

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
(повне найменування закладу вищої освіти)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки  
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій  
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

## Пояснювальна записка


до кваліфікаційної роботи


магістр  
(ступінь вищої освіти)

на тему

**Розроблення, розрахунок і дослідження вентильного індукторного  
двигуна з послідовною обмоткою збудження**

Виконав: студент 2 курсу, групи 601МЕ  
спеціальності 141 «Електроенергетика,  
електротехніка та електромеханіка»  
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Вишневецький І.О.   
(прізвище та ініціали)

Керівник Кожушко Г.М.   
(прізвище та ініціали)

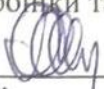
Рецензент Кислиця С.Г.  
(прізвище та ініціали)

Полтава - 2025 рік

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
 Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій та  
 робототехніки  
 Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій  
 Ступінь вищої освіти Магістр  
 Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри автоматки,  
 електроніки та телекомунікацій

 О.В. Шефер  
 “ 02 ” 09 2024 р.

## **З А В Д А Н Н Я**

### **НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

**Вишневському Іллі Олександровичу**

1. Тема проекту (роботи) **«Розроблення, розрахунок і дослідження вентильного індукторного двигуна з послідовною обмоткою збудження»**  
 керівник проекту (роботи) **Кожушко Григорій Мефодійович, д.т.н., проф.**  
 затверджена наказом вищого навчального закладу від “ 09 ” 09 2024 року № 818-ф, а
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 19.12.2024 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи) Вентильний індукторний двигун з послідовною обмоткою збудження
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Огляд літератури з питань теорії і застосування вентильного індукторного двигуна. Розрахунок потужності, вибір та перевірка вентильного індукторного двигуна з послідовною обмоткою збудження. Опис конструкції вентильного індукторного двигуна. Математичне моделювання. Дослідження перехідних процесів. Визначення якості та стійкості побудованої системи автоматичного керування.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
  - 1) загальний вигляд;
  - 2) функціональна схема електропривода;
  - 3) принципова схема електропривода;
  - 4) структурна схема САК;
  - 5) графіки визначення стійкості та логарифмічні характеристики);
  - 6) плакати дослідної частини;
  - 7) Висновки по роботі.

6. Дата видачі завдання 02.09.2024 р.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін та обсяг виконання етапів роботи			Примітки (плакати)
		Термін	Категорія	Обсяг	
1	Огляд літератури з питань теорії і застосування вентильного індукторного двигуна	07.10.24		15%	Пл. 1
2	Розрахунок потужності, вибір та перевірка вентильного індукторного двигуна з послідовною обмоткою збудження	16.10.24	I	25%	Пл. 2
3	Опис конструкції вентильного індукторного двигуна	05.11.24		40%	Пл. 4
4	Розроблення математичної моделі електромагнітних процесів вентильного індукторного двигуна	12.11.24		50 %	Пл. 5
5	Розрахунок теплових процесів в ДВІ. Теплові схеми заміщення.	19.11.24	II	60%	Пл. 6
6	Визначення якості та стійкості системи автоматичного керування	26.11.24		70%	Пл. 7
7	Дослідження та аналіз розробленої системи керування	11.12.24		90%	Пл. 9
8	Оформлення пояснювальної записки	19.12.24	III	100%	Пл. 10

Магістрант



(підпис)

Вишневецький І.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи



(підпис)

Кожушко Г.М.

(прізвище та ініціали)

## ЗМІСТ

	Стор.
ВСТУП.....	5
1. ОБ'ЄКТ, МЕТОДИ І ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	8
1.1. Огляд літератури з питань теорії і застосування вентильних індукторних двигунів.....	8
1.2. Вентильний індукторний двигун з послідовною обмоткою збудження.....	9
1.2.1. Вентильний електродвигун.....	9
1.2.2. Опис конструкції вентильних індукторних двигунів.....	16
1.2.3. Способи включення послідовної обмотки збудження.....	30
1.3 Вибір методу дослідження.....	36
2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ ВЕНТИЛЬНИХ ІНДУКТОРНИХ ДВИГУНІВ З ПОСЛІДОВНОЮ ОБМОТКОЮ ЗБУДЖЕННЯ.....	43
2.1 Основні поняття та припущення.....	43
2.2. Формування системи диференціальних рівнянь. Схеми заміщення магнітних ланцюгів ДВІ з послідовною обмоткою збудження.....	45
2.3. Алгоритм розрахунку електромагнітних параметрів і характеристик ДВІ з послідовною обмоткою збудження.....	52
3. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В ДВІ.....	65
3.1 Оцінка теплового стану електричної машини. Цілі і завдання.....	65
3.2 Метод еквівалентних теплових схем заміщення стосовно ДВІ.....	67
3.3. Розрахунок теплових процесів в ДВІ. Теплові схеми заміщення. Метод кінцевих елементів.....	74
3.4. Особливості розрахунку теплових процесів в ДВІ для тягового приводу.....	82
4. РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ І ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНАХ.....	88
4.1. Опис об'єктів дослідження.....	88
4.2. Результати розрахунку електромагнітних параметрів і характеристик електродвигунів.....	92
4.3. Результати розрахунку теплових процесів в вентильних індукторних електродвигунах при різних умовах роботи.....	97
ВИСНОВКИ	102
ЛІТЕРАТУРА	103
ДОДАТКИ	

## ВСТУП

Однією з тенденцій розвитку сучасного електроприводу є постійне розширення сфери застосування регульованого електроприводу [1-3]. Електрична машина для сучасного приводу повинна мати хороші регульовальні та динамічні характеристики, мати технологічну і надійну конструкцію, високий ККД, здатність тривалий час працювати в широкому діапазоні швидкостей обертання, забезпечувати задані характеристики при живленні від напівпровідникових перетворювачів з сучасними алгоритмами управління.

У ряді областей потрібна робота в межах механічної характеристики гіперболічного виду (тягової характеристики) при хороших динамічних якостях приводу й широкому діапазоні регулювання обертального моменту. Це відноситься до електроприводів великовантажних автомобілів, тепловозів та інших транспортних засобів, електроприводам вантажопідйомного обладнання, приводам електроінструменту різного призначення і потужності. Особливістю умов функціонування перерахованих вище двигунів є широкий діапазон зміни навантажень і частоти обертання валу, що призводить до суттєвих перерозподілів втрат в міді і стали в залежності від режиму роботи.

В даний час в цих областях в складі регульованого приводу широко застосовуються електродвигуни постійного струму з послідовною обмоткою збудження.

Основним недоліком двигунів постійного струму (ДПС) є наявність в них щітково-колекторного вузла. При цьому всі зростаючі технічні вимоги до електроприводу і до електричних машин зокрема спонукають до розробки нових електродвигунів нетрадиційних конструкцій.

Альтернативою приводам з двигунами постійного струму є приводи з вентильними двигунами (ВД) [4-5].

У складі ВД можуть використовуватися електричні машини різного типу. Як виконавчі безколекторних двигунів постійного струму широкого застосування отримали вентильні двигуни з порушенням від постійних

магнітів [6-8]. Цей тип приводу найбільш перспективний для верстатобудування та робототехніки, однак, є найдорожчим.

Для загальнопромислового застосування перспективними є індукторні двигуни з самозбудженням (в зарубіжній літературі мають назву Switched Reluctance Motors). Такі двигуни добре вивчені: різним аспектам їх розробки і дослідження присвячено багато статей та доповіді як в нашій країні [9-12], так і за кордоном [13-18].

Реалізація тягових характеристик, найбільш просто здійснюється при використанні електродвигунів з послідовною обмоткою збудження, може бути забезпечена в ВД на базі одноіменнополюсних індукторних машин. Надалі такі двигуни будемо називати вентильними індукторні двигунами (ДВІ).

Двигуни цього типу прості у виготовленні, технологічні, надійні, мають малі втрати в роторі, мають гарні регульовальні властивості, здатні працювати в складних умовах навколишнього середовища.

Незважаючи на те, що машини подібного класу відомі вже досить давно, вихід на великі потужності двигунів став можливим виключно завдяки досягненням сучасної електроніки.

Для створення конкурентоспроможних ДВІ з послідовною обмоткою збудження потрібні методики їх перевірочного розрахунку, що включають електромагнітні і теплові розрахунки, які дозволили б проводити розрахунки інтегральних значень і часових залежностей параметрів і характеристик двигуна, а також уточнити з урахуванням заданого критерію геометричні та обмотувальні дані електродвигуна, провести розрахунок на необхідні показники і вибрати алгоритм управління.

У публікаціях, що стосуються вентильних двигунів з електромагнітним збудженням, в основному розглядаються двигуни незалежного збудження [2-4, 6-8]. У той же час в цих публікаціях недостатньо уваги приділено методам розрахунку електромагнітних і теплових процесів, що протікають в машинах такого типу, а особливо, що стосуються машин послідовного збудження, практично не розглядалося.

З урахуванням сказаного можна зробити висновок, що розробка і дослідження вентильних індукторних електродвигунів з послідовною обмоткою збудження є актуальним завданням. А створення методик перевірного розрахунку є необхідною базою для аналізу і синтезу електромеханічних систем такого класу в цілому.

Мета магістерської роботи полягає в розробці математичних моделей електромагнітних і теплових процесів в вентильному індукторні двигуні з послідовною обмоткою збудження і в дослідженні його характеристик за допомогою цих моделей.

Для досягнення мети поставлено такі основні завдання:

- 1) Провести аналіз та систематизацію відомостей з різних питань теорії та практики розробки і застосування ДВІ.
- 2) Розробити математичну модель електромагнітних процесів в ДВІ з послідовною обмоткою збудження.
- 3) Розробити математичну модель теплових процесів в ДВІ з електромагнітним збудженням, визначити основні особливості систем охолодження.

Комплексне дослідження ДВІ послідовного збудження включає в себе аналіз електромагнітних процесів за допомогою аналітичних методів дослідження, що базуються на методі миттєвих значень, теорії звичайних диференціальних рівнянь і матричної алгебри. Дослідження теплових процесів в ДВІ проводилось за допомогою математичної моделі, заснованої на методі еквівалентних схем заміщення.

Розроблені математичні моделі реалізовані у вигляді програм для персонального комп'ютера. Використання програм дозволяє приймати обґрунтовані технічні рішення щодо вибору раціональних параметрів і режимів роботи ДВІ.

## **1. ОБ'ЄКТ, МЕТОДИ І ЗАВДАННЯ ДОСЛІДЖЕННЯ**

### **1.1. Огляд літератури з питань теорії і застосування вентильних індукторних двигунів**

Розробка вентильних машин триває вже більше ста років. В даний час вони є одними з найбільш перспективних типів машин при їх використанні в самих різних областях застосування. Цьому сприяє їх безконтактність і широкі можливості регулювання вихідних показників при простоті реалізації управління. У складі вентильних двигунів використовуються різні типи електричних машин, серед яких можна виділити індукторні машини.

У середині ХХ століття технічний прогрес висунув нову важливу проблему – підвищення надійності і спрощення експлуатації електричних машин. У зв'язку з цим різко підвищився інтерес до безконтактних, зокрема до індукторних, електричних машин. Значні успіхи в області техніки напівпровідників, досягнуті в 50-х рр., зумовили широке впровадження високочастотних індукторних генераторів на транспорті (генератори Ризького електромашинобудування заводу, фірми «СЕЙФТІ», фірми «ЕРЗ»), в авіації, а потім і в космічній техніці.

Заслуга в області створення силового вентильного приводу на базі індукторних машин (так званих, синхронних реактивних машин - SRD) належить професору П. Лоуренсону – відомому фахівцю з теорії та розрахунку полів електричних машин і кроковому електроприводу [5, 6, 9]. Під його керівництвом був успішно виконаний проект по розробці тягових вентильних індукторних приводів з жорсткими вимогами щодо ККД, міцності, надійності і т.п., а після цього організована промислова фірма, що випустила першу в світі серію загальнопромислових індукторних двигунів потужністю  $P_n = 4 \div 35$  кВт.

Слід зазначити, що незважаючи на порівняно малий досвід використання індукторних машин (ІМ) такого класу в якості електродвигунів, в силу своїх конструктивних і технологічних особливостей вони з успіхом починають впроваджуватися в різні галузі техніки.

## **1.2. Вентильний індукторний двигун з послідовною обмоткою збудження**

### **1.2.1. Вентильний електродвигун**

Одним з проявів загальносвітової тенденції розвитку виробництва високотехнологічної електротехнічної продукції є успіхи в області створення нового покоління регульованих електроприводів з використанням вентильних електродвигунів (ВД) [4]. Випуск таких електроприводів освоюють в даний час практично всі провідні електротехнічні компанії. Пропозиції на ринку вентильних електродвигунів характеризуються широким потужносним діапазоном – від одиниць ват до сотень кіловат, вони можуть використовуватися в самих різних галузях промисловості.

Хоча вентильні електродвигуни не є винаходом останніх років, їх стрімкий розвиток став можливим завдяки інтенсивному розвитку сучасної силової перетворювальної і керуючої електроніки. Це, в свою чергу, створило сприятливі умови для розробки і виробництва електроприводів нового покоління на базі вентильних електродвигунів.

Системи даного класу мають регульовану в широких межах частоту обертання ротора, мають високі пускові моменти і хороші енергетичні показники. За своїми характеристиками такі двигуни досить близькі до машин постійного струму. Разом з тим відсутність щітково-колекторного вузла істотно підвищує довговічність вентильних машин і знижує обмеження, які визначаються комутацією, особливо при високих швидкостях і перевантаженнях. Ці переваги вентильних машин роблять їх особливо перспективними для автономних установок з первинним джерелом електроенергії постійного струму, що працюють в складних навколишніх умовах.

Функціональна схема сучасного вентильного електродвигуна (рис.1.1) в загальному випадку включає в себе наступні елементи: електромеханічний перетворювач енергії (ЕМП) – електродвигун (ЕД), силовий електронний перетворювач (комутатор К), датчик положення ротора (ДПР) і апаратну або

програмну систему управління (СУ). При необхідності вона також може містити перетворювач напруги (ПН) і систему датчиків (напруги (ДН), струму (ДС), частоти обертання (ДЧ) і ін.).

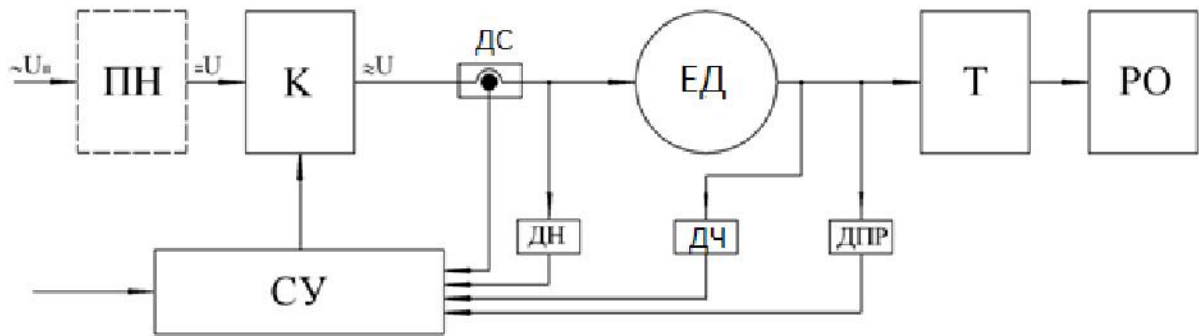


Рисунок 1.1 – Функціональна схема вентильного двигуна

ПН – перетворювач напруги	ДПР – датчик положення ротора
К – комутатор	ЕД – електродвигун
ДС – датчик струму	Т – трансмісія
ДН – датчик напруги	РО – робочий орган
ДЧ – датчик частоти обертання	СУ – система управління

Конструктивно електромеханічний перетворювач, електронний комутатор і система управління ВД можуть бути виконані окремо. При цьому в процесі роботи вони можуть перебувати на великій відстані один від одного. В даний час в світі спостерігається стійка тенденція виконання комутатора і двигуна в системі регулюємих електроприводів в одному корпусі. Використання суміщеного виконання ВД дозволяє знизити витрату сполучних проводів, підвищити компактність.

Використання позиційного зворотного зв'язку (ДПР) є відмінною особливістю вентильного двигуна, так як сигнали на перемикання ключів інвертора надходять від системи управління в залежності від положення ротора, завдяки чому частота струму в обмотці якоря може бути рівною або кратною частоті обертання ротора.

Найбільш поширеним варіантом визначення положення ротора є використання з цією метою явно вираженого датчика положення ротора.

Датчики положення ротора ВД є вбудований в двигун вузол, що складається з чутливих і сигнальних елементів.

За типом чутливих елементів датчики положення ротора діляться на: індукційні, фотооптичні, гальваномагнітні елементи, параметричні, а також виділяють датчики на базі магнітодіодів, безконтактного сельсина. Найбільш широкого поширення набули гальваномагнітних датчики на базі магніточутливих інтегральних мікросхем Холла (Датчики Холла).

У тому випадку, коли використання явновираженого ДПР є складним (обмеження по числу струмопроводів, за радіальними і лінійними розмірами електродвигуна, жорсткі вимоги щодо завадостійкості, надійності, вартості та ін.). Кращим є використання, так званого, бездатчикового принципу управління, заснованого на оцінці протидії ЕРС, що наводиться в обмотках статора, і аналізі по ній положення ротора.

Система управління (СУ) ВД обробляє сигнали, що надходять від ДПР та інших датчиків, і формує сигнали управління, що надходять на бази транзисторів або на керуючі електроди тиристорів комутатора. Залежно від реалізації СУ може містити ті чи інші функціональні блоки, наприклад, в якості СУ може бути використаний мікроконтролер.

Що стосується комутатора, то в багатофазних ВД обмотка якоря (ОЯ), як правило, розбивається на трифазні групи, кожна з яких підключається до окремого комутатора. Багатофазні ВД (як і ВД з розв'язаними обмотками) в складі комутатора мають більшу кількість ключів, що, однак, дозволяє знизити пульсації обертового моменту і знизити потужність, що припадає на один ключ.

Комутатори поділяються на однонапівперіодні з нереверсивним живленням фаз (тобто струм у фазі протікає тільки в одному напрямку) і двонапівперіодні з реверсивним живленням. Останні являють собою інвертор (при живленні від мережі постійного струму) або циклоінвертор (при живленні від мережі змінного струму). Однонапівперіодні схеми знаходять застосування в малопотужних ВД.

Найбільш поширеною схемою комутатора є мостова двонапівперіодна схема. При відносній простоті комутатора забезпечується прийнятне значення пульсацій електромагнітного моменту (рівномірності обертання) і економічності. Такий варіант є універсальним для різних випадків застосування [7].

Для ВД невеликої потужності комутатор може бути створений на повністю керованих елементах (транзисторах, двоопераційних тиристорах), а для двигунів середньої і великої потужності ( $\geq 1000$ кВт) – на повністю керованих елементах (тиристорах, симісторах), а також на повністю керованих тиристорах (GTO). Одним з найбільш поширених режимів роботи ключів інвертора є 120 - градусна комутація, в межах періоду (360 градусів) кожен ключ відкритий 120 градусів.

На рис.1.2. наведено алгоритм 120-градусної комутації ключів інвертора. Тут  $\theta_{\phi}$  - електричний кут, що характеризує стан ротора електродвигуна щодо осі фази А в момент підключення цієї фази до джерела живлення. Такий кут називається кутом включення фази. Для ВД з незалежним збудженням він представляє собою кут між початком позитивного напівперіоду ЕРС холостого ходу і фазного струму. А при послідовному збудженні при інтерпретації кута  $\theta_{\phi}$  слід розглядати ЕРС без урахування реакції якоря. Нейтральної комутації відповідає кут включення  $\theta_{\phi} = 30$  ел.град.

Основним елементом ВД є електромеханічний перетворювач, який може бути реалізований на базі різних типів електричних машин змінного струму: асинхронних, синхронних, індукторних, ін.

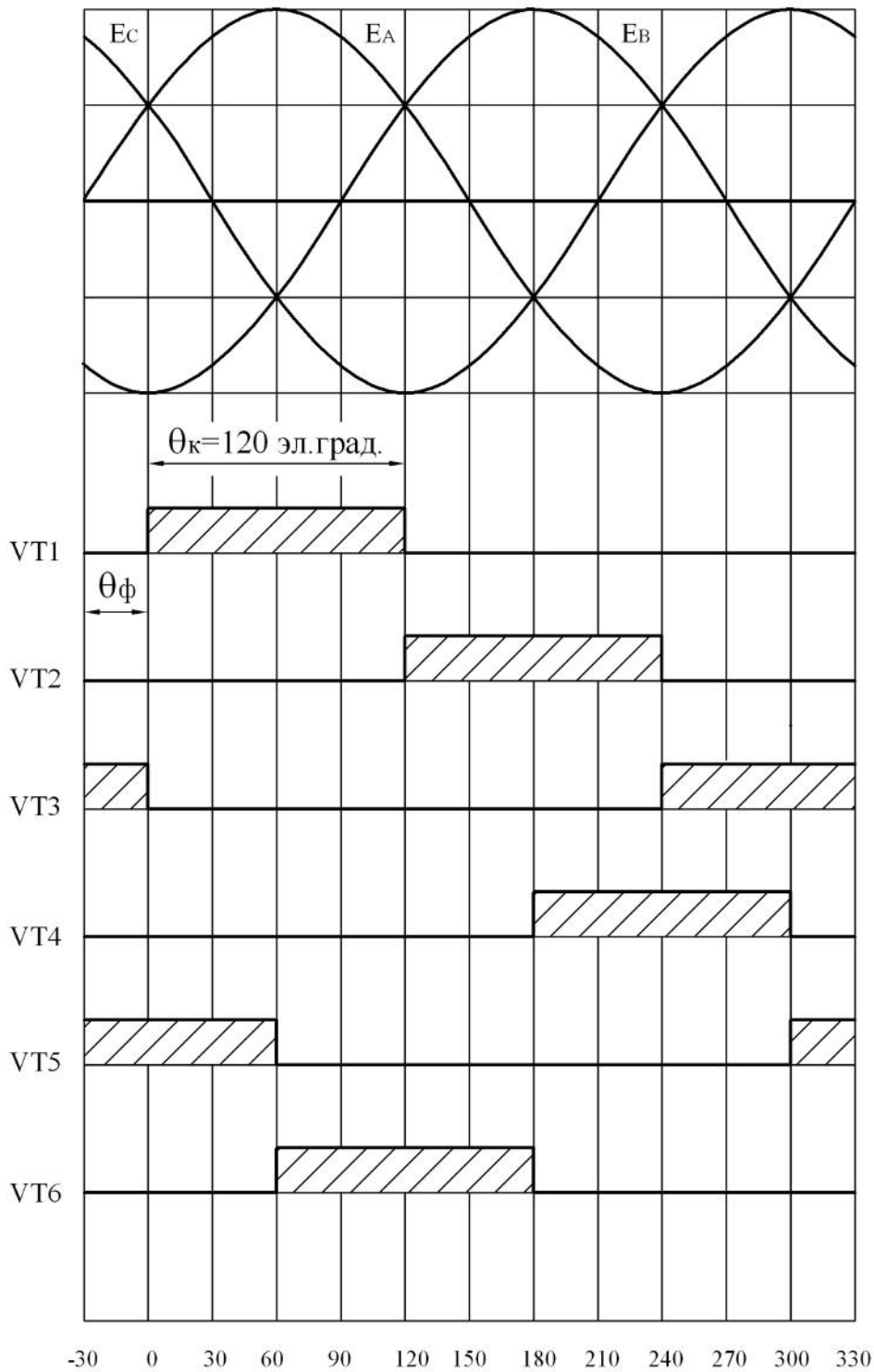


Рисунок 1.2 – Алгоритм 120-градусної комутації ключів

У складі тягового приводу використання електромеханічного перетворювача на базі асинхронного двигуна (АД) виявляється виправданим, якщо в об'єкті застосування не потрібно тривалого функціонування приводу з великими обертаючими моментами в області щодо малих частот обертання

(пуск АД пов'язаний з великими втратами потужності і нагріванням обмоток), а також не потрібно мати широкий діапазон регулювання частоти обертання або крутного моменту в режимі постійної потужності [24].

У цьому плані більш універсальними є ВД на базі синхронних електричних машин (СМ). Їх зовнішні і регульовальні характеристики відповідають або перевершують характеристики традиційно застосовуваних колекторних електродвигунів. Найбільш перспективним є використання безконтактних СМ.

У свою чергу, безконтактні синхронні машини можуть бути різних типів. В даний час для приводів малої потужності (від одиниць ват до одиниць кіловат) широко використовуються так звані магнітоелектричні двигуни (МЕД), магнітний потік збудження в яких створюється постійними магнітами, встановленими на роторі. Такі машини мають просту електричної схемою, не споживають енергії на збудження і мають підвищений ККД [11]. У той же час можливості регулювання швидкості МЕД без внесення конструктивних змін невеликі, а максимальна потужність двигунів обмежена різким збільшенням їх вартості через порівняно високу вартість постійних магнітів. Крім того, великі машини стають практично нерозбірними і неремонтопригодними, особливо в умовах ремонтних майстерень.

В ВД можуть застосовуватися і індукторні електричні машини (ІМ). Перевагою індукторних машин є простота конструкції ротора, висока надійність через відсутність обертових обмоток, хороші регульовальні властивості, низькі втрати в роторі, можливість роботи в складних умовах навколишнього середовища та ін.

Головний недолік двигунів такого типу проявляється в наявності постійної складової магнітного потоку, яка не бере участі в наведенні робочої ЕРС, але завантажує магнітопровід і вимагає істотного збільшення його обсягу та маси в порівнянні зі звичайними синхронними машинами [11].

Основні відмінності індукторних машин від класичних синхронних машин полягають в наступному [11]:

Відомо, що частота ЕРС робочої обмотки обумовлюється частотою перемагнічування зубців статора. У синхронних машинах частота ЕРС розраховується за відомою формулою:

$$f = \frac{p \cdot n}{60} \quad (1.1)$$

У індукторних машинах, виходячи з принципу дії, один період ЕДС відповідає повороту ротора на одне зубцеве ділення. Таким чином, для індукторних машин:

$$f = \frac{Z_p \cdot n}{60} \quad (1.2)$$

Тобто число пар полюсів у індукторних машин дорівнює числу зубців ротора (числу виступів), на відміну від синхронних машин з явновраженими полюсами, у яких число пар полюсів дорівнює половинному числу виступів. Таким чином, в вентильно-індукторних приводах з'являється можливість глибокого редукування швидкості за рахунок збільшення числа зубців на роторі, що відкриває широкі можливості для проектування «бездатчикових» двигунів, вбудованих в машини і механізми.

Як зазначалося раніше, в індукторних машинах є постійна складова потоку  $\Phi_0$ , яка не використовується, хоча і завантажує магнітопровід. Особливістю індукторних машин є також умова малого насичення сталі магнітного ланцюга. Якщо сталь насичується і її магнітна проникність падає, то зменшується різниця між магнітними опорами ділянок з максимальними і мінімальними зазорами. Якщо, наприклад, сталь зубців ротора буде повністю насичена, то різниця між радіальними ділянками з  $\delta_{\max}$  і  $\delta_{\min}$  щодо магнітних властивостей значно зменшується (при насиченні магнітна проникність сталі  $\mu$  буде прагнути до  $\mu_0$ ) і весь потік рівномірно розподіляється по колу якоря, що призведе до різкого зниження електромагнітного моменту.

Порівняння індукторних машин зі звичайними синхронними машинами може бути проведено за допомогою коефіцієнта використання магнітного потоку  $k_{ic}$  [11]:

$$k_{ic} = \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2 * \Phi_{\max}} = 0,5 \cdot \left(1 - \frac{\Phi_{\min}}{\Phi_{\max}}\right), \quad (1.3)$$

де  $\Phi_{\max}$  і  $\Phi_{\min}$  відповідно мінімальне і максимальне значення потоку в зазорі.

В ідеальному випадку, коли  $\Phi_{\min}$  прагне до нуля  $k_{ic} = 0,5$ . У реальних індукторних машинах  $\Phi_{\min} / \Phi_{\max} \approx 0,1 \div 0,2$  і  $k_{ic} \approx 0,4 \div 0,45$ . З цього випливає, що при однакових вихідних характеристиках і приблизно рівних моментах інерції роторів індукторна електрична машина має приблизно в 1,3-1,8 рази більшу масу, у порівнянні з магнітоелектричною синхронною машиною. Тому, визначаючи сфери можливого застосування цих двигунів, необхідно враховувати всі фактори, в тому числі і експлуатаційні. У важких умовах експлуатації саме фактор надійності є визначним і тут можна піти на деяке збільшення ваги приводу.

Незважаючи на зазначені недоліки, особливості полюсообрання індукторних машин призводять до того, що при малому полюсному розподілі ротора ІМ починають переважати по питомо-масовим показникам у звичайних синхронних машин. Крім того, простота і технологічність конструкції (відсутність обмоток і магнітів на роторі), безконтактність (на відміну від класичних синхронних машин з електромагнітним збудженням) і низька вартість (наприклад, в порівнянні з синхронними машинами з постійними магнітами), а також ряд інших переваг сприяє застосуванню ІМ як високоефективних двигунів для різноманітних промислових агрегатів.

### **1.2.2. Опис конструкції вентильних індукторних двигунів**

Конструктивна схема електродвигуна визначає особливості його магнітного кола і електромагнітного розрахунку, а також структуру теплової схеми заміщення.

Нагадаємо, що індукторною називається машина, у якій в режимі холостого ходу магнітна індукція в кожній точці робочого зазору змінюється

тільки за величиною, а її напрямок залишається постійним [11]. Таким чином, індукція в зазорі індукторних машин має пульсуючий характер і містить змінну і постійну склад-рами. Зміна магнітного потоку, зчепленого з обмоткою якоря, в часі досягається за рахунок періодичного зміни магнітного опору контуру замикання потоку, створюваного обмоткою збудження, при обертанні зубчастого безобмоткового ротора.

Відома велика різноманітність індукторних машин, що розрізняються як по конструктивних ознаках, так і за принципом дії [4].

З точки зору особливостей магнітного кола індукторні машини підрозділяються на радіально-збуджувальні і аксіально-збуджувальні. У радіально- збуджувальні машин котушки збудження (постійні магніти) розташовані уздовж радіусів машини, в зв'язку з чим магнітний потік, створюваний ОВ, в цих машинах має радіальний напрямок. В аксіально-збуджувальні машинах котушки збудження розташовуються уздовж осі машини, і тому створюваний ними потік виявляється спрямованим головним чином аксіально.

Істотною перевагою аксіально-збуджувальні машин є простота пристрою обмотки збудження, яка зазвичай виконується у вигляді однієї або декількох котушок кільцевої форми. Крім очевидних конструктивних і технологічних переваг, мале число котушок і їх кільцева форма забезпечують мінімально можливі витрати провідникового матеріалу на обмотку збудження і мінімальні втрати енергії на збудження під час роботи машини. Ця обставина, в свою чергу, дозволяє значно знизити вагу і об'єм регулюючої апаратури, що в багатьох практичних випадках має велике значення.

За характером зміни потоку зубців ротора при обертанні індукторні машини можна розділити на машини з постійним і з пульсуючим потоком. У кожному із зазначених типів машин можна виділити: одноіменнополюсні (з аксіальним потоком збудження) і різноіменнополюсні (з радіальним потоком збудження) машини [8].

У одноіменнопольосних індукторних машинах обмотка збудження виконується кільцевою і розташовується або між пакетами статора, або у кришки індукторної машини (рис.1.3-1.4).

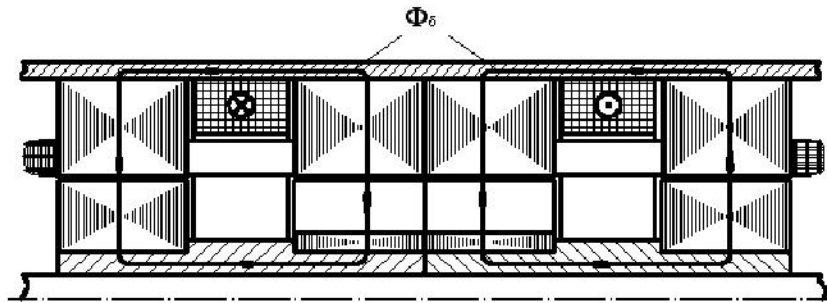


Рисунок 1.3 – Багатопакетна одноіменнопольосна індукторна машина

Основний магнітний потік, створюваний обмоткою збудження, замикається через корпус, пакет статора, робочий повітряний зазор, втулку і або через другі пакети ротора і статора, або через кришку. Оскільки в цьому типі індукторних машин присутній аксіальний потік, то корпус і кришка виконуються з магнітом'якої сталі. Напрямок радіального магнітного поля в кожній точці робочого зазору в межах кожного пакета однакове і незмінне, іншими словами, всі зубці ротора в межах кожного пакета мають однакову магнітну полярність, чим і пояснюється назва машини. Хоча потік через зубці ротора змінюється незначно, їх зазвичай виконують шихтованими для зменшення поверхневих втрат в зовнішніх зонах, обумовлених зубчастістю якоря.

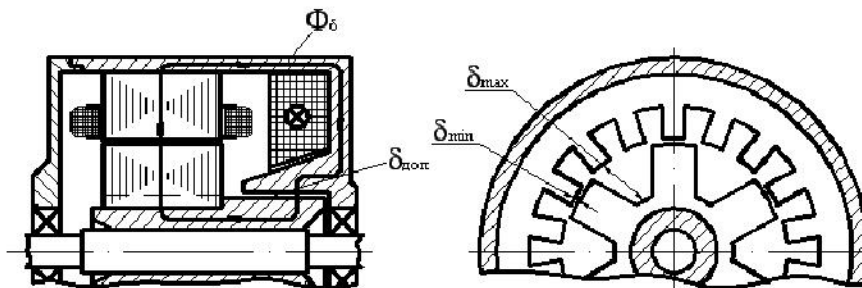


Рисунок 1.4 – Однопакетна одноіменнопольосна індукторна машина

Потік обмотки збудження в роторі розгалужується на максимальний  $\Phi_{\text{макс}}$ , проходить через мінімальний зазор  $\delta_{\text{мін}}$ , і мінімальний  $\Phi_{\text{мін}}$ , що

проходить через максимальний зазор  $\delta_{\text{макс}}$ . Зміна зазору під статорною котушкою при обертанні ротора призводить до зміни потоку.

У різноіменнополюсних індукторних машинах (рис.1.5) до якоря примикають магнітні полюси різної полярності. На внутрішній поверхні шіхтованного пакета статора 1, на відміну від розглянутої раніше конструкції, розташовується кілька великих пазів. У них розміщується обмотка збудження 2. Між великими пазами знаходяться малі пази, в яких укладається обмотка якоря 3. Потік обмотки збудження розгалужується на  $\Phi_{\text{макс}}$  (через  $\delta_{\text{мін}}$ ) і  $\Phi_{\text{мін}}$  (через  $\delta_{\text{макс}}$ ). На відміну від одноіменнополюсної ІМ частина зубців ротора має південну полярність (потік входить в них), а частина північну (потік виходить з них). Тому машина називається різноіменнополюсною. Однак і для такого типу індукторної машини радіальна індукція в кожній точці робочого зазору зберігає свій напрямок незмінною. Так як кожен зубець ротора і зона, яка примикає до нього періодично перемагнічуються, то втрати в зубцях ротора різноіменнополюсних індукторних машин більше, ніж в одноіменнополюсних конструкціях.

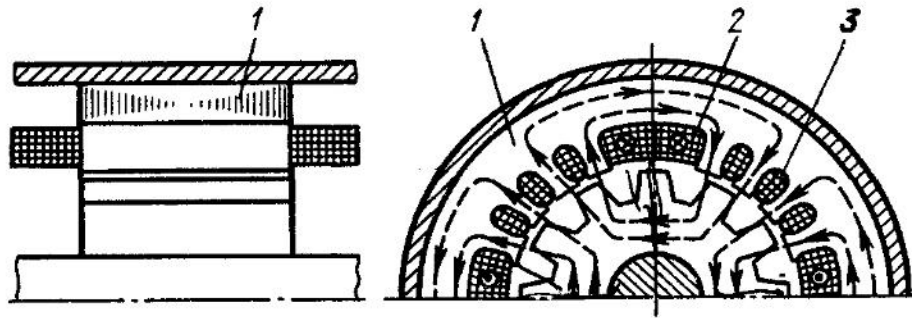


Рисунок 1.5 – Різноіменнополюсна індукторна машина: 1-корпус; 2-обмотка збудження; 3-обмотка якоря

У різноіменнополюсних індукторних машинах відсутній аксіальний потік, тобто до складу магнітопроводу не входить втулка і корпус машини.

Слід зазначити, що обмотка якоря одноіменнополюсних індукторних машин при однофазному і багатofазному виконанні симетрична в магнітному

відношенні; у різноіменнополюсних машин при багатозазному виконанні є магнітна несиметрія окремих фаз обмотки якоря. Цей недолік різноіменнополюсних ІМ зумовлює їх мале застосування на практиці, особливо в складі трифазних двигунів. У складі вентильних двигунів найбільш поширені одноіменнополюсні індукторні машини.

Залежно від виду системи збудження можна виділити індукторні машини з електромагнітним збудженням (з явновираженою обмоткою збудження), з магнітоелектричним збудженням (з порушенням від постійних магнітів), з комбінованим збудженням і з самозбудженням (синхронно-реактивні машини).

Синхронно-реактивні індукторні машини (СРМ) відомі вже більше 30 років [33]. Їх відмітною особливістю є відсутність явновираженого збудження. Джерелом магнітного потоку тут є робоча обмотка. Як і в індукторній машині з явновираженою обмоткою збудження (ІМ з ОЗ) статор і ротор СРМ мають явнополюсну зубчасту структуру (рис.1.6).

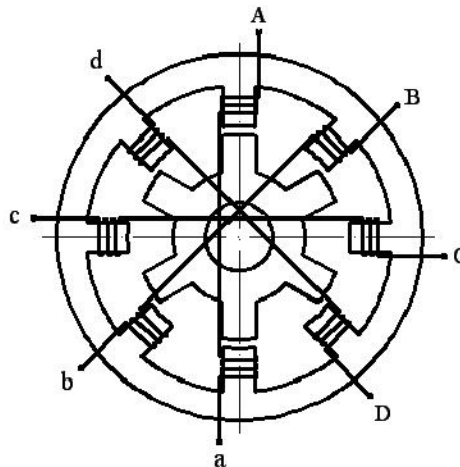


Рисунок 1.6 – Синхронна реактивна чотирифазна індукторного машина

Магнітний потік замикається по контуру: зубець статора - робочий повітряний зазор - зубець ротора - ярмо ротора - зубець ротора - робочий повітряний зазор - зубець статора - спинка статора. Таким чином, ділянки з аксіальним потоком відсутні.

Принцип дії СРМ заснований на властивості феромагнітних об'єктів орієнтуватися в зовнішньому магнітному полі таким чином, щоб магнітний потік, який пронизує їх, мав максимальне значення. Електромагнітний момент двигуна виникає в результаті взаємодії магнітного потоку збудження і струму в обмотці якоря. Магнітний потік збудження, який пронизує обмотку статора, змінюється в результаті зміни магнітного опору контуру його замикання. Магнітний опір визначається, головним чином, магнітною провідністю робочих повітряних зазорів, яка періодично змінюється внаслідок обертання ротора. Максимальне значення провідності відповідає такому стану ротора, коли вісь фази і вісь зубця ротора збігаються, а мінімальне – коли збігаються вісь фази і вісь паза ротора.

Для того щоб ротор стійко обертася необхідно перемикає струми в обмотках якоря таким чином, щоб напрямок струмів і похідна потоку у відповідній фазі не міняло знак і мало мінімальний розкид значень. Функцію комутатора в ІД виконує інвертор, моменти комутації ключів якого визначаються за сигналами ДПР.

На відміну від індукторної машини з ОЗ, фази в СРМ живляться струмом одного напрямку. Це обумовлює застосування більш простих схем інверторів з мінімальною кількістю ключів на фазу, що є одним з переваг СРМ. Слід, однак, відзначити, що перетворювачі, виконані за подібною схемою, в силу відсутності масового застосування серійно не випускаються. Трифазні ж інвертори, виконані по двонапівперіодній мостовій схемі, використовуються на практиці в перетворювачах частоти для асинхронних двигунів і в поширених вентильних двигунах на базі синхронних машин з збудженням від постійних магнітів.

Фази в СРМ електрично не пов'язані між собою. Якщо для з'єднання трифазної ІМ з ОЗ з інвертором потрібно три дроти, то для трифазної СРМ – шість (рис.1.7).

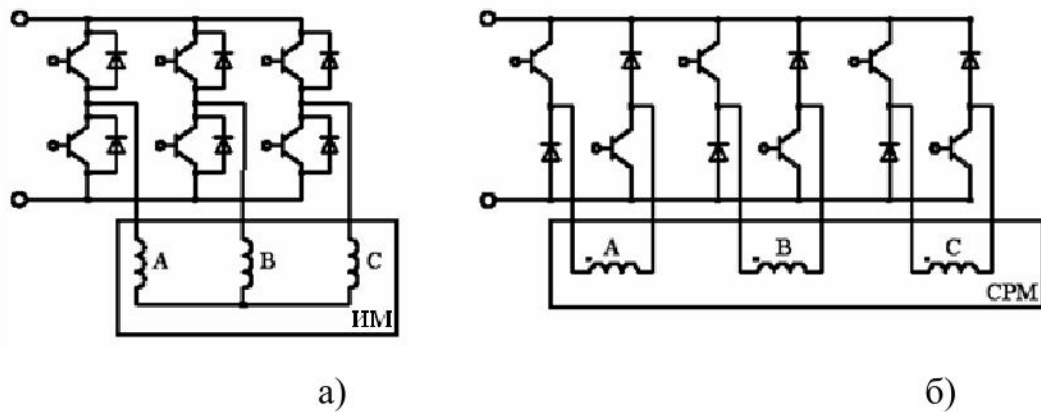


Рисунок 1.7 – Схема з'єднання фазних обмоток статора та інвертора в ІМ з ОЗ (а) и в СРМ (б)

СРМ добре вивчені, відомі їхні переваги і недоліки [7, 8]. До переваг СРМ можна віднести простоту і технологічність конструкції, низьку собівартість, високу надійність, високу ремонтпридатність, низькі втрати в роторі, можливість роботи на високих частотах обертання, в тому числі можливість роботи в агресивних середовищах і ін.

Однак, СРМ мають і істотні недоліки, що полягають в значній пульсації моменту, що приводить до високого рівня шумів і вібрацій, відносно великих втратах в обмотці на високих швидкостях, і як наслідок, при обмеженому обсязі – підвищених температурах, а також в більш складній системі управління, особливо при реалізації бездатчикового управління.

Так як об'єктом дослідження магістерської роботи є одноіменнополюсний індукторний двигун з аксіальним послідовним збудженням, зупинимося більш детально на його конструктивних особливостях.

За конструктивним виконанням одноіменнополюсні індукторні машини поділяються на однопакетні, двопакетні і багатопакетні.

У однопакетних індукторних машин (рис.1.4 б) магнітний потік, пройшовши через пакети статора і ротора, замикається через кришку машини. Недоліком однопакетної конструкції є наявність додаткового паразитного зазору між кришкою і обертовою втулкою. На практиці однопакетні

індукторні машини використовуються при обмеженнях на осьову довжину електродвигуна.

Названий недолік однопакетної конструкції усувається в двопакетних індукторних машинах (рис.1.8). В машинах такого типу відсутній паразитний зазор. Магнітний потік послідовно проходить через обидва пакети і, таким чином, використовується двічі.

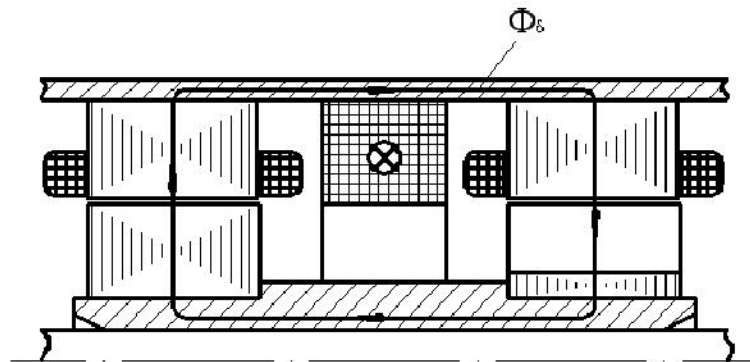


Рисунок 1.8 – Двопакетна одноіменнополюсна індукторна машина

У ряді випадків, при необхідності зменшити момент інерції ротора або висоту осі обертання, застосовуються багатопакетні конструкції індукторних машин (рис.1.3 а), що представляють собою кілька двопакетних модулів, зібраних в одному корпусі.

Внутрішні пакети таких машин об'єднуються і виходять при цьому вдвічі довші крайніх. Кількість обмоток збудження в машинах такого типу дорівнює числу двопакетних модулів. Багатопакетні конструкції використовуються в двигунах великої потужності при обмеженнях на радіальні розміри. При таких вимогах довжина пакета відповідної двопакетної конструкції стає надмірно великою, що призводить до нерівномірності їх використання по магнітному потоку і ускладнює складання конструкції. Крім того, для проведення магнітного потоку потрібна великий переріз втулки і корпуса. У багатопакетній конструкції технологія набору пакетів сердечників полегшується, перерізи масивних ділянок зменшуються (зменшення товщини станини і втулки ротора), а магнітний потік через пакети розподіляється більш рівномірно.

Осердя індукторної машини виконуються шихтованими. Статор двигуна перемагнічується змінним магнітним потоком, викликаним обертанням зубчастого ротора. Внаслідок цього в сталі статора виникають втрати, які поділяються на втрати від вихрових струмів і втрати на гістерезис. Втрати на вихрові струми можна знизити шляхом збільшення електричного опору на шляху вихрового струму. Шихтування зубців статора розбиває загальний контур замикання вихрового струму на ряд контурів, що лежать в поперечному перерізі пластини. Тим самим сумарна довжина шляху замикання вихрового струму збільшується, а переріз сталі, за яким він замикається, зменшується, що призводить до збільшення електричного опору на шляху замикання вихрового струму.

Електротехнічні сталі, які використовуються для виготовлення осердя, мають високу магнітну проникність ( $\mu_{ст}$ ) і малі питомі втрати на перемагнічування (гістерезис). Їх застосування дозволяє підвищити питомий електричний опір, що також знижує рівень втрат на вихрові струми. Магнітний потік в спинках статора в аксіальних індукторних машинах має меншу модуляцію, проте, з технологічних міркувань пластину статора шихтують разом зі спинкою.

Магнітний потік в зубцях ротора в разі застосування закритих пазів статора практично постійний. Однак в цьому випадку ускладнюється процес укладання обмотки якоря в пази статора. У індукторних машинах великої потужності застосовуються відкриті пази. В цьому випадку пульсація магнітного потоку в роторі також призводить до необхідності його шихтування. Крім того, при числі зубців ротора меншому, ніж число зубців статора (що зустрічається в переважній кількості конструкцій індукторних машин), частота перемагнічування зубців ротора перевищує частоту перемагнічування зубців статора, рівну частоті ЕРС.

Товщина пластини статора вибирається залежно від потужності двигуна. При використанні листів сердечників товщиною менше 0,3 мм при великих діаметральних розмірах зменшується технологічність конструкції, бо при

цьому різко підвищується трудомісткість складання пакета і зменшується коефіцієнт заповнення пакету сталлю. Крім того, через технологічні фактори, починаючи з деякого граничного значення, зі зменшенням товщини пластини втрати в сталі знову починають підвищуватися.

На відміну від класичних типів електричних машин (синхронної і асинхронної) корпус і втулка аксиальної індукторної машини є елементами магнітопроводу і виготовляються з феромагнітних матеріалів. Їх переріз вибирається таким, щоб рівень магнітної індукції був відносно невисоким. Крім того, за рахунок підсумовування магнітних потоків окремих зубців сердечників змінна складова магнітного потоку, що пронизує ці елементи конструкції, невелика. Завдяки цьому, втрати в сталі корпусу і у втулці навіть при їх масивному виконанні не досягають неприйнятних значень. Діаметр вала вибирається виходячи з необхідної механічної міцності і жорсткості. У разі якщо матеріал вала магнітний, його можна використовувати не тільки як конструктивний елемент, але і як елемент магнітного ланцюга. В цьому випадку втулка може бути розташована тільки між пакетами, а сердечники встановлені безпосередньо на вал.

Спинка статора індукторного двигуна становить лише половину висоти спинки звичайної електричної машини, що має ту ж величину потоку полюса в області повітряного зазору. Це обумовлено тим, що спинка статора в індукторних машинах служить лише для рівномірного розподілу зубцевого потоку, а не є ділянкою магнітного ланцюга на шляху замикання основного магнітного потоку. Внаслідок цього відбувається деяка компенсація збільшення маси через гіршого використання магнітного потоку і необхідність застосування корпусу з магнітного матеріалу.

Одним з недоліків аксіальних індукторних машин є наявність осьового магнітного потоку, який може привести до прискореного зносу підшипників, так як кульки обертаються в магнітному полі. В цьому випадку можуть виникнути підшипникові струми, що з'являються від різниці потенціалів між окремими ділянками кульки, створеної потоками розсіювання, які

замикаються через підшипникові щити. Тому зазвичай у великих машин підшипники ізолюються шляхом застосування немагнітних ділянок на шляху магнітного потоку, який може замкнутися через підшипники. Це можуть бути бронзові кільцеві прокладки в підшипникових щитах або між щитом і корпусом, використання немагнітних кришок. Як варіант може бути розглянутий випадок використання складеного валу. Ділянка вала під пакетами ротора виконується магнітним, так як він є частиною магнітного ланцюга двигуна, а частину вала, на якій встановлюються підшипники, виготовляється з немагнітного матеріалу.

Що стосується обмотки збудження, то вона має кільцеву форму і в двопаке́тній індукторній машині може бути виконана піднятою (рис.1.9 в, г) або опущеною (ОЗ розміщена у міжпаке́тному просторі ротора) рис.1.9 а, б.

Перевагою піднятої обмотки збудження є простота її установки на статор, в той час як опущена ОЗ вимагає додаткових технічних рішень, які ускладнюють конструкцію і знижують її технологічність. Піднята обмотка збудження має більший середній діаметр у порівнянні з «опущеною» обмоткою збудження, отже, на виготовлення піднятої обмотки збудження потрібно більше міді і вона є менш раціональною з точки зору втрат. Крім того, необхідність розміщення обмотки збудження і обмотки якоря в одній області міжпаке́тного простору призводить до збільшення розмірів двигуна.

Можливі два варіанти розміщення піднятої обмотки збудження: на рівні робочої обмотки (рис.1.9 в) і вище обмотки (рис.1.9 г).

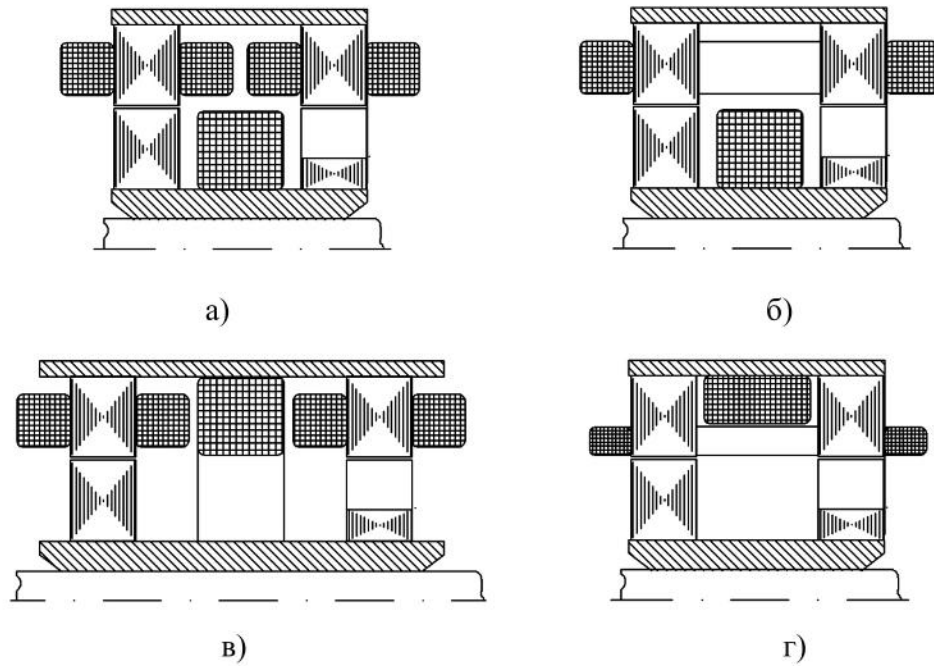


Рисунок 1.9 – Варіанти розміщення обмотки збудження: а, б – опущена,  
в, г – піднята

У першому випадку необхідно передбачати додаткове місце під внутрішні частини лобових вильотів ОЯ, що збільшує міжпакетну відстань і, як наслідок, вага масивних частин магнітопроводу. При розміщенні обмотки збудження за другим варіантом збільшуються радіальні розміри двигуна, вага і втрати в обмотці збудження.

На відміну від іншого типу системи збудження, що використовується в електричних машинах – постійних магнітів, обмотка збудження менш чутлива до динамічних навантажень, вібрацій і температур. Крім того, при наявності обмотки збудження стає можливим ослаблення магнітного потоку, в той час як при використанні збудження від постійних магнітів для цього необхідно передбачати спеціальні обмотки, підмагнічуючим, наприклад, спинку статора.

У індукторних машинах найбільшого поширення набула зубчата (рис.1.10) трифазна обмотка якоря, що складається з послідовно з'єднаних котушок, кожна з яких встановлюється на окремому зубці.

Такий варіант обмотки якоря підвищує технологічність процесу намотування, дозволяє формувати котушку попередньо на спеціальному каркасі і ізолювати її до розташування на зубцях статора. Крім того, при цьому досягається мінімальна сумарна довжина лобових частин обмотки якоря і їх виліт, а, отже, зменшуються аксіальні розміри машини, знижується вага, вартість, втрати в міді і полегшується тепловий режим при роботі двигуна.

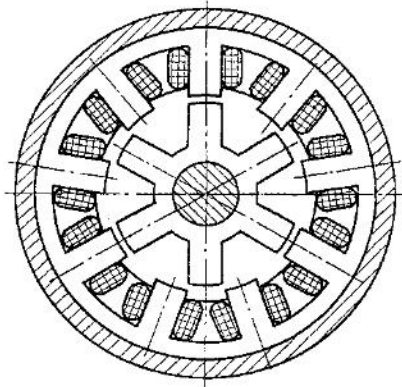


Рисунок 1.10 – Розташування зубцевої обмотки якоря

Як недоліки зосередженої зубцевої обмотки можна назвати невисокий коефіцієнт заповнення паза і необхідність відкритих пазів на статорі, що призводить до пульсацій потоку в зубцях ротора. Однак при великому перерізі проводів обмотки і введенні додаткових конструктивних рішень, що сприяють зменшенню пульсацій електромагнітних параметрів (скосу пазів), варіант з зубцевими котушками фазних обмоток стає кращим.

Як уже зазначалося, для забезпечення можливості установки котушок на статорі пази статора виконуються відкритими. Це зменшує розсіювання потоку обмотки якоря, але збільшує пульсацію магнітного потоку в роторі. Тому ротор в індукторних машинах і при одноіменнополюсній конструкції також виконується шихтованим.

За способом з'єднання фаз ОЯ з комутатором (інвертором) обмотки якоря поділяються на замкнуті і розімкнуті. Розірвані обмотки, в свою чергу, розподіляють на променеві і розв'язані.

Замкнені обмотки утворюють контур у вигляді багатокутника, вершини якого приєднані до комутатора. Для трифазної ОЯ таким з'єднанням є з'єднання трикутником.

Розірвані променеві обмотки складаються з секцій, одні кінці яких об'єднані в загальну точку, а інші підключені до комутатора. Для трифазного ОЯ таким з'єднанням є з'єднання в зірку.

Більш кращою вважається променева схема з'єднання обмоток, так як в замкнутій обмотці при несинусоїдальному розподілі індукції в зазорі можливе протікання контурних струмів, що погіршують енергетику двигуна.

Розв'язані обмотки виконуються у вигляді окремих секцій, зсунутих на кратний числу секцій кут, причому кожна секція підключається до комутатора.

Розташування котушок на зубцях вибирається залежно від числа фаз і числа зубців на осердях. Для трифазної обмотки якоря число зубців повинно бути кратним трьом, причому співвідношення зубців статора і ротора має бути таким, щоб існували зубці статора, електричний кут між якими був би рівний 120 ел.град.

Для існування котушок фази, розташованих під різнойменними полюсами (в одноіменноплюсній ІМ полюсом іншої полярності можна умовно назвати паз ротора), статор повинен мати зубці, орієнтовані щодо ротора із зсувом на 180 ел.град. Крім того, для збільшення ЕРС фази і згладжування її форми передбачаються котушки, зрушені на кут  $60 / n_k$ , де  $n_k$  – число котушок в фазі, розміщені на інтервалі від 0 до 60 електричних градусів.

Котушки робочої обмотки можуть бути встановлені на обидва пакети статора окремо (рис.1.9 а, в), або можуть бути виконані таким чином, щоб охоплювати однаково орієнтовані зубці двох пакетів одночасно (рис.1.9 б, г). Другий варіант має переваги по технологічності збірки і меншого числа складальних одиниць. При реалізації такого варіанту розміщення обмотки якоря обмотка збудження може бути розташована тільки вище або нижче загальної для обох пакетів обмотки якоря.

### 1.2.3. Способи включення послідовної обмотки збудження

Можна виділити два способи живлення послідовної обмотки збудження ДВІ: обмотка збудження може бути включена послідовно з обмоткою статора на стороні постійного струму, або на стороні змінного струму через мостовий випрямляч.

В патентах [6, 7] заявлені способи живлення обмотки збудження в безконтактних вентильних двигунах, які дозволяють отримати вихідні характеристики таких електричних машин аналогічними характеристиками машин постійного струму послідовного збудження.

У патенті [6] розглядається спосіб отримання крутного моменту електродвигуна, де для створення взаємодіючих магнітних полів обмотка або обмотки збудження підключаються послідовно з інвертором і фазними обмотками. На фазні обмотки напруга від джерела живлення подається через автономний інвертор.

Різні способи живлення обмотки збудження показані на рис.1.11 ÷ 1.15.

На всіх рисунках елементи, що входять до складу схем включення послідовної обмотки збудження, укладені між пунктирними лініями, конструктивно представляють різні пристрої. Елементи електричної машини, що знаходяться всередині зон, обмежених пунктирною лінією з цифрою 1, розміщені безпосередньо в електричних машинах і є елементами її конструкції. Складові, що знаходяться всередині зон, обмежених пунктирною лінією з цифрою 2, є елементами напівпровідникового комутатора або інвертора, а складові, що знаходяться всередині зони 3, належать напівпровідниковому випрямлячу.

На рис.1.11 ÷ 1.15 прийняті позначення: А, В, С - фазні обмотки електродвигуна; ОВ1, (ОВ1-1, ОВ1-2, ОВ2) - обмотка збудження; Р - зубчастий ротор. Фазні обмотки А, В, С своїми виводами 5к, 6к, 7к з'єднуються з напівпровідниковим інвертором 2. Елементами інвертора є транзистори VT1 ... VT6 і діоди VD1 ... VD6. Напівпровідниковий інвертор контактами 1к і 2к

підключається до джерела постійної напруги  $E_{п}$  з опором  $R_{п}$ . На схемах рис.1.12 ÷ 1.15 обмотка збудження  $OB_1$  підключена в ланцюг напруги живлення  $E_{п}$  – підключення обмотки збудження на стороні постійного струму.

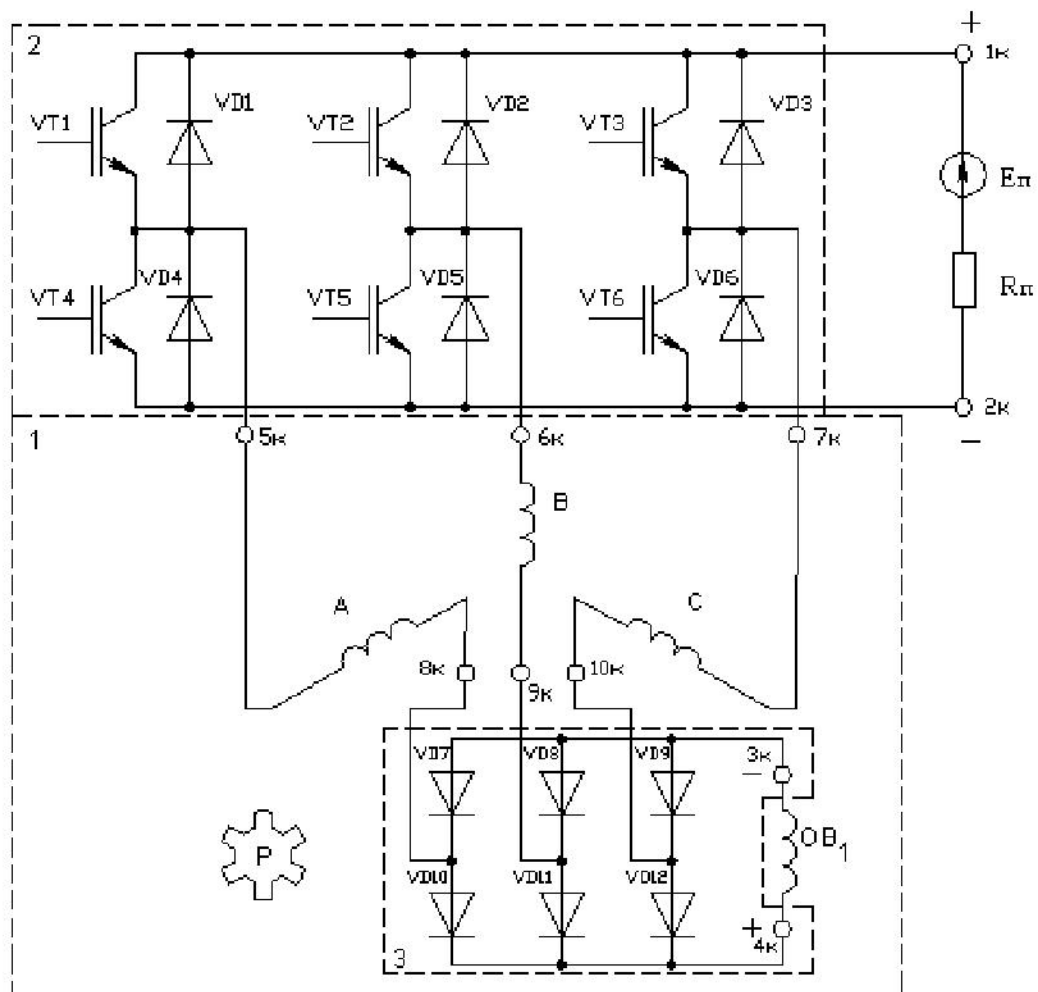


Рисунок 1.11 Схема включення послідовної обмотки збудження на стороні змінного струму

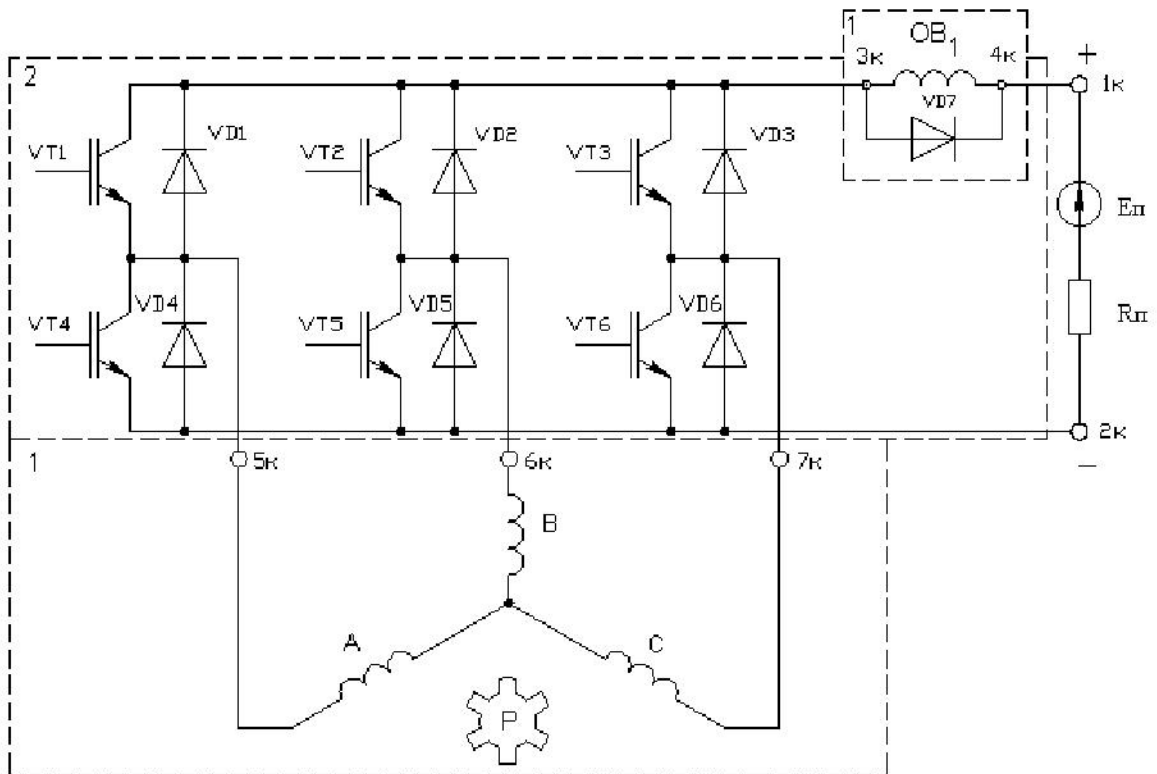


Рисунок 1.12 Схема включення послідовної обмотки збудження на стороні змінного струму (варіант 1)

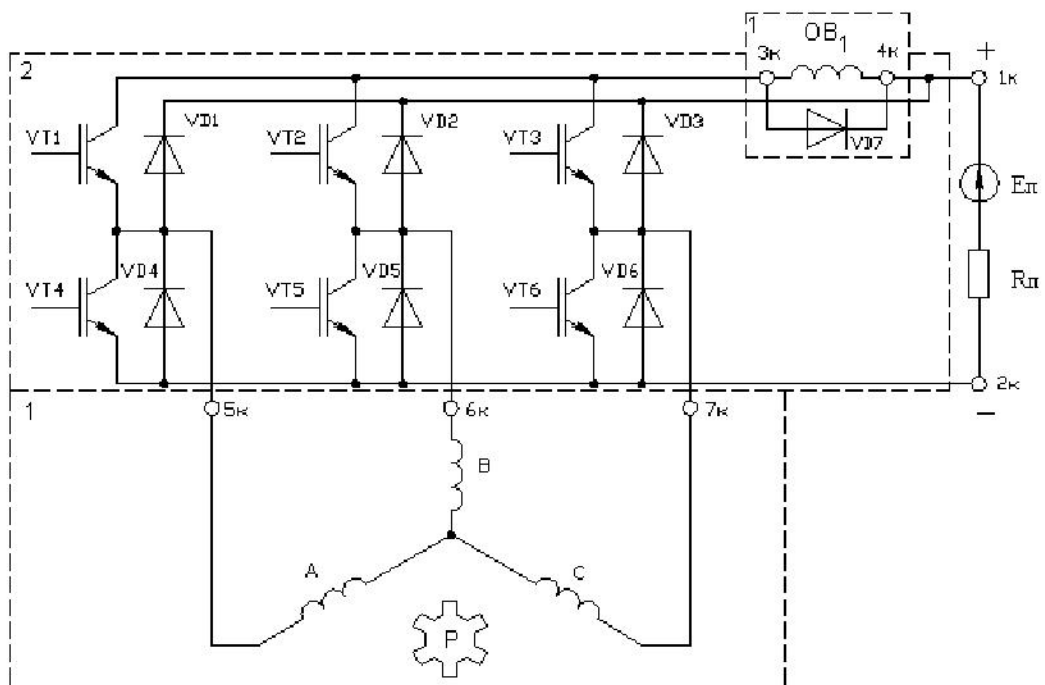


Рисунок 1.13 Схема включення послідовної обмотки збудження на стороні змінного струму (варіант 2)

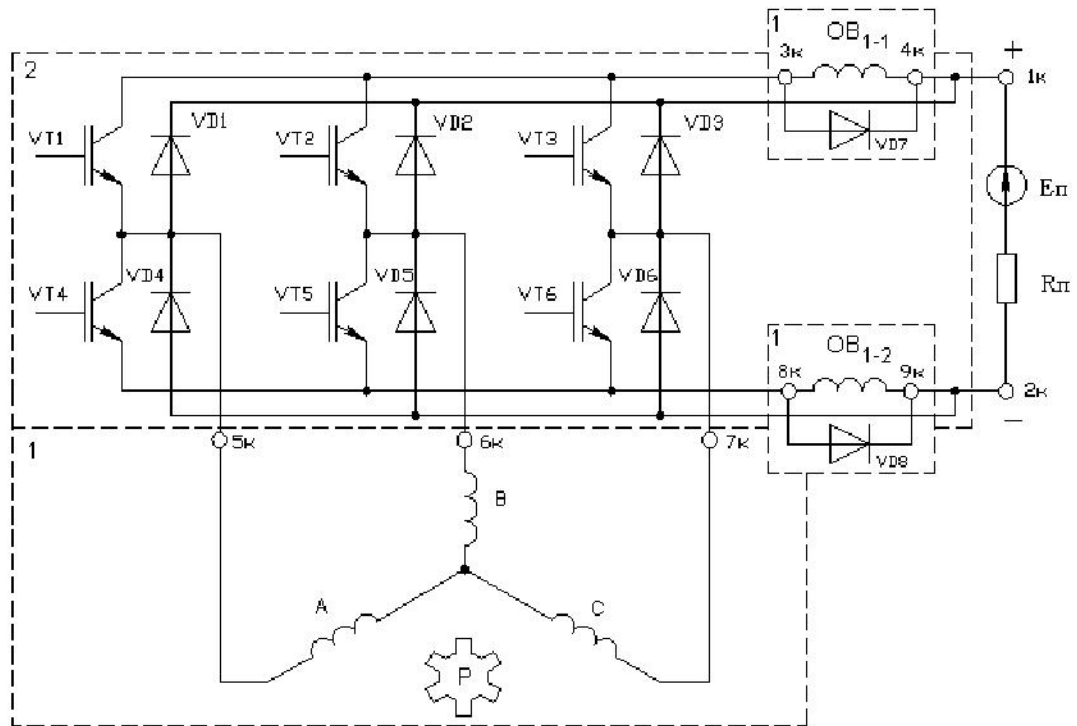


Рисунок 1.14 Схема включення послідовної розгалуженої обмотки збудження на стороні постійного струму (варіант 3)

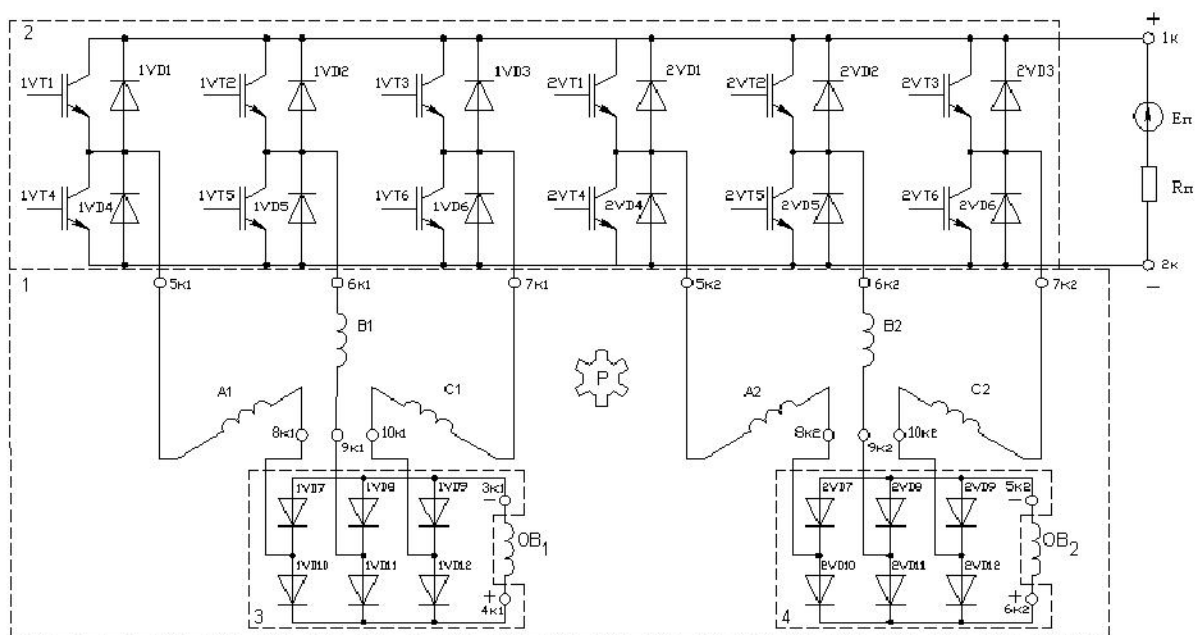


Рисунок 1.15 Схема включення послідовної розгалуженої обмотки збудження на стороні змінного струму у випадку 6-фазного виконання електродвигуна

На рис.1.13 загальні точки шунтуючих діодів VD1 ÷ VD3 підключені безпосередньо на «+» джерела живлення. При цьому, на відміну від попередньої схеми (рис.1.12), магнітний потік збудження створюється струмом, величина якого виявляється дещо більшою за рахунок часткового використання струмів від ЕРС самоіндукції. Для використання цих струмів в повному обсязі і якщо є можливість виконати обмотку збудження з двох частин, необхідно загальну точку шунтуючих діодів VD4 ÷ VD6 підключити аналогічно попередньому випадку способом (рис.1.14). При цьому кожна з цих частин включається в коло постійної напруги живлення  $E_n$ . Миттєве значення струму збудження в цьому випадку буде пропорційно сумі абсолютних величин фазних струмів.

При такому живленні обмотки збудження для безконтактної вентильної машини з електромагнітним збудженням забезпечується зовнішня характеристика, аналогічна зовнішній характеристиці машин постійного струму з послідовним збудженням. Однак подібні з'єднання фазних обмоток і послідовної обмотки збудження доцільно застосовувати в тому випадку, коли електрична машина знаходиться на незначній відстані від інвертора, в іншому випадку воно призведе до збільшення протяжності лінії живлення і зростанню втрат. Це перешкоджає застосуванню таких способів підключення обмоток збудження електричних машин, використовуваних у ряді галузей техніки, наприклад, в тяговому приводі наземного транспорту і заглибних електронасосів.

Розширення області застосування електричних машин даного типу можливо за рахунок підключення послідовної обмотки збудження через напівпровідниковий випрямляч в розрив нульової точки фазних обмоток [7].

В цьому випадку фазні обмотки, з'єднані в зірку, в нульовій точці роз'єднують і до їх кінців через випрямний міст підключають послідовну обмотку збудження. Обмотку збудження з'єднують з позитивним і негативним виводами випрямного моста. При цьому за рахунок замикання всіх струмів, включаючи струми від ЕРС самоіндукції, через обмотку збудження

забезпечуються вихідні характеристики аналогічні характеристикам, отриманим в разі підключення ОЗ по схемі рис.1.14.

Той факт, що напівпровідниковий випрямляч є складовою частиною електродвигуна і не потрібно додаткових ліній для живлення обмотки збудження, дозволяє розширити сферу застосування безконтактних машин такого класу. У той же час наявність додаткових втрат в діодах випрямного моста обмежує застосування такого способу підключення в разі малих потужностей.

Залежно від числа фазних обмоток мостовий напівпровідниковий випрямляч, через який живиться послідовна обмотка збудження, може мати різне число плечей. Однак більш кращим є застосування в електричній машині тріад фазних обмоток, що дозволяє спростити як конструкцію машини, так і алгоритм управління інвертором. При такому з'єднанні фазних обмоток і обмотки збудження остання виявляється з'єднаною послідовно з фазними обмотками і по ній в будь-який момент часу протікає струм, рівний напівсумі абсолютних значень величин струмів в фазних обмотках:

$$I_{OB} = \frac{|I_U| + |I_V| + |I_W|}{2}, \quad (1.5)$$

де  $I_{OB}$  - струм, що протікає в обмотці збудження;

$I_U, I_V, I_W$  - струми, що протікають в фазах U, V, W.

Такий спосіб підключення обмотки збудження представлений на рис.1.11. Для послідовного з'єднання обмотки збудження ОЗ1, розміщеної на статорі, з фазними обмотками кінцеві висновки останніх 8к, 9к, 10к з'єднують з вхідними ланцюгами випрямного напівпровідникового моста 3 (напівпровідникового випрямляча), виконаного на діодах VD7 ... VD12, число плечей якого дорівнює подвоєному числу фазних обмоток. До виводів напівпровідникового випрямляча, позитивного 4к і негативного 3к, підключається обмотка збудження.

Напівпровідниковий випрямляч 3 являє собою окрему конструкцію, яка може розміщуватися або на самій машині, або в безпосередній близькості від

неї. При розміщенні напівпровідникового випрямляча на машині компактність електроприводу підвищується. При цьому сам випрямляч може бути елементом безпосередньо конструкції машини, що в ряді випадків спрощує його охолодження.

У разі багатофазного виконання двигуна його робоча обмотка розбивається на трифазні групи (тріади) кожна з яких підключається до окремого інвертору (секції інвертора). Секції інвертора з'єднуються з джерелом постійної напруги  $E_n$  паралельно.

Приклад шестифазного двигуна зі схемою підключення ОЗ на стороні змінного струму представлений на рис.1.15. Електродвигун має фазні обмотки А1, А2, А3 першої тріади, А2, В2, С2 другий тріади, обмотки збудження ОЗ1 і ОЗ2, а також зубчастий ротор Р. Фазні обмотки своїми початковими виводами 5к, 6к, 7к та 5к2, 6к2, 7к2 з'єднуються з напівпровідникових інвертором 2, який має секційну структуру. Число секцій інвертора, а також число послідовних обмоток збудження і, відповідно, число напівпровідникових випрямлячів, через які вони підключаються до кінцевих виводів фазних обмоток, дорівнює числу тріад фазних обмоток. Не залежно від числа тріад фазних обмоток в кожній обмотці збудження в будь-який момент часу протікає струм, рівний напівсумі абсолютних значень величин струмів в фазних обмотках своєї тріади.

### **1.3 Вибір методу дослідження**

Одним з найважливіших етапів проектування і дослідження електромеханічних перетворювачів є розробка математичних моделей процесів їх функціонування, зокрема, електромагнітних і теплових процесів.

Завдання проведення електромагнітного і теплового розрахунків електричних машин пов'язана з вирішенням питань, що стосуються розрахунку магнітного кола машини і визначення її основних параметрів, зниження втрат, підвищення ККД, визначення допустимих робочих

температур, а також програвав основних вузлів і перевірки працездатності машини в цілому.

Точний розрахунок електромагнітних і теплових полів довгий час був утруднений у зв'язку з необхідністю подолання серйозних математичних труднощів [3]. Останнім часом завдяки розвитку теорії і широкому впровадженню в інженерну практику ЕОМ спостерігається істотний прогрес в області розвитку точних методів рішення задач електромагнітного і теплових полів [6].

Чисельний аналіз вимагає ідеалізації моделі, що в кінцевому підсумку призводить до похибок розрахунків. Ці похибки тим нижче, ніж більш правильно і детально створена модель, чим більше число відомих чинників поведінки конструкцій досліджуваного об'єкта було враховано при моделюванні.

Розрізняють математичні моделі електричних машин, які структурно складаються з елементів з розподіленими параметрами – польові моделі, і моделі з зосередженими параметрами – ланцюгові моделі [14]. У першому випадку процеси, що відбуваються в об'єкті дослідження, в моделях описуються диференціальними рівняннями похідних, в другому – звичайними диференціальними рівняннями.

Можна виділити кілька способів реалізації математичних моделей: фізичний, аналітичний і чисельний способи.

Математичне моделювання за першим способом зберігає особливості проведення експерименту в натурі, але при цьому реальний об'єкт і модель мають різну фізичну природу [20]. Так, польові моделі можуть бути реалізовані в суцільних середовищах з використанням електролітичної ванни або електропровідної паперу, а ланцюгові – на сітці з дискретних елементів і на аналогових обчислювальних машинах [5, 6]. Фізичний спосіб реалізації математичних моделей носить чисто дослідницький характер і непридатний для проектування електричних машин.

Аналітичні і чисельні методи реалізації математичних моделей зводять дослідження явищ, що відбуваються в електричній машині, до математичних завдань, при вирішенні яких для польових моделей використовуються методи теорії поля, а для колових – метод теорії кіл.

При аналітичному способі математичного моделювання вся інформація про об'єкт дослідження міститься в системі рівнянь, яка перетворюється в сукупність результуючих функцій, кожна з яких характеризує залежність будь-якого параметра від інших.

Внесок в розвиток аналітичних методів математичного моделювання магнітних систем присвячено багато публікацій [13-16]. Однак, всі відомі аналітичні методи, такі як метод дзеркальних відображень, розділення змінних, метод конформних перетворень, метод гармонійних провідностей і т.д. застосовні для розрахунку магнітних полів лише в локальних областях електричних машин при досить серйозних допущеннях, що пояснюється складною формою магнітопроводів, нелінійністю різних середовищ і т.п.

Сучасний рівень розвитку обчислювальної техніки дозволяє проводити великі обсяги обчислень, недоступні раніше. Поява можливості вирішення великих систем лінійних і нелінійних алгебраїчних і диференціальних рівнянь, що описують електромагнітні та теплові процеси, стимулювало інтерес до чисельних методів розрахунку.

Чисельні методи дозволяють проводити аналіз складних математичних моделей для конкретних сукупностей значень параметрів. Основною перевагою чисельних методів є можливість отримання результатів навіть в тих випадках, коли застосування аналітичних методів утруднено, при цьому кількість прийнятих припущень зводиться до мінімуму. Результати, отримані чисельними методами, є наближеними, оскільки чисельне перетворення інформації передбачає її дискретизацію, а сам процес розрахунку є ітераційним. Однак за умови того, що розрахунок триває досить довго і вірно задані початкові умови, можна досягти необхідної точності результатів.

При реалізації польових математичних моделей чисельними методами найбільшого поширення знайшли:

- Метод кінцевих різниць (МКР) або метод сіток [14, 16];
- Метод кінцевих елементів (МКЕ) [21-22];
- Метод інтегральних рівнянь (МІР), різновидами якого є метод граничних елементів і метод вторинних джерел [17, 18].

Однак слід зазначити що, незважаючи на точність і строгість моделювання електромагнітних процесів перерахованими польовими методами, вони мають ряд недоліків, основні з яких укладені в наступному:

- математичні моделі описуються складними системами диференціальних (для МКР і МКЕ) і інтегральних (для МІР) алгебраїчних рівнянь, які є рішеннями рівнянь Максвелла, Лапласа і Пуассона з заданими граничними умовами, що визначає велику складність при реалізації моделей і обробці отриманих результатів, що вимагає високого рівня підготовки користувача;
- висока точність розрахунків, яка досягається польовими методами, досить часто є надлишковою, оскільки істотно перевищує допустимі технологічні розкиди конструктивних і фізичних параметрів електричних машин;
- реалізація польових моделей електричних машин вимагає складного комплексу програмного забезпечення, здатного підтримувати графічні і знакові бази даних великих обсягів, вести їх обробку, мати можливість зв'язку з іншими підсистемами і т.д.

Разом з тим, є велика потреба в методах моделювання, нехай не настільки суворих, як методи теорії поля, але що мають достатньою для практичного застосування точністю, які дозволили б без зазначених вище труднощів вирішувати широке коло проектно-конструкторських завдань.

Такі завдання дозволяє реалізувати теорія кіл, в основі якої лежать рівняння Кірхгофа. Точність аналітичних і чисельних досліджень, що проводяться цим методом, в значній мірі залежить від правильності вибору

відповідної структури математичної моделі, при складанні якої вся розрахункова область магнітної системи розбивається на ділянки, що представляють окремі елементи магнітного кола. Магнітне поле в межах кожної ділянки при цьому вважається строго орієнтованим і розглядається незалежно від полів інших ділянок. Найпростішим методом, який реалізує ланцюгові математичні моделі магнітних систем, можна вважати метод еквівалентних електричних схем заміщення.

Іншим методом розрахунку магнітних систем електричних машин є комбінований метод, який об'єднує в собі як теорію поля, так і теорію кіл. При цьому параметри елементів, що входять до складу моделі, визначаються польовими методами, а модель в цілому розраховується з використанням основних законів теорії електричних кіл. До числа таких методів відноситься метод провідностей зубцового контура (МПЗК) [24, 29].

Суть МПЗК полягає в тому, що для активної зони машини з урахуванням реальної конфігурації магнітопроводу будується еквівалентна схема заміщення, параметри елементів якої, розраховані при різних положеннях якоря, представляються в матричній формі, після чого проводиться загальний розрахунок моделі аналітичним, або чисельним методом.

Незважаючи на достатню універсальність МПЗК, що дозволяє враховувати зубцеві пульсації і проводити розрахунок різних конфігурацій магнітних систем, даний метод не знайшов широкого застосування на практиці, так як його реалізація вимагає створення спеціальних пакетів прикладних програм для обробки складних систем матричних рівнянь, що описують параметри та зв'язку елементів схем заміщення магнітних систем.

На підставі вищевикладеного можна зробити висновок, що найбільш прийнятним методом розрахунку ДВІ з послідовною обмоткою збудження, з точки зору достатньої для практичного використання простоти і точності, є метод колового математичного моделювання на базі еквівалентних схем заміщення, що дозволяє вирішувати широке коло проектно-конструкторських завдань.

Таким чином, завдання розробки методики колового математичного моделювання ДВІ з послідовним збудженням є досить актуальною. Для її вирішення необхідно реалізувати такі завдання:

- прийняти систему припущень, що сприяють реалізації моделі, але не виводять результати дослідження за межі допустимих похибок;
- визначити топологію, структурний склад і методику розрахунку параметрів елементів еквівалентної схеми заміщення ДВІ;
- реалізувати базову ланцюгову математичну модель і провести її ідентифікацію з реальним об'єктом на підставі експериментальних даних;
- здійснити апробацію методу стосовно аналізу електромагнітних і теплових процесів в ДВІ з послідовною ОЗ.

На підставі проведеного аналізу літератури можна зробити наступні висновки:

1. Порівняльна простота конструкції, надійність, технологічність, здатність працювати в складних умовах навколишнього середовища, хороші динамічні і регульовальні показники, а також «гіперболічний» вид механічної характеристики обумовлюють можливість і перспективність застосування ДВІ з послідовною обмоткою збудження в тягових і транспортних приводах, приводах екскаваторів і бурових верстатів, а також в електроприводах спеціалізованого призначення. Це дає підставу вважати проведені дослідження актуальними.
2. У публікаціях, присвячених ДВІ з електромагнітним збудженням, практично не розглянуті двигуни з послідовним збудженням, питання розрахунку і моделювання процесів протікають в них. Це обумовлює необхідність розробки методик перевірного розрахунку і математичних моделей електромагнітних і теплових процесів в ДВІ з послідовною обмоткою збудження, заснованих на сучасних методах математичного моделювання.

3. Проведений порівняльний аналіз різних методів математичного моделювання показав, що найкращим з них для дослідження електромагнітних і теплових процесів в ДВІ з послідовною обмоткою збудження є метод, який використовує еквівалентні схеми заміщення. Даний метод дозволяє проводити розрахунки з мінімальними витратами часу і достатньою для інженерної практики точністю. При цьому є можливість аналізу процесів в електроприводах з різною конфігурацією магнітного кола, різним числом фаз, схем підключення ОЗ і алгоритму роботи інвертора.

Тому для проведення подальших досліджень по темі магістерської роботи обраний метод математичного моделювання на базі еквівалентних схем заміщення.

## **2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ ВЕНТИЛЬНИХ ІНДУКТОРНИХ ДВИГУНІВ З ПОСЛІДОВНОЮ ОБМОТКОЮ ЗБУДЖЕННЯ**

### **2.1 Основні поняття та припущення**

Математичне моделювання передбачає відтворення істотних для вирішення поставленого завдання властивостей, характеристик і зв'язків реального об'єкта шляхом вирішення рівнянь, що описують закони електромеханічного перетворення енергії. За допомогою математичної моделі досліджується і прогнозується поведінка електромеханічної системи в різних режимах і умовах експлуатації, а також здійснюватись оптимізація її параметрів з метою досягнення необхідних характеристик. Таким чином, математичне моделювання дозволяє вирішувати завдання як аналізу, так і синтезу.

Найважливішим етапом моделювання електромагнітних процесів в електромеханічній системі є розрахунок магнітного кола електричної машини. Серед методів вирішення цього завдання можна виділити польові методи, засновані, наприклад, на методі кінцевих елементів (МКЕ) або методі кінцевих різниць (МКР), і методи, засновані на використанні маловузлових еквівалентних схем заміщення магнітного кола електричної машини.

Використання польових чисельних методів розрахунку магнітних полів підвищує точність визначення характеристик і параметрів електричних машин. Такі методи дають можливість отримувати рішення функції в області поля для кожного конкретного випадку.

У той же час, не дивлячись на досягнення в створенні моделей електричних машин на базі рівнянь поля, на точність моделювання електромагнітних процесів, польові методи мають ряд недоліків. До них можна віднести: складність опису та реалізації математичної моделі, а також обробки одержуваних результатів; вимога складного комплексу програмного забезпечення та високого рівня підготовки користувача. Головним

недоліком польових методів є великі часові витрати на розрахунок магнітного поля при одному положенні ротора, що не дозволяє використовувати їх на етапі ітераційного підбору оптимальних параметрів і розмірів машини і розрахунку характеристик.

Перераховані недоліки польових методів зумовлюють потребу в методах моделювання, нехай не настільки суворих, як методи теорії поля, але дозволяють без зазначених вище труднощів вирішувати широке коло проектно-конструкторських завдань з прийнятною точністю.

Проведений аналіз показав, що перераховані вище завдання дозволяє вирішити метод розрахунку, заснований на використанні еквівалентних схем заміщення магнітного кола електричної машини. Цей метод є найбільш простим з точки зору реалізації і забезпечення точності, що відповідає вимогам інженерного розрахунку.

Оскільки при математичному моделюванні абсолютну подобу моделі і реального об'єкта досягнуто бути не може, завдання вирішуються за різними наближеннями шляхом виявлення та обліку головних чинників і нехтування другорядними.

При дослідженні перехідних і сталих електромагнітних процесів в ДВІ введемо ряд припущень, загальноприйнятих при моделюванні електричних машин:

- магнітне поле в повітряному проміжку не змінюється в аксиальному напрямку по довжині пакета;
- магнітне поле машини розділяється на робоче поле і поле розсіювання. Провідності шляхів потоків розсіювання постійні;
- провідність повітряного зазору під зубцем статора визначається за умови постійного розподілу магнітних потенціалів на поверхнях статора і ротора;
- ДВІ має геометричну, електричну та магнітну симетрію;

- опір напівпровідникових приладів в прямому напрямку визначається їх статичними вольтамперними характеристиками (ВАХ), а в зворотному – приймається нескінченно великою;
- крива намагнічування сталі не залежить від частоти перемагнічування.

## **2.2. Формування системи диференціальних рівнянь. Схеми заміщення магнітних ланцюгів ДВІ з послідовною обмоткою збудження**

Як об'єкт моделювання виступає вентильний індукторний двигун (ДВІ), що включає в себе одноіменнопольову індукторну машину з послідовною обмоткою збудження і інвертор, ключі якого управляються за сигналами датчика положення ротора і, в загальному випадку, інших датчиків, наприклад датчика струму. Один з варіантів електричної схеми силової частини вентильного індукторного двигуна наведено на рис.1.11.

Для математичного моделювання електромагнітних процесів, що протікають в вентильному індукторному двигуні, з урахуванням насичення магнітного кола і несінусоїдальності струмів в обмотках найбільш придатним є метод миттєвих значень, згідно з яким розрахунок магнітного кола, струмів і напруг проводиться на періоді повторюваності електромагнітних процесів з деяким досить малим кроком. При використанні цього методу з'являється можливість досить точно змодельовати процеси, що протікають не тільки в електромеханічному перетворювачі, але також врахувати особливості, що вносяться вентильним перетворювачем при моделюванні вентильних електромеханічних перетворювачів [5-7].

Математичною моделлю електромеханічної системи є система рівнянь, які з деяким наближенням описують досліджувані процеси. З практичної точки зору інтерес представляє не власне математична модель, а її програмна реалізація на мовах програмування високого рівня, що дозволяє розраховувати і аналізувати вихідні показники розглянутих електричних машин.

В якості вихідних даних для електромагнітного розрахунку використовуються конструктивно, геометричні та обмотувальні дані електричної машини, характеристики напівпровідникових елементів перетворювача і матеріалів ділянок магнітопровода, а також параметри досліджуваного режиму роботи. Обертання ротора моделюється зміною електричного кута  $\theta$ , який характеризує стан ротора відносно статора, з кроком  $\Delta\theta$ .

Основним змістом математичної моделі є система рівнянь, яка описує згідно із законами Кірхгофа контуру протікання струмів електричного кола. Основу цих рівнянь складають вирази для напруг, що записуються для кожної з  $n_o$  обмоток:  $m$  фаз обмотки якоря (ОЯ) і  $s$  обмоток збудження (ОЗ). Для  $i$ -ї обмотки рівняння має вигляд:

$$u_i = i_i \cdot R_i + d\psi_i / dt, \quad (2.1)$$

де  $u_i$ ;  $i_i$ ;  $R_i$ ;  $\psi_i$  - напруга, струм, опір і потокозчеплення  $i$ -ї обмотки відповідно;

$d\psi_i / dt$  - ЕРС, наведена в  $i$ -й обмотці в даний момент часу.

При розрахунку опору фази враховується робоча температура обмоток електродвигуна  $t_p$ :

$$R = R_{20} \cdot (1 + k_{TR} \cdot (t_p - 20)), \quad (2.2)$$

де  $R_{20}$  - опір фазної обмотки якоря, який відповідає температурі  $20^\circ\text{C}$ ;  $k_{TR}$  - температурний коефіцієнт опору (для міді  $k_{TR} = 0,004 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ ).

З урахуванням того, що зміна потокозчеплення може бути викликана зміною кутового положення ротора  $\theta$  і струмів в обмотках електричної машини, рівняння (2.1) в розгорнутому вигляді виглядає наступним чином:

$$u_i = i_i \cdot R_i + \partial\psi_i / \partial\theta \cdot d\theta / dt + \sum_{k=1}^{n_i} \partial\psi_i / \partial i_k \cdot di_k / dt, \quad (2.3)$$

де  $\partial\psi_i / \partial\theta$  - коефіцієнт ЕРС обертання;

$d\theta / dt = \omega$  - електрична кутова швидкість обертання ( $\omega = \frac{\pi \cdot n \cdot z_p}{30}$ );

$n$  - частота обертання ротора об / хв;

$z_p$  - число зубців ротора;

$\partial\psi_i/\partial k$  - диференціальна індуктивність  $L_{ik}$ .

Повна схема заміщення електричного кола, відповідно даного варіанту ДВІ (з ОЗ, розташованої на стороні змінного струму) та включає в себе схеми заміщення обмоток, інвертора, джерела живлення і випрямляча, наведена на рис.2.1. Напівпровідникові елементи (діоди і транзистори) на схемі представляються у вигляді нелінійних елементів, характеристиками яких є їх вольтамперні характеристики.

Контури, які описуються системою диференціальних рівнянь, визначаються з урахуванням стану напівпровідникових елементів вентиляного перетворювача (інвертора і випрямляча). Нижче наведено приклад запису рівняння для одного з контурів (на рис.2.1 контур позначений штриховий лінією) при протіканні струму в фазах А і В ( $i_c = 0$ ) електродвигуна.

$$\begin{aligned}
 u_{II} = & u_{VT1} + (i_A \cdot R_A + e_{epA} + L_{AA} \cdot \frac{di_A}{dt} + L_{AB} \cdot \frac{di_B}{dt} + L_{AF} \cdot \frac{di_F}{dt}) + \\
 & + u_{VD10} + (i_F \cdot R_F + e_{epF} + L_{FF} \cdot \frac{di_F}{dt} + L_{FA} \cdot \frac{di_A}{dt} + L_{FB} \cdot \frac{di_B}{dt}) + \\
 & + u_{VD8} - (i_B \cdot R_B + e_{epB} + L_{BB} \cdot \frac{di_B}{dt} + L_{BA} \cdot \frac{di_A}{dt} + L_{BF} \cdot \frac{di_F}{dt}) + u_{VT5},
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

де  $u_{VT1}, u_{VT5}$  - падіння напруги на транзисторах VT<sub>1</sub> і VT<sub>5</sub>;

$u_{VD10}, u_{VD8}$  - падіння напруги на діодах VT<sub>10</sub> і VT<sub>8</sub>.

Алгоритм перемикання транзисторів задається системою управління відповідно до сигналам датчиків положення ротора та інших датчиків зворотних зв'язків. Зв'язок між моментом підключення фази до джерела живлення і положенням ротора визначає кут включення фази. Нагадаємо, що під кутом включення фази мається на увазі електричний кут між переходом

через нуль в позитивний напівперіод ЕРС холостого ходу фази і моментом підключення фази до джерела живлення для протікання позитивного струму.

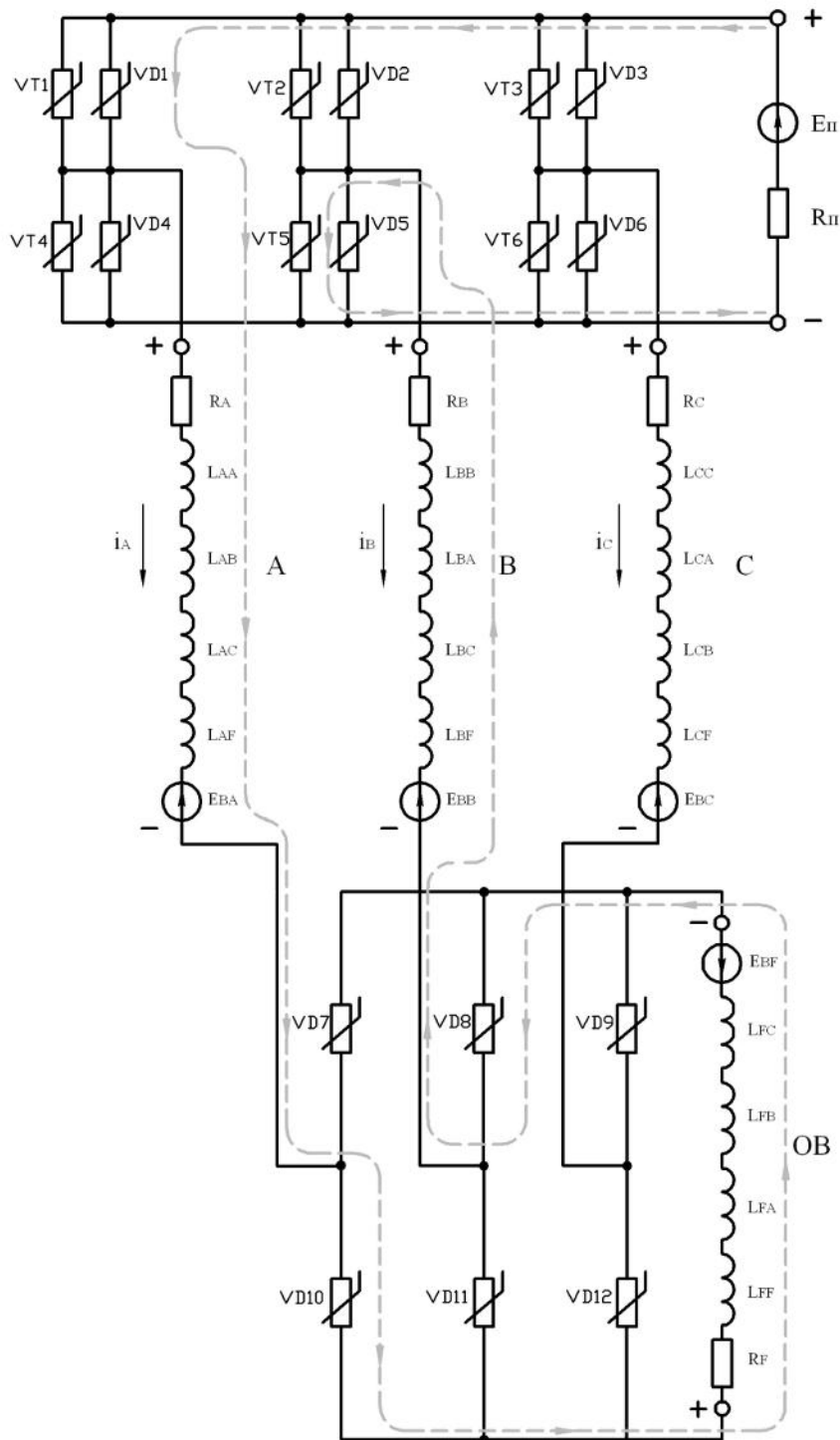


Рисунок 2.1 – Схема заміщення електричного кола ДВІ

В якості невідомих в отриманій системі диференціальних рівнянь виступають струми. Їхні похідні розраховуються методом виключення Гауса, а

власне струми (які відповідають наступному положенню ротора) – явним методом Ейлера:

$$i(t+\Delta t)=i(t)+di/dt\cdot\Delta t, \quad (2.5)$$

де  $\Delta t$  - інтервал часу, відповідний кроку розрахунку  $\Delta\theta$ :  $\Delta t = \Delta\theta / \omega$

Диференціальні електромагнітні параметри – коефіцієнти ЕРС обертання і диференціальні індуктивності – визначаються після визначення магнітного стану феромагнітних ділянок магнітопроводу.

Розрахунок магнітного кола будемо проводити по електричній схемі заміщення. Для її формування магнітопровод електричної машини розіб'ємо на ряд ділянок, кожна з яких має порівняно просту конфігурацію і складається з матеріалу з певної магнітної характеристикою  $B(H)$ .

Кожному з обраних ділянок магнітопроводу на схемі заміщення ставиться у відповідність магнітна провідність, значення якої залежить від геометричних розмірів ділянки магнітопроводу і магнітної проникності, яка для феромагнітних ділянок має нелінійну залежність від магнітного потоку.

Схеми заміщення магнітного кола ДВІ з різним ступенем деталізації представлені на рис.2.2÷2.3. На схемі заміщення рис.2.2 введені наступні позначення:  $G_k$  - повна магнітна провідність корпусу;

$G_{вт}$  - повна магнітна провідність втулки.

$G_{cs}$  - сумарна магнітна провідність лобового і поздовжнього пазового розсіювання обмотки якоря;

$G_c$  - сумарна магнітна провідність  $j$ -ого зубця статора;

$G_{ps}$  - магнітна провідність пазового розсіювання;

$G_{ri}$  - магнітна провідність  $i$ -ого зубця ротора;

$G_{fs}$  - магнітна провідність розсіювання обмотки збудження;

$G_{\delta ji}$  - магнітна провідність повітряного зазору між  $j$ -им зубцем статора і  $i$ -им зубцем ротора.

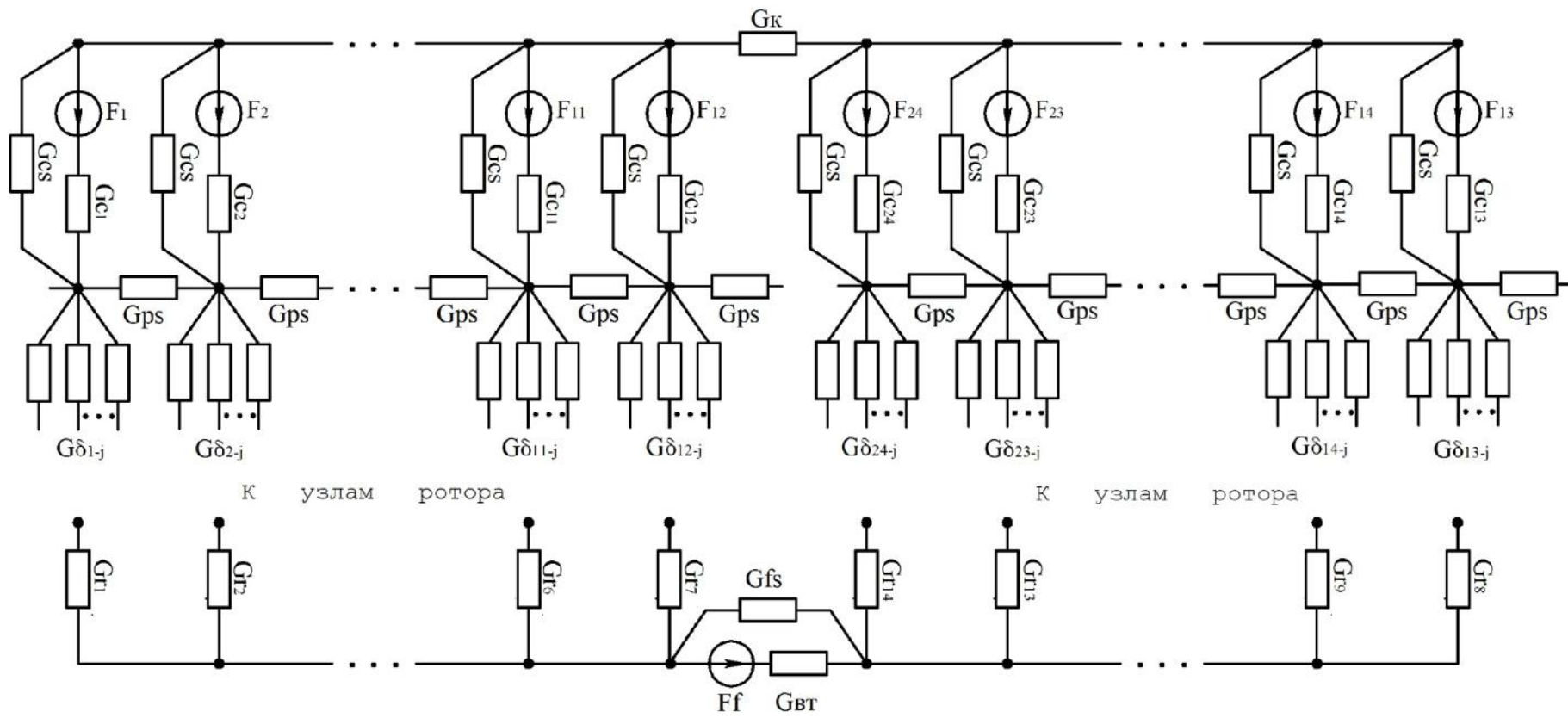


Рисунок 2.2 – Схема заміщення магнітного кола ДВІ з мінімальним ступенем деталізації

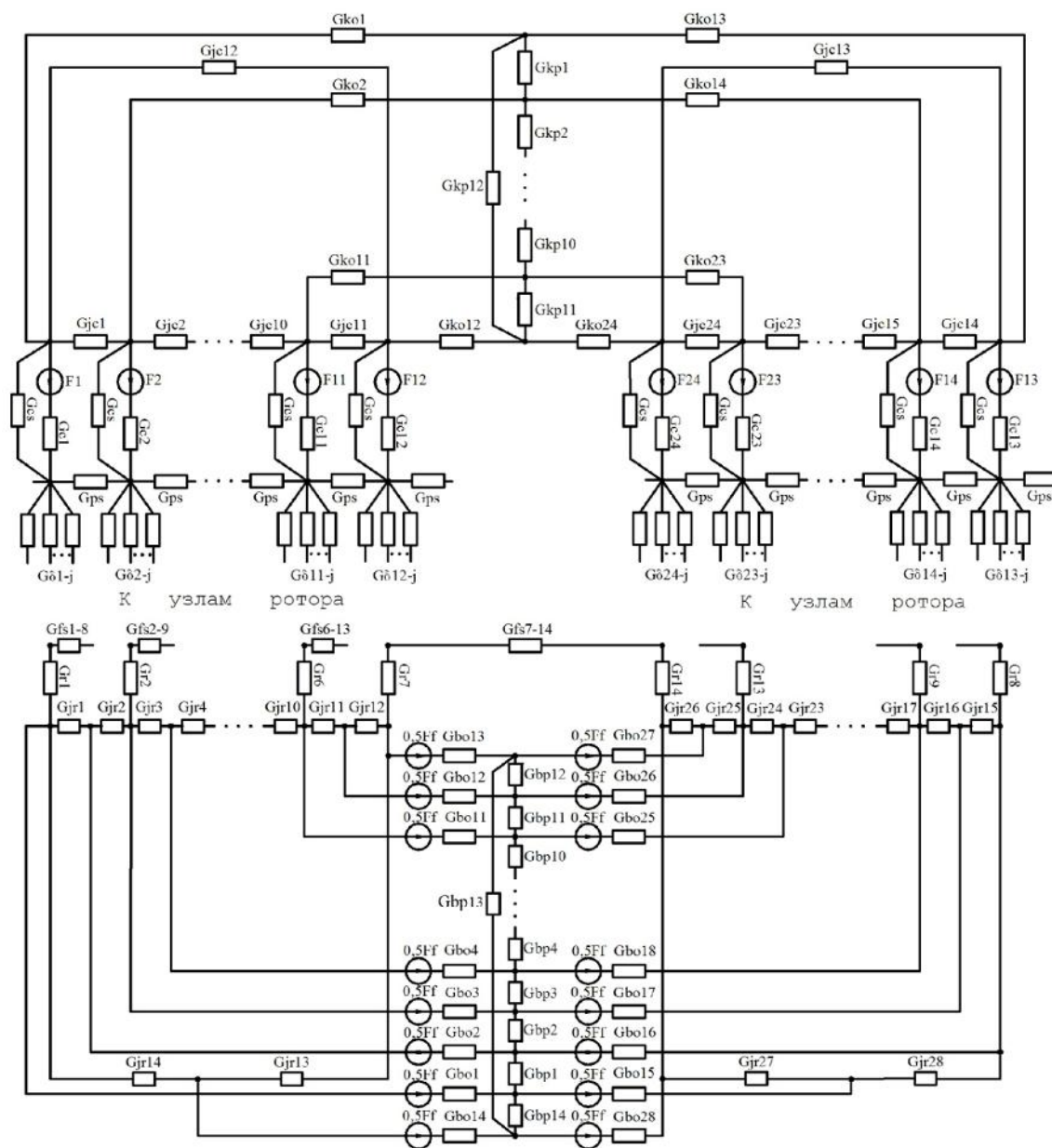


Рисунок 2.3 – Повна схема заміщення магнітного кола ДВІ

На схемі заміщення рис.2.3 введені наступні позначення:

$G_{jc}$  - магнітна провідність  $j$ -ого ділянки спинки статора;

$G_{jr}$  - магнітна провідність  $i$ -го ділянки ярма ротора;

$G_{ko}$  - магнітна провідність поздовжнього ділянки корпусу;

$G_{kp}$  - магнітна провідність поперечного ділянки корпусу;

$G_{bo}$  - магнітна провідність поздовжнього ділянки втулки;

$G_{bp}$  - магнітна провідність поперечного ділянки втулки;

Активними елементами в схемах заміщення є:

$F_j$  - МДС  $j$ -ой котушки якоря;

$F_f$  - сумарна МДС обмотки збудження.

Слід зазначити, що схему заміщення багатопакетної індукторної машини можна звести до схеми заміщення двопакетного модуля, врахувавши це перетворення при розрахунку ЕРС і індуктивностей через коефіцієнт згортання. Крім того, спрощення схеми заміщення можливо і в межах одного пакета. Якщо число зубців статора  $z_c$  і число зубців ротора  $z_p$  мають спільний дільник  $k_d$ , то магнітопровід електродвигуна можна розглядати як  $k_d$  паралельно включених однакових елементарних систем, в яких відбуваються одні й ті ж незалежні електромагнітні процеси. З огляду на це, схему заміщення можна сформулювати тільки для однієї елементарної області. Інша ж частина машини враховується за допомогою коефіцієнта  $k_d$  при провідностях, ЕРС і індуктивностях.

### **2.3. Алгоритм розрахунку електромагнітних параметрів і характеристик ДВІ з послідовною обмоткою збудження**

Одним з найбільш відповідальних моментів при моделюванні ДВІ є розрахунок внутрішніх електромагнітних параметрів машини. Від ефективності і точності алгоритму розрахунку багато в чому залежить швидкодія і адекватність математичної моделі електродвигуна в цілому [34].

Укрупнений алгоритм розрахунку електромагнітних процесів в ДВІ з послідовною ОЗ представлений на рис.2.4. Коротко зупинимося на змісті його основних етапів.

На початковому етапі проводиться обробка вихідних даних: розраховуються опору обмоток, провідності розсіювання, а також залежно  $G\delta(\theta)$ .

При розрахунку провідностей враховується, що магнітне поле в індукторній машині можна умовно розділити на головне поле і поле розсіювання. Головне поле утворюється магнітними потоками, зчепленими одночасно з ОЯ і з ОЗ, в той час як в поле розсіювання входять магнітні потоки, зчеплені тільки з однією з цих обмоток.

У розглянутих конструкціях індукторних машин поле розсіювання утворюється магнітними потоками, що замикаються по повітрю, і моделюється наступними провідностями розсіювання: магнітної провідністю лобового розсіювання обмотки якоря ( $G_{ls}$ ); магнітної провідністю поперечного пазової розсіювання ( $G_{ps}$ ) і магнітної провідністю розсіювання обмотки збудження ( $G_{fs}$ ).

Магнітні провідності розсіювання розраховуються за спрощеними картинам імовірнісних шляхів замикання потоків розсіювання при допущенні нескінченної магнітної проникності ділянки магнітопроводу, за яким замикається частина потоку розсіювання. При цьому сумарний магнітний потік розсіювання розділяється на елементарні магнітні трубки, що мають форму дуг кіл або прямих. Провідності розсіювання елементарних трубок інтегруються і приводяться до певних вузлів схеми заміщення.

Той же підхід використовуються при розрахунку поздовжньої пазової провідності ОЯ ( $G_{pps}$ ). На схемі заміщення провідності  $G_{ls}$  і  $G_{pps}$  представлені у вигляді сумарної провідності  $G_{cs}$ .

Висновок виразу для провідності лобового розсіювання ОЯ  $G_{ls}$  виглядає таким чином: повітряна область, по якій проходить потік, розбивається на елементарні циліндричні області - трубки (рис.2.5).

Потік лобового розсіювання обчислюється як сума потоків, що проходять через елементарні області. Магнітна провідність елементарної трубки  $dG_{ls}(x)$  залежить від положення цієї трубки щодо зубця статора і характеризується координатою  $x$  - відстанню від центру паза до середньої лінії елементарної області:

$$dG_{ls}(x) = \mu_0 \cdot S / l(x) = \mu_0 \cdot b_{zc} \cdot dx / (\pi \cdot x), \quad (2.6)$$

де  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$  - магнітна проникність повітря;

$S = b_{zc} \cdot dx$  - поперечний переріз елементарної трубки;

$b_{zc}$  - ширина зубця статора;

$l$  - довжина елементарної магнітної трубки.

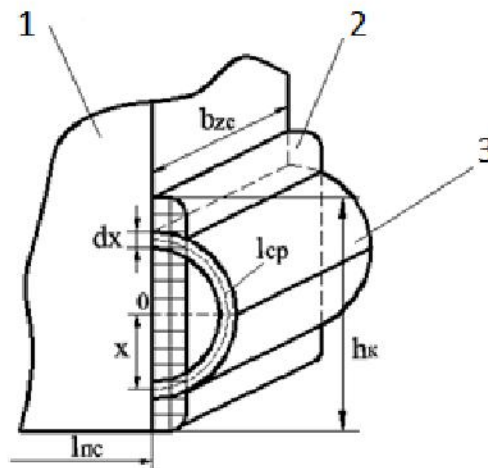


Рисунок 2.5 – Пояснення до розрахунку провідності лобового розсіювання

1 – зубець статора, 2 – лобова частина ОЯ, 3 – елементарна трубка потоку розсіювання

При розрахунку провідності лобового розсіювання приймаються наступні допущення: витки котушки рівномірно розподілені по висоті котушки  $h_k$ ; область, через яку проходить потік розсіювання, обмежена циліндричною поверхнею радіусом  $r = h_k / 2$ .

Сумарна провідність лобового розсіювання наводиться до вузлів, які відповідають межам зубця статора. На цю провідність в розглянутій схемі заміщення діє повна МДС, а на складові  $dG_{ls}(x)$  - часткова МДС  $F(x)$ . В силу

цього розрахунок провідності  $G_{ls}$  проводиться шляхом інтегрування магнітного потоку  $\Phi_{ls}$  з урахуванням виразу:

$$G_{ls} = \Phi_{ls} / F \quad (2.7)$$

где  $F = i \cdot w$  – повна МДС ОЯ.

З урахуванням прийнятих припущень МДС, яка прикладається до елементарної області, має вигляд:

$$F(x) = i \cdot w \cdot 2x / h_k \quad (2.8)$$

Магнітний потік, який проходить через елементарну область:

$$d\Phi_{ls}(x) = F(x) \cdot dG_{ls}(x) = 2 \cdot i \cdot w \cdot \mu_0 \cdot b_{zc} \cdot dx / (\pi \cdot h_k) \quad (2.9)$$

Повний магнітний потік розсіювання:

$$\Phi_{ls} = \int_0^{h_k/2} \frac{2 \cdot i \cdot w \cdot \mu_0 \cdot b_{zc}}{\pi \cdot h_k} dx = i \cdot w \cdot \mu_0 \cdot b_{zc} / \pi \quad (2.10)$$

З урахуванням (2.7) наведена провідність лобового розсіювання:

$$G_{ls} = \mu_0 \cdot b_{zc} / \pi$$

У схемі заміщення враховується те, що лобові частини ОЯ розташовані з двох сторін пакета статора і провідності лобового розсіювання подвоюються.

Аналогічним чином розраховуються інші провідності розсіювання.

Провідності повітряних проміжків  $G_{\delta ij}$  розраховуються за методом Р.Пола [70] урахуванням імовірнісних шляхів магнітного потоку в межах і-го зубцевого ділення статора і j-го зубцевого поділу ротора. Такі провідності залежать від кута повороту ротора  $\theta$  (кута  $\theta_{ij}$  між віссю і-го зубця статора і віссю j-го зубця ротора). Залежність  $G_{\delta}(\theta)$  розраховується з деяким досить малим кроком на попередньому етапі.

При розрахунку провідності повітряного проміжку приймаються наступні припущення: висота зубців ротора і статора приймається нескінченною; лінії магнітного потоку проходять по прямій лінії через повітряний зазор і по дузі кола в пазу; боку пазів ротора і статора розглядаються під кутом  $\beta$  рад, а не під кутом  $\frac{\pi}{2}$  рад. Згідно [7] пропонується

приймати  $\beta = 1$  рад при  $b_n / \delta \leq 10$  і  $\beta = 1,1$  рад. при  $b_n / \delta > 10$ , де  $b_n$  - ширина паза;  $\delta$  - величина повітряного проміжку.

Виведення виразу для провідності повітряного проміжку при довільному кутовому положенні ротора щодо статора  $\theta_y$ , відповідному переміщенню центру зубця ротора по розточуванню на довжину дуги  $y$  (рис.2.6), виглядає наступним чином:

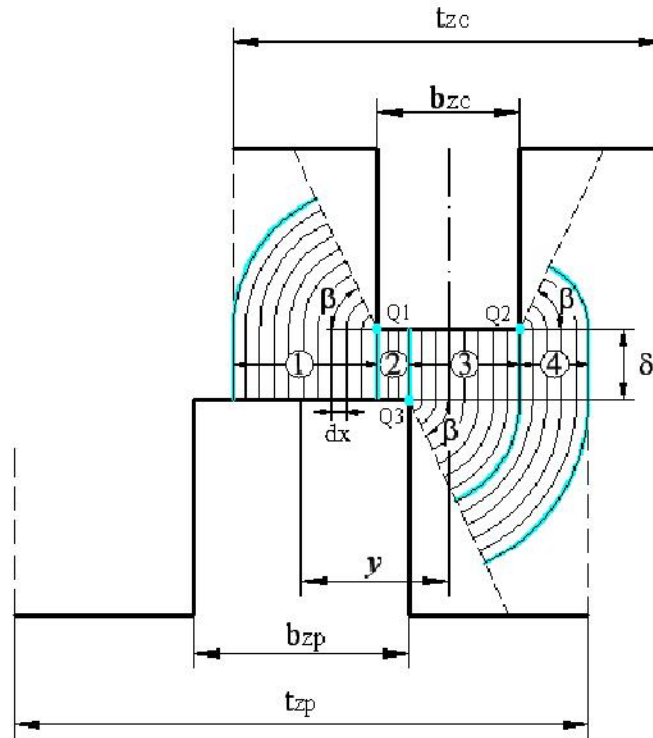


Рисунок 2.6 – Пояснення до розрахунку магнітної провідності повітряного проміжку

Розглянутий інтервал в межах зубцевого ділення статора ( $t_{zc}$ ) і ротора ( $t_{zp}$ ) розбивається на характерні ділянки імовірнісних шляхів замикання магнітного потоку. Для розглянутого прикладу такими ділянками є ділянки 1÷4. На кожній ділянці розраховуються складові повної провідності повітряного проміжку:

*Ділянка 1.* Ширина ділянки  $b_1 = 0,5 \cdot (t_{zc} - b_{zc})$ . Провідність повітряного проміжку на ділянці 1:

$$G\delta y_1 = \int_0^{b_1} \mu_0 \cdot \frac{S_1}{l_1(x)} dx = \int_0^{b_1} \mu_0 \cdot \frac{l_{II} dx}{(\delta + \beta x)} = \frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{\beta} \cdot \ln\left(\frac{\beta \cdot b_1}{\delta} + 1\right) =$$

$$= \frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{\beta} \cdot \ln\left(\frac{\beta \cdot 0,5 \cdot (t_{zc} - b_{zc})}{\delta} + 1\right),$$
(2.11)

де  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнітна проникність повітря;

$l_1(x) = \delta + \beta x$  - довжина елементарної магнітної трубки;

$S_1 = l_{II} \cdot dx$  – площа поперечного перерізу елементарної трубки,

$l_{II}$  - довжина пакета статора;

$x$  – радіус дуги окружності з центром в точці  $Q_1$ .

*Ділянка 2.* Ширина ділянки  $b_2 = 0,5 \cdot (b_{zc} + b_{zp}) - y$ .

Провідність повітряного проміжку на ділянці 2:

$$G\delta y_2 = \mu_0 \cdot \frac{S_2}{l_2} = \mu_0 \cdot \frac{l_{II} \cdot b_2}{\delta} = \frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{\delta} \cdot (0,5 \cdot (b_{zc} + b_{zp}) - y).$$
(2.12)

В даному випадку  $l_2 = \delta$  - довжина елементарної магнітної трубки,  $S_2 = l_{II} \cdot b_2$  - площа поперечного перерізу елементарної трубки.

*Ділянка 3.* Ширина ділянки  $b_3 = 0,5 \cdot (b_{zc} - b_{zp}) + y$ .

Провідність повітряного проміжку на ділянці 3:

$$G\delta y_3 = \int_0^{b_3} \mu_0 \cdot \frac{S_3}{l_3(x)} dx = \int_0^{b_3} \mu_0 \cdot \frac{l_{II} dx}{(\delta + \beta x)} = \frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{\beta} \cdot \ln\left(\frac{\beta \cdot b_3}{\delta} + 1\right) =$$

$$\frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{\beta} \cdot \ln\left(\frac{\beta \cdot (0,5 \cdot (b_{zc} - b_{zp}) + y)}{\delta} + 1\right),$$
(2.13)

де  $l_3(x) = \delta + \beta x$  - довжина елементарної магнітної трубки;

$S_3 = l_{II} \cdot dx$  – площа поперечного перерізу елементарної трубки;

$x$  – радіус довжини окружності з центром в точці  $Q_3$ .

*Ділянка 4.* Ширина ділянки  $b_4 = 0,5 \cdot (t_{zp} - b_{zc}) - y$ .

Провідність повітряного проміжку на ділянці 4:

$$G\delta y_4 = \int_0^{b_4} \mu_0 \cdot \frac{S_4}{l_4(x)} dx = \int_0^{b_4} \mu_0 \cdot \frac{l_{II} dx}{(\delta + \beta x + \beta(x + b_3))} = \frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{2 \cdot \beta} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot \beta \cdot b_4}{\delta + \beta \cdot b_3} + 1\right) =$$

$$\frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{2 \cdot \beta} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot \beta \cdot (0,5 \cdot (t_{zp} - b_{zc}) - y)}{\delta + \beta \cdot (0,5 \cdot (b_{zc} - b_{zp}) + y)} + 1\right),$$
(2.14)

де  $l_4(x) = \delta + \beta x + \beta(x + b_3)$  - довжина елементарної магнітної трубки;

$S_4 = l_{II} \cdot dx$  - площа поперечного перерізу елементарної трубки;

$x$  – радіус довжини окружності з центром в точці  $Q_2$ .

Сумарна провідність повітряного проміжку при положенні ротора и статора має вигляд:

$$G_{\delta ij} = G_{\delta y1} + G_{\delta y2} + G_{\delta y3} + G_{\delta y4} = \frac{\mu_0 \cdot l_{II}}{\beta} \cdot \left( \ln \left( \frac{\beta \cdot 0,5 \cdot (t_{zc} - b_{zc})}{\delta} + 1 \right) + \right. \\ \left. \frac{\beta}{\delta} \cdot (0,5 \cdot (b_{zc} + b_{zp}) - y) + \ln \left( \frac{\beta \cdot (0,5 \cdot (b_{zc} - b_{zp}) + y)}{\delta} + 1 \right) + \right. \\ \left. \frac{1}{2} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot \beta \cdot (0,5 \cdot (t_{zp} - b_{zc}) - y)}{\delta + \beta \cdot (0,5 \cdot (b_{zc} - b_{zp}) + y)} + 1 \right) \right) \quad (2.15)$$

Провідності повітряних проміжків при інших положеннях ротора розраховують аналогічним чином. Вид залежності  $G_{\delta}(\theta)$  наведено на рис.2.7.

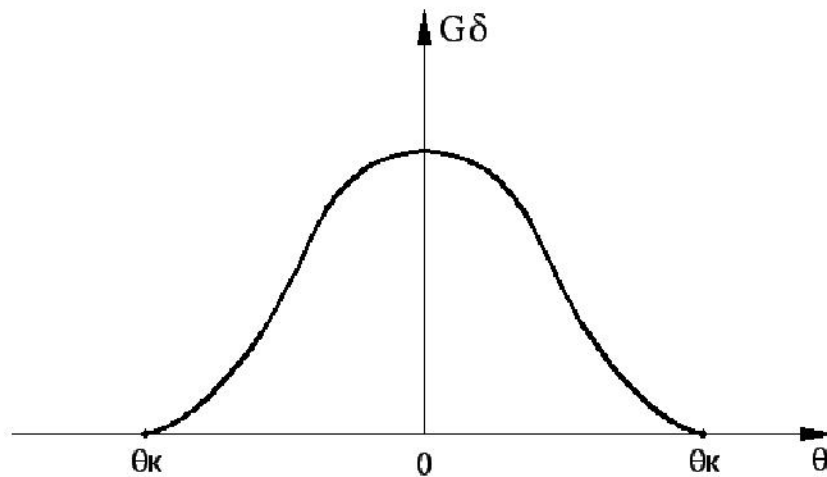


Рисунок – 2.7 Залежність  $G_{\delta}(\theta)$

Кут  $\theta_k$  відповідає максимальному переміщенню ротора  $Y_m = 0,5 \cdot (t_{zp} + t_{zc})$ , при якому відбувається взаємодія зубців ротора і статора при прийнятих припущеннях.  $\theta_k$  залежить від числа зубців статора  $z_c$  і ротора  $z_p$  і може бути визначений за виразом:

$$\theta_k = \pi \cdot \frac{z_c + z_p}{z_p \cdot z_c} \quad (2.16)$$

При розрахунку параметрів електричної машини з нелінійними магнітними зв'язками необхідно визначити її магнітне стан в кожен момент часу, тобто на підставі відомої геометрії муздрамтеатру і струмів в обмотках, а також відомих характеристик феромагнітних матеріалів розрахувати значення магнітних потоків і відповідних їм магнітних провідностей ділянок муздрамтеатру магнітної системи.

Розрахунок магнітного ланцюга ведеться при заданих токах в обмотках і фіксованому положенні сердечників. Ці величини є вхідними даними цього етапу розрахунку ДВІ. Через них розраховуються МДС котушок якоря  $F_j$  і сумарна МДС обмоток збудження  $F_f$ , а також провідності міжзубцових проміжків  $G_{\delta ij}$ . При цьому в процесі розрахунку для поточного положення ротора  $\theta$  визначаються значення кутового положення кожного  $j$ -го зубця ротора щодо кожного  $i$ -го зубця статора ( $\theta_{ij}$ ) і по залежності  $G_{\delta}(\theta)$  визначаються провідності  $G_{\delta ij}$  схеми заміщення.

Провідності феромагнітних ділянок розраховуються, виходячи з геометричних розмірів цих ділянок і магнітної проникності, за формулою:

$$G_{ст} = k_s \cdot \mu_{ст} \cdot S_{ст} / l_{ст}, \quad (2.17)$$

где  $k_s$  - коефіцієнта заповнення стали (для шихтованих участков магнітопровода);

$\mu_{ст}$  - абсолютная магнитная проницаемость материала магнітопровода;

$S_{ст}$  - площа сечения участка магнітопровода, поперечного магнітному потоку;

$l_{ст}$  - средняя длина участка по силовой линии магнітного потока.

Так як схема заміщення магнітного кола містить нелінійні елементи (магнітних провідності феромагнітних ділянок), то її розрахунок ведеться ітераційним способом.

Для розрахунку магнітних потоків в гілках схеми заміщення на першому ітераційному кроці необхідно задатися початковими значеннями провідності феромагнітних ділянок магнітного ланцюга. Кількість ітерацій, а отже, і час розрахунку магнітного ланцюга залежить від близькості початкового значення магнітних провідностей до їх реальних значень при даному кутовому положенні ротора і токах в обмотках. У зв'язку з цим за початкові наближення доцільно приймати значення магнітних провідностей феромагнітних ділянок магнітного кола, відповідних магнітному станом машини на попередньому кроці інтегрування. При розрахунку магнітного кола в першій точці електромагнітного розрахунку за початкові можна прийняти значення магнітних провідностей лінійних ділянок намагнічування, відповідних ненасиченого стану матеріалів ділянок магнітного ланцюга.

У межах кожної ітерації розрахунок магнітних потоків в гілках схеми заміщення ведеться методом вузлових потенціалів. За знайденими потокам і площам ділянок магнітопровода в розглянутих перетинах розраховуються магнітні індукції, за якими з використанням кривих намагнічування відповідних матеріалів (крива намагнічування матеріалу задається кубічної сплайн-апроксимацією кривої  $B(H)$ ), визначаються магнітні напруженості поля  $H$  і абсолютні магнітні проникності  $\mu_{ст} = B / H$  феромагнітних ділянок муздраттеатру.

Після розрахунку магнітних потоків визначаються відповідні їм магнітні провідності і порівнюються з початковими значеннями.

Розрахунок магнітного ланцюга буде закінчено, коли максимальне відносне Прирощення магнітних провідностей "сталевих" ділянок муздраттеатру, отриманих на двох послідовних ітераціях, буде менше деякого заданого параметра точності розрахунків. Кількість виконуваних ітерацій при інших незмінних умовах зави-сит від кількості нелінійних елементів в схемі заміщення і ступеня насичення магнітних ланцюгів.

Збіжність ітераційного процесу можна підвищити, виявивши оптимальні значення коефіцієнтів релаксації, уточнюючих нові початкові наближення

провідностей з урахуванням отриманих значень провідності на попередньому кроці.

Після визначення магнітного стану машини проводиться розрахунок потокощеплення котушок (обмоток) і їх похідних по току і куту повороту  $\theta$ , які є диференціальними індуктивностями і коефіцієнтами ЕРС обертання і входять до складу рівняння електричної рівноваги.

Далі формується і розраховується система диференціальних рівнянь, проводиться розрахунок струмів у всіх обмотках ДВІ.

Розрахунок схеми заміщення магнітного кола ДВІ на періоді повторення виконується багаторазово з обраним кроком розрахунку  $\Delta\theta$  для різних взаємних положень сердечників.

Оскільки розрахунок ведеться, починаючи з нульових початкових умов (струмів), то для досягнення сталого процесу в ДВІ з послідовним збудженням потрібно розрахувати протягом 3-5 періодів.

У кожній точці розрахунку за відомими формулами розраховуються миттєві значення досліджуваних величин вентильного двигуна. Зокрема, електромагнітний момент, що розвивається двигуном [23], визначається за формулою:

$$M_{\omega} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m i_j \cdot \frac{d\psi_j}{d\theta} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m i_j \cdot e_{\text{впр}j} / \Omega, \quad (2.18)$$

де - механічна кутова швидкість обертання ротора.

Після досягнення сталого стану розраховуються інтегральні значення вихідних показників ДВІ.

Також на цьому етапі розраховуються втрати в сталі. Миттєва картина індукції в елементах магнітного ланцюга на останньому періоді розкладається в ряд Фур'є і проводиться розрахунок амплітуд окремих гармонійних складових. Вираз для визначення втрат в сталі від перемагнічування елемента муздраттеатру першої гармонікою магнітної індукції виглядає наступним чином:

$$P_1 = P_0 \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot B_1^2 \cdot (f/f_0)^{\beta} \cdot m, \quad (2.19)$$

где  $P_0$ - удельные потери при магнитной индукции  $I$  Тл и частоте перемагничивания  $f_0$ ;

$k_1$  – коэффициент обработки;

$k_2=1\div 2$  – коэффициент, учитывающий наличие постоянной составляющей индукции;

$B_1$  – амплитуда первой гармонической составляющей индукции;

$\beta$  - показатель степени, зависящий от марки стали;

$m$  – масса элемента магнитопровода.

*Высшие гармоники магнитных индукций* при расчете потерь в стали можно учесть по формуле:

$$P_j = B_j^2 / B_1^2 \cdot j^2, \quad (2.20)$$

где  $P_j$  - потери в стали от действия  $j$ -ой гармонической составляющей кривой индукции;

$B_j$ - амплитуда магнитной индукции  $j$ -ой гармоники.

*Полные потери в стали* в итоге будут равны:

$$P_{ст} = P_1 \cdot (1 + P_v), \quad (2.21)$$

где  $P_v$  – суммарные потери в стали от высших гармоник.

*Коэффициент полезного действия двигателя:*

$$\eta = \frac{P_2}{(P_2 + \Delta P)} = \frac{P_2}{P_2 + P_M + P_{ст} + P_{ВП} + P_{МЕХ}}, \quad (2.22)$$

где  $P_2 = M_B \cdot \Omega$  - выходная мощность двигателя;

$M_B = M_3 - M_T$  - момент на валу двигателя;

$M_T$  - момент механических потерь, обусловленный трением в подшипниках и аэродинамическим сопротивлением;

$P_M$  - потери в меди;

$P_{ст}$  - потери в стали;

$P_{ВП}$  - потери в вентильном преобразователе,

$P_{МЕХ}$  - механические потери.

Аналіз отриманих результатів дозволяє зробити висновок про ступінь відповідності показників ДВІ вимогам технічного завдання і рівні

електромагнітних навантажень, при яких ці вимоги виконуються. У разі якщо вимоги не задовольняються, розрахунок може бути повторений зі зміненими вхідними даними. Таким чином, розрахункова модель аналізу електромагнітних процесів може бути використана як інструмент для проектування електричних машин на задані показники. Даний метод розрахунку представляє широкі можливості для аналізу часових залежностей, наприклад індуктивностей, струмів, напруг, електромагнітного моменту.

Використовувані методи дозволяють досліджувати і перехідні електромеханічні процеси, чому сприяє відносно високу швидкодію розрахункової моделі. При цьому система диференціальних рівнянь доповнюється рівнянням руху

$$M_e - M_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt}, \quad (2.23)$$

где  $M_c$  – момент сопротивлення на валу двигателя;

$J$  – суммарный момент инерции вращающихся частей.

#### 2.4. висновки

Проведений аналіз показав, що:

1. Робота ДВІ з послідовною обмоткою збудження, в створенні яких брала участь автор, в ряді режимів характеризується насиченим станом відділових ділянок магнітного кола і несинусоїдної формою фазних струмів (з нульовою паузою) в обмотках.

Для математичного моделювання електромагнітних процесів з урахуванням цих факторів найбільш придатним є метод миттєвих значень при використанні маловузлових еквівалентних схем заміщення магнітних ланцюгів електричної машини. При цьому розрахунок магнітного ланцюга, струмів і напруг проводиться на періоді повтору електромагнітних процесів з деяким досить малим кроком.

2. Програмна реалізація цього методу поряд з проведенням піврічного розрахунку інтегральних значень і часових залежностей параметрів двигуна, а також розрахунку характеристик дозволяє з урахуванням заданого критерію

уточнити геометри-етичні та обмотувальні дані електродвигуна, провести розрахунок на необхідні показники і вибрати алгоритм управління .

3. Для підвищення ефективності розрахунку ДВІ при складанні схеми заміщення магнітного кола необхідно максимально використовувати магнітну, електричну і геометричну симетрію муздратрау. Ступінь деталізації схеми заміщення магнітного кола вибирається як компроміс між точністю і часом розрахунку.

Автором був сформований і обраний варіант схеми заміщення магнітного кола, при якому зубець і спинка статора, а також зубець ротора представляються на схемі у вигляді одного елемента, ярмо ротора представляється у вигляді двох елементів, а кількість елементів розбиття втулки і корпусу визначається числом зубців ротора і статора електродвигуна відповідно.

4. За обраною схемою заміщення магнітного кола, що враховує нелінійність характеристик феромагнітних матеріалів, двосторонню зубчатість сердечників і зміна конфігурації зазору між сердечниками при переміщенні ротора, складена методика і алгоритм розрахунку магнітного ланцюга ДВІ, а також розроблена програма розрахунку, що враховує введені особливості схеми заміщення магнітного кола і варіанти підключення послідовної обмотки збудження.

### **3. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В ДВІ**

#### **3.1 Оцінка теплового стану електричної машини. Цілі і завдання**

Перетворення енергії в електричних машинах неминуче пов'язане з небажаними супутніми явищами, що проявляються у вигляді нагріву, магнітного розсіювання, механічних деформацій, вібрацій, зносу тощо. Найбільш широко розсіювання енергії проявляється у вигляді тепла, що призводить до нагрівання елементів і пристроїв обладнання в цілому. Теплова енергія втрат, яка виділяється в елементах електродвигуна, частково витрачається на підвищення температури елемента, а частково відводиться в навколишній простір. У сталому тепловому режимі вся енергія втрат відводиться в навколишній простір. При цьому рівень нагріву елементів визначається потужністю, що розсіюється і умовами охолодження, що характеризуються навколишньою температурою, коефіцієнтом тепловіддачі і розмірами поверхні, яка розсіює тепло. У переважній більшості випадків бажано мати малі втрати і допустимі значення нагріву або перевищення температури елемента над температурою навколишнього середовища, бо перегрів знижує термін служби, якість функціонування обладнання та можуть навіть призводити до повної втрати його працездатності. З цієї причини аналіз і визначення залежності температури основних елементів електродвигуна від параметрів і режимів його роботи поряд з електромагнітним розрахунком має велике значення.

Оскільки натурне моделювання теплових процесів в електродвигуні ускладнено складними зв'язками досліджуваних явищ, великими габаритами, а також труднощами внесення змін в ході пошукових досліджень, важливу роль для вивчення електричної машини як гідравлічної і теплової системи відіграє математичне моделювання. Теорія подібності встановлює умови моделювання, дотримання котрих дозволяє поширити результати, отримані за допомогою моделювання, на реальний об'єкт.

Безпосереднім завданням теплового розрахунку є визначення температури активних частин машини з метою перевірки виконання вимог щодо допустимого рівня нагріву, зазначених в ДСТУ або в технічному завданні на проектування.

Від того, як розрахована і реалізована система охолодження електричної машини, багато в чому визначаються її техніко-економічні показники.

Тепловий розрахунок електричної машини виконується, як правило, для її номінального режиму роботи при сталому стані нагріву. Однак в ряді випадків потрібно провести розрахунок і для нестационарних режимів нагріву, в тому числі при навантаженнях, відмінних від номінальної. В результаті розрахунку можуть бути визначені температурні поля в найбільш нагрітих зонах активних частин машини. Значно частіше буває достатньо обмежитися більш простим розрахунком середніх перевищень температури, зокрема для обмоток, оскільки вони легко вимірюються методом опору при випробуваннях машин і їх допустимі значення дано в стандартах [9].

У разі самовентиляції або при примусової вентиляції, коли натиск у вентиляційній системі створюється вентилятором, встановленим на валу машини або в безпосередній близькості від неї, безпосередньо перед тепловим розрахунком проводиться вентиляційний (гідравлічний) розрахунок електричної машини [10, 36].

Загальне завдання вентиляційного розрахунку електричних машин полягає в тому, щоб перевірити, як обрана схема вентиляції і вентилятор забезпечують допустиму температуру активних частин машини при заданому рівні втрат на нагрів. Тут одним з найважливіших завдань є визначення сумарного гідравлічного опору вентиляційного тракту електричної машини. В ході вентиляційного розрахунку також визначаються необхідний натиск і швидкість охолоджуючого середовища в окремих вентиляційних каналах магнітопроводу машини, а також перепад тисків на сумарному гідравлічному опорі вентиляційного тракту. Результати вентиляційного розрахунку визначають граничні умови для рівняння теплопровідності, тобто служать

тими вихідними даними, які дозволяють виконати тепловий розрахунок машини [30].

У разі необхідності розраховуються напірні елементи вентиляторів або насосів, які забезпечують необхідну витрату, і швидкість охолоджуючого середовища, а також витрати потужності, необхідні для роботи вентилятора або іншого напірного пристрою [15].

З урахуванням даних вентиляційного розрахунку проводиться загальна оцінка теплового стану електричної машини.

### **3.2 Метод еквівалентних теплових схем заміщення стосовно ДВІ**

Як вже говорилося раніше робота електричних машин, в тому числі і ДВІ, супроводжується небажаним, але неминучим процесом виділення теплової енергії в елементах конструкції машини, що є наслідком втрат енергії в них. Найбільш чутливою до теплових навантажень є ізоляція обмоток електричної машини. Підвищена температура викликає теплове старіння ізоляції обмоток, призводить до зниження електричної і механічної міцності.

В даний час для аналізу теплових процесів в різних конструкціях електродвигунів знаходять застосування різноманітні методи розрахунку [9, 36, 39], серед яких можна виділити: польові методи, метод еквівалентних гріючих втрат, метод температурних полів, метод еквівалентних схем заміщення та ін. Найбільш простим з точки зору реалізації та забезпечення точності, що відповідає вимогам інженерного розрахунку, є метод еквівалентних теплових схем заміщення (ЕТС).

Основною перевагою методу ЕТС є істотне спрощення рішень двовимірних процесів теплопровідності. Так як результуючий тепловий потік є сума взаємодії одновимірних потоків, то еквівалентний тепловий опір визначається як сума паралельних опорів, які проходять одномірними потоками у відповідних напрямках. Це передбачає аналогію теплового потоку

з електричним струмом  $I$ , засновану на єдиній формі рівнянь теплообміну (закон Фур'є):

$$P = \lambda \cdot S_{cp} \cdot \Delta T / \delta = \Delta T / R_{\lambda} \quad (3.1)$$

та струму (закон Ома):

$$I = k \cdot S \cdot \Delta U / l = \Delta U / R_{\lambda}, \quad (3.2)$$

де  $S_{cp}$  - середня площа теплопередаючої поверхні;

$\lambda$  - коефіцієнт теплопровідності;

$\Delta T$  - падіння температури на довжині  $\delta$ ;

$R_{\lambda}$  - тепловий опір даної ділянки шляху теплового потоку;

$k$  - питома електрична провідність;

$\Delta U$  - різниця потенціалів на дині провідника з перетином;

$R_{\lambda}$  - електричний опір.

Одна і та ж конструкція електродвигуна може бути представлена різними тепловими схемами заміщення, що відрізняються ступенем деталізації можливих шляхів протікання теплових потоків. Основну проблему тут становить точне визначення теплових опорів між елементами конструкції електродвигуна, в яких відбувається виділення тепла, і навколишнім середовищем, а також визначення основних показників, що характеризують інтенсивність охолодження електродвигуна в разі застосування системи примусової вентиляції (вбудований вентилятор або продув). Для визначення витрати холодоагенту через машину  $Q_v$  [м<sup>3</sup>/с], необхідного для відводу тепла, а так само розподілу холодоагенту і його швидкості на окремих ділянках, необхідно перед тепловим розрахунком провести гідравлічний розрахунок електродвигуна [26, 29].

При математичному моделюванні теплових процесів методом ЕТС приймемо такі припущення:

- машина представляється у вигляді системи однорідних елементів, зв'язки між якими визначаються видом і умовами теплообміну;
- елементи електродвигуна повинні мати якомога більш просту геометричну форму, в межах розмірів якої умови нагріву-охолодження залишаються постійними; кожен елемент на схемі заміщення представляється у вигляді вузла, в якому з'єднуються опори теплообміну цього елемента з опорами теплообміну інших елементів;
- зосереджені еквівалентні теплові опори, які замінять дійсні розподілені, що не залежать від величини теплового потоку;
- втрати, що виникають в конкретній частині електричної машини виділяються в вузлах;
- тепловий розрахунок електродвигуна зводиться до розрахунку середніх температур всіх вузлів машини. Для спрощення рішення передбачається, що в поздовжньому перетині передача тепла відсутня. Це дозволяє розглядати плоску задачу в поперечному перетині машини. Перевищення температури окремих провідників обмотки приймається рівним середньому перевищенню температури її провідників;
- так як теплові опори, які визначаються через параметри середовища (коефіцієнт теплопровідності і тепловіддачі, кінематична в'язкість, теплоємність), залежать від температури, то при розрахунку за методом ЕТС задаються орієнтовними значеннями температур, за якими визначають всі теплотехнічні параметри матеріалів і охолоджуючого середовища.
- при використанні методу ЕТС такі теплофізичні характеристики однорідних елементів, як об'ємна теплоємність, коефіцієнт теплопровідності, інтенсивність об'ємно-розподілених джерел теплоти і умови теплообміну на кордонах елементів, вважаються постійними для даного інтервалу температур;
- в разі застосування примусової вентиляції електродвигуна температура повітря всередині електродвигуна приймається постійною і рівною

середній величині між температурами повітряного потоку на вході і виході з машини [36]:

$$T_{\text{вн.ср.}} = (T_{\text{окр.ср.}} + T_{\text{вых}}) / 2 = T_{\text{окр.ср.}} + \frac{k_0 \cdot \sum P_{\text{зр}}}{2 \cdot (C_{\text{в}} \cdot \rho_{\text{в}} \cdot Q_{\text{в}})}, \quad (3.3)$$

де  $k_0$  - коефіцієнт, що враховує частку втрат в машині, що відводяться основним охолоджуючим потоком;

$\sum P_{\text{зр}}$  - сумарні втрати машини на нагрівання Вт;

$C_{\text{в}}$  - питома теплоємність (Вт·с / (кг · °С));

$\rho_{\text{в}}$  - і густина повітря (кг / м<sup>3</sup>).

Тут слід зазначити, що при тепловому розрахунку осьових систем охолодження ДВІ, особливо великих, не завжди достатньо враховувати лише середню температуру (3.3) охолоджуючого потоку всередині машини. В цьому випадку поступове підвищення температури  $T_{\text{в}}$  охолоджуючого потоку при проходженні різних ділянок машини враховуються в тепловій схемі за допомогою лінії, яку можна розглядати як ряд базових точок з температурою, зростаючої в напрямку руху потоку  $Q_{\text{в}}$  (рис.3.1).

Виділені базові точки схеми мають температури  $T_{\text{в1}}$ ,  $T_{\text{в2}}$  і  $T_{\text{в3}}$ , які і потрібно визначити.

При цьому для спрощення визначення базових точок схеми робиться припущення про лінійне наростання температури по довжині машини і базові температури розраховуються заздалегідь:

$$\begin{aligned} T_{\text{в1}} &= T_{\text{вх}} + \Delta T \cdot l_1 / l_{\Sigma}; \\ T_{\text{в2}} &= T_{\text{вх}} + \Delta T \cdot l_2 / l_{\Sigma}; \\ T_{\text{в3}} &= T_{\text{вх}} + \Delta T \cdot l_3 / l_{\Sigma}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

де  $T_{\text{вх}}$  - температура на вході вентиляційного тракту електродвигуна, °С;

$\Delta T = T_{\text{вих}} - T_{\text{вх}} = k_{\text{в}} \cdot \sum \Delta P_{\text{гр}} / (C \cdot Q_{\text{в}})$  - підігрів повітряного потоку, °С;

$T_{\text{вих}}$  - температура на виході вентиляційного тракту електродвигуна, °С;  
 $k_{\text{в}} \leq 0,9$  - коефіцієнт, що враховує частку втрат в машині, що відводяться основним охолоджуючим потоком  $Q_{\text{в}}$  в залежності від системи охолодження;

$\Sigma \Delta P_{\text{гр}}$  - сумарні втрати машини, Вт;

$C$  - питома об'ємна теплопровідність холодоагенту при нормальних умовах, (Дж / °С·кг);

$l_1, l_2, l_3, l_{\Sigma}$  - довжини відповідних ділянок.

Застосовуються й інші методи обліку змін температури охолоджуючого потоку в міру його проходження через машину [26].

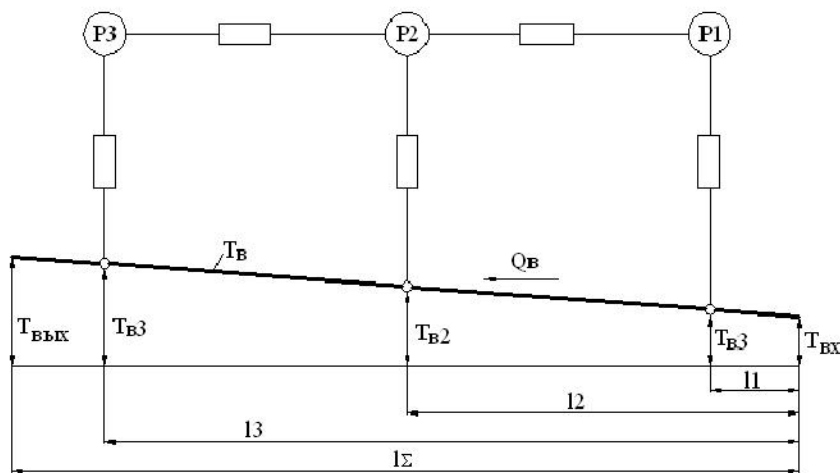


Рисунок 3.1 – Вплив підігріву охолоджуючого потоку в тепловій схемі

Електричні машини можуть працювати в різних номінальних режимах: тривалому, короткочасному, повторно-короткочасному, переміжному, а також можливі режими, які не відповідають нормативам ДСТУ.

Для тягових електродвигунів найбільш типовий режим роботи з швидко змінюючимся навантаженням - повторно-короткочасний режим або аналогічний йому. Тепловий стан електродвигуна при цьому залежить від тривалості включення ( $ПВ = t_p / t_{\text{пз}}$ , де  $t_p$ - тривалість робочого періоду,  $t_{\text{пз}}$  - тривалість повного циклу) і величини навантаження.

У більшості випадків метод ЕТС використовується для визначення теплового стану електродвигуна в тривалому режимі роботи, але тут також



Всі елементи ТСЗ зв'язуються між собою відповідними тепловими провідностями. Джерелами теплоти, зосередженими у відповідних вузлах, є втрати в сталі магнітопроводу: основні і додаткові втрати в зубцях статора, втрати в ярмі статора, втрати в сталі ротора; втрати в міді обмоток статора і збудження; а також внутрішні механічні втрати, що складаються з втрат на тертя в підшипниках і втрат на тертя ротора.

Тепловий стан n-го елемента схеми заміщення описується наступним диференціальним рівнянням теплового балансу:

$$C_n \cdot \frac{dT_n}{dt} = \sum_{i=1}^{q(i \neq n)} \Lambda_{in} \cdot (T_i - T_n) + P_n, \quad (3.6)$$

де  $C_n$  - теплоємність n-го елемента;

$T_n$  - температура n-го елемента;

$T_i$  - температура одного з сусідніх елементів, пов'язаних в тепловому відношенні з даним елементом n;

$P_n$  - втрати потужності в даному елементі n;

$\Lambda_{in}$  - теплова провідність i-го елемента;

t - поточний час.

З метою визначення характеристики теплового стану машини в цілому вирішують наступну систему диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dT_1}{dt} = (-\sum_{i=2}^m \Lambda_{i1}) \cdot T_1 + \sum_{i=2}^m (\Lambda_{i1} \cdot T_i) + P_1, \\ C_2 \cdot \frac{dT_2}{dt} = (-\sum_{i=1}^{k(i \neq 2)} \Lambda_{i2}) \cdot T_2 + \sum_{i=1}^{k(i \neq 2)} (\Lambda_{i2} \cdot T_i) + P_2, \\ \dots \\ C_n \cdot \frac{dT_n}{dt} = (-\sum_{i=1}^{q(i \neq n)} \Lambda_{in}) \cdot T_n + \sum_{i=1}^{q(i \neq n)} (\Lambda_{in} \cdot T_i) + P_n, \end{cases} \quad (3.7)$$

де m - кількість елементів, пов'язаних в тепловому відношенні з першим елементом;

k - кількість елементів, пов'язаних в тепловому відношенні з другим елементом.

Далі, задаючись температурою навколишнього середовища  $Q_{ai}$  і вирішуючи наведену систему будь-яким з відомих способів, знаходять середні значення температур елементів в будь-який з моментів часу  $t$ . Рішення при  $\frac{dQ_p}{dt} = 0$  дає сталі температури тіл ТСЗ.

При розрахунку за методом ЕТС передбачаються відомими втрати, що виділяються в машині, теплові опори (провідності) на шляхах передачі цих втрат (розрахунок теплових провідностей ЕТС заміщення проводиться за методикою наведеною в [8]), витрата охолоджуючої середовища  $Q_v$ , швидкості руху охолоджувального середовища близько охолоджуючих поверхонь і відповідні коефіцієнти теплопередачі. Також повинна бути задана температура охолоджуючого середовища на вході в систему охолодження.

### **3.3. Розрахунок теплових процесів в ДВІ. Теплові схеми заміщення.**

#### **Метод кінцевих елементів**

На базі методики теплового розрахунку, наведеною в розділі 3.2, була розроблена програма, що дозволяє аналізувати температурні режими елементів вентильного індукторного електродвигуна. Вихідні дані для програми відповідають результатам електромагнітного розрахунку (втрати потужності в елементах конструкції ДВІ, маси елементів) і проектування (геометричні дані), а також беруться з довідкової літератури (коефіцієнти теплопровідності елементів конструкції ДВІ, питомі теплоємності і густини матеріалів елементів двигуна ).

Результати моделювання являють собою тимчасові залежності середніх температур активних частин ДВІ, а також усталені значення середніх температур елементів електродвигуна (зведена таблиця).

При цьому тепла схема заміщення для ДВІ складалася в припущенні, що теплопередача через вал мала і дотримуються припущення, наведені в розділі 3.2. На рис.3.2 наведено варіант теплової схеми заміщення ДВІ

двопакетної конструкції (схема заміщення представлена на половину машини).

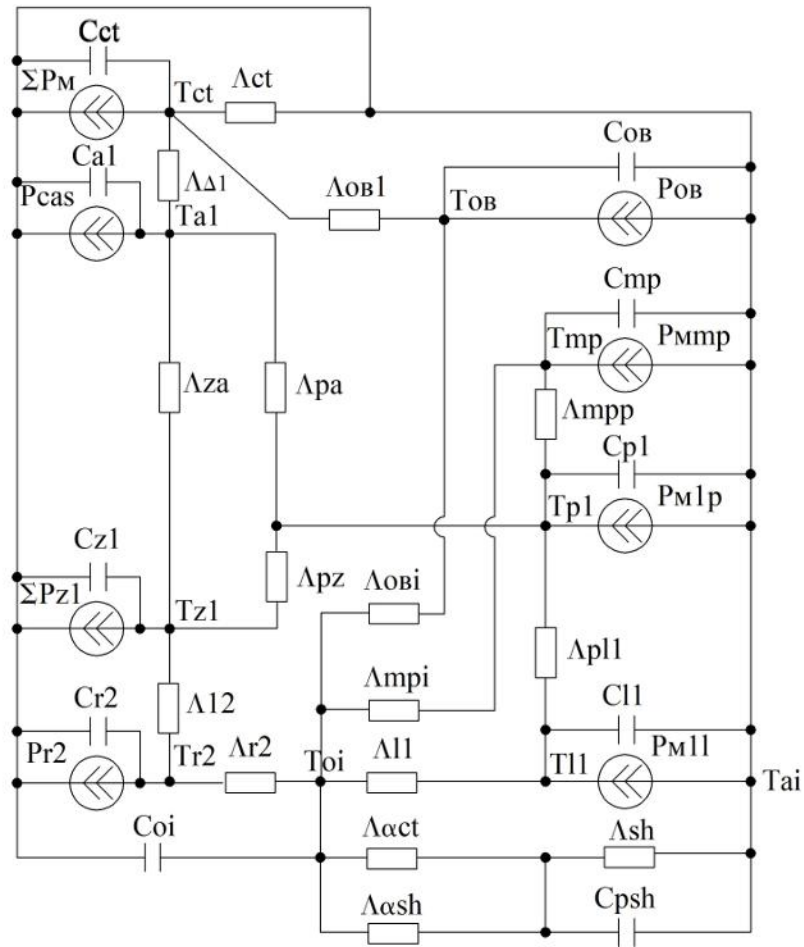


Рисунок 3.2 – Теплова схема заміщення для розрахунку теплових процесів в ДВІ

Теплова схема заміщення (ПЗС) складається з десяти тіл: зубців статора з середньою температурою  $Q_{z1}$ ; спинки статора з середньою температурою  $Q_{a1}$ ; станини і підшипникових щитів із середньою температурою  $Q_{ct}$  і  $Q_{sh}$  відповідно; пазової частини обмотки статора з середньою температурою  $Q_{p1}$ ; лобовій частині обмотки статора із середньою температурою  $Q_{l1}$ ; проміжної частини обмотки статора із середньою температурою  $Q_{pr}$ ; обмотки збудження із середньою температурою  $Q_{ov}$ ; зубців ротора з середньою температурою  $Q_{r2}$ ; внутрішнього повітря з середньою температурою  $Q_{oi}$ . Тіла ТЗС пов'язані між собою відповідними тепловими провідностями.

Джерелами теплоти, зосередженими у відповідних вузлах, є: основні і додаткові втрати в зубцях статора  $\sum P_{z1}$ ; втрати в ярмі статора  $P_{cas}$ ; втрати в міді пазової частини обмотки статора  $P_{m1p}$ ; втрати в міді міжпакетної частини обмотки статора  $P_{mpr}$ ; втрати в міді лобової частини обмотки статора  $P_{ml}$ ; втрати в міді обмотки збудження  $P_{mob}$ ; втрати в сталі ротора  $P_{r2}$ ; внутрішні механічні втрати, що складаються з втрат на тертя в підшипниках і втрат на тертя ротора об повітря  $\sum P_m$ .

Основні і додаткові втрати в зубцях статора знаходяться за наступною формулою  $\sum P_{z1} = P_{cz} + P_{cz.дооб}$ ; втрати в міді пазової, лобовий і проміжної частини обмотки статора можна знайти з наступних виразів:

$$\begin{aligned} P_{m1p} &= P_{m1} \cdot 2 \cdot l_1 / (2 \cdot l_1 + l_{l1} + l_{kcr}), \\ P_{ml} &= P_{m1} \cdot l_{l1} / (2 \cdot l_1 + l_{l1} + l_{kcr}), \\ P_{mpr} &= P_{m1} \cdot l_{kcr} / (2 \cdot l_1 + l_{l1} + l_{kcr}), \end{aligned} \quad (3.8)$$

де  $l_1, l_{l1}, l_{kcr}$  - довжина пакета статора, довжина лобової частини обмотки статора і відстань між пакетами статора відповідно.

Для аналізу теплового стану ВД в будь-якому з режимів з поступовим зниженням ТСЗ була складена система з десяти диференціальних рівнянь (3.9).

Переймаючись температурою навколишнього середовища і вирішуючи наведену систему, можна визначити середні значення температур елементів двигуна в будь-який з моментів часу  $t$ .

Недолік методу ЕТС, полягає в тому, що він дає не повну картину температурного поля, а тільки деякі середні значення температури для окремих елементів машини.

$$\left\{ \begin{array}{l}
C_{z1} \cdot \frac{dQ_{z1}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{za} + \Lambda_{pz} + \Lambda_{l2} + \Lambda_{sgmz1}) \cdot Q_{z1} + 2 \cdot \Lambda_{za} \cdot Q_{a1} + 2 \cdot \Lambda_{pz} \cdot Q_{p1} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{l2} \cdot Q_{r2} + 2 \cdot \Lambda_{sgmz1} \cdot dQ_{oi} + \sum P_{z1}, \\
C_{a1} \cdot \frac{dQ_{a1}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{za} + \Lambda_{pa} + \Lambda_{\Delta 1} + \Lambda_{ova}) \cdot Q_{a1} + 2 \cdot \Lambda_{za} \cdot Q_{z1} + 2 \cdot \Lambda_{pa} \cdot Q_{p1} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{\Delta 1} \cdot Q_{ct} + 2 \cdot \Lambda_{ova} \cdot Q_{ov} + P_{cas}, \\
C_{ct} \cdot \frac{dQ_{ct}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{\Delta 1} + \Lambda_{ct} + \Lambda_{act} + \Lambda_{\Delta ov1} + \Lambda_{ctsh}) \cdot Q_{ct} + 2 \cdot \Lambda_{\Delta 1} \cdot Q_{a1} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{act} \cdot Q_{oi} + 2 \cdot \Lambda_{ct} \cdot Q_{ai} + 2 \cdot \Lambda_{\Delta ov1} \cdot Q_{ov} + 2 \cdot \Lambda_{ctsh} \cdot Q_{sh}, \\
C_{pch} \cdot \frac{dQ_{sh}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{sh} + \Lambda_{csh} + \Lambda_{ctsh}) \cdot Q_{sh} + 2 \cdot \Lambda_{csh} \cdot Q_{oi} + 2 \cdot \Lambda_{sh} \cdot Q_{ai} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{ctsh} \cdot Q_{ct} + \sum P_m, \\
C_{p1} \cdot \frac{dQ_{p1}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{pz} + \Lambda_{pa} + \Lambda_{p1l} + \Lambda_{prp1} + \Lambda_{sgm1} + \Lambda_{sgmpl}) \cdot Q_{p1} + 2 \cdot \Lambda_{pz} \cdot Q_{z1} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{pa} \cdot Q_{a1} + 2 \cdot \Lambda_{p1l} \cdot Q_{l1} + 2 \cdot \Lambda_{prp1} \cdot Q_{pr1} + 2 \cdot \Lambda_{sgm1} \cdot Q_{r2} + 2 \cdot \Lambda_{sgmpl} \cdot Q_{oi} + P_{m1p}, \\
C_{l1} \cdot \frac{dQ_{l1}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{p1l} + \Lambda_{l1}) \cdot Q_{l1} + 2 \cdot \Lambda_{p1l} \cdot Q_{p1} + 2 \cdot \Lambda_{l1} \cdot Q_{oi} + P_{m1l}, \\
C_{r2} \cdot \frac{dQ_{r2}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{l2} + \Lambda_{r2} + \Lambda_{sgm1}) \cdot Q_{r2} + 2 \cdot \Lambda_{l2} \cdot Q_{z1} + 2 \cdot \Lambda_{r2} \cdot Q_{oi} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{sgm1} \cdot Q_{p1} + P_{r2}, \\
C_{ov} \cdot \frac{dQ_{ov}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{\Delta ov1} + \Lambda_{ova} + \Lambda_{ovpr} + \Lambda_{ovoi}) \cdot Q_{ov} + 2 \cdot \Lambda_{\Delta ov1} \cdot Q_{ct} + 2 \cdot \Lambda_{ova} \cdot Q_{a1} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{ovpr} \cdot Q_{pr} + 2 \cdot \Lambda_{ovoi} \cdot Q_{oi} + P_{mov}, \\
C_{pr} \cdot \frac{dQ_{pr}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{ovpr} + \Lambda_{prp1} + \Lambda_{prlio}) \cdot Q_{pr} + 2 \cdot \Lambda_{ovpr} \cdot Q_{ov} + 2 \cdot \Lambda_{prp1} \cdot Q_{p1} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{prlio} \cdot Q_{oi} + P_{mpr}, \\
C_{oi} \cdot \frac{dQ_{oi}}{dt} = -2 \cdot (\Lambda_{act} + \Lambda_{csh} + \Lambda_{l1} + \Lambda_{r2} + \Lambda_{prlio} + \Lambda_{ovoi} + \Lambda_{sgmz1} + \Lambda_{sgmpl}) \cdot Q_{oi} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{l1} \cdot Q_{l1} + 2 \cdot \Lambda_{r2} \cdot Q_{r2} + 2 \cdot \Lambda_{act} \cdot Q_{ct} + 2 \cdot \Lambda_{csh} \cdot Q_{sh} + 2 \cdot \Lambda_{prlio} \cdot Q_{pr} + \\
+ 2 \cdot \Lambda_{ovoi} \cdot Q_{ov} + 2 \cdot \Lambda_{sgmz1} \cdot Q_{z1} + 2 \cdot \Lambda_{sgmpl} \cdot Q_{p1}.
\end{array} \right. \quad (3.9)$$

У разі необхідності більш детального дослідження теплового стану окремих елементів і вузлів електричної машини може бути застосований польовий метод розрахунку. Зупинимося на розгляді деяких положень цього методу більш докладно.

Основною фізичною величиною, що характеризує процес теплопровідності, є температура  $T$ , яка в загальному випадку змінюється як у просторі, так і в часі.

Сукупність значень температури для всіх точок заданого простору в даний момент часу  $t$  називається температурним полем. Якщо температура є функцією тільки просторових координат, то поле називається стаціонарним.

Нестаціонарне рівняння теплопровідності, або рівняння дифузії, для ізотропного лінійного простору має вигляд:

$$c \cdot g \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda \cdot \nabla^2 T + p \quad (3.10)$$

де  $t$  – час, с;

$c$  – питома теплоємність, Вт·с/(кг·°С);

$g$  – густина матеріалу стрижня, кг/м<sup>3</sup>;

$\lambda$  – питома теплопровідність, Вт/(°С·м);

$p$  – питомі об'ємні втрати, Вт/м<sup>3</sup>.

Якщо процес встановився і температурне поле не залежить від часу, то рівняння (3.10) приймає вид рівняння Пуассона

$$\lambda \cdot \nabla^2 T + p = 0 \quad (3.11)$$

Відповідно до (3.11) температура в просторі визначається тільки питомою теплопровідністю і об'ємними втратами, які виділяються.

З прийнятним ступенем точності можна прийняти, що тепловий стан в кожному перетині ДВІ незмінні при деякому віддаленні від торців і визначається тепловим станом в середньому перетині електродвигуна. Отже, для визначення цього стану досить вирішити двовимірне рівняння Пуассона щодо температури, яке в декартовій системі координат (при незмінності  $\lambda$  в певній галузі) буде мати вигляд:

$$\lambda \cdot \left( \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \right) = -p \quad (3.12)$$

де  $x, y$  – просторові координати.

Рішення рівняння (3.12) називається крайовою задачею. Для її вирішення необхідно задати геометрію розглянутої області, її фізичні властивості (значення  $\lambda$  і  $\rho$ ) і граничні умови.

Граничні умови для стаціонарної задачі відображають умови теплової взаємодії між навколишнім середовищем і поверхнею розглянутого тіла. У теорії теплопровідності розрізняють граничні умови I, II, III і IV родов, а також інші граничні умови (наприклад, при наявності фазових перетворень - промерзання, плавлення та ін.). Розглянемо граничні умови I - III родов.

При граничних умовах I роду задається розподіл відомої температури на кордоні області. Розподіл температури на кордоні може бути задано у вигляді функції координат. Такі граничні умови мають місце, наприклад, при інтенсивному омиванні поверхні рідиною постійної температури. Конкретним прикладом, де можуть бути використані граничні умови I роду, є зовнішня поверхня корпусу двигуна, що омивається холодоагентом постійної температури. Зазвичай граничні умови I роду називають умовами Діріхле.

При граничних умовах II роду задається розподіл щільності теплового струму на поверхні тіла. Умови II роду зазвичай називають умовами Неймана. Умови II роду бувають однорідні і неоднорідні. Однорідна умова II роду на зовнішньому кордоні означає відсутність теплового потоку через зазначений кордон, тобто умова теплової ізоляції, і використовується для опису адіабатичного кордону, або межі, яка є віссю симетрії досліджуваної області. Неоднорідна умова II роду на зовнішньому кордоні задає питому потужність тепловиділення при його охолодженні або потужність теплового поглинання при його нагріванні високотемпературним джерелом теплоти.

При граничних умовах III роду на поверхні тіла задається залежність густини теплового потоку  $q_s$  від різниці температур поверхні тіла  $T_s$  і навколишнього середовища  $T_0$  через коефіцієнт тепловіддачі (теплообміну)  $\alpha$ , Вт / (°C · м<sup>2</sup>):

$$q_s = \alpha \cdot (T_s - T_0). \quad (3.13)$$

Коефіцієнт тепловіддачі  $\alpha$  не є фізичною постійною і в загальному випадку відображає спільну дію конвекції, теплопровідності і залежить від багатьох факторів (геометрії тіла, напрямку і швидкості оточуючого потоку та ін.). Тому умови III роду не завжди просто виконати зважаючи на складність визначення коефіцієнта теплообміну.

До граничних умов III роду можна віднести процес теплообміну за допомогою випромінювання, заснований на законі Стефана-Больцмана:

$$q_s = \varepsilon \cdot \sigma \cdot (Q_s^4 - Q_0^4), \quad (3.14)$$

де  $\varepsilon = 0 \div 1$  – коефіцієнт випромінювання теплового випромінювача;

$\sigma = 5,6703 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}/(\text{°C}^4 \cdot \text{м}^2)$  – постійна Стефана-Больцмана.

Для формування математичної моделі ДВІ зазвичай розглядаються дві крайові задачі:

- для області поперечного перерізу двигуна на достатньому видаленні від його торців (модель першого наближення);
- для частини області поперечного перерізу, що відповідає сектору (сегменту) зубцевого ділення статора (модель другого наближення – уточнена).

У першій моделі структура і фізичні властивості в пазу статора задаються усереднено і наближено. Зовнішньою межею області є окружність зовнішньої поверхні корпусу, на якій задаються граничні умови I роду з відомою температурою, що дорівнює температурі навколишнього середовища.

У другій (уточненій) моделі виконується деталізація структури паза. На дузі окружності зовнішньої поверхні статора задаються граничні умови I роду. На межах області, відповідних осях симетрії зубців статора задаються однорідні граничні умови II роду (відсутність теплообміну через симетрії). Якщо область розрахунку вибирається у вигляді сегмента, то з'являється четверта межа, що збігається з зовнішньою поверхнею ротора, на якій можуть

бути задані особливі граничні умови, які заключаються в сталості на ній температури, заздалегідь невідомої, що відповідає дуже високій теплопровідності ротора в порівнянні з повітряним зазором. На четвертій границі можуть бути задані також однорідні граничні умови II роду в залежності від того, які результати покаже рішення першої наближеною моделі.

З метою застосування до теплового розрахунку теорії поля, при математичному моделюванні теплових процесів приймаються такі припущення:

- температурне поле на достатньому видаленні від торців двигуна вважається плоскопаралельним, тобто нехтується передачею тепла уздовж осі двигуна;
- температура охолоджуючого середовища є незмінною і її значення береться з результатів попередньо проведеного вентиляційного (гідравлічного) розрахунку;
- перемішування повітря всередині двигуна не враховується.

Рівняння теплопровідності разом із заданою геометрією, фізичними властивостями і граничними умовами повністю визначають крайову задачу теплопровідності, яка складається з взаємопов'язаних математичних моделей двох рівнів.

Рішення задачі теплопровідності в польовій постановці може бути здійснено чисельним методом кінцевих елементів. Результати розрахунку можуть бути отримані у вигляді розподілу температур, градієнтів температур, щільності теплового потоку і інтегральних значень теплового потоку через задані поверхні.

### 3.4. Особливості розрахунку теплових процесів в ДВІ для тягового приводу

Аналіз роботи тягового приводу показує, що вона характеризується часто і різко мінливими навантаженнями. Режим роботи тягового приводу часто розрахований на роботу в повторно-короткочасному режимі.

У кожному його робочому циклі мають місце несталі режими роботи: пуски, реверси, гальмування, що роблять істотний вплив на продуктивність механізму, його ККД і на ряд інших факторів.

У порівнянні з електрообладнанням стаціонарних установок, тягове електрообладнання часто працює при найнесприятливіших поєднаннях умов навколишнього середовища (знижена і підвищена вологість, вибухонебезпечність і агресивні середовища, вібрації, удари, підвищена температура і т.п.), а при русі в його електрообладнання може проникати забруднене і вологе повітря, а іноді бруд, вода чи сніг. Все це призводить до значної зміни температури обмоток і струмоведучих частин електроустаткування. При цьому рухомий состав повинен зберігати свою працездатність в будь-яких кліматичних зонах в будь-який час року, т.е. Працювати без обмежень при температурі навколишнього повітря від  $-30$  до  $+50$  °С [22].

Всі вище перераховані умови висувають до електроприводу складні вимоги щодо надійності і безпеки, а також визначають структуру системи його охолодження в цілому. Від технічної досконалості електроприводу, а також його системи охолодження в значній мірі залежать його продуктивність, надійність роботи і простота обслуговування.

Найчастіше тягові електродвигуни мають повітряну або рідинну систему охолодження [29], кожна з яких має свої переваги і недоліки.

Що стосується повітряного охолодження двигунів, то воно буває природним (самовентиляція) і примусовим (незалежна вентиляція). При цьому повітря, яке подається для охолодження, проходить через двигун по

розташованим паралельно осі каналам охолодження в сердечниках статора і (або) ротора. Отвори, що утворюють канали, виштамповують в листових деталях з яких збирають шихтовані сердечники статора і ротора. У деяких конструкціях електродвигунів охолоджуюче повітря підводиться до радіальних вентиляційних вирізів. Потрібна кількість охолоджуючого повітря, яке залежить від потужності електричних втрат, перетворюється в тепло. При цьому виходять з того, що на тракті між входом і виходом з двигуна охолоджуюче повітря нагрівається на 30 - 40 К. Витрату повітря можна розрахувати на основі рівняння:

$$P_n = m'_e \cdot c_e \cdot \Delta T = Q_e \cdot \rho_e \cdot c_e \cdot \Delta T \quad (3.15)$$

де  $P_n$  - потужність втрат, кВт;

$m'_e$  - витрата охолоджуючого повітря, кг / с;

$Q_e$  - витрата охолоджуючого повітря, м<sup>3</sup> / с;

$c_e$  - питома теплоємність повітря, Вт·с/кг·К (при температурі 60 °С дорівнює 1,009);

$\rho_e$  - щільність повітря, кг/м<sup>3</sup> (при середній температурі охолоджуючого повітря 60 °С дорівнює 1,0454);

$\Delta T$  - підвищення температури охолоджуючого повітря, К.

Вплив вентиляції на тривалу потужність, що розвивається машиною, значне. Так, наприклад, тривала потужність закритого трамвайного двигуна складає близько 25-35% його вартової потужності [1]. Застосуванням же вентиляції тривалу потужність можна збільшити вдвічі і навіть більше.

Швидкість потоку повітря визначається площею поперечного перерізу осьових каналів охолодження, які розташовуються в листових сердечниках статора і ротора. З одного боку, їх загальна площа не повинна бути занадто великою, щоб забезпечувався необхідний для магнітного потоку перетин заліза, з іншого боку, поверхня охолодження повинна бути достатньою для теплообміну.

Перетини каналів в сердечниках статора повинні бути відповідні з перетином каналів в пазах статора щоб уникнути зниження витрати повітря в останніх. Бажано, щоб витрати в цих каналах були не нижче 0,3 загальної витрати повітря, що проходить через двигун.

Практичний досвід [39] показує, що середня швидкість потоку охолоджуючого повітря може бути прийнята рівною 20 - 30 м / с. При більш високих швидкостях в повітряній системі, і перш за все в місцях зміни напрямку руху, а також різких переходів, може виникати шум щодо високого рівня. Більш того, збільшення кількості повітря, що продувається вище певної межі викликає значне зростання споживання енергії на вентиляцію, причому тривала потужність двигуна не підвищується.

Не менш важливим параметром для розрахунку системи повітряного охолодження є перепад тиску між її входом і виходом. Значний вплив на загальну величину перепаду надають зміни в напрямку руху потоку, а також зменшення і збільшення поперечного перерізу. Падіння тиску в осерді становить, в загальному випадку, 10 - 20% загального перепаду.

Перевагою наскрізної продувки є велика площа теплообміну шихтованих сердечників статора і ротора, яка ще більше збільшується за рахунок осьових каналів охолодження. Крім того, повітрям обдуваються лобові частини обмоток статора. Обмотка статора має максимальну температуру в зоні, віддаленій від місця входу повітря на відстань, відповідне 60 - 70% довжини сердечника.

Тягові двигуни з самовентиляцією найчастіше застосовуються на рухомому составі місцевого та приміського сполучення, де використовуються тягові двигуни потужністю до 250 кВт [1]. Основним недоліком системи охолодження цього типу є припинення подачі охолоджуючого повітря при зупинці транспортного засобу.

У великих машинах повітря подається вентилятором, що має приводний двигун, що не залежить від охолоджувальної машини. При незалежній вентиляції кількість повітря, яке проганяється через тяговий двигун, не

залежить від частоти обертання ротора, так що двигун може охолоджуватися і під час стоянки.

Система рідинного охолодження. Перевагою тягових двигунів з рідинним охолодженням є те, що вони повністю закриті і завдяки цьому захищені від проникнення бруду, пилу і вологи. Корпус статора виконується з охолодженням, в якому охолоджуюча рідина в залежності від конструкції циркулює по спіралі. Відведення тепла від обмоток статора в кінцевому рахунку відбувається через сердечник статора за допомогою рідини. Особливість схеми охолодження ротора полягає в тому, що тепло спочатку передається від сердечника через повітряний зазор і підшипники на корпус статора. Лобові частини обмотки статора в цьому випадку «охолоджуються» тільки завдяки високому внутрішньому тепловому опору. Так, лобові частини обмотки статора мають більш високу температуру, ніж інші її ділянки, розташовані в пазах сердечника. Виконання лобових частин литими могло б поліпшити їх температурний зв'язок охолодження двигуна.

Статор і ротор мають найбільшу температуру в центральній частині сердечників. Зміна температури з достатнім ступенем точності можна вважати симетричним щодо осі, що проходить через центри листів пакетів сердечників. Розрахунок потоку охолоджуючої рідини виконується на основі рівняння:

$$P_n = m_{ж}' \cdot c_{ж} \cdot \Delta T = Q_{ж}' \cdot \rho_{ж} \cdot c_{ж} \cdot \Delta T \quad (3.16)$$

де  $m_{ж}'$  - витрата охолоджуючої рідини, кг / с;

$Q_{ж}'$  - витрата охолоджуючої рідини, м<sup>3</sup> / с;

$c_{ж}$  - питома теплоємність охолоджуючої рідини, Вт·с/кг·К (при середній температурі 60 °С для води рівна 3600);

$\rho_{ж}$  - щільність охолоджувальної рідини, кг/м<sup>3</sup> (при середній температурі 60 °С для води дорівнює 1048);

$\Delta T$  - підвищення температури охолоджуючої рідини, К (звичайно дорівнює 8).

При теплових розрахунках тягових двигунів з рідинним охолодженням слід не тільки враховувати високі температури, при яких може експлуатуватися даний привід, але і забезпечувати захист охолоджуючої рідини від замерзання. З цією метою для охолодження використовується, наприклад, гліколь, який при звичайних температурах експлуатації додається в воду в співвідношенні 40/60 (гліколь/вода).

Тягові двигуни з рідинним охолодженням мають ряд переваг перед двигунами з повітряним охолодженням:

- низький рівень шуму, не дивлячись на високу частоту обертання;
- захищеність від потрапляння всередину пилу і вологи;
- малий поперечний переріз труби, що підводить охолоджуючу рідину;
- здатність витримувати високі температурні навантаження завдяки великій тепловій постійній часу;
- безперервність функціонування системи як при русі транспортного засобу, так і на стоянці (при вимкненому двигуні).

До недоліків рідинного охолодження тягових двигунів слід віднести:

- незадовільне охолодження сердечника ротора через великий термічний опір тракту теплопередачі через підшипники до охолодження статора;
- можливість використання тільки на двигунах середньої (до 250 кВт) потужності;
- високі вимоги до герметичності корпусу двигуна;
- зменшення активного перетину статора через наявність каналу охолодження;
- необхідність використання теплообмінника, а також значний обсяг робіт з технічного обслуговування системи охолодження.

За результатами проведених в цьому розділі досліджень можна зробити наступні висновки:

1. Важливим етапом розробки будь-якого електродвигуна є оцінка теплового стану його окремих елементів, включаючи динаміку теплових

процесів. Ці питання особливо актуальні для машин, що працюють в повторно-короткочасних режимах, а в ще більшому ступені для машин з послідовною обмоткою збудження. Для вирішення цих завдань ефективним є метод моделювання теплових процесів з використанням еквівалентних схем заміщення.

2. Різноманітність умов функціонування тягового приводу визначає різні варіанти структур систем охолодження електродвигуна. Більш поширений спосіб охолодження двигуна повітрям за рахунок введення спеціальних осьових каналів. Для складних умов навколишнього середовища доцільно застосування рідинної системи охолодження. Пропонований метод дослідження дозволяє врахувати специфіку обох способів охолодження.

3. Для коректної оцінки теплового стану ДВІ з примусовим охолодженням потрібне проведення гідравлічного розрахунку, результати якого є вихідними даними для теплового розрахунку.

4. Запропонована математична модель і розроблена програма розрахунку дозволяють:

- дослідити тепловий стан електричної машини при її роботі як в усталених режимах, так і в перехідних режимах;
- оцінити динаміку процесу нагрівання та охолодження елементів конструкції електродвигуна;
- дослідити чутливість отриманої системи до варіацій теплофізичних і геометричних параметрів;
- визначити раціональне значення необхідної продуктивності системи охолодження відповідно до заданих режимів роботи і циклограмами навантаження на етапі проектування;
- скласти обґрунтовані рекомендації щодо вибору електромагнітних навантажень і співвідношень основних лінійних розмірів машини із заданою тривалістю роботи.

## **4. РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ І ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНАХ**

У цьому розділі наведені результати розрахункових досліджень електромагнітних і теплових параметрів і характеристик вентильних індукторних двигунів.

Досліджено вплив початкового кута включення фази на величини потужності, моменту і ККД електродвигунів. Представлено порівняння характеристик двигуна постійного струму і розробленого для його заміни вентильного індукторного електродвигуна з послідовною ОЗ.

Представлені результати теплових розрахунків ДВІ різного конструктивного виконання і різної потужності в різних режимах роботи. З урахуванням особливостей роботи електродвигунів сформульовані вимоги і рекомендації по конструктивному виконанню ДВІ.

### **4.1. Опис об'єктів дослідження**

В ході досліджень розглядалися тягові вентильні індукторні двигуни різного призначення і потужності. Розглянемо більш детально деякі з них.

Електродвигун приводу візка

Привід призначений для заміни електричної машини постійного струму 6,3 кВт, яка встановлюється на електровізку типу ЕТ2.

Електровізки використовуються для транспортування вантажів на промислових підприємствах, складах і базах, залізничних вокзалах і станціях, в морських і річкових портах, аеропортах і т.п. із середнім і високим вантажопотоком. Їх відрізняє велика вантажопідйомність - до 2-х тонн, висока швидкість пересування, хороша маневреність і можливість застосування в умовах обмеженого простору. Простота управління і обслуговування, відсутність вихлопних газів роблять електровізки незамінними при транспортуванні вантажів.

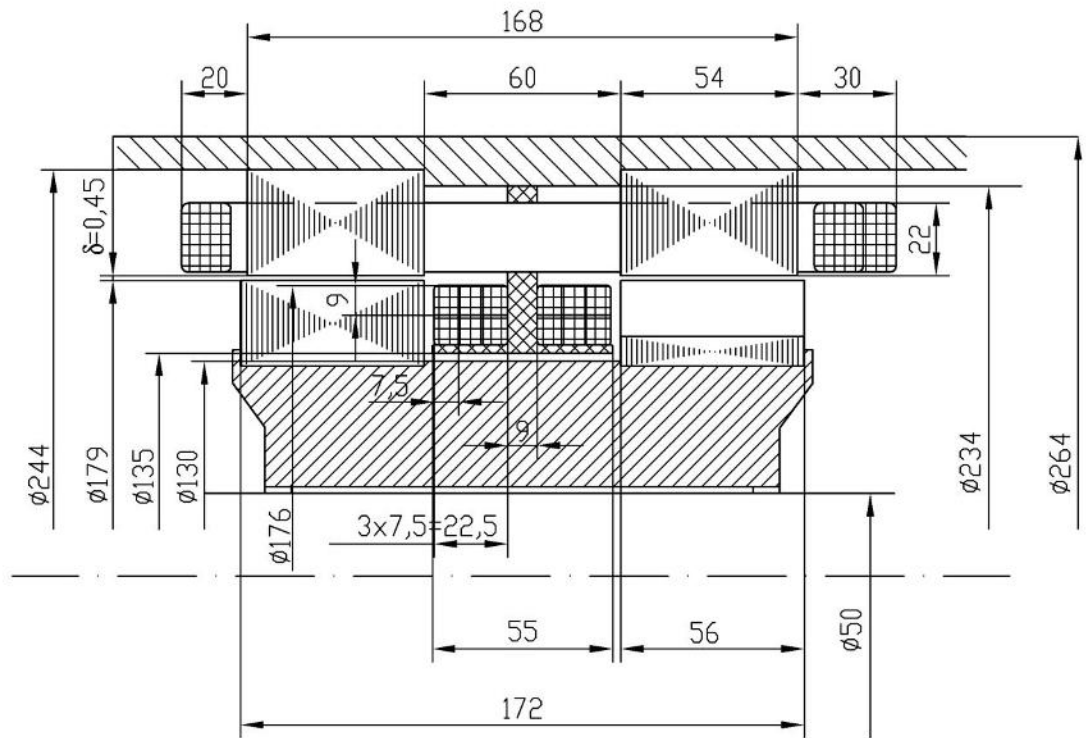
Заміна електродвигуна постійного струму на вентильний індукторний двигун дозволить підвищити ресурс приводу, збільшити його ККД і поліпшити ряд інших якостей.

Згідно з вимогами технічного завдання розроблюваний двигун повинен мати повітряну систему охолодження з самовентиляцією і працювати при температурі навколишнього повітря від  $-45^{\circ}\text{C}$  до  $+40^{\circ}\text{C}$ . При номінальній напрузі живлення  $U_n = 75\text{ В}$  номінальна частота обертання двигуна  $n_n = 1600\text{ об / хв}$ , номінальна потужність на валу  $P_n = 5\text{ кВт}$ , номінальний момент  $M_n = 30\text{ Н} \cdot \text{м}$ , ККД  $\geq 0,8$ . Максимальний пусковий момент (зрушення) електродвигуна -  $M_{\text{max}} \geq 170\text{ Н} \cdot \text{м}$ . Максимальна частота обертання  $n = 3300\text{ об / хв}$ . Режим роботи повторно-короткочасний S3 (ПВ40%).

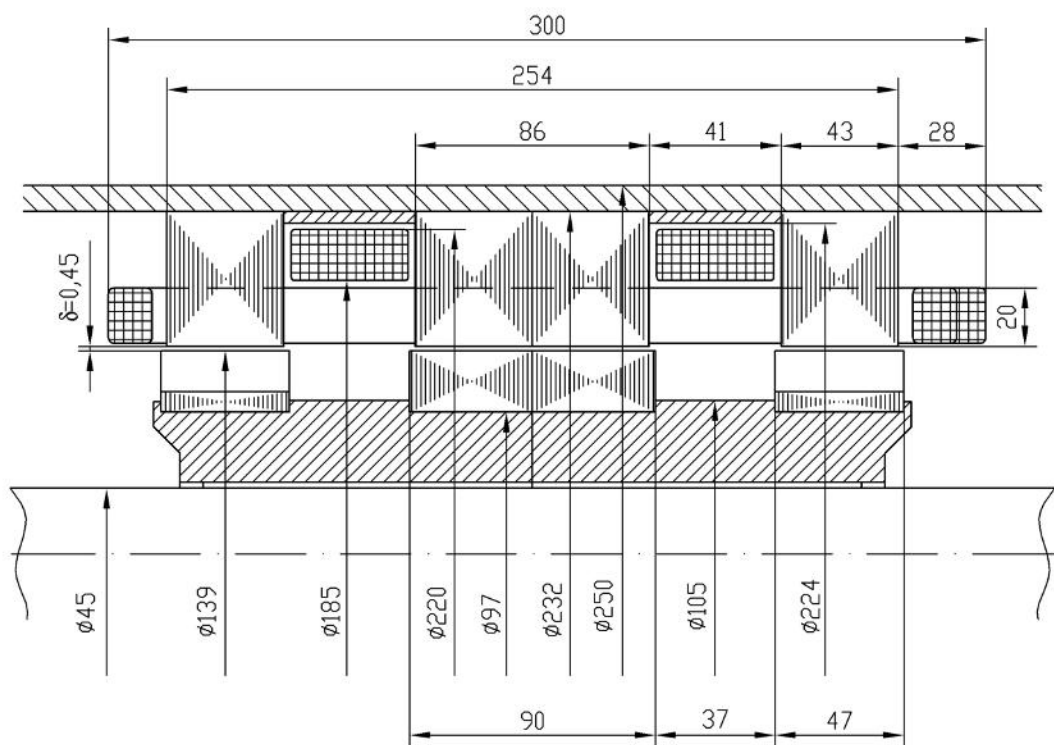
Відповідно до вимог технічного завдання були спроектовані дві модифікації вентильного індукторного електродвигуна з послідовною обмоткою збудження. Вони являють собою одноіменнополюсні дво- і чотирипакетні синхронні 3-х фазні машини з аксіальним напрямком магнітного потоку збудження. Ескізи магнітного кола дво- і чотирипакетної конструкції електродвигуна представлені на рис. 4.1 а) і б) відповідно.

Статор електродвигунів складається з магнітопровідячого корпусу, відповідно 2-х і 4-х шихтованих пакетів, набраних з листів електротехнічної сталі товщиною 0.5 мм, а також котушок фазної зубчастої обмотки і обмотки збудження. Пакети статора мають 18 зубців і встановлені без кутового зміщення між собою.

Обмотка збудження в двопакетній конструкції розміщена між шихтованими пакетами ротора нижче розточення статора. У чотирипакетній конструкції ОЗ розміщена між шихтованими пакетами статора вище робочої обмотки. В обох конструкціях ОЗ мають кільцеву форму і кріпляться до корпусу болтами.



а)



б)

Рисунок 4.1 – Ескізи магнітного кола ДВІ-5 на базі двопакетної а) і чотиріпакетної б) індукторної машини

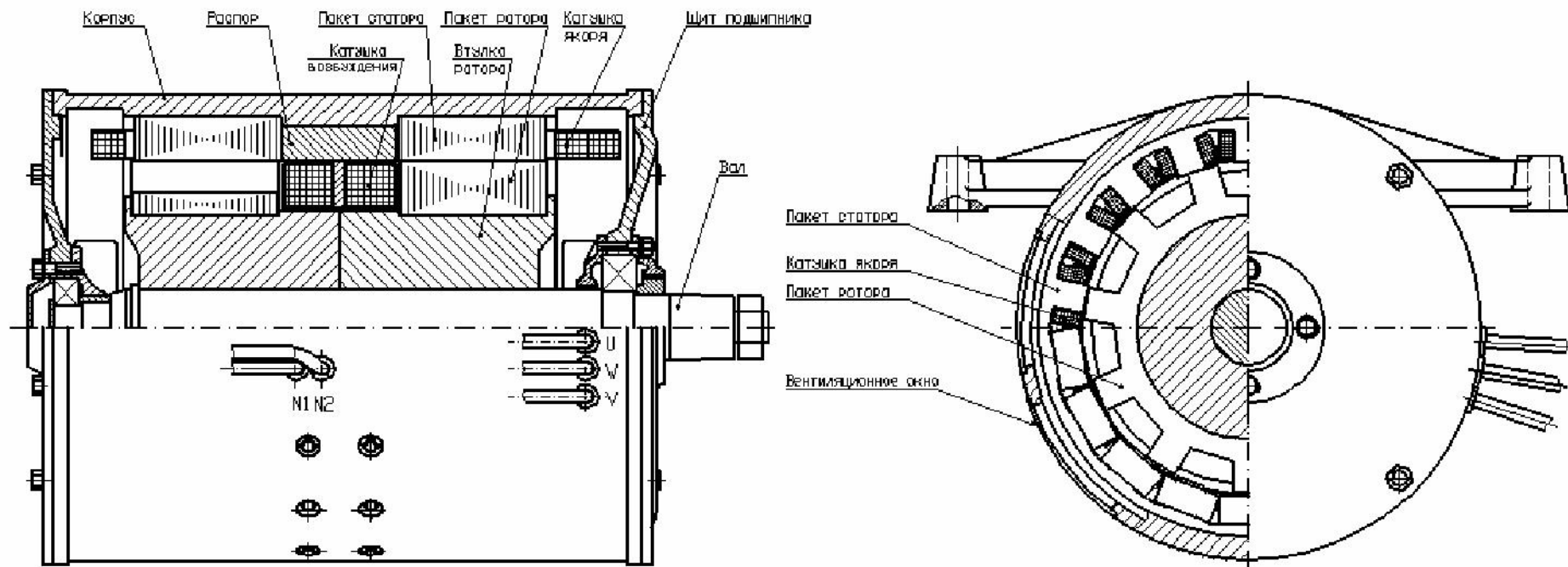


Рисунок 4.2 – Загальний вигляд вентильного індукторного електродвигуна ДВІ-180

Фазні обмотки з'єднані в зірку. Фазна обмотка складається з 6 з'єднаних послідовно котушок, кожна з яких встановлена на окремому зубці. Для можливості установки котушок на статорі пази статора виконані відкритими. Котушки робочої обмотки виконані таким чином, що вони охоплюють однаково орієнтовані зубці обох пакетів статора одночасно. При цьому для отримання ненульового ЕРС в котушках ОЯ другий пакет ротора (двопакетної конструкції) зрушать на половину зубцевого ділення (ел. кут  $180^\circ$ ) щодо першого, а в чотирипакетній конструкції зовнішні пакети ротора також зрушені на ел. кут  $180^\circ$  щодо внутрішніх.

Ротор включає немагнітний вал, магнітопроводащу втулку і два (чотири) шихтованих пакета, набраних з листів електротехнічної сталі товщиною 0.5 мм. Пакети ротора мають 11 зубців і розміщені на втулці, що складається з двох частин.

Виходячи з умов застосування вентиляного електродвигуна, його необхідних технічних характеристик, можливих способів ідентифікації положення ротора і алгоритмів управління інвертора (комутатора), використовується найбільш простий в реалізації режим парної комутації силових ключів інвертора.

Датчик положення ротора електродвигуна виконано на базі мікросхем Холла.

#### **4.2. Результати розрахунку електромагнітних параметрів і характеристик електродвигунів**

В ході досліджень розраховувалися електромагнітні параметри індукторних електродвигунів, опис яких наведено в розділі 4.1. Далі розглянуті результати розрахунків основних характеристик кожного з них.

Електродвигун для приводу електровізка.

Як уже згадувалося раніше, було спроектовано два варіанти електродвигуна ДВІ-5: двопакетної і чотирипакетної конструкції. За

попередньою домовленістю із замовником в якості базової була прийнята чотирипакетна модифікація ДВІ-5. Зупинимося на розгляді характеристик цього електродвигуна більш докладно.

На рис.4.3 представлені механічні характеристики електродвигуна ДВІ-5, отримані при різних початкових кутах включення фази ( $\Theta_n = 45 \div 15$  ел.град. – позначені суцільними лініями) і необхідні механічні характеристики при постійній потужності (представлені пунктирними лініями). Обмеження крутного моменту двигуна отримано для максимального значення струму в фазі (струмообмеження)  $I_{\text{фmax}} = 350$  А.

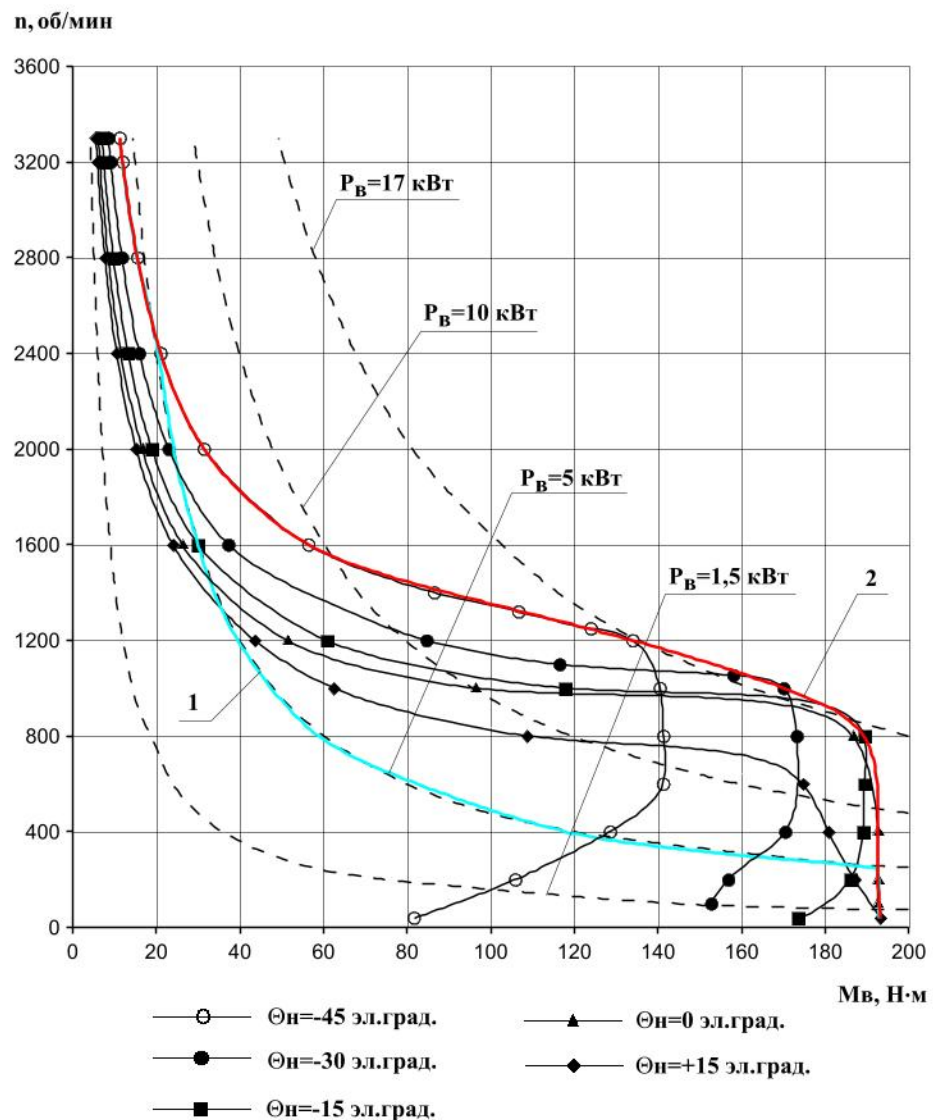


Рисунок 4.3 – Механічні характеристики ДВІ-5 ( $U_{\text{п}}=75\text{В}$ ,  $I_{\text{фmax}}=350\text{А}$ )

На рис.4.4, 4.5 представлені залежності параметрів електродвигуна ДВІ-5 від крутного моменту при роботі на граничній механічній характеристиці (крива 2 на рис.4.4.).

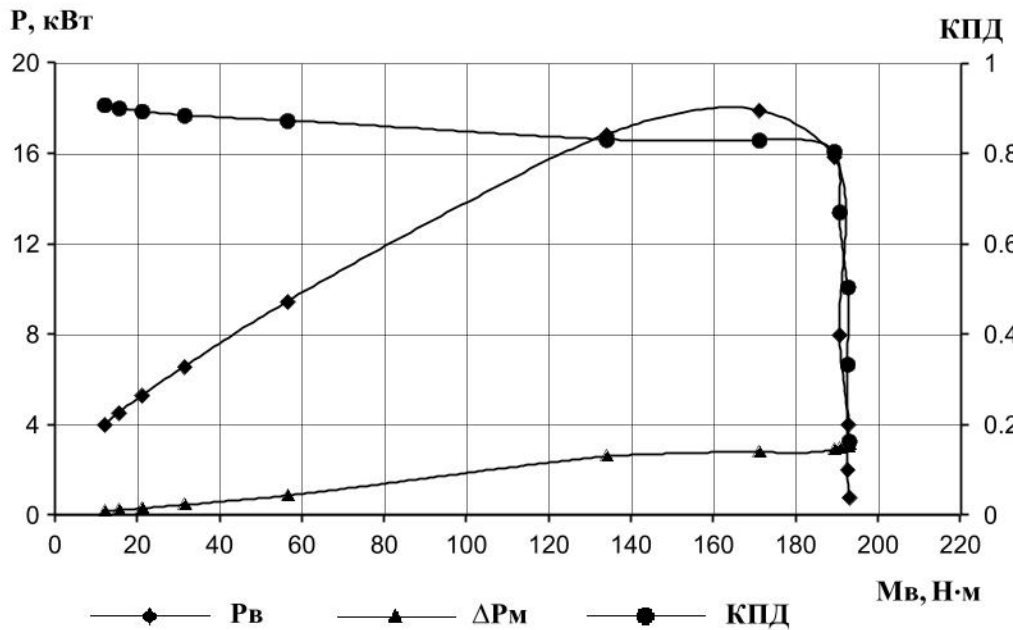


Рисунок 4.4 – Залежності потужності на валу ( $P_B$ ), втрат в міді ( $\Delta P_M$ ) і ККД ДВІ-5 від крутного моменту (МВ) при роботі на зовнішній характеристиці

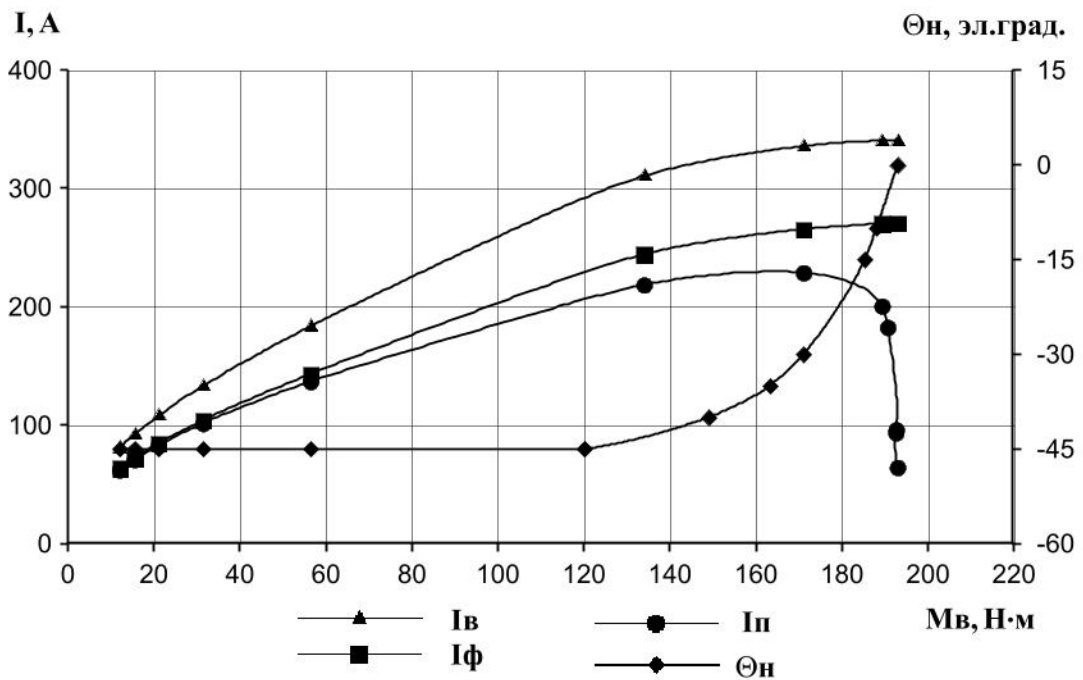


Рисунок 4.5 – Залежності струму живлення ( $I_{п}$ ), фазного струму ( $I_{\phi}$ ), струму в ОЗ ( $I_B$ ) ДВІ-5 від крутного моменту (МВ) при роботі на зовнішній характеристиці

Аналіз наведених залежностей показав, що при роботі в період пуску (при сталості крутного моменту) з заданим системою управління темпом розгону для обертаючих моментів до 120 Н•м необхідно послідовно змінювати початковий кут включення фази від +15 ел.град. до -45 ел.град. Подальший розгін до досягнення рівноваги моменту навантаження і крутного моменту двигуна відбувається по механічній характеристиці з  $\Theta_n = -45$  ел.град. (рис.4.5)

Слід зазначити, що ККД електродвигуна залишається стабільно високим у всьому діапазоні частот обертання електродвигуна.

На рис.4.6, 4.7 представлені залежності параметрів електродвигуна ДВІ-5 від крутного моменту при роботі з постійністю потужності ( $P = 5$  кВт - крива 1 на рис.4.3.). Для реалізації такого режиму роботи двигуна при розгоні аж до частоти обертання  $n = 1300$  об / хв доцільно працювати з початковим кутом включення фази  $\Theta_n = 0$  ел.град., Далі плавно змінюючи  $\Theta_n$  від +15 до -45 ел.град.

Діапазон регулювання з постійністю потужності  $P = 5$  кВт  $D = 12$ .

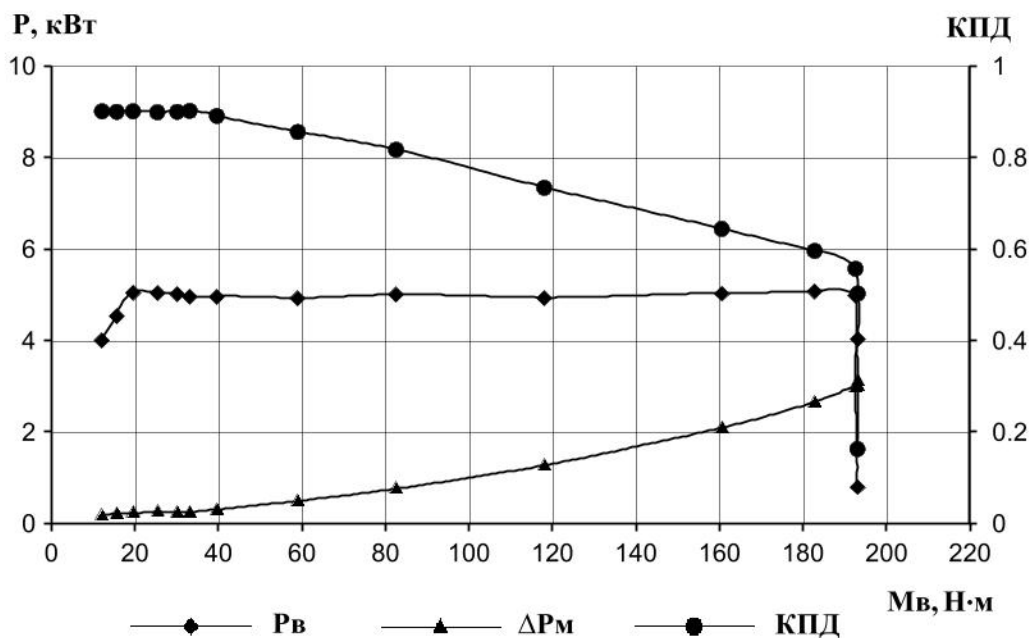


Рисунок 4.6 Залежності потужності на валу ( $P_v$ ), втрат в міді ( $\Delta P_m$ ) і ККД ДВІ-5 від крутного моменту ( $M_v$ ) при роботі на характеристиці №1

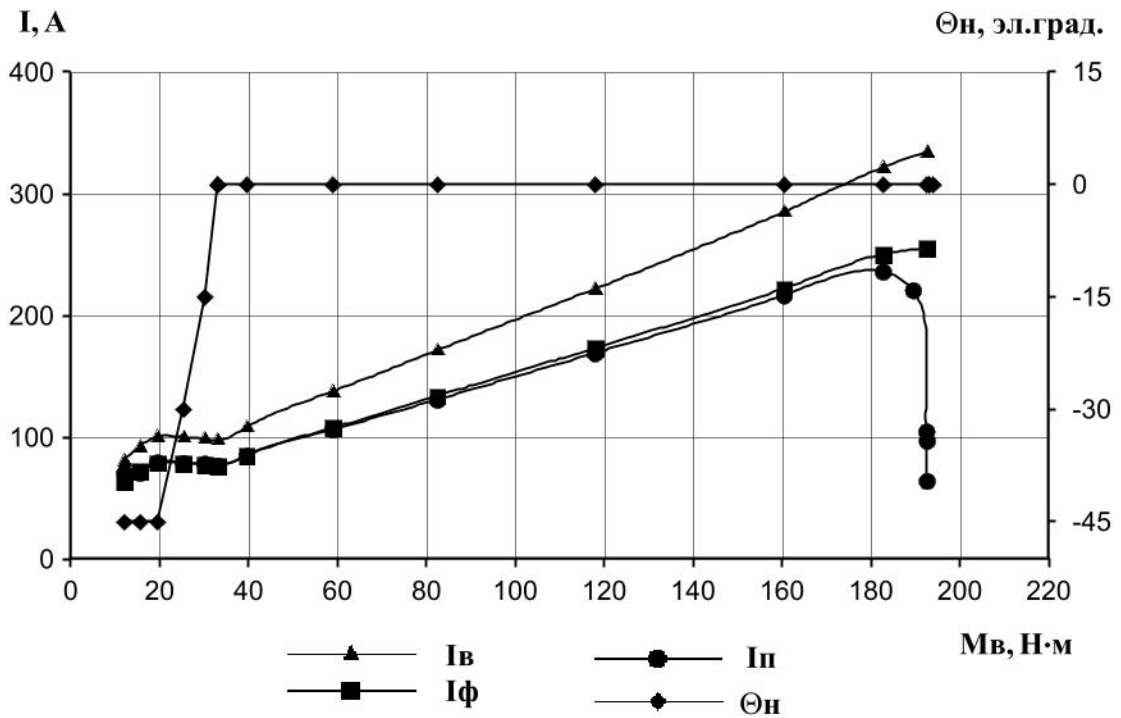


Рисунок 4.7 – Залежності струму живлення ( $I_{п}$ ), фазного струму ( $I_{ф}$ ), струму в ОЗ ( $I_{в}$ ) ДВІ-5 від крутного моменту (МВ) при роботі на характеристиці №1

Після опрацювання конструкції та уточнення характеристик електродвигуна замовником було вирішено в першу чергу приступити до виготовлення електродвигуна двопакетної конструкції.

На рис.4.8 наведені граничні механічні характеристики і залежності ККД електродвигунів ПТ 6,3 і ДВІ-5.

Зіставлення отриманих залежностей, показує, що застосування вентильного індукторного двигуна ДВІ-5 забезпечить можливість руху ненагруженого електровізка з більш високою швидкістю на горизонтальній ділянці дороги, а також можливість підйому по схилу вгору з більшим навантаженням.

Стабільно високий ККД електродвигуна ДВІ-5 в широкому діапазоні частот обертання дозволить збільшити продуктивність електровізка за рахунок більш економічного споживання енергії від акумуляторної батареї (АБ) і збільшення робочого часу між циклами перезарядки.

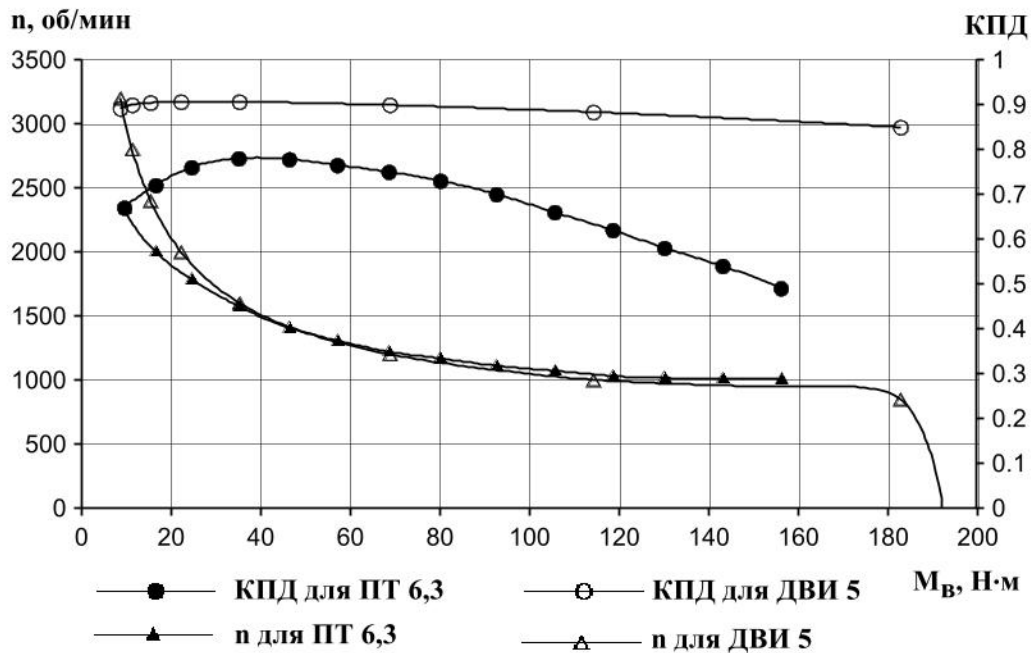


Рисунок 4.8 – Граничні механічні характеристики і залежності ККД від моменту на валу електродвигунів ПТ6,3 і ДВІ-5 ( $U_n = 75В$ )

### 4.3. Результати розрахунку теплових процесів в вентильних індукторних електродвигунах при різних умовах роботи

З використанням розробленої розрахункової програми, що реалізує методику аналізу теплових процесів, в основі якої лежить метод еквівалентних теплових схем заміщення (ЕТС), докладно розглянутої в розділі 3, була проведена оцінка теплового стану основних елементів вентильних індукторних електродвигунів ДВІ-5 з урахуванням особливостей режимів їх роботи.

Електродвигун для приводу електровізка

Вентильний індукторний електродвигун ДВІ-5 призначений для приводу електровізка, режим роботи якого найбільш близький до повторно-короткочасного режиму S3 (ПВ 40%). Спосіб охолодження розглянутого електродвигуна – конвективний (природна конвекція).

З метою оцінки теплового стану елементів двигуна при його роботі в тривалому і повторно-короткочасному режимі, що характеризується часом включеного стану 4 хвилини, при циклі в 10 хвилин, було проведено його тепловий розрахунок.

Тепловий розрахунок проводився для номінального (частота обертання  $n = 1600$  об / хв, момент на валу  $M_B = 30$  Н • м, напруга живлення  $U_n = 75$ В) і перевантажувального ( $n = 800$  об / хв,  $M_B = 180$  Н • м,  $U_n = 75$ В) режимів. Вихідні дані представлені в таблиці 4.1.

У всіх розрахунках температура навколишнього середовища приймалася рівною  $T_{н.ср.} = 20$  °С. В якості досліджуваних елементів двигуна були обрані обмотка якоря (ОЯ), обмотка збудження (ОЗ) і ротор (Р).

Таблиця 4.1 – Вихідні дані для розрахунку теплових процесів в вентильному індукторні двигуні ДВІ-5

Режим роботи електродвигуна		Номінальний	Перевантаження
Частота обертання	об/хв	1600	800
Довжина двигуна по поверхні охолодження	мм	345	345
Довжина пакета статора	мм	43	43
Довжина пакета ротора	мм	47	47
Маса зубців статора	кг	4,97	4,97
Маса спинки статора	кг	19,77	19,77
Маса міді ОЯ	кг	6,43	6,43
Маса міді ОЗ	кг	4,6	4,6
Маса ротора	кг	3,55	3,55
Маса втулки	кг	13,54	13,54
Втрати в зубцях статора	Вт	106	97
Втрати в спинці статора	Вт	12	11
Втрати в роторі	Вт	35	27
Втрати в міді ОЯ	Вт	149	2077
Втрати в міді ОЗ	Вт	77	1003
Механічні втрати	Вт	168	37

На рис.4.9 наведено залежності температур розглянутих елементів в номінальному режимі, а на рис.4.10 в перевантажувальному режимі роботи.

При роботі приводу в номінальному режимі (рис.4.9) перегрів елементів двигуна, що залежить від режиму роботи двигуна і його тривалості, змінюється з постійної часу близько 1,5 годин. Температура перегріву в повторно-короткочасному режимі встановлюється на рівні 25-30 °С, а в режимі S1 - 55-60 °С.

Режими максимальних моментів і потужностей визначають істотно більшу теплову напруженість елементів. При перевантаженні в повторно-короткочасному режимі перегрів складе 110-180 °С, а в тривалому – може досягти граничних значень через 10-15 хвилин роботи (рис.4.10).

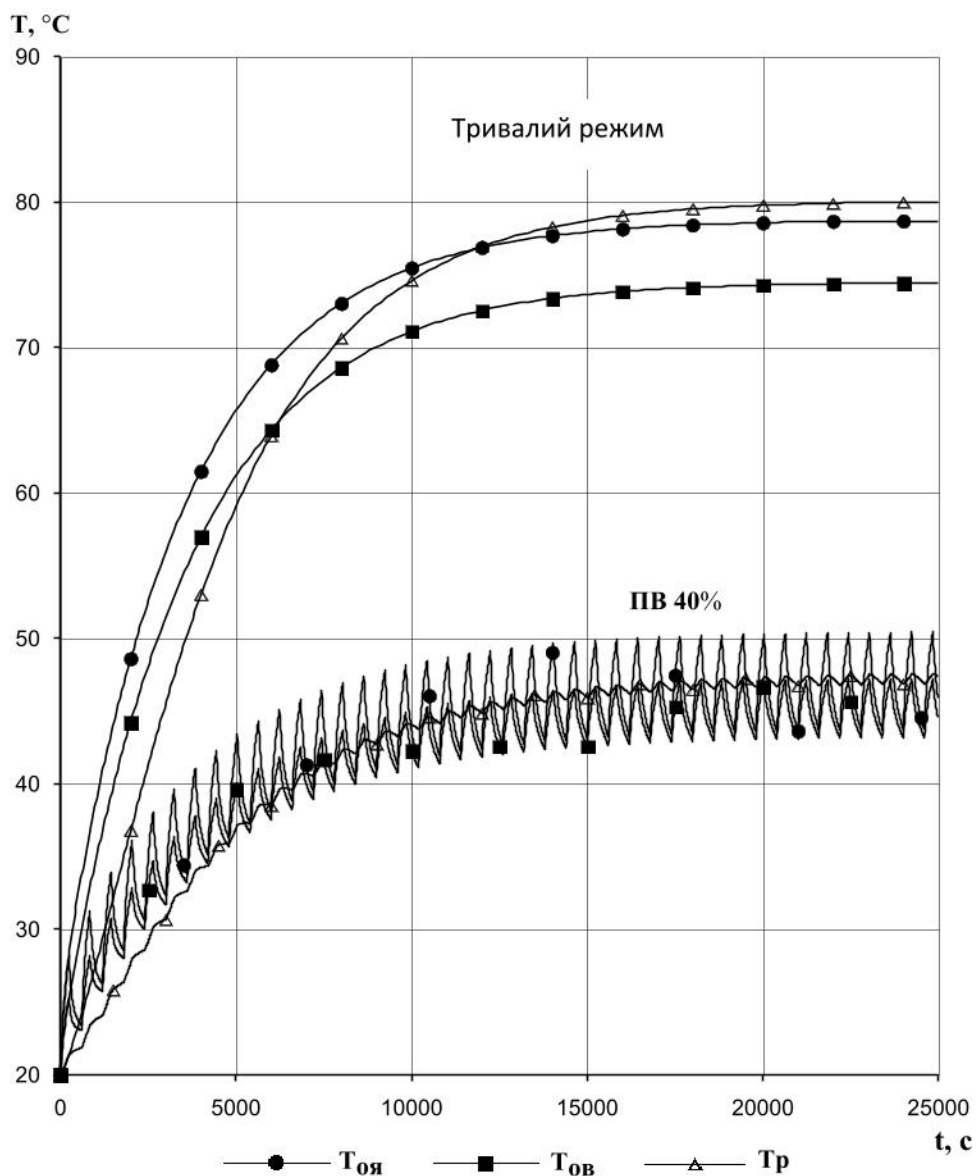


Рисунок 4.9 – Залежності температур елементів двигуна від часу  
( $N = 1600$  об / хв,  $M_B = 30$  Н • м,  $U_{п} = 75$ В)

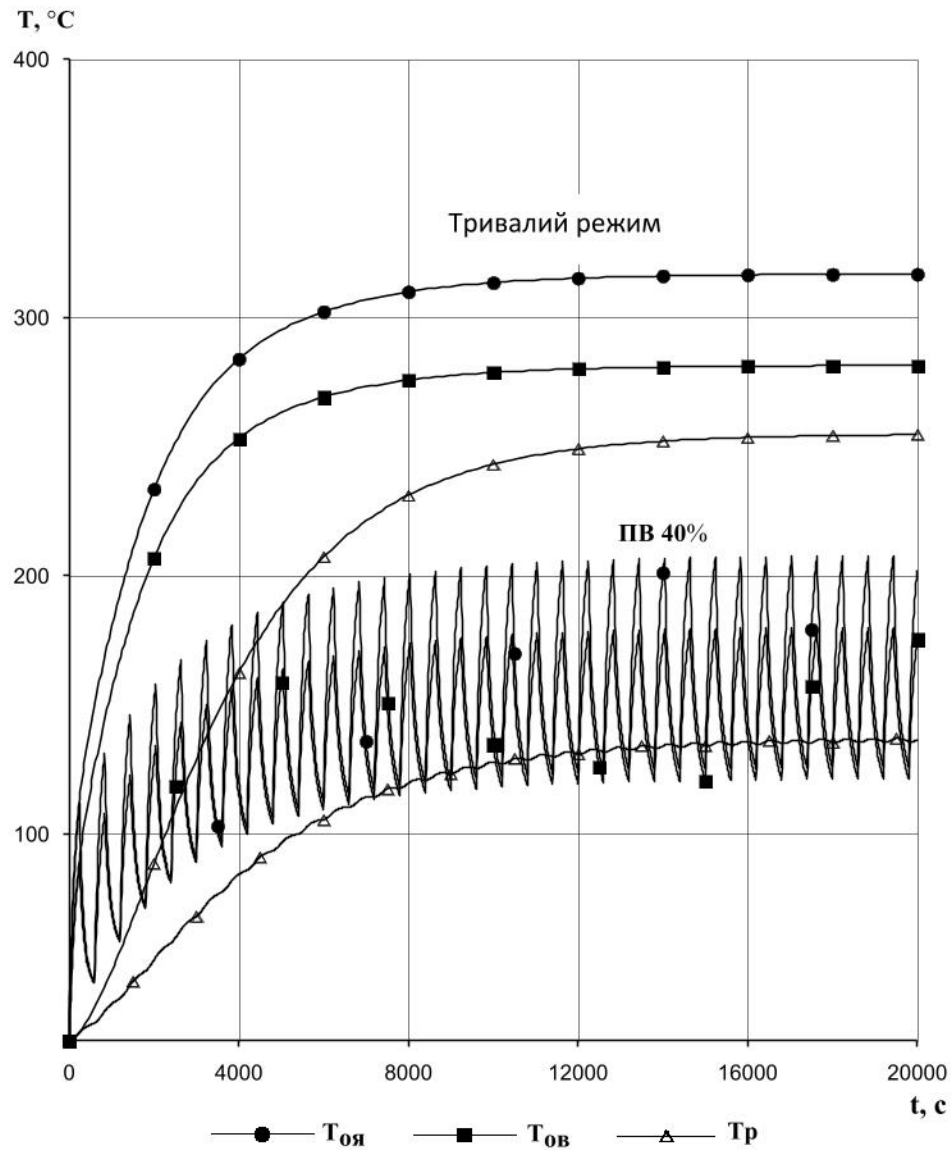


Рисунок 4.9 – Залежності температур елементів двигуна від часу  
( $N = 800$  об / хв,  $MВ = 180$  Н • м,  $U_{п} = 75$ В)

Проведені розрахунки вентильних індукторних електродвигунів різного призначення і потужності а також дослідження залежностей електромагнітних і теплових характеристик ДВІ від факторів, що впливають: режиму роботи, моменту навантаження, початкового кута включення фази, способу охолодження і витрати холодоагенту показали наступне:

1. Малі витрати часу, необхідні для проведення розрахунку одного стану вентиляного двигуна показали можливість і доцільність використання розроблених програм для практичного вирішення завдань, що виникають в ході розробки та при дослідженні проектованого об'єкта.
2. Управління початковим кутом включення при парній комутації і струмом збудження ДВІ може забезпечити механічні характеристики аналогічні характеристикам двигунів постійного струму послідовного збудження. При виборі раціонального закону управління ДВІ при розробці ДВІ-5 виявлено, що при великих навантаженнях (малих частотах обертання) раціональним є кут  $0 \div 15$  ел. град., а при малих навантаженнях (великих частотах обертання) більш раціональними є кути  $-15 \div -45$  ел. град.
3. Порівняння характеристик двигуна постійного струму і розробленого за допомогою пропонованих методик для його заміни вентиляного індукторного електродвигуна з послідовною ОЗ показало, що заміна ДПС на ДВІ дозволить підвищити ресурс приводу, збільшити його ККД (в середньому з 0,7 до 0,92 ) і поліпшити ряд інших споживчих якостей.
4. Результати теплового розрахунку ДВІ дозволили вибрати параметри системи охолодження (вентилятора, розмірів каналів охолодження та ін.).
5. Проведений аналіз результатів електромагнітних і теплових розрахунків ряду вентиляних індукторних електродвигунів з послідовною обмоткою збудження показав можливість і ефективність їх роботи в складі регульованих тягових електроприводів з урахуванням особливостей і режимів їх роботи, а також дозволив сформулювати вимоги і рекомендації для розробки магнітних систем і систем охолодження ДВІ.

## ВИСНОВКИ

1. Проведено аналіз та систематизація відомостей з різних питань теорії та практики розробки та застосування ДВІ, які показали, що ДВІ з послідовною обмоткою збудження перспективний для використання в тяговому електроприводі як альтернатива електродвигуну постійного струму.
2. Показано, що метод математичного моделювання на базі еквівалентних схем заміщення в аналізі електромагнітних процесів у ДВІ не поступається за точністю результатам польовим методам і більш економічним у використанні машинного часу.
3. Розроблено математичну модель електромагнітних процесів у ДВІ з послідовною обмоткою збудження, що дозволяє адекватно дослідити процеси, що протікають у машині. Отримана точність в оцінці магнітних систем ДВІ різного призначення та потужності не перевищувала 10-12 %.
4. З використанням ланцюгових схем заміщення та зосереджених джерел тепла розроблено математичну модель теплових процесів у ДВІ з електромагнітним збудженням. Модель дозволяє оцінити динаміку процесу нагрівання та охолодження елементів конструкції електродвигуна, а також визначити раціональне значення необхідної продуктивності системи охолодження відповідно.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Ярославцев, М.І. Дослідження тягових характеристик двомодульних лінійних індукторних двигунів з частотно-струмовим управлінням / М.І. Ярославцев // Вісник ЧІТІ. — Черкаси, 2000. — № 4. С. 23 — 28.
2. Шавьолкін О.О. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії: навч. посібник / О.О. Шавьолкін. — Харк. нац. унів. міськ. госп-ва. — Х. : ХНУМГ, 2015. — 403с.
3. Основи електричної тяги: навч. посібник/ В.Х. Далека, П.М. Пушков, В.П. Андрійченко, Ю.В. Мінєєва; Харк. нац. акад. міськ. госп-ва.- Х.: ХНАМГ, 2012.- 312с.
4. Електричні машини і апарати: навчальний посібник / Ю.М. Куценко, В.Ф. Яковлев та ін. — К.: Аграрна освіта, 2013. — 449 с.
5. Пінчук О.І., Бібік О.В. Розробка вентиляно-індукторного двигуна для компресора побутового холодильника Тези доповідей VIII Всеукраїнської наук. конф. *Наукові розробки молоді на сучасному етапі*, 23-24 квітня 2009 р., Київ КНУТД. С. 40.
6. Бібік О.В., Мазуренко Л.І., Жуков Л.О. Дослідження квазістатичних режимів вентиляно-індукторних двигунів з періодичним навантаженням. *Електромеханічні та енергозберігаючі системи*. Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика". 2012. Ч. 3. С. 416-418.
7. 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.
8. 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.
9. 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.
10. Ramu Krishnan, «Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives», CRC Press, 2010, 611 p., DOI: 10.1201/9781420014235.
11. 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.
12. 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.

13. 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"
14. "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.
15. 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.
16. 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.
17. Miller T. *Switched Reluctance Motors and Their Control*. – Oxford University Press, 1993.
18. 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.
19. 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.
20. 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/tpel.2009.2019581.
21. 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/tpel.2018.2814790.
22. 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.
23. 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.
24. 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.
25. 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.
26. Ievgen Verbytskyi, Oleksandr Bondarenko, Dmitri Vinnikov. «Multicell-type current regulator based on Cuk converter for resistance welding», IEEE 58<sup>th</sup> International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, 2017, Pp. 1 – 6. DOI:10.1109/RTUCON.2017.8124844.
27. 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.
28. Пат. 3857075 США, МКИ Н 02 К 41/02. Positioning device / В. А. Sawyer. — № 323408; Заявл. 15.01.73; Опубл. 24.12.74.
29. Пат. 4766358 США, МКИ Н 02 К 41/00. Linear stepping motor / Toshiro Higuchi — № 418; Заявл. 01.01.87; Опубл. 23.08.88.

# Додатки

## **1. OBJECT, METHODS AND OBJECTIVES OF THE RESEARCH**

### **1.1. Literature review on the theory and application of valve induction motors**

The development of valve machines has been going on for more than a hundred years. Currently, they are one of the most promising types of machines when used in a variety of applications. This is facilitated by their contactlessness and wide possibilities of adjusting the output indicators with ease of control. Various types of electric machines are used in valve engines, among which inductor machines can be distinguished.

In the middle of the 20th century, technical progress raised a new important problem - increasing the reliability and simplifying the operation of electric machines. In this regard, interest in contactless, in particular, inductor, electric machines has sharply increased. Significant successes in the field of semiconductor technology, achieved in the 50s, led to the widespread introduction of high-frequency inductor generators in transport (generators of the Riga Electrical Machine-Building Plant, the company "SAFETY", the company "ERZ"), in aviation, and then in space technology.

The merit in the field of creating a power valve drive based on inductor machines (so-called synchronous reactive machines - SRD) belongs to Professor P. Lawrence - a well-known specialist in the theory and calculation of electric machine fields and stepper electric drives [5, 6, 9]. Under his leadership, a project to develop traction valve inductor drives with strict requirements for efficiency, strength, reliability, etc. was successfully completed, and after that an industrial company was organized that produced the world's first series of general-purpose inductor motors with a power of  $P_n = 4 \div 35$  kW.

It should be noted that despite the relatively small experience of using inductor machines (IM) of this class as electric motors, due to their design and technological features, they are successfully beginning to be introduced into various fields of engineering.

## **1.2. Valve induction motor with series excitation winding**

### **1.2.1. Valve electric motor**

One of the manifestations of the global trend in the development of high-tech electrical products is the success in the creation of a new generation of adjustable electric drives using valve electric motors (VD) [4]. The production of such electric drives is currently mastered by almost all leading electrical companies. The offers on the market of valve electric motors are characterized by a wide power range - from units of watts to hundreds of kilowatts, they can be used in a variety of industries.

Although valve electric motors are not a recent invention, their rapid development was made possible by the intensive development of modern power conversion and control electronics. This, in turn, created favorable conditions for the development and production of a new generation of electric drives based on valve electric motors.

Systems of this class have a widely adjustable rotor speed, have high starting torques and good energy performance. In terms of their characteristics, such engines are quite close to DC machines. At the same time, the absence of a brush -collector assembly significantly increases the durability of valve machines and reduces the limitations imposed by commutation, especially at high speeds and overloads. These advantages of valve machines make them particularly promising for autonomous installations with a primary source of DC electricity operating in difficult environmental conditions.

The functional diagram of a modern valve electric motor (Fig. 1.1) generally includes the following elements: an electromechanical energy converter (EMC) - an electric motor (EM), a power electronic converter (commutator K), a rotor position sensor (RPS) and a hardware or software control system (CS). If necessary, it may also contain a voltage converter (VC) and a system of sensors (voltage (V), current (C), speed (S), etc.).

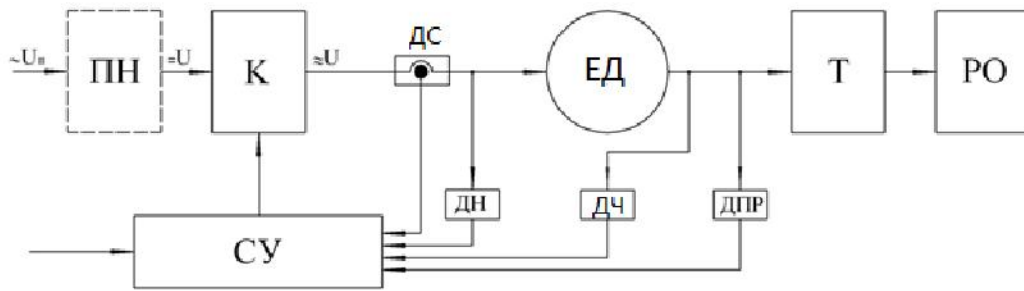


Figure 1.1 – Functional diagram of a valve motor

PN – voltage converter

DPR – rotor position sensor

K – switch

ED – electric motor

DC – current sensor

T – transmission

DN – voltage sensor

RO – working body

RPM – speed sensor

SU – management system

Structurally, the electromechanical converter, electronic switch and control system of the VD can be made separately. At the same time, during operation they can be at a great distance from each other. Currently, there is a steady trend in the world to make the switch and the motor in the system of adjustable electric drives in one housing. The use of a combined VD design allows to reduce the consumption of connecting wires and increase compactness.

The use of position feedback (PFO) is a distinctive feature of the valve motor, since the signals for switching the inverter keys come from the control system depending on the rotor position, due to which the frequency of the current in the armature winding can be equal to or a multiple of the rotor rotation frequency.

The most common option for determining the rotor position is to use an explicit rotor position sensor for this purpose.

The VD rotor position sensors are a unit built into the engine, consisting of sensitive and signaling elements.

By type of sensitive elements, rotor position sensors are divided into: induction, photo-optical, galvanomagnetic elements, parametric, and also distinguish sensors based on magnetodiodes, contactless selsyn. The most

widespread are galvanomagnetic sensors based on magnetically sensitive Hall integrated circuits ( Hall sensors ).

In the case when the use of explicit DPR is difficult (limitations on the number of conductors , on the radial and linear dimensions of the electric motor, strict requirements for noise immunity, reliability, cost, etc.), it is preferable to use the so-called sensorless control principle, based on the assessment of the EMF resistance induced in the stator windings and the analysis of the rotor position based on it.

The control system (CS) of the VD processes signals coming from the DPR and other sensors, and generates control signals coming to the transistor bases or to the control electrodes of the thyristors of the switch. Depending on the implementation, the CS may contain certain functional blocks, for example, a microcontroller may be used as the CS.

As for the switch, in multiphase VDs the armature winding (AW) is usually divided into three-phase groups, each of which is connected to a separate switch. Multiphase VDs (as well as VDs with separated windings) have a larger number of keys in the switch, which, however, allows to reduce torque ripple and reduce the power per key.

Switches are divided into single-half-wave with non-reversible phase power supply (i.e., the current in the phase flows in only one direction) and double-half-wave with reversible power supply. The latter are an inverter (when powered from a DC network) or a cycloinverter (when powered from an AC network). Single- half-wave circuits are used in low-power power supplies.

The most common switch circuit is a bridge two-half-wave circuit. With the relative simplicity of the switch, an acceptable value of the electromagnetic moment pulsations (uniformity of rotation) and economy are ensured. This option is universal for various applications [7].

For low-power inverters, the switch can be created on fully controlled elements (transistors, dual-operation thyristors), and for medium and high-power engines ( $\geq 1000$  kW) - on fully controlled elements (thyristors, triacs ), as well as on fully controlled thyristors (GTO). One of the most common operating modes of the

inverter keys is 120-degree switching, within the period (360 degrees) each key is open 120 degrees.

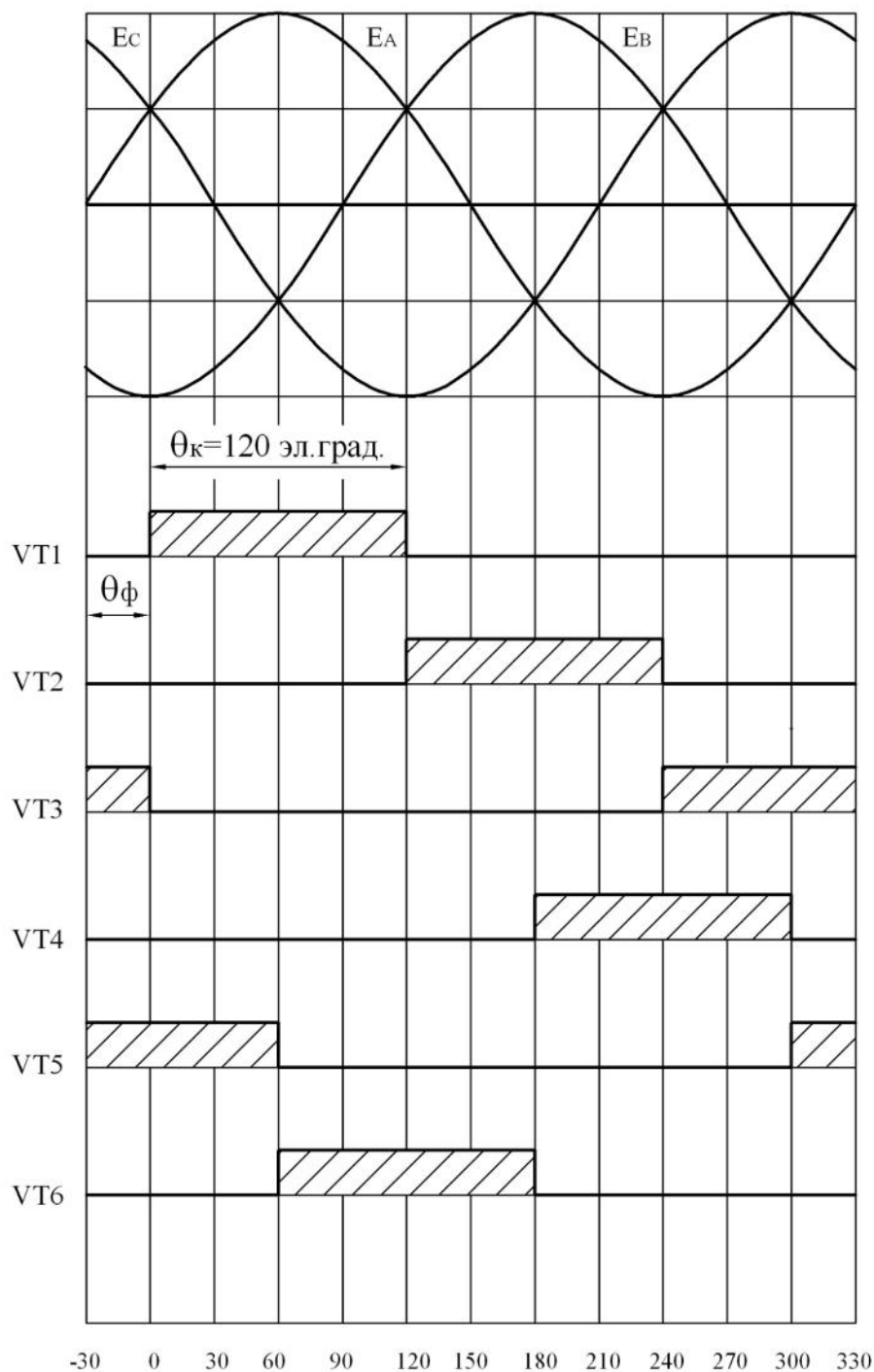


Рисунок 1.2 – Алгоритм 120-градусної комутації ключів

Fig. 1.2. shows the algorithm for 120-degree commutation of the inverter keys. Here  $\theta_\phi$  is the electrical angle that characterizes the state of the rotor of the electric motor relative to the axis of phase A at the moment of connecting this phase

to the power source. Such an angle is called the phase switching angle. For a DC with independent excitation, it is the angle between the beginning of the positive half-period of the no-load EMF and the phase current. And with sequential excitation, when interpreting the angle  $\theta_\phi$ , the EMF should be considered without taking into account the armature reaction. The neutral switching corresponds to the switching angle  $\theta_\phi = 30$  el.grad .

The main element of the VD is an electromechanical converter, which can be implemented on the basis of various types of alternating current electric machines: asynchronous, synchronous, inductor, etc.

As part of the traction drive, the use of an electromechanical converter based on an asynchronous motor (AM) is justified if the application does not require long-term operation of the drive with high torques in the region of relatively low rotational speeds (AM start-up is associated with large power losses and heating of the windings), and it is also not necessary to have a wide range of speed or torque regulation in the constant power mode [24].

In this regard, more universal are VDs based on synchronous electric machines (SMs). Their external and control characteristics correspond to or exceed the characteristics of traditionally used collector electric motors. The most promising is the use of contactless SMs.

In turn, contactless synchronous machines can be of different types. Currently, for low-power drives (from units of watts to units of kilowatts), the so-called magnetoelectric motors (MEM) are widely used, the magnetic flux of excitation in which is created by permanent magnets mounted on the rotor. Such machines have a simple electrical circuit, do not consume energy for excitation and have increased efficiency [11]. At the same time, the possibilities of regulating the speed of the MEM without making structural changes are small, and the maximum power of the motors is limited by a sharp increase in their cost due to the relatively high cost of permanent magnets. In addition, large machines become practically non-dismantleable and non-repairable , especially in repair shops.

Inductor electric machines (EM) can also be used in high-voltage power plants. The advantages of inductor machines are the simplicity of the rotor design, high reliability due to the absence of rotating windings, good regulating properties, low losses in the rotor, the ability to operate in difficult environmental conditions, etc.

The main disadvantage of motors of this type is manifested in the presence of a constant component of the magnetic flux, which does not participate in inducing the working EMF, but loads the magnetic core and requires a significant increase in its volume and mass compared to conventional synchronous machines [11].

The main differences between induction machines and classical synchronous machines are as follows [11]:

It is known that the frequency of the EMF of the working winding is determined by the frequency of magnetization reversal of the stator teeth. In synchronous machines, the EMF frequency is calculated by the well-known formula:

$$f = \frac{p \cdot n}{60} \quad (1.1)$$

In inductor machines, based on the principle of operation, one period of EMF corresponds to one rotation of the rotor by one tooth division. Thus, for inductor machines:

$$f = \frac{Z_p \cdot n}{60} \quad (1.2)$$

That is, the number of pole pairs in inductor machines is equal to the number of rotor teeth (number of protrusions), unlike synchronous machines with salient poles, in which the number of pole pairs is equal to half the number of protrusions. Thus, in valve-inductor drives, it is possible to deeply reduce the speed by increasing the number of teeth on the rotor, which opens up wide opportunities for designing "sensorless" motors built into machines and mechanisms.

As noted earlier, in inductor machines there is a constant component of the flux  $F_0$ , which is not used, although it loads the magnetic core. A feature of inductor machines is also the condition of low saturation of the steel of the magnetic circuit.

If the steel is saturated and its magnetic permeability falls, then the difference between the magnetic resistances of the sections with maximum and minimum gaps decreases. If, for example, the steel of the rotor teeth is completely saturated, then the difference between the radial sections with  $\delta_{\max}$  and  $\delta_{\min}$  in terms of magnetic properties is significantly reduced (when saturated, the magnetic permeability of the steel  $\mu$  will tend to  $\mu_0$ ) and the entire flux is evenly distributed around the circumference of the armature, which will lead to a sharp decrease in the electromagnetic moment.

A comparison of inductor machines with conventional synchronous machines can be made using the magnetic flux utilization factor  $k_u$  [11]:

$$k_{ic} = \frac{\Phi_{\max} - \Phi_{\min}}{2 * \Phi_{\max}} = 0,5 \cdot \left(1 - \frac{\Phi_{\min}}{\Phi_{\max}}\right), \quad (1.3)$$

where  $F_{\max}$  and  $F_{\min}$  are the minimum and maximum values of the flow in the gap, respectively.

In the ideal case, when  $F_{\min}$  tends to zero,  $k_{is} = 0.5$ . In real inductor machines,  $F_{\min} / F_{\max} \approx 0.1 \div 0.2$  and  $k_{is} \approx 0.4 \div 0.45$ . It follows that with the same output characteristics and approximately equal moments of inertia of the rotors, the inductor electric machine has approximately 1.3-1.8 times more mass than a magnetolectric synchronous machine. Therefore, when determining the possible areas of application of these engines, it is necessary to take into account all factors, including operational ones. In difficult operating conditions, it is the reliability factor that is significant and here you can go for a slight increase in the weight of the drive.

Despite the above disadvantages, the peculiarities of pole formation of inductor machines lead to the fact that with a small pole distribution of the rotor, IM begin to prevail in terms of specific mass indicators over conventional synchronous machines. In addition, the simplicity and manufacturability of the design (absence of windings and magnets on the rotor), contactlessness (unlike classic synchronous machines with electromagnetic excitation) and low cost (for example, compared to synchronous machines with permanent magnets), as well as a number of other

advantages, contribute to the use of IM as highly efficient motors for various industrial units.

### **1.2.2. Description of the design of valve induction motors**

The structural diagram of an electric motor determines the features of its magnetic circuit and electromagnetic calculation, as well as the structure of the equivalent thermal circuit.

Recall that an inductor is a machine in which, in the idling mode, the magnetic induction at each point of the working gap changes only in magnitude, and its direction remains constant [11]. Thus, the induction in the gap of inductor machines has a pulsating character and contains a variable and constant component. The change in the magnetic flux coupled to the armature winding in time is achieved by periodically changing the magnetic resistance of the flux loop created by the excitation winding during the rotation of the toothed, windingless rotor.

A wide variety of inductor machines is known, differing both in design features and in the principle of operation [4].

From the point of view of the features of the magnetic circuit, induction machines are divided into radially excited and axially excited. In radially excited machines, the excitation coils (permanent magnets) are located along the radii of the machine, and therefore the magnetic flux created by the OM in these machines has a radial direction. In axially excited machines, the excitation coils are located along the axis of the machine, and therefore the flux created by them is directed mainly axially.

A significant advantage of axially excited machines is the simplicity of the excitation winding device, which is usually made in the form of one or more coils of a ring shape. In addition to the obvious design and technological advantages, the small number of coils and their ring shape provide the minimum possible consumption of conductive material for the excitation winding and minimal energy losses for excitation during machine operation. This circumstance, in turn, allows

you to significantly reduce the weight and volume of the regulating equipment, which in many practical cases is of great importance.

According to the nature of the change in the flux of the rotor teeth during rotation, induction machines can be divided into machines with a constant flux and with a pulsating flux. In each of the above types of machines, one can distinguish: single-pole (with axial excitation flux) and different-pole (with radial excitation flux) machines [8].

In single-pole induction machines, the excitation winding is made annular and is located either between the stator packages or in the cover of the induction machine (Fig. 1.3-1.4).

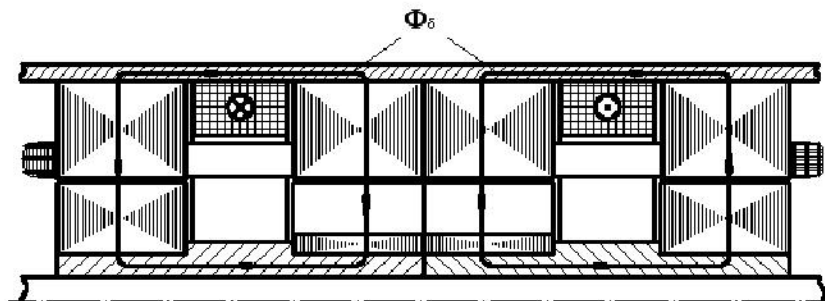


Figure 1.3 – Multi-packet single-pole inductor machine

The main magnetic flux created by the excitation winding is closed through the housing, stator package, working air gap, bushing and either through the second rotor and stator packages or through the cover. Since axial flux is present in this type of induction machine, the housing and cover are made of soft magnetic steel. The direction of the radial magnetic field at each point of the working gap within each package is the same and unchanged, in other words, all the rotor teeth within each package have the same magnetic polarity, which explains the name of the machine. Although the flux through the rotor teeth varies slightly, they are usually made stacked to reduce surface losses in the outer zones caused by the armature teeth .

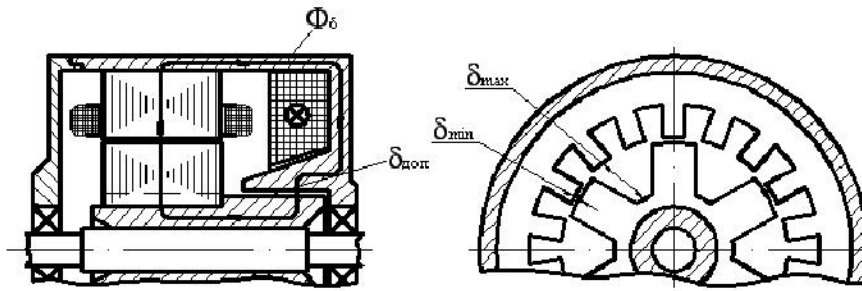
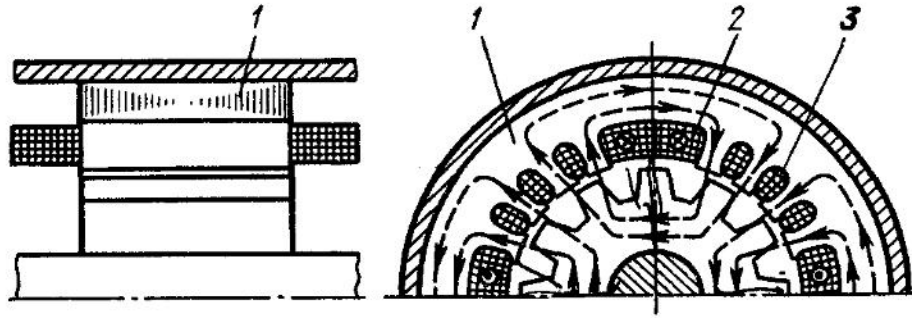


Figure 1.4 - One-pack single-pole inductor machine

The excitation winding flux in the rotor branches into a maximum  $\Phi_{\max}$ , passing through a minimum gap  $\delta_{\min}$ , and a minimum  $\Phi_{\min}$ , passing through a maximum gap  $\delta_{\max}$ . Changing the gap under the stator coil as the rotor rotates leads to a change in flux.

In different-named-pole induction machines (Fig. 1.5), magnetic poles of different polarity are adjacent to the armature. On the inner surface of the layered stator package 1, in contrast to the previously considered design, there are several large grooves. The excitation winding 2 is placed in them. Between the large grooves there are small grooves in which the armature winding 3 is placed. The flux of the excitation winding branches into  $\Phi_{\max}$  (through  $\delta_{\min}$ ) and  $\Phi_{\min}$  (through  $\delta_{\max}$ ). Unlike the same-named-pole IM, part of the rotor teeth has a south polarity (the flux enters them), and part has a north polarity (the flux leaves them). Therefore, the machine is called different-named-pole. However, for this type of induction machine, the radial induction at each point of the working gap retains its direction unchanged. Since each rotor tooth and the zone adjacent to it are periodically remagnetized, the losses in the rotor teeth of different-named-pole induction machines are greater than in single-named-pole designs.



Rice cake 1.5 – Multipolar and induction machine: 1-case;  
2-winding excitation ; 3 - armature winding

In non-polar induction machines, there is no axial flux, that is, the magnetic core does not include a sleeve and a machine body.

It should be noted that the armature winding of single-pole induction machines in single-phase and multi-phase versions is symmetrical in magnetic terms; in multi-phase versions of different-pole machines, there is magnetic asymmetry of individual phases of the armature winding. This disadvantage of different-pole IMs determines their limited use in practice, especially as part of three-phase motors. In valve motors, single-pole induction machines are the most common.

Depending on the type of excitation system, induction machines can be distinguished with electromagnetic excitation (with a clearly defined excitation winding), with magnetoelectric excitation (with excitation from permanent magnets), with combined excitation and with self-excitation (synchronous-reactive machines).

Synchronous-reactive induction machines (SRM) have been known for more than 30 years [33]. Their distinctive feature is the absence of explicit excitation. The source of magnetic flux here is the working winding. As in the induction machine with an explicit excitation winding (IM with OZ), the stator and rotor of the SRM have a clearly poled tooth structure (Fig. 1.6).

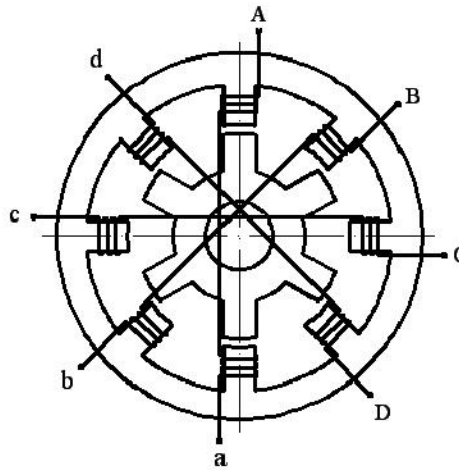


Figure 1.6 – Synchronous reactive four-phase inductor machine

The magnetic flux is closed along the contour: stator tooth - working air gap - rotor tooth - rotor yoke - rotor tooth - working air gap - stator tooth - stator back. Thus, there are no areas with axial flux.

The principle of operation of the SPM is based on the property of ferromagnetic objects to orient themselves in an external magnetic field in such a way that the magnetic flux that penetrates them has a maximum value. The electromagnetic torque of the motor arises as a result of the interaction of the magnetic flux of excitation and the current in the armature winding. The magnetic flux of excitation that penetrates the stator winding changes as a result of a change in the magnetic resistance of its closing circuit. The magnetic resistance is determined mainly by the magnetic conductivity of the working air gaps, which periodically changes due to the rotation of the rotor. The maximum value of the conductivity corresponds to the state of the rotor when the phase axis and the axis of the rotor tooth coincide, and the minimum value corresponds to the state of the rotor when the phase axis and the axis of the rotor slot coincide.

In order for the rotor to rotate stably, it is necessary to switch the currents in the armature windings in such a way that the direction of the currents and the derivative of the flux in the corresponding phase do not change sign and have a minimal spread of values. The function of the switch in the ID is performed by an inverter, the switching moments of which are determined by the DPR signals.

Unlike an inductor machine with a zero-phase circuit, the phases in a CPM are powered by current in one direction. This necessitates the use of simpler inverter circuits with a minimum number of switches per phase, which is one of the advantages of a CPM. It should be noted, however, that converters made according to a similar circuit are not mass-produced due to the lack of mass application. Three-phase inverters made according to a two-half-wave bridge circuit are used in practice in frequency converters for asynchronous motors and in common valve motors based on synchronous machines with excitation from permanent magnets.

The phases in the SPM are not electrically connected to each other. If three wires are required to connect a three-phase IM to an inverter, then six are required for a three-phase SPM (Fig. 1.7).

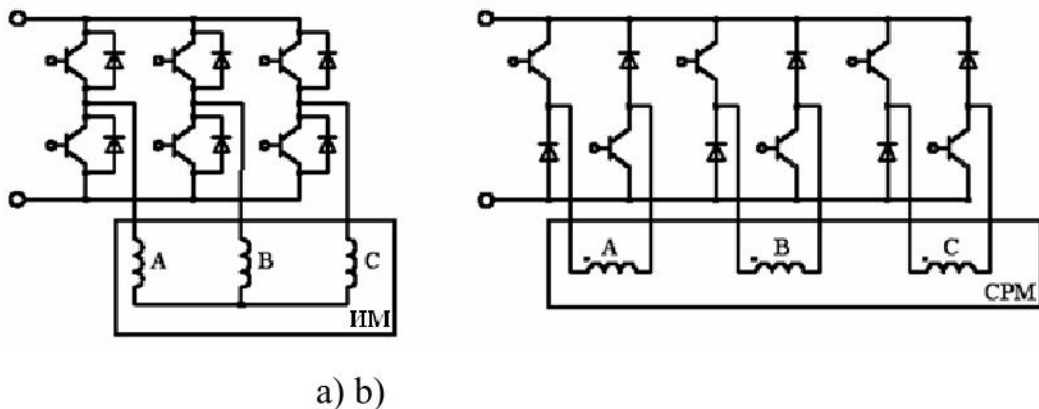


Figure 1.7 – Connection diagram phase windings of the stator and inverter in IM with O Z (a) and in SRM (b)

SPMs are well studied, their advantages and disadvantages are known [7, 8]. The advantages of SPMs include simplicity and manufacturability of the design, low cost, high reliability, high maintainability, low losses in the rotor, the ability to operate at high speeds, including the ability to operate in aggressive environments, etc.

However, SRMs also have significant disadvantages, which include significant torque ripple, which leads to a high level of noise and vibration, relatively large losses in the winding at high speeds, and as a result, with a limited volume,

elevated temperatures, as well as a more complex control system, especially when implementing sensorless control.

Since the object of research of the master's thesis is a single-pole induction motor with axial series excitation, let us dwell in more detail on its design features.

By design, single-pole inductor machines are divided into single-pack , double-pack and multi-pack .

In single-pack inductor machines (Fig. 1.4 b), the magnetic flux, having passed through the stator and rotor packages, is closed through the machine cover. The disadvantage of the single-pack design is the presence of an additional parasitic gap between the cover and the rotating sleeve. In practice, single-pack Inductor machines are used when there are limitations on the axial length of the electric motor.

The mentioned disadvantage of the single-package design is eliminated in two-package inductor machines (Fig. 1.8). In machines of this type there is no parasitic gap. The magnetic flux passes sequentially through both packages and, thus, is used twice.

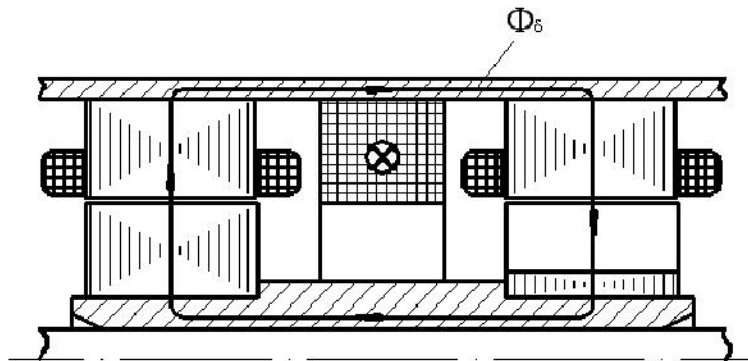


Fig . 1.8 – Single and single-pole two - pack and induction machine

In some cases, if it is necessary to reduce the moment of inertia of the rotor or the height of the axis of rotation, multi-package designs of inductor machines are used (Fig. 1.3 a), which are several two-package modules assembled in one housing.

The inner packages of such machines are combined and are twice as long as the outer ones. The number of excitation windings in machines of this type is equal

to the number of two-package modules. Multi-package designs are used in high-power engines with restrictions on radial dimensions. With such requirements, the length of the package of the corresponding two-package design becomes excessively large, which leads to uneven use of their magnetic flux and complicates the assembly of the design. In addition, a large cross-section of the sleeve and housing is required to conduct the magnetic flux. In a multi-package design, the technology for assembling core packages is facilitated, the cross-sections of massive sections are reduced (reducing the thickness of the frame and rotor sleeve), and the magnetic flux through the packages is distributed more evenly.

The cores of the induction machine are made stacked. The stator of the motor is remagnetized by the alternating magnetic flux caused by the rotation of the toothed rotor. As a result, losses occur in the stator steel, which are divided into eddy current losses and hysteresis losses. Eddy current losses can be reduced by increasing the electrical resistance in the eddy current path. Stacking the stator teeth breaks the general eddy current circuit into a number of circuits lying in the cross section of the plate. Thus, the total length of the eddy current circuit increases, and the cross section of the steel along which it is closed decreases, which leads to an increase in the electrical resistance in the eddy current circuit.

Electrical steels used for core manufacturing have high magnetic permeability ( $\mu_{st}$ ) and low specific losses on magnetization reversal (hysteresis). Their use allows to increase the specific electrical resistance, which also reduces the level of losses on eddy currents. The magnetic flux in the stator backs in axial inductor machines has less modulation, however, for technological reasons the stator plate is charged together with the back.

The magnetic flux in the rotor teeth when using closed stator slots is practically constant. However, in this case, the process of laying the armature winding in the stator slots is complicated. In high-power inductor machines, open slots are used. In this case, the pulsation of the magnetic flux in the rotor also leads to the need for its charging. In addition, when the number of rotor teeth is less than the number of stator teeth (which is found in the vast majority of inductor machine

designs), the frequency of remagnetization of the rotor teeth exceeds the frequency of remagnetization of the stator teeth, equal to the EMF frequency.

The thickness of the stator plate is selected depending on the engine power. When using core sheets with a thickness of less than 0.3 mm with large diametrical dimensions, the manufacturability of the design decreases, because the complexity of assembling the package increases sharply and the filling ratio of the package with steel decreases. In addition, due to technological factors, starting from a certain limit value, with a decrease in the plate thickness, losses in steel begin to increase again.

Unlike classical types of electric machines (synchronous and asynchronous), the housing and sleeve of an axial inductor machine are elements of a magnetic core and are made of ferromagnetic materials. Their cross-section is chosen so that the level of magnetic induction is relatively low. In addition, due to the summation of the magnetic fluxes of individual core teeth, the variable component of the magnetic flux penetrating these structural elements is small. Due to this, losses in the steel of the housing and sleeve, even with their massive design, do not reach unacceptable values. The shaft diameter is chosen based on the required mechanical strength and rigidity. If the shaft material is magnetic, it can be used not only as a structural element, but also as an element of a magnetic circuit. In this case, the sleeve can be located only between the packages, and the cores are mounted directly on the shaft.

The stator back of an induction motor is only half the height of the back of a conventional electric machine with the same amount of pole flux in the air gap. This is because the stator back in induction machines serves only to evenly distribute the toothed flux, and is not a section of the magnetic circuit in the path of the main magnetic flux. As a result, there is some compensation for the increase in mass due to the poorer utilization of the magnetic flux and the need to use a housing made of magnetic material.

One of the disadvantages of axial induction machines is the presence of axial magnetic flux, which can lead to accelerated wear of the bearings, since the balls rotate in a magnetic field. In this case, bearing currents may arise, arising from the potential difference between individual sections of the ball, created by leakage

currents that are closed through the bearing shields. Therefore, usually in large machines, the bearings are isolated by using non-magnetic sections in the path of the magnetic flux that can be closed through the bearings. These can be bronze ring gaskets in the bearing shields or between the shield and the housing, the use of non-magnetic covers. As an option, the case of using a composite shaft can be considered. The section of the shaft under the rotor packages is made magnetic, since it is part of the magnetic circuit of the motor, and the part of the shaft on which the bearings are installed is made of non-magnetic material.

As for the excitation winding, it has a ring shape and in a two-pack inductor machine can be made raised (Fig. 1.9 c, d) or lowered (the excitation winding is placed in the interpack space of the rotor) Fig. 1.9 a, b.

The advantage of the raised field winding is the simplicity of its installation on the stator, while the lowered field winding requires additional technical solutions that complicate the design and reduce its manufacturability. The raised field winding has a larger average diameter compared to the “lowered” field winding, therefore, the manufacture of the raised field winding requires more copper and it is less rational in terms of losses. In addition, the need to place the field winding and the armature winding in the same area of the inter-packet space leads to an increase in the size of the motor.

There are two possible options for placing the raised excitation winding: at the level of the working winding (Fig. 1.9 c) and above the winding (Fig. 1.9 d).

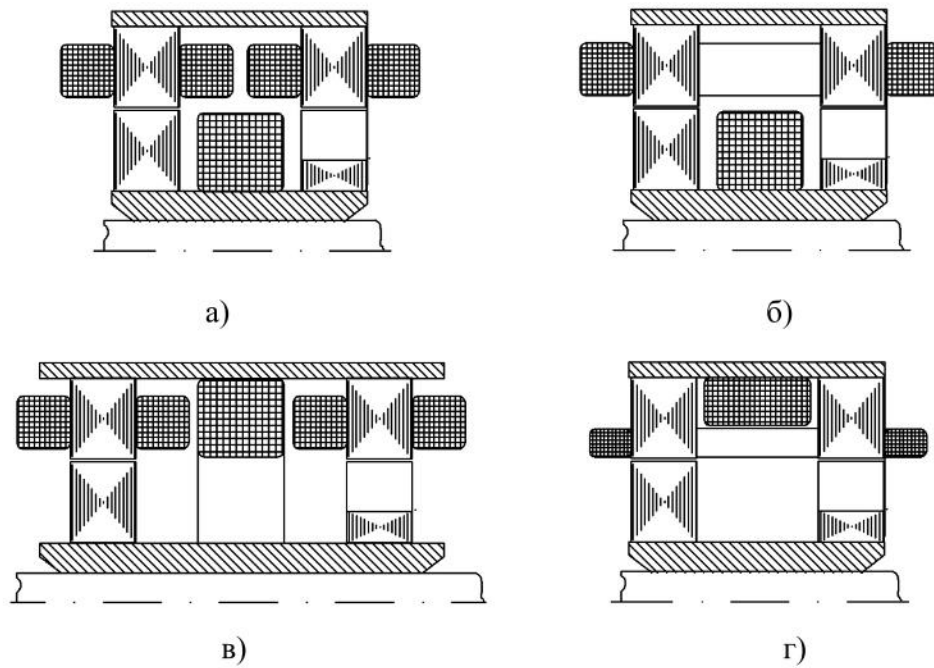


Figure 1.9 – Variants of placement of the excitation winding: a, б – lowered, c, д – raised

In the first case, it is necessary to provide additional space for the internal parts of the frontal extensions of the OY, which increases the inter-packet distance and, as a result, the weight of the massive parts of the magnetic core. When placing the excitation winding according to the second option, the radial dimensions of the motor, weight and losses in the excitation winding increase.

Unlike another type of excitation system used in electric machines - permanent magnets, the excitation winding is less sensitive to dynamic loads, vibrations and temperatures. In addition, the presence of an excitation winding makes it possible to weaken the magnetic flux, while when using excitation from permanent magnets, it is necessary to provide special windings that magnetize, for example, the stator back.

In inductor machines, the most widespread is the toothed (Fig. 1.10) three-phase armature winding, consisting of series-connected coils, each of which is installed on a separate tooth.

This variant of the armature winding increases the manufacturability of the winding process, allows you to form the coil in advance on a special frame and insulate it before placing it on the stator teeth. In addition, this achieves the minimum total length of the frontal parts of the armature winding and their protrusion, and, consequently, reduces the axial dimensions of the machine, reduces weight, cost, copper losses and facilitates the thermal regime during engine operation.

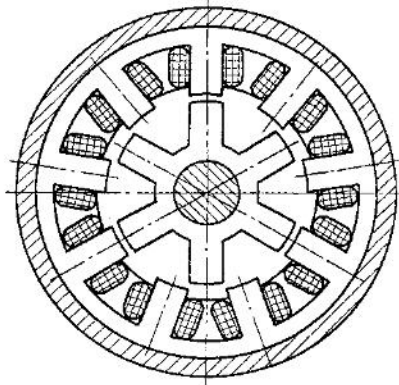


Figure 1.10 – Location of the armature tooth winding

The disadvantages of the concentrated tooth winding include the low slot filling factor and the need for open slots on the stator, which leads to flux pulsations in the rotor teeth. However, with a large cross-section of the winding wires and the introduction of additional design solutions that contribute to reducing the pulsations of electromagnetic parameters (slot bevel), the option with toothed coils of the phase windings becomes preferable.

As already noted, to ensure the possibility of installing coils on the stator, the stator slots are made open. This reduces the dissipation of the armature winding flux, but increases the pulsation of the magnetic flux in the rotor. Therefore, the rotor in inductor machines and with the same-name pole design is also made stacked.

According to the method of connecting the phases of the armature winding to the switch (inverter), the armature windings are divided into closed and open. Open windings, in turn, are divided into radial and uncoupled.

The closed windings form a polygonal circuit, the vertices of which are connected to the commutator. For a three-phase AC motor, such a connection is a delta connection.

Broken radial windings consist of sections, one end of which is connected to a common point, and the other is connected to a switch. For a three-phase AC motor, this connection is a star connection.

The radial connection scheme of the windings is considered more preferable, since in a closed winding with a non-sinusoidal distribution of induction in the gap, loop currents may flow, which worsen the energy efficiency of the motor.

The separated windings are made in the form of separate sections, shifted by an angle multiple of the number of sections, and each section is connected to a switch.

The arrangement of the coils on the teeth is chosen depending on the number of phases and the number of teeth on the cores. For a three-phase armature winding, the number of teeth must be a multiple of three, and the ratio of the stator and rotor teeth must be such that there are stator teeth with an electrical angle between them of 120 el.grad .

For the existence of phase coils located under opposite poles (in a single-pole IM, a pole of opposite polarity can be conditionally called a rotor groove), the stator must have teeth oriented relative to the rotor with a shift of 180 el.grad . In addition, to increase the phase EMF and smooth its shape, coils are provided that are shifted by an angle of  $60 / n_k$ , where  $n_k$  – the number of coils in phase, located in the interval from 0 to 60 electrical degrees.

The working winding coils can be installed on both stator packages separately (Fig. 1.9 a, c), or can be made in such a way as to cover the equally oriented teeth of two packages simultaneously (Fig. 1.9 b, d). The second option has the advantages of ease of assembly and a smaller number of assembly units. When implementing this option for placing the armature winding, the excitation winding can be located only above or below the common armature winding for both packages.

### 1.2.3. Methods of switching on the series excitation winding

There are two ways to power the series excitation winding of a DC motor: the excitation winding can be connected in series with the stator winding on the DC side, or on the AC side via a bridge rectifier.

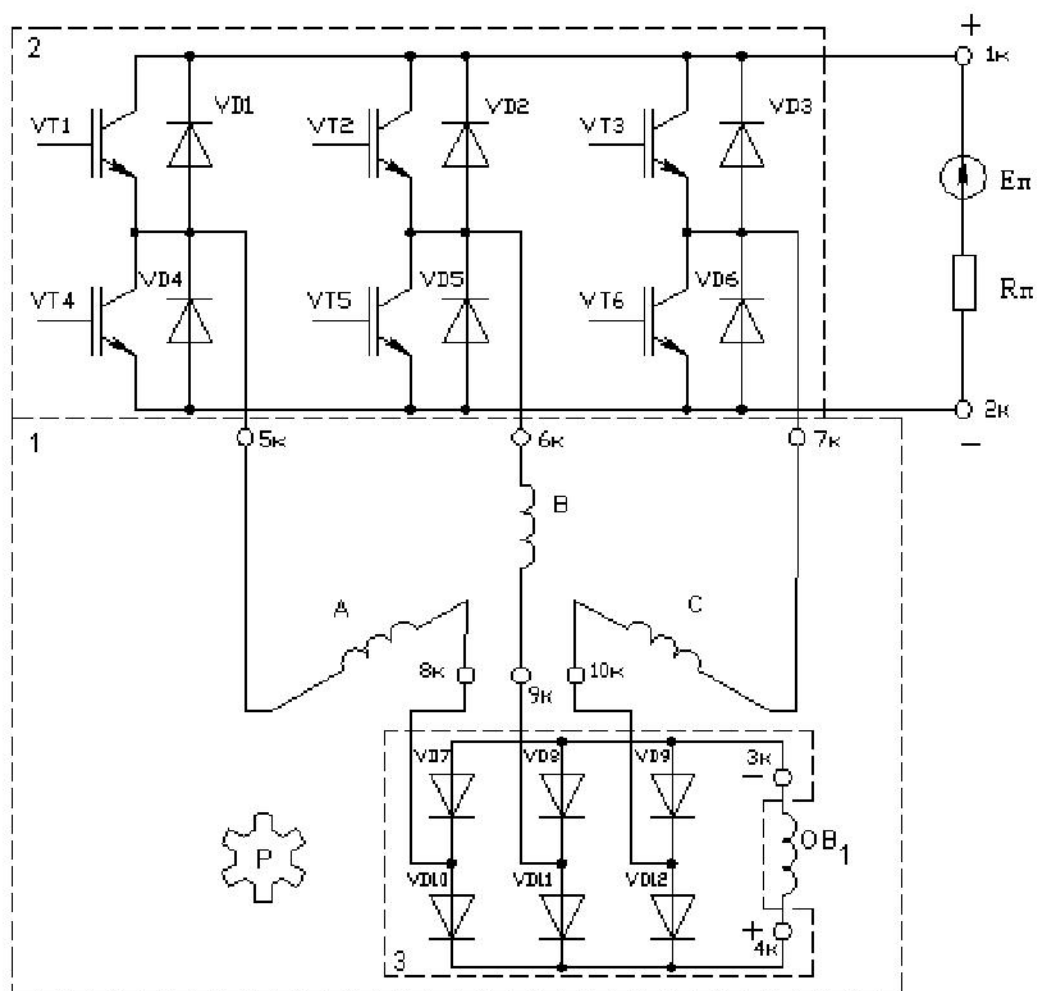
Patents [6, 7] claim methods of powering the excitation winding in contactless valve motors, which allow obtaining output characteristics of such electric machines similar to those of series-excited DC machines.

Patent [6] discusses a method for obtaining torque from an electric motor, where the excitation winding or windings are connected in series with an inverter and phase windings to create interacting magnetic fields. The phase windings are supplied with voltage from a power source via a stand-alone inverter.

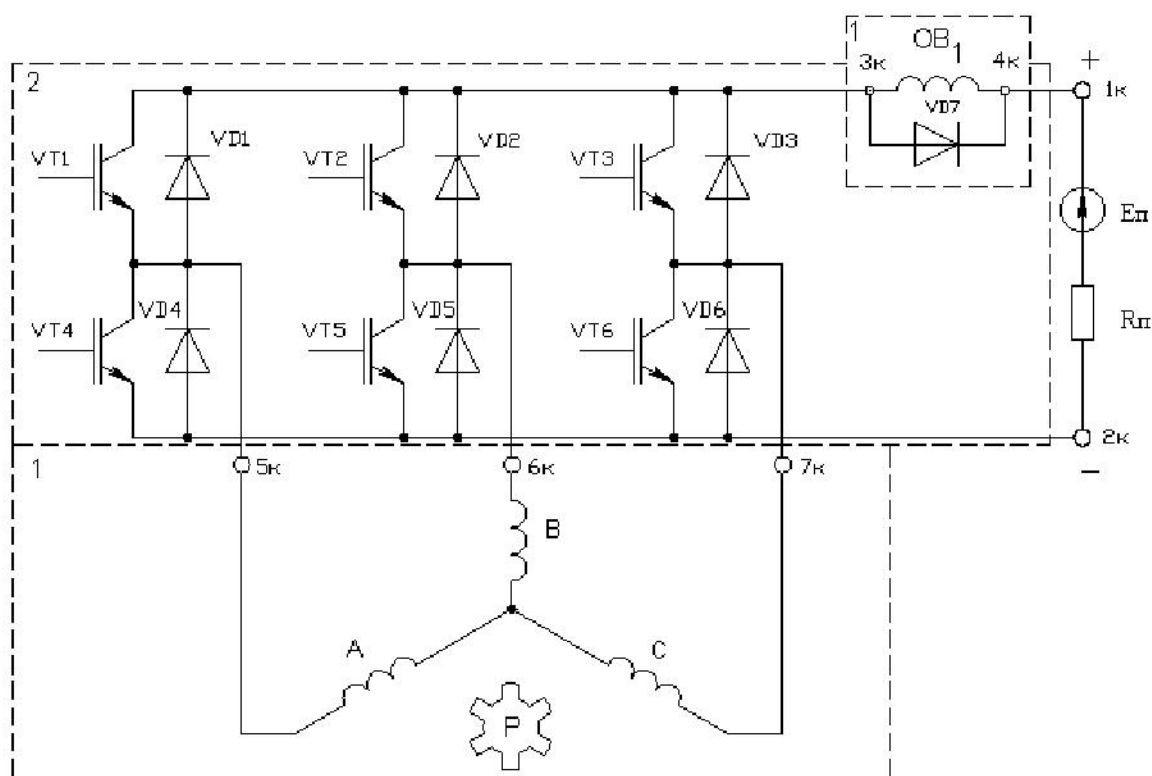
Different methods of powering the excitation winding are shown in Fig. 1.11 ÷ 1.15.

In all figures, the elements included in the circuits of the series excitation winding, enclosed between the dotted lines, structurally represent different devices. The elements of the electric machine located inside the zones bounded by the dotted line with the number 1, are placed directly in the electric machines and are elements of its design. The components located inside the zones bounded by the dotted line with the number 2 are elements of a semiconductor switch or inverter, and the components located inside the zone 3 belong to a semiconductor rectifier.

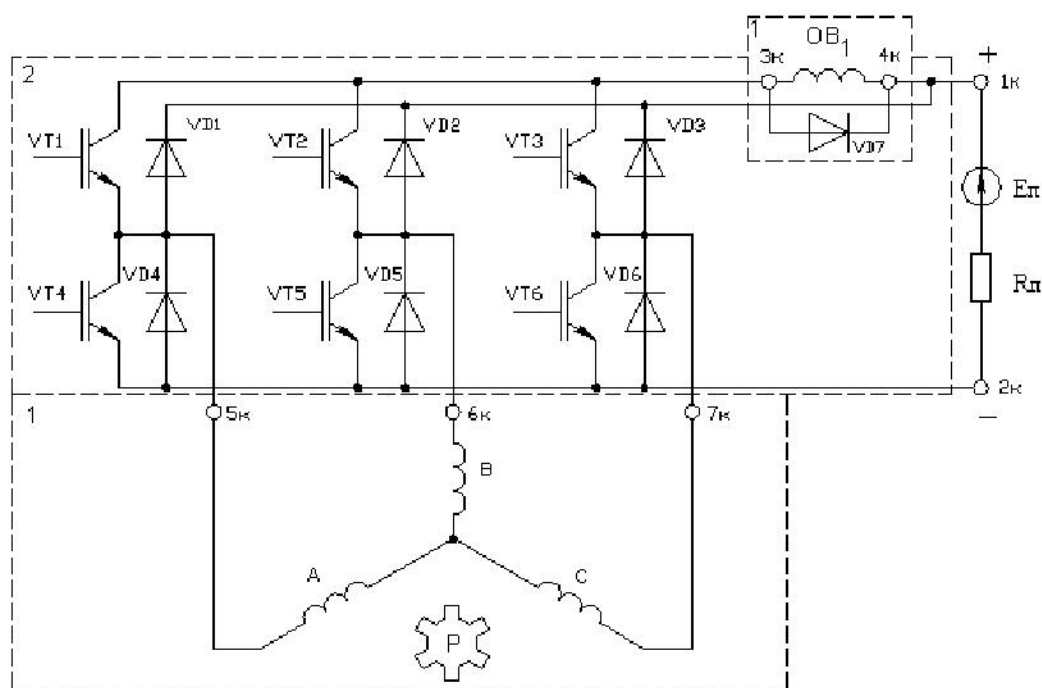
In Fig. 1.11 ÷ 1.15 the following designations are adopted: A, B, C - phase windings of the electric motor; OV1, (OV1-1, OV1-2, OV2) - excitation winding; P - toothed rotor. Phase windings A, B, C with their terminals 5k, 6k, 7k are connected to the semiconductor inverter 2. The elements of the inverter are transistors VT1 ... VT6 and diodes VD1 ... VD6. The semiconductor inverter is connected to a constant voltage source  $E_p$  with a resistance  $R_p$  by contacts 1k and 2k. In the diagrams of Fig. 1.12 ÷ 1.15 the excitation winding OV1 is connected to the supply voltage circuit  $E_p$  - connection of the excitation winding on the DC side.



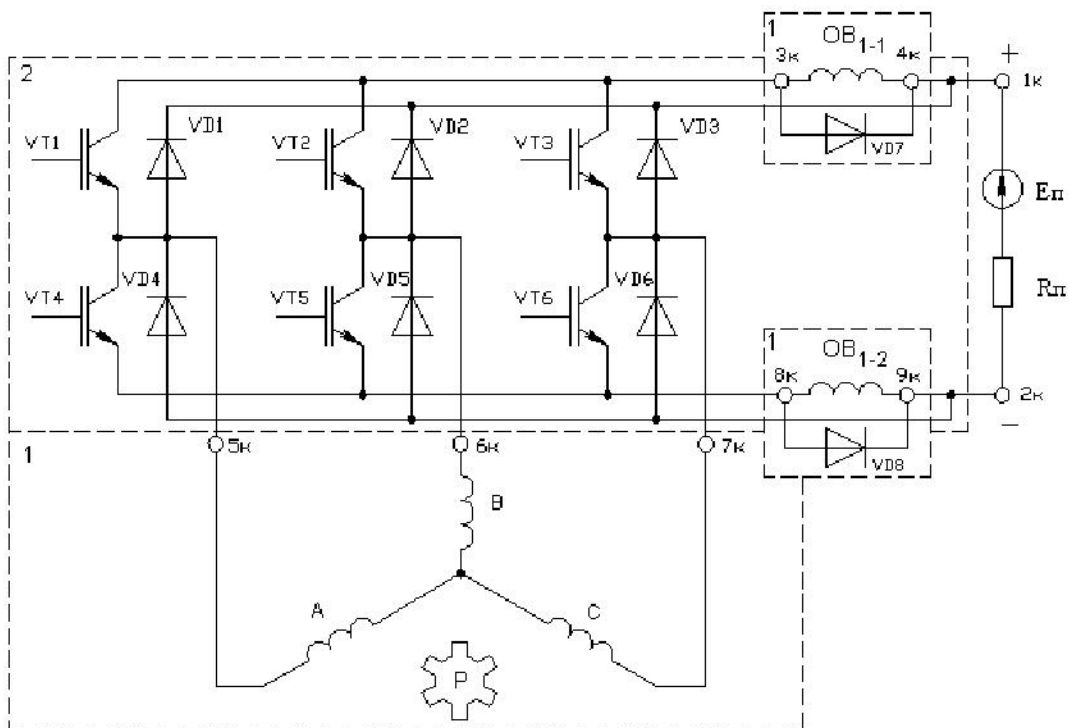
Rice cake 1.11 Sequence switching diagram excitation windings on the sides and alternating current



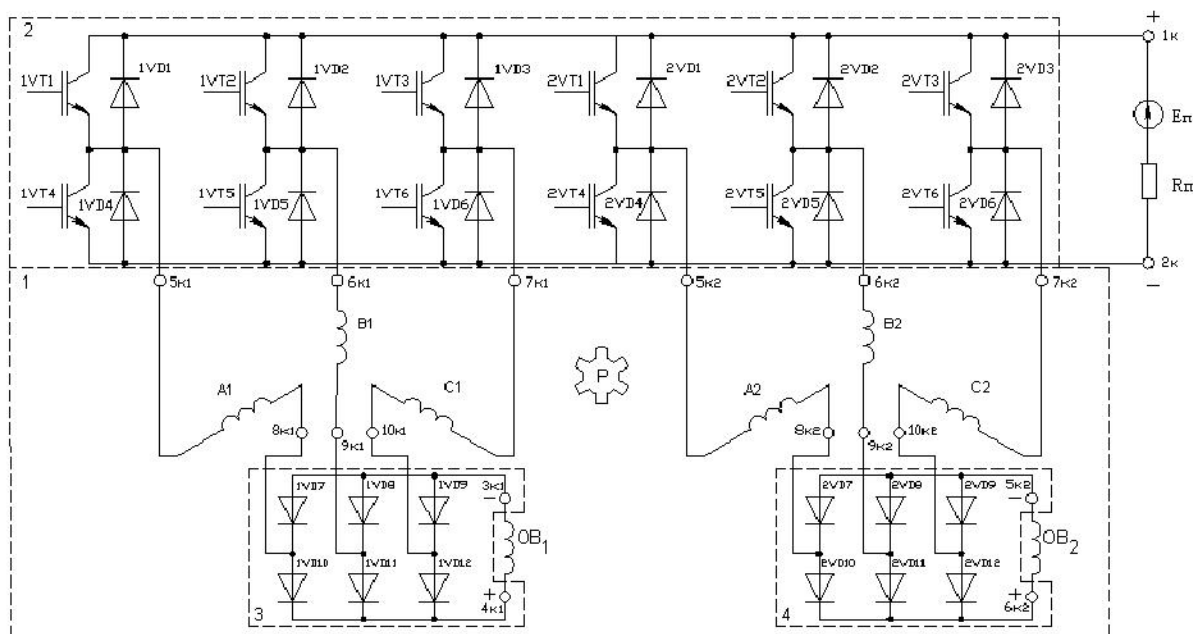
Rice cake 1.1 2 Sequence switching diagram excitation windings on the sides and alternating current (option 1)



Rice cake 1.1 3 Sequence switching diagram excitation windings on the sides and alternating current (option 2)



Rice cake 1.14 Sequence connection diagram branched excitation winding on the sides and constant current (option 3)



Rice cake 1.1 5 Sequence connection diagram branched excitation winding on the sides and variable current in the case of 6-phase electric motor design

In Fig. 1.13, the common points of the shunt diodes VD1 ÷ VD3 are connected directly to the “+” of the power source. In this case, unlike the previous circuit (Fig. 1.12), the magnetic flux of excitation is created by a current, the magnitude of which is somewhat larger due to the partial use of currents from the self-induction EMF. To use these currents in full and if it is possible to make the excitation winding from two parts, it is necessary to connect the common point of the shunt diodes VD4 ÷ VD6 in a similar way to the previous case (Fig. 1.14). In this case, each of these parts is included in the circuit of the constant supply voltage  $E_p$ . The instantaneous value of the excitation current in this case will be proportional to the sum of the absolute values of the phase currents.

With such a power supply of the excitation winding for a contactless valve machine with electromagnetic excitation, an external characteristic is provided, similar to the external characteristic of DC machines with series excitation. However, such connections of phase windings and series excitation winding are advisable to use in the case when the electric machine is located at a small distance from the inverter, otherwise it will lead to an increase in the length of the power line and an increase in losses. This prevents the use of such methods of connecting the excitation windings of electric machines used in a number of branches of technology, for example, in the traction drive of land transport and submersible electric pumps.

Expanding the scope of application of electrical machines of this type is possible by connecting the series excitation winding through a semiconductor rectifier to the zero point gap of the phase windings [7].

In this case, the phase windings connected in a star are disconnected at the zero point and a series excitation winding is connected to their ends through a rectifier bridge. The excitation winding is connected to the positive and negative terminals of the rectifier bridge. In this case, due to the closure of all currents, including currents from self-induction EMF, output characteristics similar to those obtained in the case of connecting the OZ according to the scheme in Fig. 1.14 are provided through the excitation winding.

The fact that the semiconductor rectifier is an integral part of the electric motor and does not require additional lines to power the excitation winding allows you to expand the scope of application of contactless machines of this class. At the same time, the presence of additional losses in the diodes of the rectifier bridge limits the use of this connection method in the case of low powers .

Depending on the number of phase windings, the bridge semiconductor rectifier, through which the series excitation winding is powered, may have a different number of arms. However, it is more preferable to use triads of phase windings in an electric machine, which simplifies both the design of the machine and the inverter control algorithm. With such a connection of the phase windings and the excitation winding, the latter is connected in series with the phase windings and at any time a current flows through it equal to half the sum of the absolute values of the currents in the phase windings:

$$I_{OB} = \frac{|I_U| + |I_V| + |I_W|}{2}, \quad (1.5)$$

where  $I_{ov}$  is the current flowing in the excitation winding;

$I_U, I_V, I_W$  - currents flowing in phases U, V, W.

This method of connecting the excitation winding is shown in Fig. 1.11. For the serial connection of the excitation winding OZ1, located on the stator, with the phase windings, the final terminals of the latter 8k, 9k, 10k are connected to the input circuits of the rectifier semiconductor bridge 3 (semiconductor rectifier), made on diodes VD7 ... VD12, the number of arms of which is equal to twice the number of phase windings. The excitation winding is connected to the terminals of the semiconductor rectifier, positive 4k and negative 3k.

The semiconductor rectifier 3 is a separate structure that can be placed either on the machine itself or in close proximity to it. When placing the semiconductor rectifier on the machine, the compactness of the electric drive increases. In this case, the rectifier itself can be an element of the machine design itself, which in some cases simplifies its cooling.

In the case of a multiphase motor, its working winding is divided into three-phase groups (triads), each of which is connected to a separate inverter (inverter section). The inverter sections are connected to a DC voltage source  $E_n$  in parallel.

An example of a six-phase motor with a connection diagram of the excitation windings on the alternating current side is shown in Fig. 1.15. The electric motor has phase windings A1, A2, A3 of the first triad, A2, B2, C2 of the second triad, excitation windings OZ1 and OZ2, as well as a toothed rotor P. The phase windings with their initial terminals 5k, 6k, 7k and 5k2, 6k2, 7k2 are connected to a semiconductor inverter 2, which has a sectional structure. The number of sections of the inverter, as well as the number of series excitation windings and, accordingly, the number of semiconductor rectifiers through which they are connected to the final terminals of the phase windings, is equal to the number of triads of the phase windings. Regardless of the number of triads of phase windings, at any moment of time a current flows in each excitation winding equal to half the sum of the absolute values of the currents in the phase windings of its triad.

### 1.3 Choosing a research method

One of the most important stages of designing and researching electromechanical converters is the development of mathematical models of their functioning processes, in particular, electromagnetic and thermal processes.

The task of conducting electromagnetic and thermal calculations of electric machines is related to resolving issues related to calculating the magnetic circuit of the machine and determining its main parameters, reducing losses, increasing efficiency, determining permissible operating temperatures, as well as overheating of the main components and checking the operability of the machine as a whole.

The exact calculation of electromagnetic and thermal fields has long been difficult due to the need to overcome serious mathematical difficulties [3]. Recently, due to the development of theory and the widespread introduction of computers into

engineering practice, significant progress has been observed in the development of exact methods for solving problems of electromagnetic and thermal fields [6].

Numerical analysis requires idealization of the model, which ultimately leads to calculation errors. These errors are lower, the more correctly and in detail the model is created, the greater the number of known factors of the behavior of the structures of the studied object was taken into account during modeling.

There are mathematical models of electrical machines that structurally consist of elements with distributed parameters – field models, and models with lumped parameters – chain models [14]. In the first case, the processes occurring in the object of study are described in the models by differential equations of derivatives, in the second – by ordinary differential equations.

There are several ways to implement mathematical models: physical, analytical, and numerical methods.

Mathematical modeling by the first method retains the features of conducting an experiment in nature, but at the same time the real object and the model have different physical natures [20]. Thus, field models can be implemented in continuous environments using an electrolytic bath or conductive paper, and chain models can be implemented on a grid of discrete elements and on analog computers [5, 6]. The physical method of implementing mathematical models is purely research in nature and is unsuitable for designing electrical machines.

Analytical and numerical methods for implementing mathematical models reduce the study of phenomena occurring in an electric machine to mathematical problems, the solution of which uses field theory methods for field models, and circuit theory methods for circular models.

In the analytical method of mathematical modeling, all information about the object of study is contained in a system of equations, which is transformed into a set of resulting functions, each of which characterizes the dependence of any parameter on others.

Many publications are devoted to the contribution to the development of analytical methods for mathematical modeling of magnetic systems [13-16].

However, all known analytical methods, such as the method of mirror images, separation of variables, the method of conformal transformations, the method of harmonic conductivities, etc. are applicable for calculating magnetic fields only in local areas of electrical machines with fairly serious assumptions, which is explained by the complex shape of magnetic circuits, nonlinearity of various media, etc.

The modern level of development of computer technology allows for large-scale calculations that were previously unavailable. The emergence of the possibility of solving large systems of linear and nonlinear algebraic and differential equations describing electromagnetic and thermal processes stimulated interest in numerical calculation methods.

Numerical methods allow for the analysis of complex mathematical models for specific sets of parameter values. The main advantage of numerical methods is the ability to obtain results even in cases where the application of analytical methods is difficult, while the number of assumptions made is minimized. The results obtained by numerical methods are approximate, since the numerical transformation of information involves its discretization, and the calculation process itself is iterative. However, provided that the calculation lasts for a sufficiently long time and the initial conditions are correctly set, the required accuracy of the results can be achieved.

When implementing field mathematical models using numerical methods, the most widespread are:

- Finite difference method (FDM) or grid method [14, 16];
- Finite element method (FEM) [21-22];
- The method of integral equations (MIR), varieties of which are the boundary element method and the secondary source method [17, 18].

However, it should be noted that, despite the accuracy and rigor of modeling electromagnetic processes using the listed field methods, they have a number of disadvantages, the main ones of which are summarized in the following:

- mathematical models are described by complex systems of differential (for FEM and FEM) and integral (for MIR) algebraic equations, which are

- solutions of Maxwell, Laplace, and Poisson equations with given boundary conditions, which determines the great complexity in implementing models and processing the obtained results, which requires a high level of user training;
- high calculation accuracy, which is achieved by field methods, is quite often excessive, since it significantly exceeds the permissible technological variations of the design and physical parameters of electrical machines;
  - The implementation of field models of electric machines requires a complex set of software capable of supporting large-scale graphic and symbolic databases, processing them, and being able to communicate with other subsystems , etc.

At the same time, there is a great need for modeling methods, albeit not as rigorous as field theory methods, but having sufficient accuracy for practical application, which would allow solving a wide range of design problems without the above-mentioned difficulties.

Such tasks can be implemented by the theory of circuits, which is based on Kirchhoff's equations. The accuracy of analytical and numerical studies carried out by this method largely depends on the correct choice of the appropriate structure of the mathematical model, when compiling which the entire calculated area of the magnetic system is divided into sections representing individual elements of the magnetic circuit. The magnetic field within each section is considered strictly oriented and is considered independently of the fields of other sections. The simplest method that implements circuit mathematical models of magnetic systems can be considered the method of equivalent electrical equivalent circuits.

Another method for calculating magnetic systems of electric machines is the combined method, which combines both field theory and circuit theory. In this case, the parameters of the elements included in the model are determined by field methods, and the model as a whole is calculated using the basic laws of the theory of electric circuits. Such methods include the method of conductances toothed contour (MPZK) [24, 29].

The essence of the MPZK is that for the active zone of the machine, taking into account the real configuration of the magnetic core, an equivalent equivalent circuit is constructed, the parameters of the elements of which, calculated at different positions of the armature, are presented in matrix form, after which a general calculation of the model is performed by analytical or numerical methods.

Despite the sufficient versatility of the MPZK, which allows taking into account tooth pulsations and calculating various configurations of magnetic systems, this method has not found wide application in practice, since its implementation requires the creation of special application software packages for processing complex systems of matrix equations that describe the parameters and connections of elements of equivalent circuits of magnetic systems.

Based on the above, it can be concluded that the most acceptable method for calculating a DC motor with a series excitation winding, from the point of view of simplicity and accuracy sufficient for practical use, is the method of circular mathematical modeling based on equivalent equivalent circuits, which allows solving a wide range of design problems.

Thus, the task of developing a methodology for circular mathematical modeling of DWI with sequential excitation is quite relevant. To solve it, it is necessary to implement the following tasks:

- adopt a system of assumptions that facilitate the implementation of the model, but do not take the research results beyond the limits of permissible errors;
- determine the topology, structural composition and method of calculating the parameters of the elements of the equivalent circuit of the DWI;
- implement a basic chain mathematical model and identify it with a real object based on experimental data;
- to test the method for analyzing electromagnetic and thermal processes in a DWI with sequential OZ.

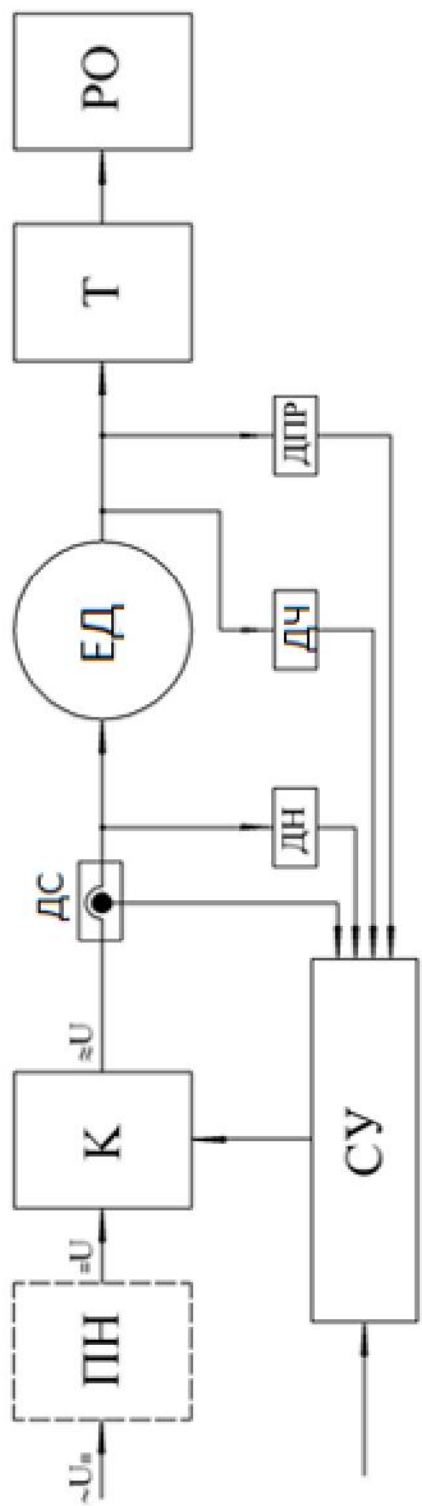
Based on the literature analysis, the following conclusions can be drawn:

4. The comparative simplicity of the design, reliability, manufacturability, ability to operate in difficult environmental conditions, good dynamic and control performance, as well as the "hyperbolic" type of mechanical characteristics determine the possibility and prospects of using DVI with a series excitation winding in traction and transport drives, drives of excavators and drilling machines, as well as in electric drives for specialized purposes. This gives reason to consider the conducted research relevant.
5. In publications devoted to DWI with electromagnetic excitation, engines with series excitation are practically not considered, the issues of calculation and modeling of processes occur in them. This necessitates the development of methods of verification calculation and mathematical models of electromagnetic and thermal processes in DWI with series excitation winding, based on modern methods of mathematical modeling.
6. The comparative analysis of various methods of mathematical modeling showed that the best of them for the study of electromagnetic and thermal processes in DWI with a series excitation winding is the method that uses equivalent equivalent circuits. This method allows calculations to be made with minimal time and with sufficient accuracy for engineering practice. At the same time, it is possible to analyze processes in electric drives with different configurations of the magnetic circuit, different numbers of phases, circuits for connecting the inverter and the algorithm of the inverter operation.

Therefore, for further research on the topic of the master's thesis, the method of mathematical modeling based on equivalent substitution schemes was chosen.

Функціональна схема вентиляльного двигуна

2



ПН – перетворювач напруги

ДПР – датчик положення ротора

К – комутатор

ЕД – електродвигун

ДС – датчик струму

Т – трансмісія

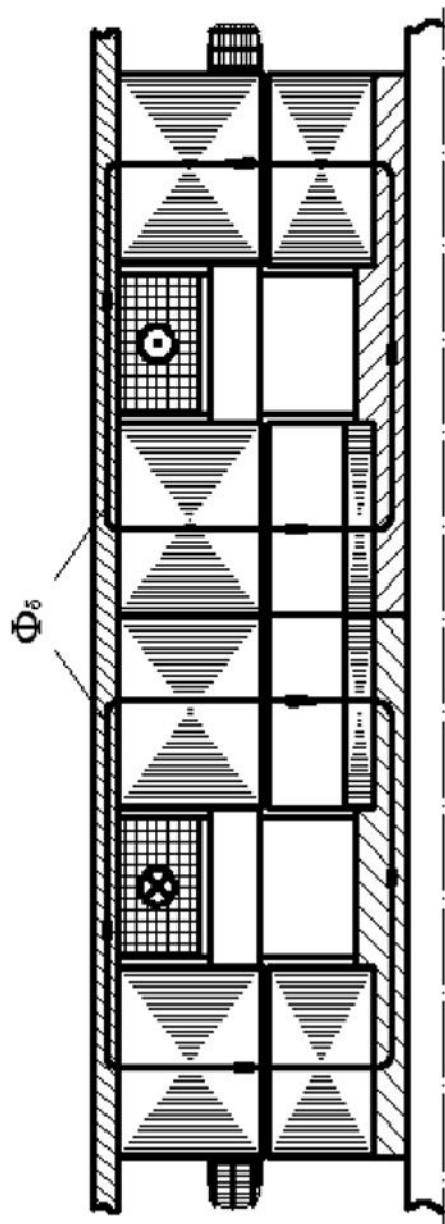
ДН – датчик напруги

РО – робочий орган

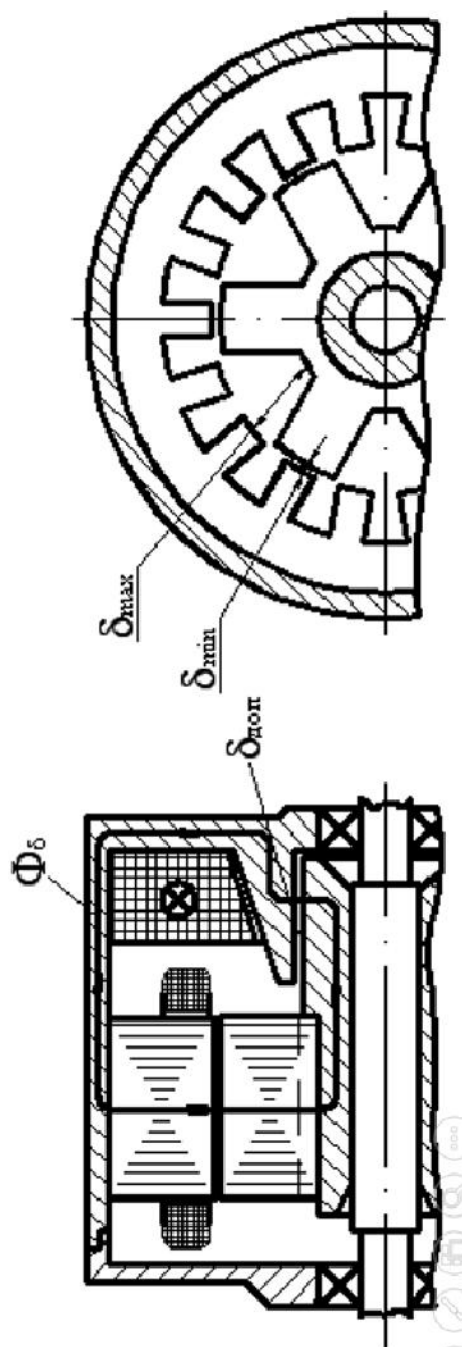
ДЧ – датчик частоти обертання

СУ – система управління

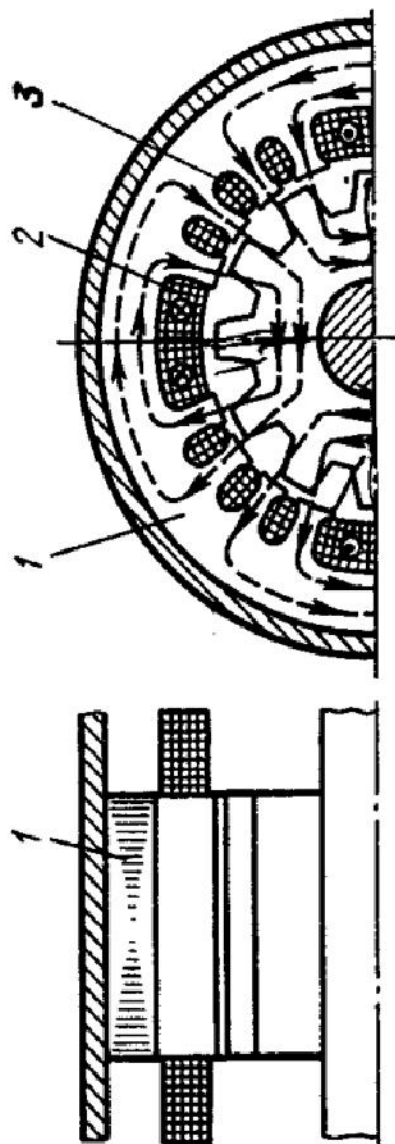
### Багатопакетна одноіменнопольосна індукторна машина 3



### Однопакетна одноіменнопольосна індукторна машина



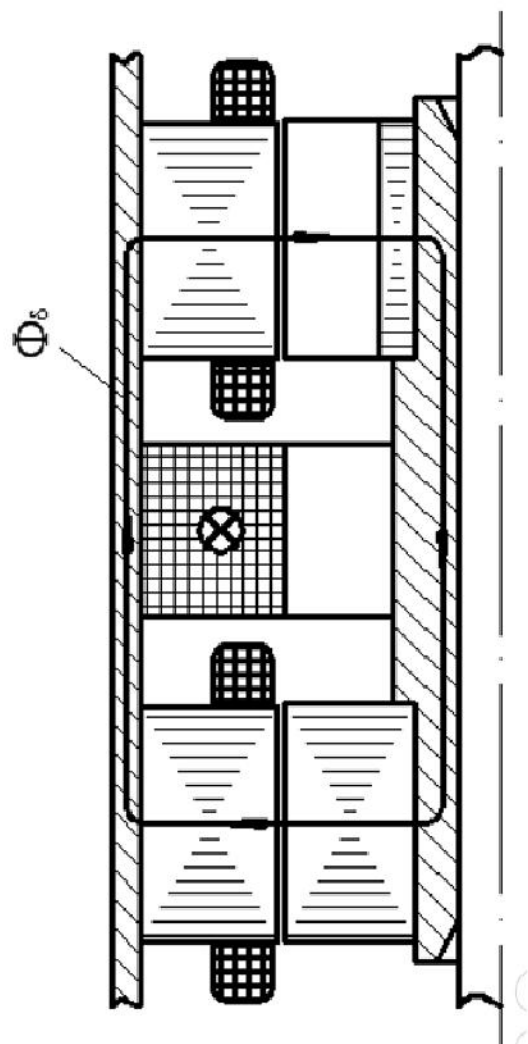
### Різноіменнополюсна індукторна машина



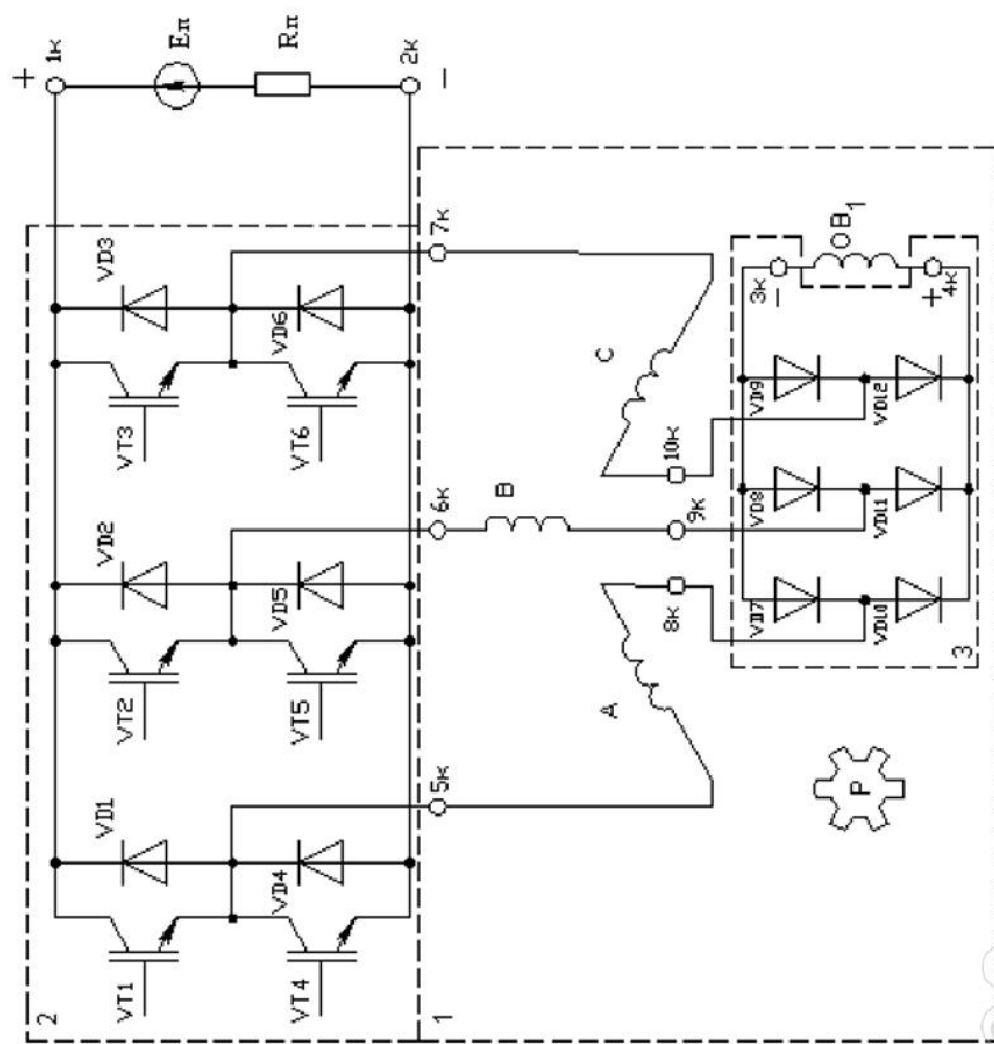
4

1-корпус; 2-обмотка збудження; 3-обмотка якоря

### Двопакетна одноіменнополюсна індукторна машина



# Схема включення послідовної обмотки збудження на стороні 5 ЗМІННОГО СТРУМУ



## Схема заміщення електричного кола ДВІ

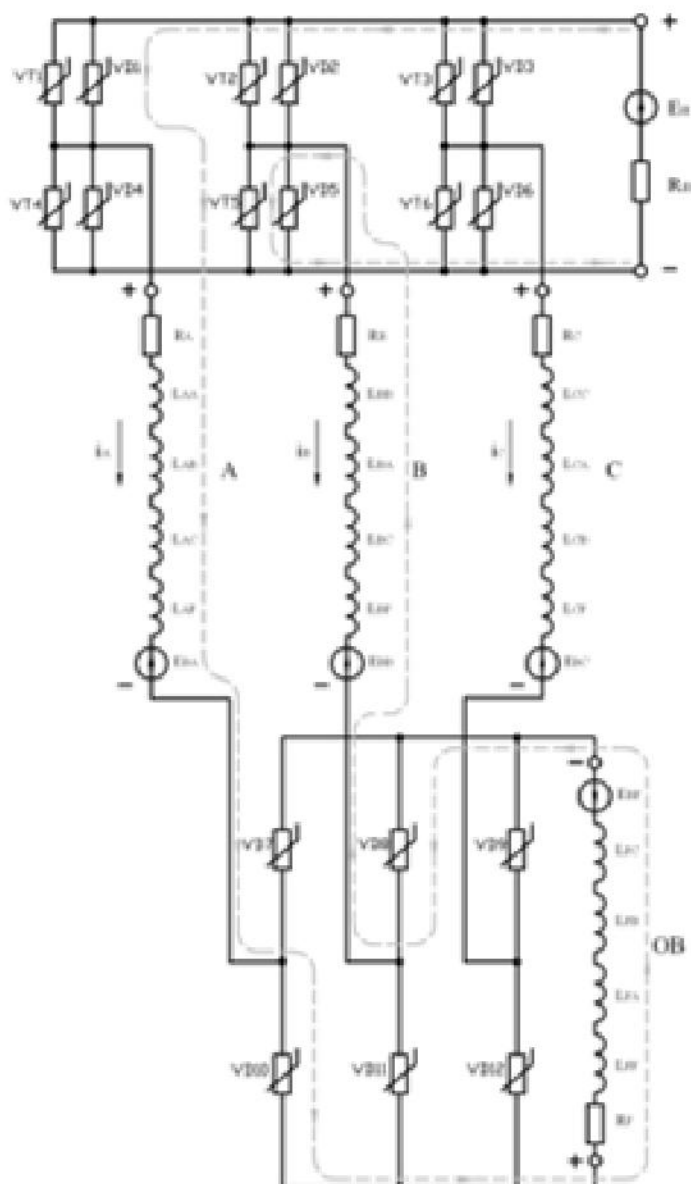
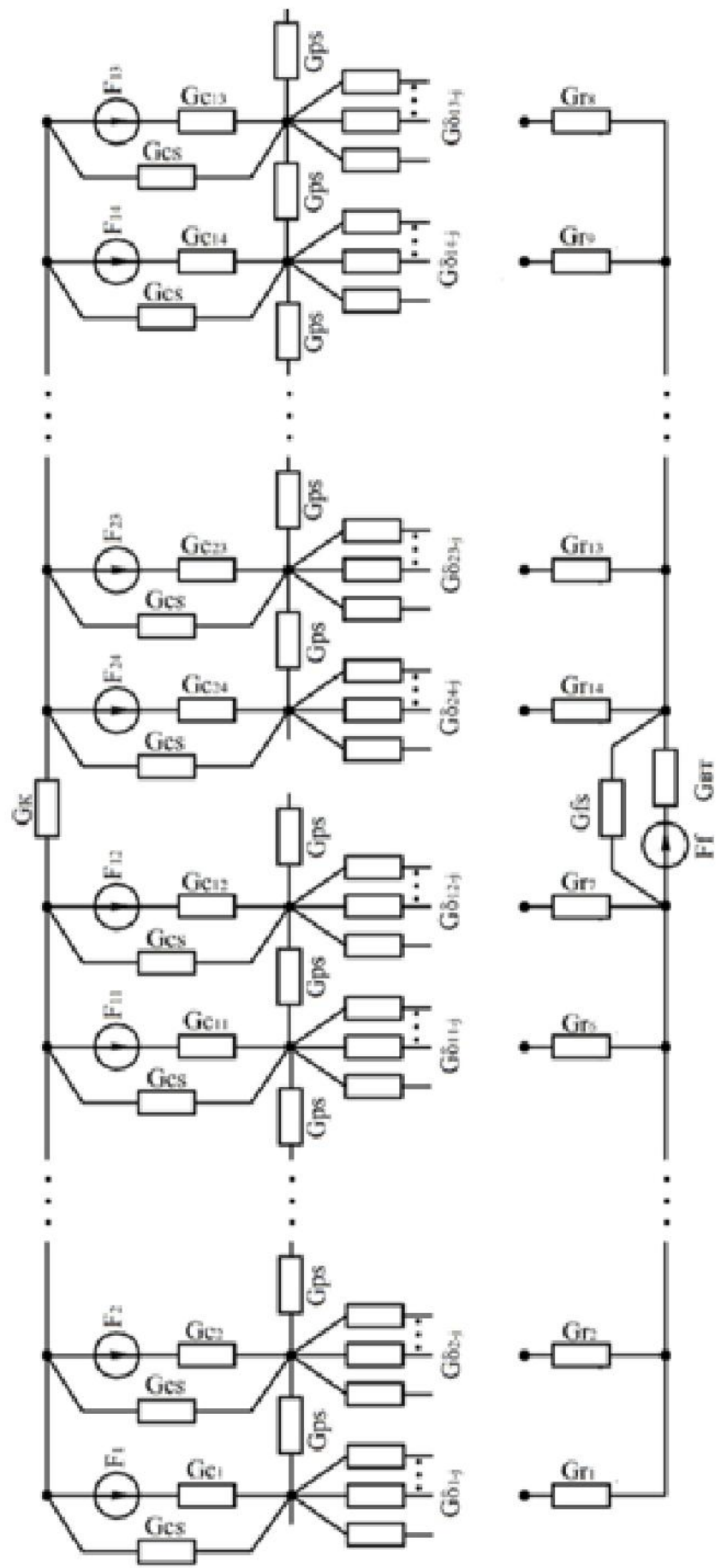
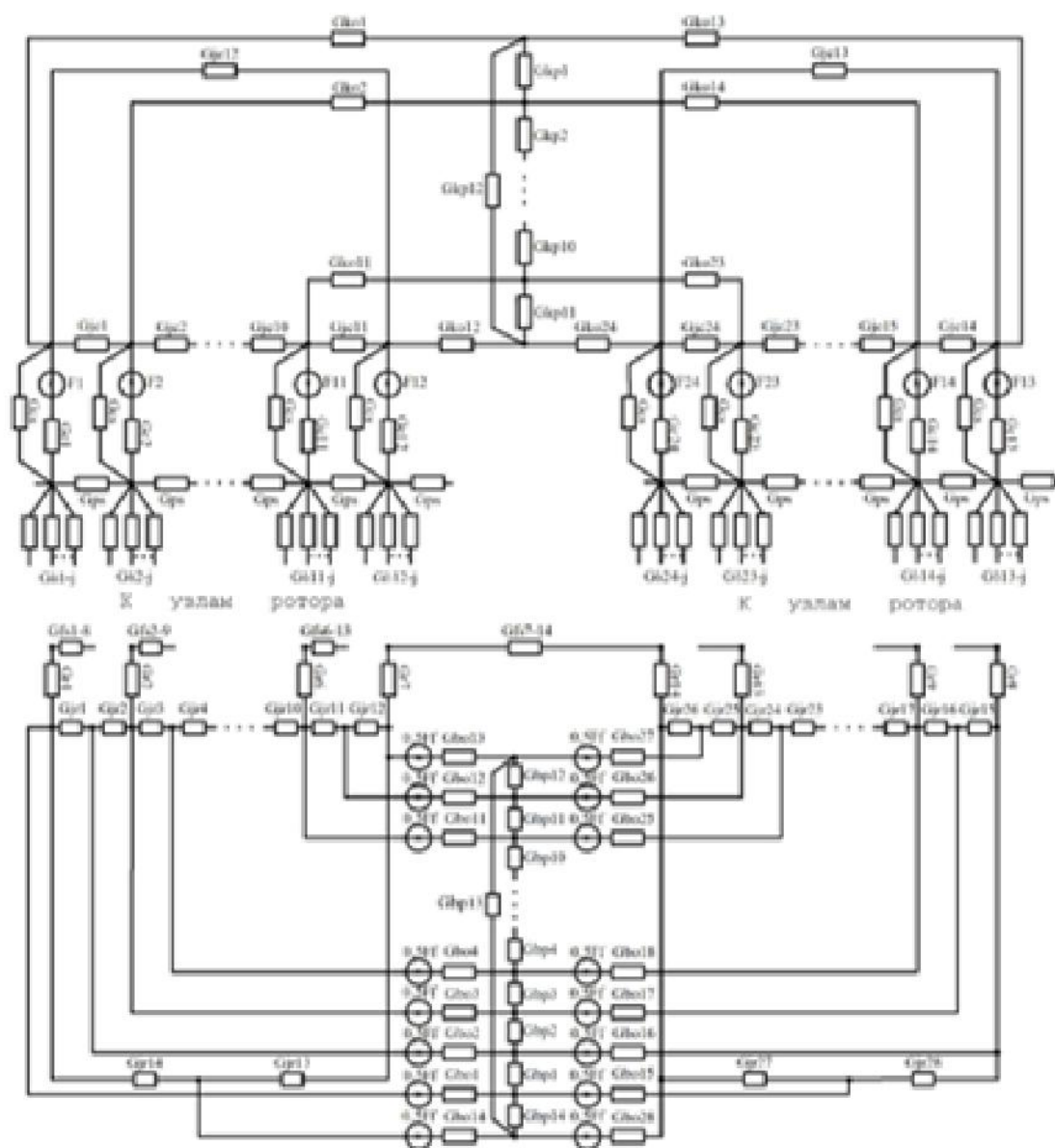


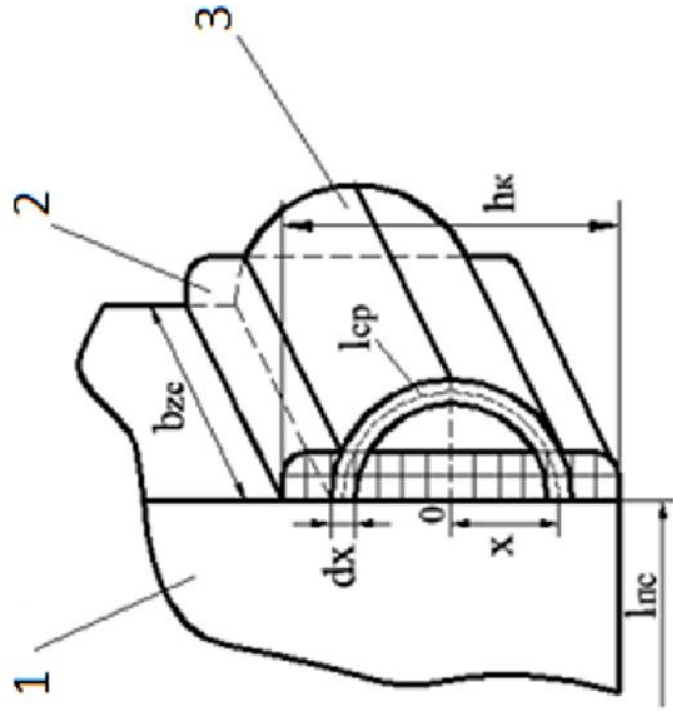
Схема заміщення магнітного кола ДВІ з  
мінімальним ступенем деталізації



## Повна схема заміщення магнітного кола ДВІ

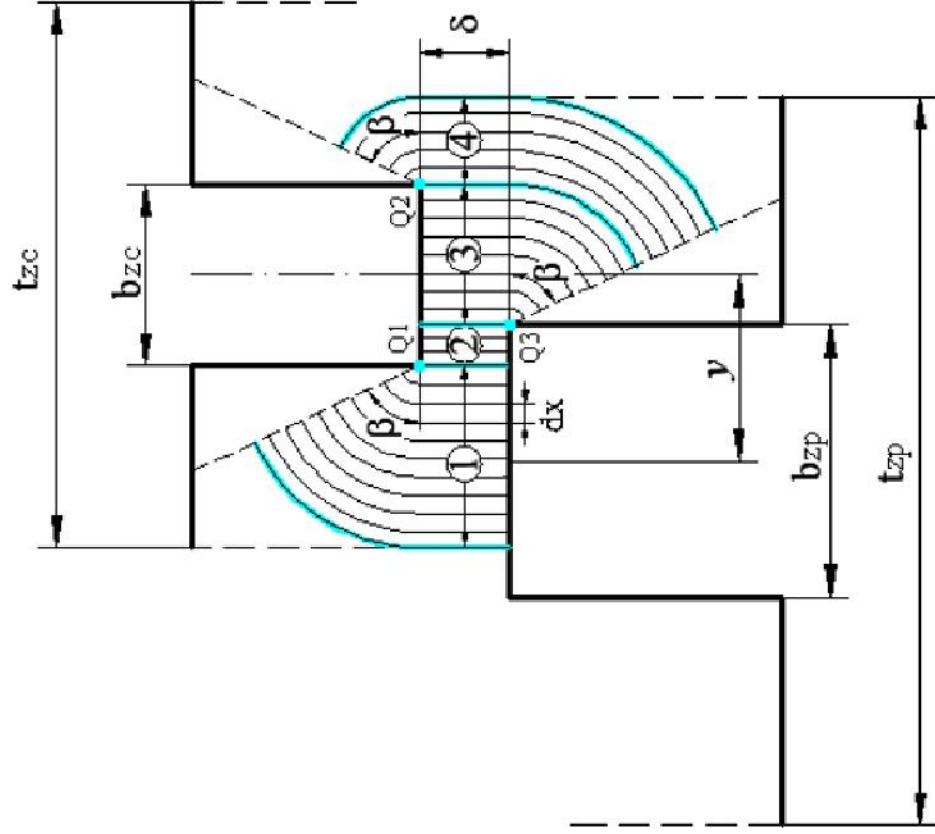


До розрахунку  
провідності лобового  
розсіювання

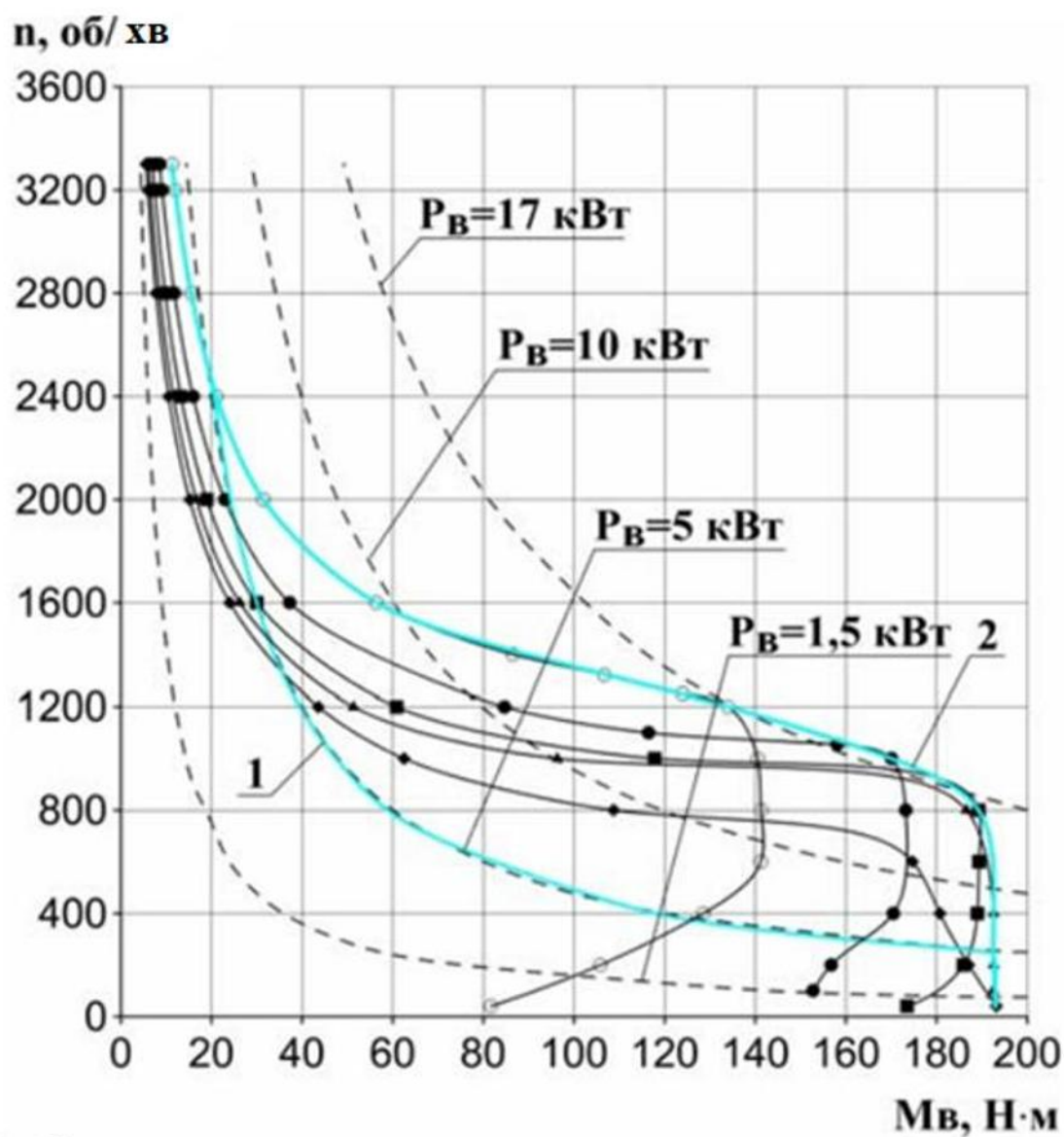


1 – зубець статора, 2 – лобова  
частина ОЯ, 3 – елементарна  
трубка потоку розсіювання

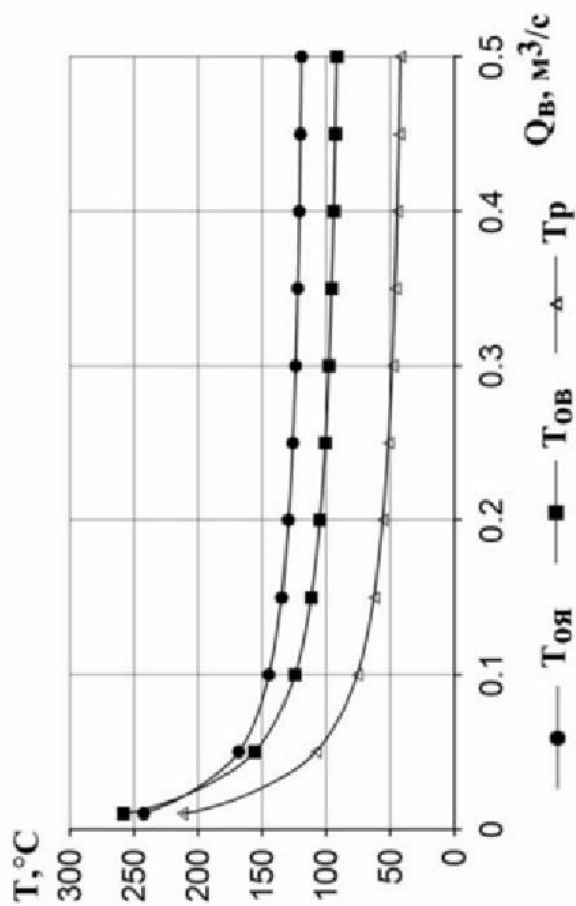
До розрахунку магнітної  
провідності повітряного  
проміжку



## Механічні характеристики ДВІ ( $U_{\Pi}=75 \text{ В}$ , $I_{\phi\text{max}}=350 \text{ А}$ )



Залежність температур елементів електродвигуна ДВІ від витрати охолоджуючого повітря  
( $T_{\text{ох.пов.}} = 20^{\circ}\text{C}$ )



Залежність температур елементів двигуна ДВІ від часу під час роботи по циклограмі  
( $Q_v = 0,2 \text{ м/с}$ ,  $T_{\text{ох.пов.}} = 20^{\circ}\text{C}$ )

