate frequency was developed, which allowed to reduce the mass and dimensions of the motor, as well as to improve the vibroacoustic characteristics.

2. For the first time the form of current of windings of a stator of the motor of the set topology for maintenance of the minimum pulsations of a torque and achievement of the maximum efficiency is described.

The practical significance of the results:

1. The analysis and development of SRM with the special structure which provides the improved mass and dimensional characteristics that allows to reduce expenses for production of the engine and to expand scope of SRM is carried out.

2. The optimal shape of the current of the motor stator windings to ensure the minimum pulsations of torque and ensure maximum efficiency of the motor.

3. As a result, the developed structure of SRM with the driver and the offered control algorithm can be applied in other spheres.

Approbation of work. The main theoretical provisions and results of the master's research were presented in reports at scientific and scientific-technical conferences:

1. 19th International Symposium TOPICAL PROBLEMS IN THE FIELD OF ELECTRICAL AND POWER ENGINEERING, Tartu 2020 with the topic "Control Strategy of High Frequency Switched Reluctance Motor".

2. International Scientific and Technical XIII Conference of Young Scientists "Electronics 2020" on "Strategy for controlling the electric drive of a switched-reluctance motor with improved characteristics."

Publications. The main content of the dissertation is reflected in 2 articles in scientific journals according to the list of the Higher Attestation Commission of Ukraine:

1. "Electronic and acoustic engineering" on "Strategy for controlling the electric drive of a switched-reluctance motor with improved characteristics", Kyiv 2020.

2. "Microsystems, Electronics and Acoustics" on "Features of design and control of a switched-reluctance motor with minimization of torque ripple", Kyiv 2020.

Structure and scope of the dissertation: The dissertation consists of an introduction, 5 sections, conclusions and a list of sources used. The total volume of the dissertation is 95 pages, including 85 pages of the main content, 33 figures, 18 tables, list of used sources of 50 items.