



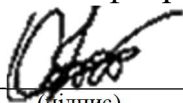
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра суднових електроенергетичних систем

"Допущений до захисту"

В.о. зав. кафедри СЕЕС

 Обрубов А.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

«15» травня 2026 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття ступеня вищої освіти "**бакалавр**"

на тему: РОЗРОБКА ЕЛЕКТРОМАШИННОГО
ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ 50/400 Гц НА БАЗІ
ГЕНЕРАТОРА ІНДУКТОРНОГО ТИПУ

Виконав: студент групи 4367ст3

 Корнеєв А.І.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи: ст. викладач

 Александровський С.Ю.
(підпис) (прізвище та ініціали)



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра СЕЕС
Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка, електромеханіка
Освітня програма Електромеханіка та електроенергетика

ЗАТВЕРДЖУЮ

Гарант освітньої програми

 Волянська Я.Б.
(підпис)

_____ 2026р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІОНУ РОБОТУ на здобуття ступеня вищої освіти "бакалавр"

Студенту Корнєєву Артему Ігоровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Розробка електромашиного перетворювача частоти 50/400Гц на базі генератора індукторного типу

керівник роботи: ст. викладач каф. СЕЕС Александровський С.Ю.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

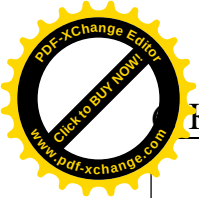
Затверджені наказом ректора № _____ від _____ 2026 року

2. Термін подання роботи: _____

3. Вихідні дані по роботі: Спроектувати індукторний генератор для електромашиного перетворювача частоти 50/400 Гц потужністю 45 кВА, швидкістю обертання 3000 об/хв, напругою 230 В

4. Перелік питань, що належать до розробки (найменування розділів):
Розділ 1. Порівняльний аналіз та вибір типу індукторного генератора;
Розділ 2. Проектування індукторного генератора;
Розділ 3. Розрахунок характеристик індукторного генератора
Розділ 4. Розробка схеми керування перетворювачем частоти;
Розділ 5. Охорона праці.

5. Перелік презентаційних матеріалів:
1. Загальний вигляд перетворювача частоти (лист 1); 2. Загальний вигляд перетворювача частоти (лист 2); 3. Обмотка статора; 4. Векторна діаграма струмів і напруг; 5. Характеристики індукторного генератора; 6. Схема електрична принципова системи керування перетворювачем частоти



Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
ОП	Александровський С.Ю.		

7. Дата видачі завдання 21.02.2026 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Огляд конструкцій індукторних генераторів	21.02.2026	виконано
2	Вибір типу індукторного генератора	14.03.2026	виконано
3	Проектування індукторного генератора	28.03.2026	виконано
4	Розрахунок і побудова векторної діаграми напруг	11.04.2026	виконано
5	Розрахунок характеристик	18.04.2026	виконано
6	Розробка схеми керування	25.05.2026	виконано
7	Виконання спеціальних частин	29.05.2026	виконано
8	Оформлення дипломної роботи	06.05.2026	виконано

Студент

(підпис)

Корнєєв А.І.

(прізвище та ініціали)

Керівник проекту

(підпис)

Александровський С.Ю.

(прізвище та ініціали)



АНОТАЦІЯ

Дана дипломна робота присвячений розробці перетворювача частоти на базі однойменнополюсного двопакетного індукторного генератора потужністю 45 кВА, призначеного для постачання спеціалізованих суднових споживачів напругою 230 В, частотою 400 Гц.

При проектуванні були розглянуті наступні питання: порівняльний аналіз існуючих конструкцій індукторних генераторів, особливості їхньої роботи на холостому ході й у робочому режимі, обґрунтування вибору конкретного типу індукторного генератора, визначення головних розмірів, розмірів зубцевої зони, проектування обмотки статора, розрахунок магнітного ланцюга, параметрів статорної обмотки, обмотки збудження, втрат і ККД спроектованого генератора. Крім того, розраховані і побудовані векторна діаграма напруг, характеристики холостого ходу, короткого замикання, регулювальні і зовнішня. Була розроблена принципова електрична схема генераторного агрегату, розраховані і обрані її елементи.

Також у дипломній роботі розглянуті питання охорони праці і техніки безпеки при експлуатації суднових електроенергетичних систем.

Ключові слова: однойменнополюсний двопакетний індукторний генератор; проектування обмотки статора

ABSTRACT

This diploma thesis is devoted to the development of a frequency converter based on a 45kVA generator with a stator consisting of two packages of the same polarity, designed to supply specialized marine loads with a voltage of 230 V and a frequency of 400 Hz.

The following issues were addressed during the design process: a comparative analysis of existing induction generator designs, the characteristics of their operation at no-load and under load, justification for selecting a specific type of induction generator, determination of the main dimensions and the tooth zone dimensions, design of the stator winding, calculation of the magnetic circuit,

					141. 4367ст3. БР. ПЗ.	Лист
						3
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		



parameters of the stator winding, excitation winding, losses, and efficiency of the designed generator. In addition, the voltage vector diagram, no-load characteristics, short-circuit characteristics, regulation characteristics, and external characteristics were calculated and plotted. A schematic electrical diagram of the generator set was developed, and its components were calculated and selected.

In addition, this diploma thesis examines occupational health and safety issues related to the operation of shipboard electrical power systems.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ.	Лист
						4
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		



ЗМІСТ

Вступ	7
1. Порівняльний аналіз і вибір типу індукторного генератора	11
1.1. Основні типи індукторних машин	12
1.2. Холостий хід ІМ	22
1.3. Робочий режим ІМ. Особливості реакції якоря	26
1.4. Вибір типу індукторного генератора	31
2. Проектування індукторного генератора	32
2.1. Вихідні дані	33
2.2. Визначення головних розмірів	33
2.3. Розрахунок зубцевої зони машини	36
2.4. Проектування обмотки якоря	41
2.5. Розрахунок магнітного ланцюга	45
2.6. Параметри обмотки статора і векторна діаграма	53
2.7. Розрахунок обмотки збудження	58
2.8. Втрати і ККД індукторного генератора	60
3. Розрахунок характеристик індукторного генератора	63
3.1. Характеристика холостого ходу	64
3.2. Характеристика короткого замикання	66
3.3. Регулювальні характеристики	68
3.4. Зовнішня характеристика	70
4. Розробка схеми керування перетворювачем частоти	73
4.1. Вибір приводного двигуна	74
4.2. Силовий випрямляч	76
4.3. Схема імпульсно-фазового керування	77
4.4. Регулятор збудження	79
4.5. Схема автоматичного гасіння поля	82
4.6. Схема самозбудження	83
4.7. Блок живлення	84



5. Охорона праці

Вступ

86

5.1. Небезпечні і шкідливі виробничі фактори, що виникають при роботі СЕЕС

87

5.2. Розробка заходів щодо забезпечення електро- і вибухобезпеки устаткування СЕЕС

88

5.3. Розрахунок висвітлення машинного відділення

90

Висновки з дипломної роботи

92

Додаток

94

Використана література

96

					141.4367ст3. БР. ПЗ.	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		5



					141. 4367cm3. БР. ПЗ. В			
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Вступ	Лім.	Лист	Листів
Розроб.	Корнев А.І.						7	4
Керівник	Александровський							
Консульт.								
Н. контр.								
В.о.зав. каф.	Обрубов А.В.					ННІАЕ НУК		



ВСТУП

Електричні машини - один з найбільш розповсюджених перетворювачів енергії, тому їхнє удосконалювання є найважливішою задачею сучасної науки і техніки. Особливість рішення цієї задачі в даний час зв'язана з тим, що умови роботи електричних машин безупинно ускладнюються, а вимоги до їхньої надійності різко зростають. Крім роботи при стандартних умовах електричні машини використовуються при підвищеній температурі, у присутності хімічно активних середовищ, при високих динамічних перевантаженнях і т.п., причому інтенсивність відмовлень для таких машин у багатьох випадках повинна бути істотно нижче, ніж у машин, що працюють при нормальних умовах.

Усі, ці, вище названі, фактори сприяли розробці і впровадженню безконтактних електричних машин, що володіють високою надійністю, підвищеними електромагнітними і механічними навантаженнями і відповідно поліпшеними масогабаритними показниками. Серед усього різноманіття електричних машин широкого класу безконтактних електричних машин (БЕМ) припускає існування в них загальних особливостей. Головна з них визначається відсутністю традиційних для звичайних електричних машин рухливих електричних контактів, що істотно знижують надійність роботи машин і обмежуючих областей їхнього використання.

По-перше, щітковий контакт при нормальних умовах роботи поряд з ізоляцією і підшипниковими вузлами викликає найбільше число відмовлень у роботі ЕМ.

По-друге, при нестандартних умовах навколишнього середовища щітковий контакт в електричних машинах або різко погіршує свою роботу, або взагалі стає непрацездатним.

По-третє, щітковий контакт істотно обмежує припустиму швидкість ротора ЕМ. Для більшості випадків граничні швидкості в контакті не перевищують 80...100 м/с. У той же час відомо, що потужність ЕМ при заданих електромагнітних навантаженнях пропорційна частоті обертання ротора. Тому

					141. 4367ст3. БР. ПЗ	Лист
						8
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		



наявність контакту не дозволяє реалізувати високо використані конструкції, розраховані на граничні механічні навантаження й що володіють найкращими масогабаритними показниками.

По-четверте, щітковий контакт створює додаткові електричні і механічні втрати, а також є джерелом шумів і перешкод.

Нарешті, щітковий контакт ускладнює обслуговування машини, забруднює внутрішні порожнини машини графітовим пилом, що знижує електричну міцність ізоляції, перешкоджає використанню в машині високоефективного струминного рідинного охолодження, погіршує стабільність параметрів машини і т.п. [1,3,5].

Серед найбільш відомих БЕМ, можна виділити такі: машини з обертовими випрямлячами, індукторної, асинхронні, машини кігтьоподібного типу. Однак у сьогоденній час, поряд з технічними показниками коштує питання про економічну вигідність використання машин того або іншого типу, тобто простота конструкції, габарити, можливість утилізації. Саме це питання часом і є головним критерієм при виборі типу машини [3,5].

До недоліків машин з обертовими випрямлячами можна віднести складність конструкції і наявність обертових випрямлячів.

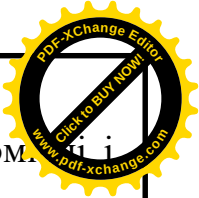
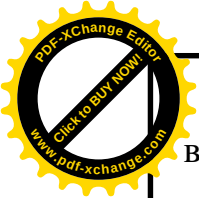
Недоліками машин з кігтьоподібними роторами є значні розсіювання магнітного потоку полюсів, менша перевантажувальна здатність і велика маса.

Асинхронної ж машини мають малу перевантажувальну здатність і низький ККД; через великі втрати потужності ускладнюється їхнє охолодження, що в ряді випадків є головним.

Однак мається ціла область електричних машин, що може задовольняти, названим вище, критеріям. Ця область - індукторні машини.

Індукторні машини мають просту конструкцію і технологічність виготовлення, надійні в роботі, низьку вартість. Хоча використання магнітного потоку в них гірше, ніж у раніше розглянутих машинах зі знакоперемінним потоком, у необхідному діапазоні потужностей вони дозволяють створити досить

					141. 4367ст3. БР. ПЗ	Лист
						9
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		



використані і значно більш прості і технологічні, а тому і більш економічні надійні конструкції.

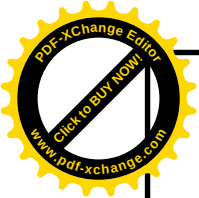
Нормальною частотою перемінного струму є частота 50Гц. Однак для цілого ряду галузей промисловості і народного господарства ця частота недостатня [7]. У зв'язку з цим виникла необхідність використання електричних машин, здатних виробляти струми з частотами до 10000 Гц. Однієї з таких машин і є індукторна машина, а саме - індукторний генератор.

В даний час індукторні машини перемінного струму підвищеної і високої частоти застосовуються у всіляких галузях. У зв'язку з розвитком методів індукційного нагрівання металу, що дає можливість одержання великої кількості тепла безпосередньо в самому оброблюваному виробі або в окремих його частинах, індукторні генератори широко застосовуються в металургії для плавки якісних сталей і рідких металів, а також в галузях поверхневого загартування, зварювання й індукторного нагрівання при ковальських роботах. Особливе місце індукторні генератори займають в авіації для живлення бортової апаратури. У суднобудуванні індукторні генератори застосовуються як джерела напруги підвищеної частоти (400...500 Гц) для живлення різних споживачів (радіозв'язок, радіолокація, гіроскопія, системи автоматики) [5,13]. Відомі серії судових електромашинних перетворювачів частоти, такі як АМГ, АЛА, АТО, АТТ, ВПР [13,16] з приводними двигунами постійного та змінного струму, що включають у себе індукторні генератори потужністю від 0,435 кВт до 200 кВт, частотою від 330 Гц до 500 Гц. Крім того індукторні генератори з частотою 400 Гц застосовуються на судах, що мають палубну авіацію, зокрема бурові, науково-дослідні, арктичні судна й ін.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ	Лист
						10
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		



					141. 4367см3. БР. ПЗ. Р1					
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Порівняльний аналіз та вибір типу індукторного генератора		Лім.	Лист	Листів	
Розроб.	Корнеев А.І.								11	21
Керівник	Александровський						ННІАЕ НУК			
Консульт.										
Н. контр.										
В.о.зав. каф.	Обрубов А.В.									



1. ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ТА ВИБІР ТИПУ ІНДУКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

Індукторної називається машина, у якої магнітна індукція в кожній точці робочого зазору змінюється тільки по величині, а її напрямлення залишається постійним. Звідси випливає, що індукція в зазорі індукторних машин (ІМ) має пульсуючий характер і містить перемінну (робочу) і постійну (неробочу) складові. Обмотки якоря ОЯ і збудження ОЗ в ІМ знаходяться на статорі, а зміна в часі магнітного потоку, зчепленого з обмоткою якоря, досягається за рахунок періодичної зміни магнітного опору на шляху робочого потоку при обертанні зубцюватого ротора. Тому що число зубців на роторі може бути зроблено великим, ІМ характеризуються підвищеними частотами струму ($f = 400 \dots 30000$ Гц).

Достоїнствами індукторних машин крім здатності генерувати або використовувати струми підвищеної частоти є простота конструкції ротора, висока надійність, гарне регулювання, працездатність у складних навколишніх умовах (при підвищених температурах, низьких тисках, присутності агресивних середовищ і т.п.).

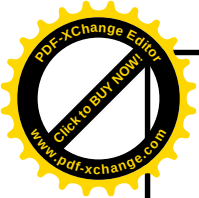
Головний недолік ІМ виявляється в наявності постійної складового магнітного потоку, що не бере участь у наведенні робочої ЕРС, але завантажує магнітопровід і вимагає істотного збільшення його об'єму і маси в порівнянні зі звичайними синхронними машинами.

1.1. Основні типи індукторних машин

Індукторні машини поділяються на однойменнополюсні і різно-йменнополюсні.

У ІМ першого типу до якоря примикають магнітні полюси тільки однієї полярності, а в ІМ другого типу - полюси різної полярності. На рис. 1.1, показана однопакетна однойменноплюсна ІМ.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		12



Вона містить на статорі шихтований пакет якоря 1 з якірною обмоткою 2 і кільцеву обмотку збудження 4. Корпус 3 виконаний з магнітом'якої стали. Ротор складається з магнітом'якої втулки 5 і пакета 6 з виступами (зубцями), що примикають через робочі зазори до якоря. Таким чином, ротор стосовно якоря має магнітну несиметрію, яка характеризується розходженням мінімального $\delta_{\min}$ і максимального $\delta_{\max}$ робочих зазорів. Крок ОЯ такий, що одна сторона секції (або котушки) ОЯ розміщується під $\delta_{\min}$, а друга - у зоні $\delta_{\max}$. Втулка 5 відділена від консольного розточення корпусу додатковим зазором $\delta_{\text{доп}}$.

Основний магнітний потік $\Phi_{\text{в}}$, створюваний ОЗ, замикається через корпус 3, зазор $\delta_{\text{доп}}$, втулку 5, розрахункові зазори і якір.

Між втулкою 5 і пакетом якоря 1 потік розгалужується: його більша частина $\Phi_{\max}$ замикається через виступи пакета 6 і найменший зазор $\delta_{\min}$, а менша частина $\Phi_{\min}$ - через найбільший зазор $\delta_{\max}$. При роботі ІМ у генераторному режимі завдяки обертанню ротора з кожною секцією ОЯ буде по черзі зчеплений те потік $\Phi_{\max}$, те $\Phi_{\min}$, унаслідок чого в ОЯ наводиться робоча ЕРС. Направлення радіального магнітного поля в кожній точці зазорів $\delta_{\max}$ і $\delta_{\min}$ незмінно, а усі виступи мають однакову магнітну полярність (на рисунку полярність виступів північна, тому що потік виходить з них), чим і пояснюється назва машини.

Хоча потік $\Phi_{\max}$ через виступи практично постійний, їх звичайно виконують шихтованими для боротьби з поверхневими втратами в зовнішніх зонах через зубчатості якоря, а також для зменшення часу протікання перехідних процесів.

При великому числі пазів якоря виступи 6 можуть бути суцільними. Відмінність розглянутої ІМ від звичайної синхронної машини (СМ) міститься в тім, що в СМ при ідентичній формі ротора його сусідні виступи мають протилежну полярність і потік $\Phi_{\text{в}}$ змінюється не від $\Phi_{\max}$ до $\Phi_{\min}$ зі збереженням полярності, а від $\Phi_{\max}$ до $-\Phi_{\max}$ зі зміною полярності. Звідси випливає, що при однаковому граничному завантаженні магнітопровіда ($\Phi_{\max}$) використання потоку в ІМ гірше, ніж у СМ.

Недоліком ІМ, зображеної на рис. 1.1,а, є наявність зазору $\delta_{\text{доп}}$ [5]. Його

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		13



можна усунути в двопакетної ІМ (рис. 1.1,б). У такій конструкції активні зони і зубцюватим ротором розміщаються по обидва боки від ОЗ, а принцип дії той же.

Симетрична конструкція однойменнополюсної ІМ може бути досягнута в однопакетній машині з двостороннім збудженням (рис.1.2, позначення ті ж, що і на рис.1.1). Обмотки збудження 4 із зустрічним напрямком струму розташовуються по обох сторони від якоря 1 і пакета ротора 5, створюючи в активній зоні уніполярний магнітний потік, значення якого буде максимально $\Phi_{\max}$ в зоні мінімального зазору $\delta_{\min}$, і мінімально $\Phi_{\min}$ в зоні максимального зазору $\delta_{\max}$, як і для машини, показаної на рис.1.1,а.

Принципи, закладені в ІМ, зображеної на рис.1.2, можуть бути ефективно реалізовані в БСМ із зовнізамкнутим потоком, якщо обмотки збудження включити не згідно, а зустрічно [3]. Тоді створюється два симетричних потоки, що охоплюють обидві ОЗ подібно тому, як це має місце на рис. 1.2, причому під кігтьоподібними виступами маємо $\Phi_{\max}$, а в зонах між ними – $\Phi_{\min}$. Такий режим включення ОЗ для БСМ із зовнізамкнутим потоком і її переклад у режим індукторної машини дозволяє подвоїти частоту струму в ОЯ, що буває необхідно в деяких практичних випадках.

Фізично очевидно, що всі розглянуті однойменнополюсні машини є машинами з радіально-осьовим потоком і мають тверде обмеження на геометричний фактор λ .

Конструкція різнойменнополюсної ІМ приведена на рис.1.3. На внутрішній поверхні шихтованого пакета 1 розташовується кілька великих пазів. У них укладають обмотку збудження 2, що складається з рамкових котушок, сторони яких рівнобіжні осі. Сусідні котушки мають зустрічне (по контурі) напрямком струму збудження. Між великими пазами знаходяться малі пази, у них покладена обмотка якоря 3. Ротор має зубцювату структуру, так що межах зубцевого кроку є зони з $\delta_{\min}$ і $\delta_{\max}$. Потік навколо ОЗ, як і в розглянутих раніше ІМ, розгалужується на $\Phi_{\max}$ (через $\delta_{\min}$) і $\Phi_{\min}$ (через $\delta_{\max}$). У режимі генератора при

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		14

обертанні ротора потік у секціях ОЯ коливається в межах від $\Phi_{\max}$ до $\Phi_{\min}$, наводячи робочу ЕРС. На відміну від однойменнополюсної ІМ частина зубців ротора має південну полярність (потік входить у них), а частина - північну (потік виходить з них). Тому машина називається різнойменнополюсною [5]. Нагадаємо, однак, що і для такої машини радіальна індукція в кожній точці робочого зазору

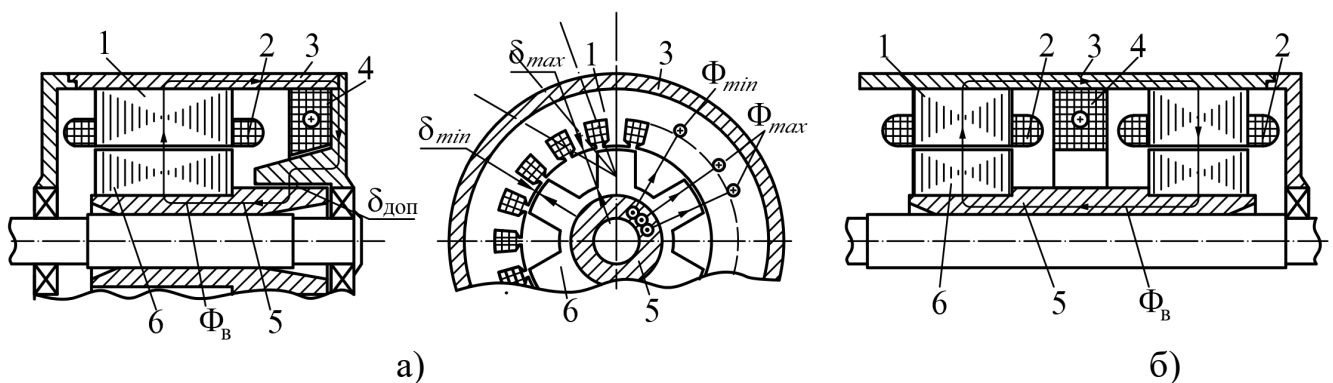


Рис.1.1. Однопакетна (а) и двопакетна (б) однойменнополюсні ІМ

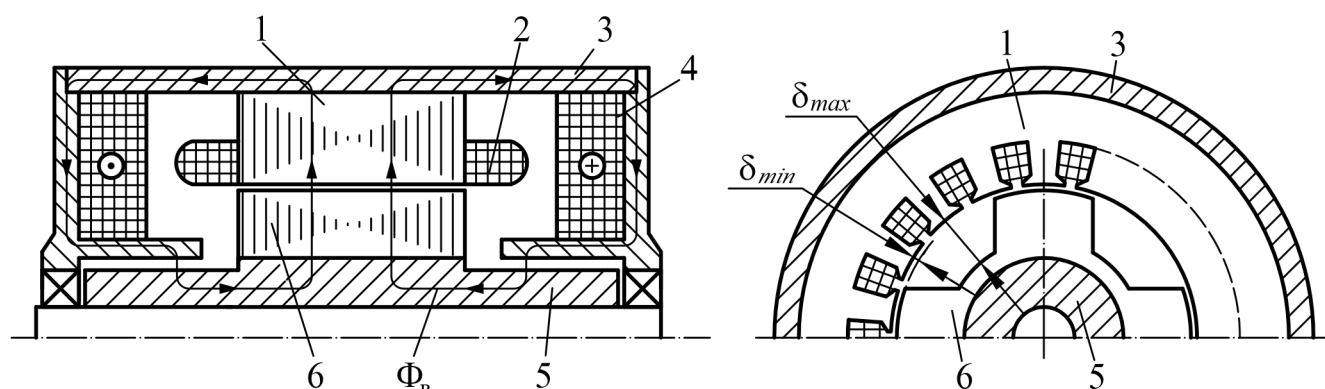


Рис.1.2. Однойменнополюсна ІМ з двостороннім збудженням

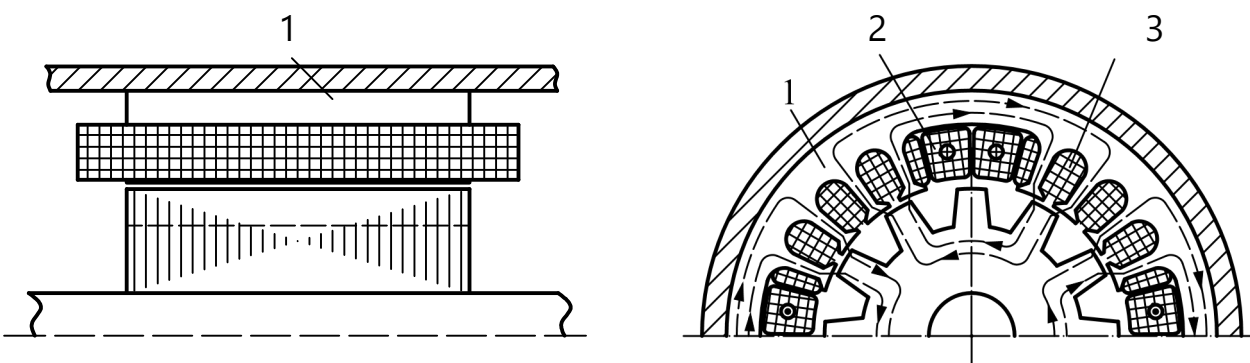


Рис.1.3. Різнойменнополюсна ІМ

зберігає свій напрямок незмінним. Тому що кожен зубець ротора і зона, що примикає до нього, періодично перемагнічуються, ротор машини виконується



шихтованим. Щоб повний потік, зчеплений з ОЗ, практично не змінювався, в межах дуги статора між великими пазами необхідно розміщати ціле число зубцевих розподілів ротора. У протилежному випадку в ОЗ виникають помітні пульсації потоку і відповідні втрати, а також погіршується форма кривої вихідної напруги.

У розглянутих вище ІМ зубцева зона має приблизно таку ж структуру, як і в класичних СМ.

Існують ІМ із гребінчастої зубцевої зоною, у яких секції ОЯ охоплюють великі зубці статора - полюси статора [2]. Полюси, у свою чергу, містять малі зубці (тобто мають гребінчасту форму). Крок між малими зубцями близький або дорівнює зубцевому кроку ротора. Коли зубці ротора розташовані напроти малих зубців статора, потік у полюсі статора і його котушці, що охоплює, ОЯ максимальний, а коли зубці ротора перемістяться на половину зубцевого кроку і займуть положення напроти малих пазів статора, потік у полюсі статора стане мінімальним.

Індукторна машина з гребінчастої зубцевої зоною виконується однойменно- або різнойменнополюсною. На рис.1.4,а показане поперечний переріз однойменнополюсної ІМ із гребінчастої зубцевої зоною. Поздовжній розріз ІМ такий же, як на рис.1.1,а або б. Потік створюваний ОЗ, замикається по корпусі, потім йде уздовж ротора, розвертається по радіусі і через зубцеву зону повертається в корпус. Обмотка якоря ОЯ містить котушки, що охоплюють полюси статора з малими зубцями. Положення ротора на рис.1.4,а таке, що радіальний потік максимальний у другому і четвертому квадрантах і мінімальний у першому і третьому. При повороті ротора на половину зубцевого розподілу потік стане максимальним у першому і третьому квадрантах і мінімальним у другому і четвертому.

Більш поширені різнойменнополюсні ІМ із гребінчастої зубцевої зоною. Ескіз трифазного різнойменнополюсного індукторного генератора з гребінчастої зубцевої зоною приведений на рис.1.4,б, де 1 - полюси статора; 2 - обмотка якоря; 3 - магнітопровідящий корпус; 4 - обмотка збудження (її вісь



перпендикулярна осі генератора); 5 - зубцюватий ротор.

При обраному напрямку струму в ОЗ потік виходить у зазор із трьох верхніх полюсів статора, йде через ротор, входить у три нижніх полюси статора і замикається через корпус. Потік у кожному полюсі змінюється від $\Phi_{\max}$ (при збігу осей зубців статора і ротора, як, наприклад, у верхньому і нижньому полюсах) до $\Phi_{\min}$ (при зрушенні осей зубців на половину зубцевого розподілу), наводячи ЕРС в ОЯ. Кожна пара протилежачих полюсів статора відповідає одній фазі ОЯ. Зубці сусідніх полюсів статора зміщені щодо зубців ротора так, що при обертанні ротора ЕРС у кожній фазі ОЯ зрушені на 120 ел. град.

У машині з гребінчастої зубцевої зоною можна розташувати ОЯ таким чином, що зчеплений з нею потік буде при обертанні ротора змінювати знак (на відміну від розглянутих ІМ, де Φ_b змінюється від $\Phi_{\max}$ до $\Phi_{\min}$ зі збереженням полярності). На рис.1.5,а показане розгортка зубцевої зони такої машини (генератора Гюі) [1]. У ній ОЯ, як і ОЗ, покладена у великі пази, але зі зрушенням $\tau/2$ стосовно ОЗ (τ - полюсний розподіл). Ширина великого паза - кратна зубцовому кроку ротора. При такій конфігурації зубцевої зони відносно розміщення зубців статора і ротора в суміжних зонах між великими пазами буде різним: коли в одній зоні (наприклад, б - в) зубці ротора розташовуються напроти зубців статора, то в сусідніх зонах (а - б и в - г) зубці ротора розташовуються напроти пазів статора. Крива розподілу полючи в зазорі $B_1(x)$, що відповідає рис.1.5,а, показана на рис.1.5,б.

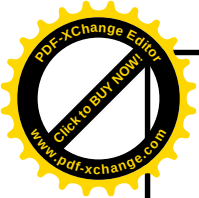
Що приходить на одиницю осьової довжини машини максимальний потік Φ_1 між точками б и г, зчеплений з ОЯ в цьому положенні ротора, будемо вважати позитивним:

$$\Phi_1 = \int_b^g B_1(x) dx \quad \Phi_1 > 0 \quad (1.1)$$

Коли ротор зміститься на половину зубцевого розподілу, крива розподілу полючи прийме вид $B_2(x)$ (рис.1.5,в) і з ОЯ буде зчеплений негативний потік

$$\Phi_2 = \int_b^g B_2(x) dx \quad \Phi_2 < 0 \quad (1.2)$$

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		17



Ясно, що у всіх розглянутих вище ІМ цикл зміни потоку і відповідно період кривій ЕРС в ОЯ визначається поворотом ротора на одне зубцове розподіл. Тому частота струму в ОЯ

$$f = z_2 \frac{n}{60}, \quad (1.3)$$

де z_2 - число зубців ротора; n - частота обертання ротора, об/хв. Нагадаємо, що в звичайних синхронних машинах аналогічна формула містить замість z_2 число пар полюсів p , причому значення p обмежене через необхідність розміщати на полюсах обмотку збудження, припустимим розсіюванням між сусідніми полюсами і т.п. У той же час обмеження на z_2 у ІМ набагато слабкіше і визначаються в основному технологічними можливостями. Тому в ІМ z_2 звичайно багато більше, ніж p у СМ, що дозволяє мати в ІМ частоти, що досягають тисяч і десятків тисяч герц. До індукторних машин можна віднести також комутаторні генератори, у яких, як і в генераторі Гюї, потік, зчеплений з ОЯ, періодично змінює знак, але в кожній точці зазору індукція не змінюється по напрямку. Принципова схема комутаційного генератора приведена на рис.1.6,а. Він містить шихтований сердечник статора 7, охоплений двома діаметрально протилежними обмотками якоря 2 і аналогічними обмотками збудження 4, включеними зустрічно. Між ОЯ й ОЗ на статорі мають виступи 3, до яких через робочий зазор примикає явнополюсний ротор 5, що є перемикачем (комутатором) потоку [5].

У зображеному на рисунку положенні ротора магнітні потоки $\Phi_{\text{в}}$, створювані обмотками збудження 4, замикаються через виступи 3 у другому і четвертому квадрантах і в обмотках якоря 2 потоки направлені праворуч ліворуч. При повороті ротора на 90° потоки будуть замикатися через виступи 3 у першому і третьому квадрантах, а напрямку потоків у якірних обмотках зміняться. Таким чином, при обертанні ротора відбувається періодичне переключення (комутація), потоку в обмотках якоря і наведення робочої ЕРС. Потоки розсіювання $\Phi_{\text{с}}$, що замикаються через виступи 3 у зазорі між статором і ротором, мають той же напрямок, що й основні потоки $\Phi_{\text{в}}$, тому напрямок

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		19

радіальної складової індукції в кожній точці зазору не змінюється, що і дозволяє віднести комутаторні генератори до класу індукторних машин.

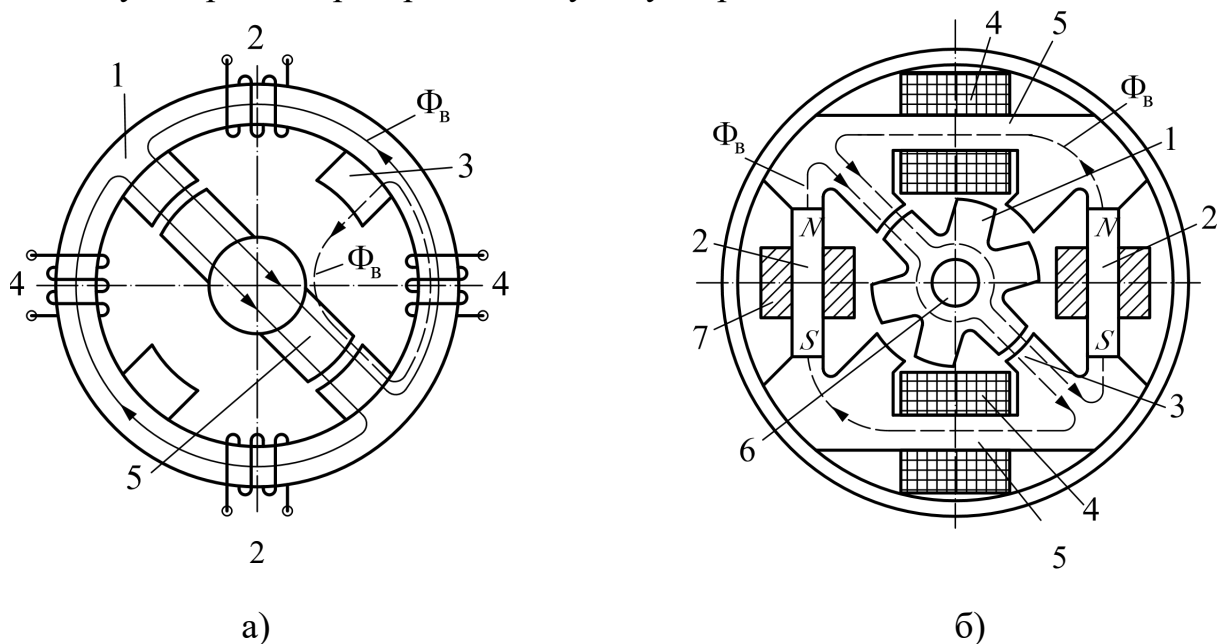


Рис.1.6. Схема комутаторного генератора (а), комутаторний генератор з постійними магнітами (б)

Комутаторні генератори з обмотками збудження малоефективні через значні втрати на збудження і пульсації потоку в ОЗ, тому частіше застосовують комутаторні генератори з постійними магнітами (рис.1.6,б). Такий генератор містить шихтований зубцюватий комутатор потоку 1, постійні магніти 2, полюсні виступи 3 статори, обмотки 4 якорі, шихтовані сердечники 5 якоря, вал 6, демпферні кільця 7 на магнітах. Робота генератора цілком ідентична роботі моделі, показаної на рис.1.6,а, з тією різницею, що частота струму в якірній обмотці підвищена через збільшене число зубців на роторі згідно (1.3). У положенні ротора, зображеному на рис.1.6,б, потоки магнітів замикаються в основному через виступи 3 у другому і четвертому квадрантах, а при повороті ротора на половину зубцевого розподілу ці потоки будуть замикатися через виступи 3 у першому і третьому квадрантах, завдяки чому здійснюється переключення потоку в обмотках 4 і наведення ЕРС. Головний недолік генератора з постійними магнітами - погане регулювання і стабілізація напруги.

Крім розглянутих вище ІМ з циліндричною геометрією існують торцеві ІМ.

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

Можна, наприклад, реалізувати індукторну машину на базі торцевої машини, зображеної на рис.1.7 [5].

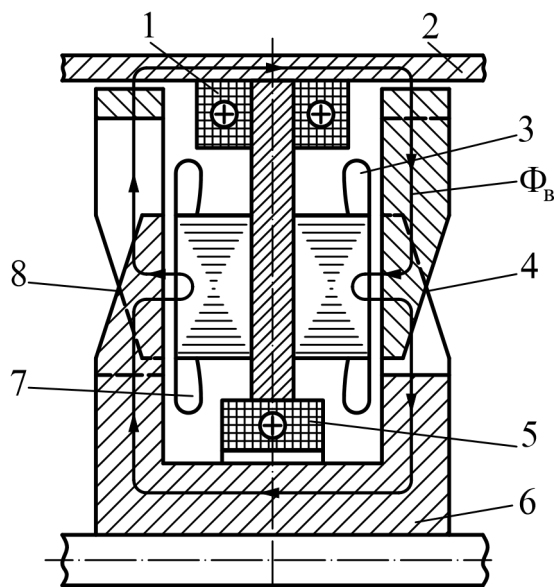


Рис.1.7. Торцева двопакетна БСМ із внутрішніми якорями

Для цього, мабуть, необхідно зблизити обидва пакети якоря і уключити внутрішню 5 і зовнішню 1 обмотки збудження зустрічно. Тоді потік навколо внутрішньої ОЗ буде замикатися так: втулка 6 - ліві внутрішні виступи 8 - робочий зазор - лівий якорь - правий якорь - робочий зазор - праві внутрішні виступи 4 - втулка 6. Аналогічним образом замикається потік навколо зовнішньої ОЗ через корпус 2 і додаткові зазори. Очевидно, що в робочих аксіальних зазорах під усіма полюсними виступами маємо $\Phi_{\max}$, а в зонах між ними $\Phi_{\min}$, причому напрямок магнітних ліній $\Phi_{\max}$ і $\Phi_{\min}$ однакове. Недолік цієї ІМ - громіздкість конструкції. Більш простий є ІМ з подвійним аксіальним зазором і якорною обмоткою кільцевого типу (рис.1.8) [5].

Машина містить на статорі кручений сердечник 1, на якому в пазах покладена кільцева якорна обмотка 2, і обмотку збудження 4, розташовану у внутрішній порожнині сердечника 1. На роторі маютьс я дві зірочки 3 і 5, що примикають через робочі аксіальні зазори δ до торців сердечника 1. Виступи правої зірочки зрушені по окружності щодо виступів лівої зірочки на один полюсний розподіл τ (половину відстані між сусідніми виступами однієї

зірочки). Обмотка збудження створює потік Φ_v , що замикається так, як показано на рисунку. Очевидно, що під виступами зірочок робочий аксіальний потік максимальний, а в зонах між ними - мінімальний. Завдяки зрушенню виступів лівої і правої зірочок потік Φ_v має тангенціальну складову усередині сердечника 2, а протилежні сторони (наприклад, "а" і "б") кожної секції ОЯ знаходяться в аксіальних магнітних полях, що найбільш розрізняються по величині (наприклад, коли сторона "а" знаходиться в максимальному потоці, сторона "б" - у мінімальному потоці). Тому при обертанні ротора в кожній секції наводиться ЕРС і машина працює в генераторному режимі.

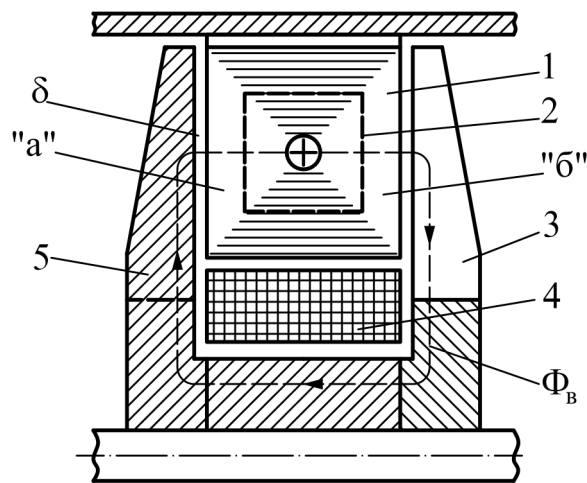


Рис.1.8. Індукторна машина з подвійним аксіальним зазором і якірною обмоткою кільцевого типу

Якщо до ОЯ підводиться перемінний струм, то створюється обертовий магнітний потік, що захоплює полюсні виступи ротора. Машина при цьому працює в режимі двигуна. Такі індукторні двигуни з подвійним аксіальним зазором використовуються, зокрема, як базова частина безконтактного двигуна постійного струму для транспортних установок.

1.2. Холостий хід ІМ

Розглянемо особливості ІМ у порівнянні зі звичайними СМ, зв'язані з розподілом магнітного поля в активній зоні, на прикладі однойменнополюсної

ІМ (див. рис.1.1,а або б). Розгортка активної зони машини приведені на рис. 1.2,а в припущенні, що роторні зубці багато більше статорних і вплив останніх на розподіл поля незначний. Розглянемо холостий хід машини в режимі генератора. Будемо вважати, що індукція поля збудження змінюється від B_{max} у зазорі δ_{min} до B_{min} у зазорі δ_{max} за законом косинуса. Оскільки B_{max} і B_{min} мають однакові знаки, крива розподілу B по лінійній координаті x_p , відлічуваної для ротора від середини зубця, має постійну складову B_0 [1]

$$B(x) = B_0 + 0,5 \cdot \Delta B \cdot \cos\left(\pi \frac{x_p}{\tau}\right), \quad (1.4)$$

де $\Delta B = B_{max} - B_{min}$; τ - половина відстані між осями сусідніх зубців. У розглянутій моделі $0,5\Delta B$ відповідає амплітуді першої просторової гармоніки індукції поля збудження з полюсним розподілом τ . Очевидно, що при русі зубців ротора з постійною лінійною швидкістю v розподіл поля уздовж координати x , зв'язаної зі статором, з урахуванням переходу від системи координат, що рухається до нерухомої системи координат буде

$$B(x) = B_0 + 0,5 \cdot \Delta B \cdot \cos\left[\pi \frac{(x - v \cdot t)}{\tau}\right]. \quad (1.5)$$

Нехай при $t = 0$ з віссю зубця ротора збігається вісь секції ОЯ, що має ширину τ . Тоді потік, зчеплений з цією секцією, визначиться інтегруванням $B(x)$ у межах τ

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= l \cdot \int_{-0,5\tau}^{0,5\tau} B(x) dx \\ \Phi(t) &= (B_0 \cdot l \cdot \tau) + \frac{\Delta B \cdot l \cdot \tau}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} \cdot v \cdot t\right) \end{aligned} \quad (1.6)$$

або

$$\Phi(t) = \Phi_0 + 0,5 \cdot \Delta \Phi \cdot \cos(\omega t), \quad (1.6a)$$

$$\text{де } \Phi = B_0 \cdot l \cdot \tau; \quad \Delta \Phi = 2\Delta B \cdot l \cdot \tau / \pi; \quad \omega = \pi \cdot v / \tau; \quad (1.7)$$

l - осьова довжина зубцевої зони.

Таким чином, потік, зчеплений із секцією ОЯ, періодично змінюється в часі від $\Phi_{max} = \Phi_0 + 0,5\Delta\Phi$ до $\Phi_{min} = \Phi_0 - 0,5\Delta\Phi$. Якщо ОЯ, що складається з

послідовно з'єднаних секцій, містить w витків, то в загальному випадку ЕРС наводиться в ній ЕРС

$$e(t) = -w \cdot k_0 \cdot \frac{d}{dt} \Phi(t);$$

$$e(t) = -w \cdot \omega \cdot k_0 \cdot \left(\frac{\Delta \Phi}{2} \right) \sin(\omega \cdot t), \quad (1.8)$$

де k_0 - обмотувальний коефіцієнт, що враховує укорочення і розподіл обмотки.

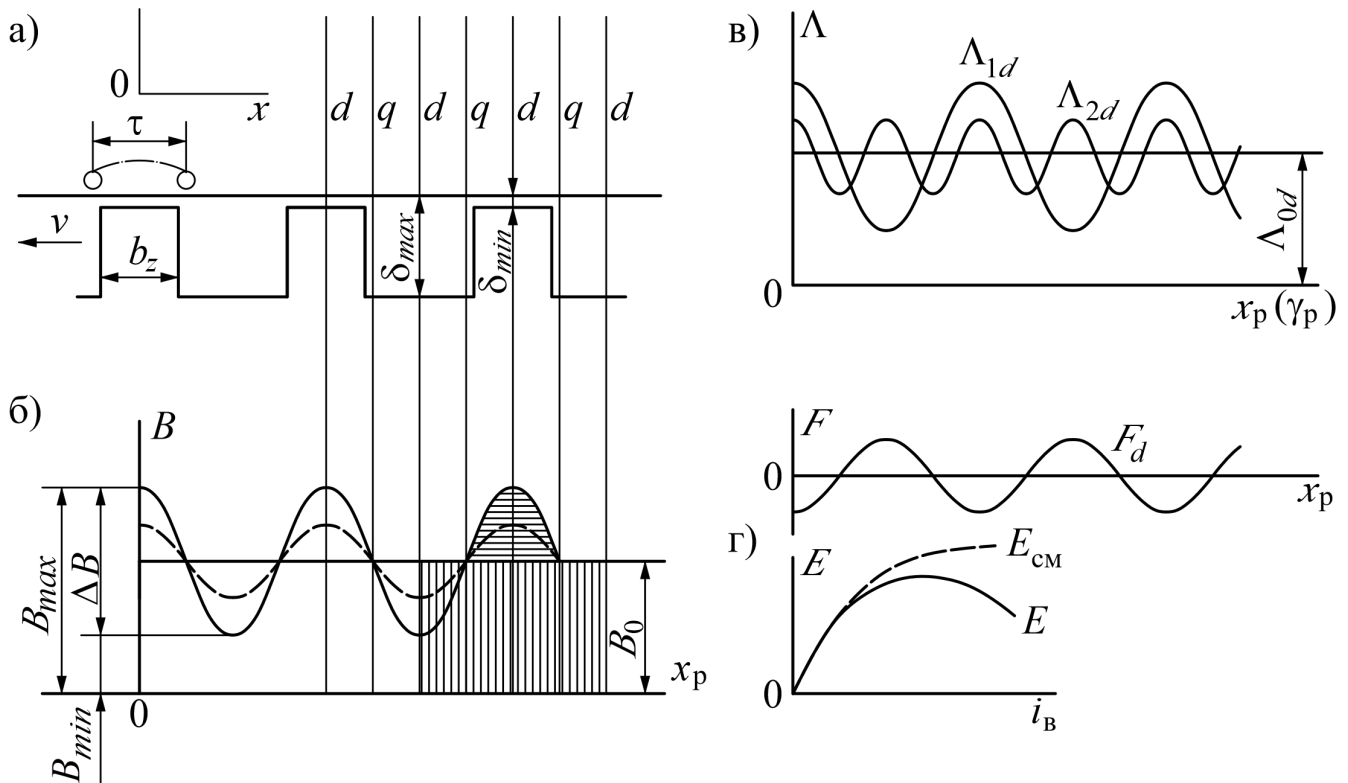


Рис.1.9. Розгорнення активної зони ІМ (а), розподіл індукції (б), подовжніх магнітних провідностей і МРС (в), характеристика холостого ходу (г)

Видно, що ЕРС пропорційно не повному магнітному потокові, як у звичайних електричних машинах, а різниці між максимальним і мінімальним потоками. У машині мається постійна складового потоку Φ_0 , що не використовується, хоча і завантажує магнітопровід. Як відзначалося вище, це - головний недолік ІМ [2] .

Особливістю ІМ є також умова малого насичення стали магнітного ланцюга. Якщо сталь насичується і її магнітна проникність падає, то зменшується

різниця між магнітними опорами ділянок з максимальними і мінімальними зазорами. Відповідно знижується ΔB (пунктирна крива на рис. 1.9,б) і зменшуються $\Delta\Phi$ і E . Якщо, наприклад, сталь зубців ротора буде повністю насичена, то різниця між $\delta_{\max}$ і $\delta_{\min}$ у відношенні магнітних властивостей пропадає (у сталі $\mu = \mu_0$) і весь потік рівномірно розподіляється по окружності якоря, тобто $\Delta B = 0$ і $E = 0$. Цим порозумівається й особливий вид характеристики холостого ходу для ІМ (рис.1.9,г) [1,3]. Спочатку з ростом струму збудження i_b ЕРС E зростає завдяки збільшенню $\Delta\Phi$, а при великих струмах збудження сталь зубців насичується, $\Delta\Phi$ падає, E зменшується. У звичайних синхронних машинах ЕРС $E_{\text{см}}$ (пунктирна крива) завжди монотонно зростає зі збільшенням i_b , хоча ріст ЕРС поступово сповільнюється через насичення стали.

Порівняння ІМ зі звичайними синхронними машинами зручно провести за допомогою коефіцієнта k_E рівного відношенню ЕРС холостого ходу індукторної машини і ЕРС х.х. звичайної синхронної машини при однаковому максимальному потоці (тобто при однаковому завантаженні магнітопроводів).

Очевидно, що ЕРС, що наводиться в ОЯ синхронної машини при зміні потоку за законом $\Phi = \Phi_m \cos \omega t$ від $\Phi_{\max}$, буде

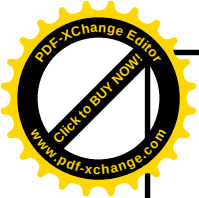
$$e_{\text{см}}(t) = -w \cdot k_0 \cdot \frac{d}{dt} \Phi;$$

$$e_{\text{см}}(t) = -w \cdot \omega \cdot k_0 \cdot \Phi_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (1.9)$$

а ЕРС у ІМ визначається (1.8). З обліком $\Delta\Phi = \Phi_{\max} - \Phi_{\min}$ при однакових k_0 з (1.8) і (1.9) маємо

$$k_e = \frac{e(t)}{e_{\text{см}}(t)}, \quad k_e = 0,5 \cdot \left[1 - \left(\frac{\Phi_{\min}}{\Phi_{\max}} \right) \right]. \quad (1.10)$$

В ідеальному випадку, коли $\Phi_{\min} \rightarrow 0$, маємо $k_E = 0,5$. У реальних машинах $\Phi_{\min} / \Phi_{\max} \approx 0.3 - 0.4$ і $k_E \approx 0.3$. Звідси видно, що ІМ значно уступають СМ за своїми показниками, оскільки в наведенні ЕРС бере участь не весь потік, а тільки його перемінна складова. Крім того, ступінь насичення стали в ІМ повинна бути менше, ніж у звичайних СМ. Отже, при однаковій потужності ІМ повинні мати більш розвитий магнітопровід і більші маси, чим СМ.



Відносне значення першої гармоніки потоку Φ_1 , що створює робочу звичайно виражають через умовний потік зубця ротора Φ_Z за допомогою коефіцієнта використання

$$k_{ис} = \frac{\Phi_1}{\Phi_Z}, \quad k_{ис} = \frac{\Phi_1}{B_\delta \cdot b_Z \cdot l}, \quad (1.11)$$

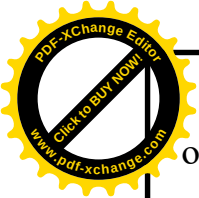
який, у свою чергу, залежить від коефіцієнта $k_1 = \Phi_1 / \Phi_{2\tau}$ ($\Phi_{2\tau}$ - потік подвійного полюсного розподілу), чисельно рівного відношенню площ горизонтально і вертикально заштрихованих зон на рис.1.9,б.

1.2. Робочий режим ІМ. Особливості реакції якоря

Особливості ІМ значною мірою зв'язані з проявом реакції якоря [1,3]. Для ІМ, у яких зубці ротора крупніше зубців статора і потік у кожному зубці ротора приблизно постійний, при аналізі реакції якоря можна, як і в звичайних СМ, скористатися відомою теорією двох реакцій, що діють по ортогональних осях d і q . Оскільки корисної складової поля збудження є перша гармоніка індукції, природно зв'язати вісь d з її екстремумами, тобто серединами зазорів δ_{max} і δ_{min} (рис.1.9,а). Відстань між сусідніми осями d , як завжди, відповідає полюсному розподілові τ або 180 ел. град. Таким чином, виступи і западини між ними на роторі ІМ як би відповідають сусіднім полюсам різної полярності звичайної СМ. Вісь q повинна розташовуватися посередині між сусідніми осями d , тобто на відстані $\tau/2$ від осей d .

З обліком викладеного можна якісно оцінити співвідношення між індуктивними опорами реакції якоря по подовжньої X_{ad} і поперечної X_{aq} осях. Ці опори, як відомо, пропорційні магнітними провідностям по відповідних осях [5]. У звичайних СМ або $X_{ad} = X_{aq}$ (неявнополюсні конструкції), або $X_{ad} > X_{aq}$ (явнополюсні конструкції, у яких зазор по осі d істотно менше зазору по осі q). В індукторних машинах співвідношення між X_{ad} і X_{aq} може бути кожним. Як видно з рис.1.9,а, при вузьких зубцях ротора із шириною $b_z < \tau$ магнітна провідність по осях d більше провідності по осях q , тому що шлях силових ліній уздовж сусідніх

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		26



осей d (через δ_{max} і δ_{min}) містить більше сталі. При широких зубцях ротора (b_z) картина змінюється, тому що шлях по осях q у більшому ступені заповнений сталлю і $X_{aq} > X_{ad}$. При середніх b_z може бути $X_{ad} = X_{aq}$. У ІМ з постійним потоком у зубцях ротора раціонально мати $b_z/x \approx 0.8 - 0.9$, тому звичайно для таких ІМ, як і для СМ, має місце $X_{ad} > X_{aq}$.

Для ІМ з пульсуючим потоком у зубцях ротора (наприклад, ІМ із гребінчатої зубцевої зоною) $X_{ad} \approx X_{aq}$, що визначає їхню аналогію з неявнополюсними СМ.

При дослідженні робочих режимів ІМ необхідно розглядати спільну дію поля збудження і поля реакції якоря з урахуванням реальної геометрії зубцевої зони і локального розподілу індукції в робочому зазорі. Для цього вводиться поняття магнітної провідності зазору в даній точці

$$\Lambda = \frac{B_n}{U_m}, \quad (1.12)$$

де B_n - нормальна складова індукції в даній точці поверхні статора;

U_m — магнітна напруга між статором і ротором, що при ненасичених сердечниках визначається як

$$U_m = \int H \cdot dl. \quad (1.13)$$

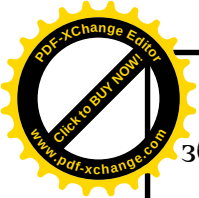
Інтеграл узятий уздовж довільного шляху через зазор δ від даної точки поверхні статора до поверхні ротора. Очевидно, що при ненасичених сердечниках магнітна напруга дорівнює МРС обмоток (на один полюс), що створюють поле в зазорі, тобто $U_m = F$.

Розглянемо особливості дії реакції якоря в ІМ з постійним потоком зубця ротора, зубцева зона якої зображена на рис.1.9, а. Очевидно, що провідність Λ є періодичною функцією кутової координати ротора γ_r відлічуваної від осі зубця ротора, причому одному зубцевому розподілові ротора відповідає $\gamma_r = 360^\circ$, тобто γ_r вимірюється в електричних градусах. Для індукції поля збудження [2]

$$B_B = F_B \cdot \Lambda_y, \quad (1.14)$$

де F_B - МРС обмотки збудження (на полюс); Λ_y - провідність для поля

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		27



збудження.

При довільному розподілі B_v у зазорі провідність Λ_y представляється у виді ряду, що містить повний спектр гармонік

$$\Lambda_y = \Lambda_{0y} + \Lambda_{1y} \cdot \cos(\gamma_p) + \Lambda_{2y} \cdot \cos(2\gamma_p) + \dots \quad (1.15)$$

Найбільший інтерес представляють два перших члени правої частини (1.15). Величина Λ_{0y} визначає провідність для постійної складової індукції $B_{0y} = F_B \Lambda_{0y}$, що завжди є присутнім у ІМ, а Λ_{1y} визначає першу просторову гармоніку поля збудження $B_{1y} = F_B \Lambda_{1y} \cos(\gamma_p)$, що наводить першу часову гармоніку ЕРС в ОЯ, що забезпечує синусоїдальність вихідної напруги.

Очевидно, що для розглянутої моделі (рис. 1.9,б)

$$\Delta B = B_{max} - B_{min}; \quad \Delta B = 2B_{1y max}; \quad \Delta B = 2F_B \cdot \Lambda_{1y}. \quad (1.16)$$

Тому перша гармоніка ЕРС поля збудження визначається формулою (1.8), у якій згідно (1.7) і (1.16)

$$\Delta \Phi = \frac{2}{\pi} \Delta B \cdot l \cdot \tau \quad \Delta \Phi = \frac{4}{\pi} F_B \cdot \Lambda_{1y} \cdot l \cdot \tau. \quad (1.17)$$

Остаточно маємо

$$e(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \tau \cdot l \cdot w \cdot \omega \cdot k_0 \cdot F_B \cdot \Lambda_{1y} \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (1.18)$$

За допомогою магнітної провідності Λ визначимо поле в зазорі, створене першою гармонікою МРС якоря, що, як відомо, обертається синхронно з ротором. Будемо вважати, що максимум хвилі МРС якоря зрушать щодо осі d на кут у ел. град убік, протилежну напрямкові обертання. Тоді обертову МРС якоря можна представити у виді [8]

$$F = F_1 \cdot \cos(\gamma - \omega \cdot t + \Theta), \quad (1.19)$$

де γ - кутова координата (у ел. град), зв'язана зі статором;

ω — кутова частота обертання ротора, ел. град/с.

З обліком

$$\cos(\gamma - \omega \cdot t + \Theta) = \cos\Theta \cdot \cos(\gamma - \omega \cdot t) - \sin\Theta \cdot \sin(\gamma - \omega \cdot t)$$

можемо розкласти F на подовжню і поперечну складові

$$F_d = F_{1d} \cdot \cos(\gamma - \omega \cdot t);$$

$$F_q = -F_{1q} \cdot \sin(\gamma - \omega \cdot t),$$

де $F_{1d} = F_1 \cdot \cos \Theta$; $F_{1q} = F_1 \cdot \sin \Theta$.

Магнітні провідності по осях d і q , зв'язаним з ротором, для перших гармонік МРС у загальному виді можуть бути представлені рядами

$$\Lambda_d = \Lambda_{0d} + \Lambda_{1d} \cdot \cos(\gamma_p) + \Lambda_{2d} \cdot \cos(2\gamma_p) + \Lambda_{3d} \cdot \cos(3\gamma_p) + \quad (1.21)$$

$$\Lambda_q = \Lambda_{0q} + \Lambda_{1q} \cdot \cos(\gamma_p) + \Lambda_{2q} \cdot \cos(2\gamma_p) + \Lambda_{3q} \cdot \cos(3\gamma_p) + \quad (1.22)$$

С обліком (1.21), (1.22) і $\gamma_p = \gamma - \omega \cdot t$ індукція подовжнього поля якоря, створювана МРС якоря по осі d , і індукція поперечного поля якоря відповідно будуть

$$B_d = F_d \cdot \cos(\gamma - \omega \cdot t) \quad (1.23)$$

$$B_q = F_q \cdot \sin(\gamma - \omega \cdot t) \quad (1.24)$$

З усіх членів, що входять у B_d і B_q виділимо перші гармоніки, тобто члени, що містять $\cos(\gamma - \omega \cdot t)$ або $\sin(\gamma - \omega \cdot t)$. Ці складові

$$B_{ad} = F_{1d} \cdot (\Lambda_{0d} + 0,5 \cdot \Lambda_{2d}) \cdot \cos(\gamma - \omega \cdot t) \quad (1.25)$$

$$B_{aq} = F_{1q} \cdot (\Lambda_{0q} + 0,5 \cdot \Lambda_{2q}) \cdot \sin(\gamma - \omega \cdot t) \quad (1.26)$$

описують поле, що обертається синхронно з ротором, тобто поле реакції якоря. Переходячи від індукцій до відповідних потоків статора в межах τ і їхнім похідним за часом, можемо знайти ЕРС реакції якоря [8]

$$e_{ad}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \tau \cdot l \cdot w \cdot \omega \cdot k_0 \cdot F_{1d} \cdot (\Lambda_{0d} + 0,5 \Lambda_{2d}) \cdot \sin(\omega \cdot t); \quad (1.27)$$

$$e_{aq}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \tau \cdot l \cdot w \cdot \omega \cdot k_0 \cdot F_{1q} \cdot (\Lambda_{0q} + 0,5 \Lambda_{2q}) \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (1.28)$$

Інші непарні гармоніки B_d і B_q також наводять свої вищі гармоніки ЕРС в ОЯ, по яких знаходиться індуктивний опір диференціального розсіювання ОЯ. Парні гармоніки B_d і B_q практично не дають внеску в ЕРС обмотки якоря, тому що секції ОЯ мають крок, близький або рівний τ , і обидві сторони кожної секції ОЯ розміщаються в однакових по величині і напрямкові полях парних гармонік.

Якщо виразити F_{1d} і F_{1q} через відповідні струми I_d , I_q і визначити діючі значення ЕРС E_{ad} і E_{aq} , то з (1.27) і (1.28) можна знайти реактивні опори машини X_{ad}

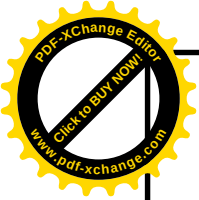
$= E_{ad} / I_d; X_{aq} = E_{aq} / I_q$ при ненасичених сердечниках. Помітимо, що при звичайних розмірах зубців ротора $\Lambda_{2d} > 0$ $\Lambda_{2q} > 0$ і, як випливає з (1.27) і (1.28), $e_{ad} > e_{aq}$, відповідно $X_{ad} > X_{aq}$. При великій ширині зубців ($b_z > \tau$) маємо $L_{2d} < 0$, $L_{2q} < 0$ і $X_{ad} < X_{aq}$, що уже відзначалося вище.

Для аналізу спільної дії полів збудження і реакції якоря необхідно також знати коефіцієнти реакції якоря k_d і k_q , за допомогою яких параметри, що характеризують реакцію якоря, приводяться до еквівалентних параметрів обмотки збудження. Ці коефіцієнти можуть бути виражені як відносини потоку, перших гармонік індукції полюси реакції якоря до потоку першої гармоніки індукції полюси порушення при однакових МРС. Оскільки ЕРС пропорційні потокам, з (1.27), (1.28) і (1.18) маємо [1]

$$k_d = \frac{e_{ad}}{e} \quad k_d = \frac{(\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d})}{\Lambda_{1B}}, \quad (1.29)$$

$$k_q = \frac{e_{aq}}{e} \quad k_q = \frac{(\Lambda_{0q} + 0,5\Lambda_{2q})}{\Lambda_{1B}}. \quad (1.30)$$

З (1.25), (1.26), (1.29) і (1.30) видно, що поле реакції якоря в ІМ визначається постійними складовими і другими гармоніками магнітних провідностей по осях d і q . Цей факт має наочний фізичний смисл. Постійні складові Λ_{0d} і Λ_{0q} впливають на реакцію якоря, тому що, будучи помноженими на обертову першу гармоніку МРС якоря, вони дають внесок у першу гармоніку індукції, що обертається синхронно з ротором. Добутку других гармонік Λ_2 на перші гармоніки F також дають внесок у першу гармоніку індукції, оскільки, наприклад, знак добутку $\Lambda_{2d} F_d$ міняється на довжині τ , як це видно з рис.1.9,б. Видно також, що добуток першої гармоніки Λ_{1d} на гармоніку F_d створює пульсуюче поле одного знака, що по своєму фізичному смислі дає внесок головним чином у постійну складову і другу гармоніку індукції, що не відносяться до поля реакції якоря.



1.4. Вибір типу індукторного генератора

Порівнюючи однойменнополюсні і різнойменнополюсні генератори, можна установити:

- зубці ротора в однойменнополюсних генераторів не перемагнічуються і тому можуть виконуватися нешихтованими, що дозволяє підвищити окружну швидкість до 15 м/с; при цьому втрати в сталі знижуються; різнойменнополюсні генератори мають підвищені втрати в сталі, допускають менші значення швидкостей ($v < 90$ м/с);
- обмотка збудження в однойменнополюсних генераторах має менші розміри і масу і, отже, менше опір і втрати;
- обмотка якоря однойменнополюсних генераторів при однофазном і багатofазному виконанні симетрична в магнітному відношенні; у різнойменнополюсних мається магнітна несиметрія окремих фаз обмотки якоря при багатofазному виконанні.

Недоліком однойменнополюсних генераторів у порівнянні з різнойменнополюсними є наявність довгого і важкого вала ротора з втулкою важкої масивної станини.

З огляду на усе вище написане, а також зневажаючи деякими недоліками, для даного проекту вибираємо генератор однойменнополюсного типу, а виконання двопакетне (при великій потужності маса двопакетного генератора на 25...30% нижче однопакетного через відсутність масивного важкого фланця).

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р1	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		31



					141. 4367см3. БР. ПЗ. Р2								
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Проектування індукторного генератора				Лім.	Лист	Листів		
Розроб.	Корнеев А.І.											32	31
Керівник	Александровський С.												
Консульт.													
Н. контр.													
В.о. зав. каф.	Обрубов А.В.								ННІАЕ НУК				



2. ПРОЕКТУВАННЯ ІНДУКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

2.1. Вихідні дані

Як для всякої електричної машини, у технічному завданні для проектування одноіменнопольного двопакетного індукторного генератора вказуються наступні параметри:

Номінальна потужність $P_{\text{ном}}$, кВА	45
Частота струму f , Гц	400
Фазна і лінійна напруги $U_{\text{ф}} / U_{\text{л}}$, В	132,8/230
Коефіцієнт потужності $\cos(\varphi)$	0.8
Число фаз m	3
Частота обертання n , об/хв	3000
Число пакетів статора N	2
Напруга збудження $U_{\text{в}}$, В	110
Режим роботи	тривалий

2.2. Визначення головних розмірів

2.2.1. Індукторні генератори розроблені вже досить давно, відомі методики їхнього розрахунку. У даному проекті індукторного генератора за базисну узяття методика розрахунку, викладена в [2,3].

Головними розмірами електричної машини є діаметр якоря D , його довжина l і величина повітряного зазору δ . По величинах D і l визначають розміри і конструкцію всіх елементів машини. Вони також впливають на характеристики маси, техніко-економічні, виробничі і експлуатаційні характеристики, надійність машини. Тому визначення розмірів D , l і δ слід розглядати як найважливіший етап у проектуванні генератора.

Обсяг активної частини індукторного генератора по внутрішньому розточенню статора визначається за допомогою розрахункової формули, що

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		33

дозволяє визначити основні розміри з електромагнітними навантаженнями стотою обертання и розрахунковими коефіцієнтами. Слід зазначити, що при розрахунку магнітного ланцюга індукторних машин виходять не з індукції в повітряному зазорі B_δ , як звичайно, а з припустимого значення індукції в зубцях якоря B_{z1} . Це пов'язано з тим, що насичення зубців якоря знижує модуляцію магнітного потоку в зазорі, а отже, його використання. Величина B_{z1} с підвищенням частоти знижується через витиснення потоку в сталі і високих питомих утратах. Для частоти $f = 400\text{Гц}$ значення індукції в зубцях статора $B_{z1} = 1,1 \dots 1,3 \text{ Тл}$ [3].

2.2.2. Формула для визначення діаметра якоря має вигляд

$$D = \sqrt[3]{\frac{6,1 \cdot 10^7 \cdot P'}{\alpha_i \cdot k_\phi \cdot k_o \cdot k_{ис} \cdot \alpha_b \cdot A \cdot B_\delta \cdot n \cdot \lambda}} =$$

$$= \sqrt[3]{\frac{6,1 \cdot 10^7 \cdot 54}{0,9 \cdot 1,11 \cdot 0,95 \cdot 0,78 \cdot 420 \cdot 1 \cdot 3000 \cdot 0,54 \cdot 0,5}} = 236 \text{ мм},$$

де $P' = P_{ном} \cdot k_E = 45 \cdot 1,2 = 54 \text{ кВА}$ – розрахункова електромагнітна потужність;
 $k_E = E_i / U_H$ — коефіцієнт, що враховує внутрішнє спадання напруги в генераторі, він являється функції потужності; при попередньому розрахунку приймаємо $k_E = 1,2$;
 α_i - розрахунковий коефіцієнт полюсного перекриття; попередньо приймаємо $\alpha_i = 0,9$;
 k_ϕ - коефіцієнт форми кривій поля (перемінної складової); попередньо $k_\phi = 1,11$;
 k_o - обмотувальний коефіцієнт, що попередньо вибирається рівним $k_o = 0,95$;
 $k_{ис}$ - коефіцієнт використання магнітного потоку приймаємо $k_{ис} = 0,78$ [3];
 α_b - коефіцієнт заповнення поверхні розточення якоря обмоткою; для одноіменноплюсних генераторів попередньо $\alpha_b = 1$;
 A - лінійне навантаження генератора, А/см; зі значень лінійних навантажень, що рекомендуються, по табл.6.3. [3] для трифазних генераторів з частотою струму $f = 400\text{Гц}$ приймаємо $A = 420 \text{ А/см}$;
 B_δ - індукція в повітряному зазорі; вибір залежить від потужності генератора, його типу, заданих параметрів, системи охолодження, матеріалу магнітопроводу якоря. Значення, що рекомендується, для заданого генератора $B_\delta = 0,54 \text{ Тл}$;
 $\lambda = 0,5$ – відношення довжини якоря до діаметра для двопакетної конструкції [3].

2.2.3. Знаючи λ і діаметр якоря можемо знайти і його активну довжину

$$l = \lambda D = 0,5 \cdot 236 = 118 \text{ мм};$$

$$l_{\pi} = l / N = 118 / 2 = 59 \text{ мм},$$

де l_{π} – довжина кожного пакета.

2.2.4. Знайдемо величину повітряного зазору. При виборі повітряного зазору приходится враховувати технологічні вимоги і високі вихідні характеристики. По технологічних умовах бажано вибирати повітряний зазор великим. Але при збільшеному повітряному зазорі в індукторній машині зменшуються перемінна складового потоку, ЕРС, що наводиться в обмотці якоря, і потужність генератора. Така машина неекономічна. Стосовно до розглянутих генераторів величину повітряного зазору можна визначити за допомогою наступного вираження

$$\delta \geq 0,02 + \frac{\sqrt{Dl}}{500} = 0,02 + \frac{\sqrt{23,6 \cdot 11,8}}{500} = 0,053 \text{ см.}$$

З урахуванням отриманого діаметра і рекомендацій [2,3] попередньо приймаємо

$$\delta = 0,75 \text{ мм.}$$

2.2.5. Загальне число зубців ротора

$$z_2 = \frac{60 \cdot f}{n} = \frac{60 \cdot 400}{3000} = 8.$$

2.2.6. Повний період зміни ЕРС у секції якоря індукторного генератора відбувається при повороті ротора на одне зубцеве ділення ротора, тому число пар полюсів у такій машині дорівнює числу зубців ротора, а саме

$$p = z_2 = 8.$$

2.2.7. Поліусне ділення ротора

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi D}{2z_2} = \frac{\pi 236}{2 \cdot 8} = 46,34 \text{ мм.}$$

2.2.8. Визначимо діаметр ротора (індуктора)

$$D_i = D - 2\delta = 236 - 2 \cdot 0,75 = 234,5 \text{ мм.}$$



2.3. Розрахунок зубцевої зони машини

Найважливішою задачею розрахунку індукторних машин є вибір типу зубцевої зони і її геометричних даних.

При виборі геометрії зубцевої зони визначаються такі її параметри, що забезпечують мінімальний зміст вищих гармонійних у кривій напруги і найкращі показники по масі машини. Тому за критерій вибору геометрії зубцевої зони в одному випадку приймається мінімальний зміст вищих гармонійних у кривій напруги, а в іншому - мінімум питомої маси.

Як матеріал для статора і ротора візьмемо електротехнічну підвищенолеговану сталь 1512 з товщиною листів 0,35 мм [11].

2.3.1. Геометрія зубцевої зони крім числа пазів на полюс і фазу $q = z_1/2 \cdot z_2 \cdot m$ (у нашому випадку $q = 1$). Вибір обґрунтований тим, що в цьому випадку зникають парні гармонійні, а також усуваються пульсації основного потоку) визначається відносним зубцевим (пазовим) діленням ротора, тобто відношенням зубцевого кроку або ширини паза ротора до повітряного зазору, співвідношенням між шириною зубців статора і ротора, а так само зубцевим (пазовим) перекриттям і кутом скосу зубців ротора $\alpha_{ск}$ (внутрішнім).

2.3.2. Число зубців статора залежить від обраного числа пазів на полюс і фазу

$$z_1 = 2mqz_2 = 2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 8 = 48.$$

2.3.3. Зубцеве ділення ротора

$$t_{z2} = \frac{\pi D_i}{z_2} = \frac{\pi 234,5}{8} = 92,09 \text{ мм.}$$

2.3.4. Форму зубця вибираємо трапецеїдальну (рис.2.1) для поліпшення форми кривій розподілу полюси в зазорі і форми ЕРС у котушці статора [2]. У результаті досліджень встановлено, що для режиму холостого ходу найменша величина вищих гармонійних у кривій ЕРС якоря утворюється при

$$\alpha_{z2} = \frac{b_{z2}}{t_{z2}} = (0,35 \dots 0,41),$$

де b_{z2} - ширина зубця в периферії ротора.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		36

При навантаженні для поліпшення форми кривій зубцеве перекриття рекомендується [3] вибирати $\alpha_{z2} = 0,325 \dots 0,35$ або $\alpha_{z2} = 0,4 \dots 0,45$

Вибираємо $\alpha_{z2} = 0,402$.

2.3.5. Тоді ширина зубця в периферії ротора

$$b_{z2} = \alpha_{z2} \cdot t_{z2} = 0,402 \cdot 92,09 = 37 \text{ мм.}$$

2.3.6. При цьому ширина паза в периферії ротора

$$b_{п2} = t_{z2} - b_{z2} = 92,09 - 37 = 55,09 \text{ мм.}$$

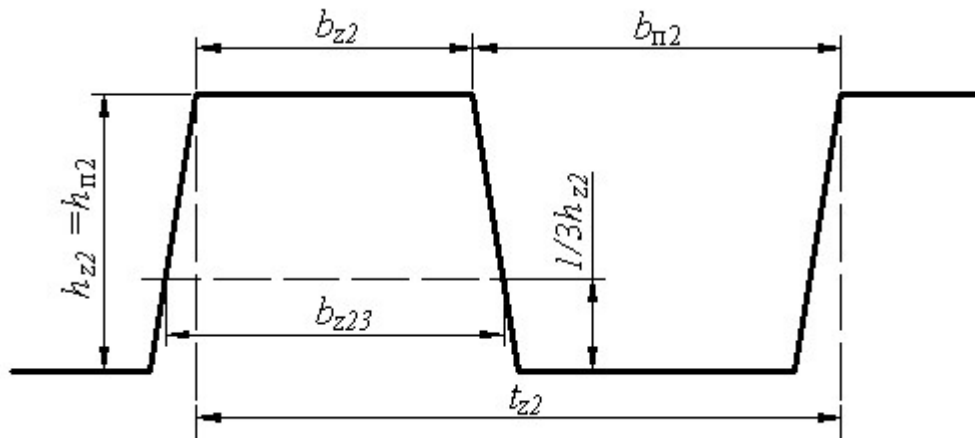


Рис.2.1. Зубець і паз ротора

2.3.7. Величина і форма ЕРС у провіднику обмотки якоря залежать від перемінної складової магнітного потоку $\Phi_{\sim} = \Phi_{\text{макс}} - \Phi_{\text{мин}}$, яка у свою чергу визначається розмірами зубця і паза ротора.

Відношення перемінного потоку до повного

$$\xi_u = \frac{\Phi_{\text{макс}} - \Phi_{\text{мин}}}{\Phi_{\text{макс}} + \Phi_{\text{мин}}}$$

залежить від співвідношення ширини зубця і паза ротора, а також глибини паза і величини повітряного зазору.

При занадто широкому зубці амплітуда перемінної складової потоку знижується - вона залежить від глибини паза. Чим менше глибина паза, тим більше потік $\Phi_{\text{мин}}$, тим менше перемінна складова потоку і його перша гармонійна.

2.3.8. Встановлено, що глибина паза повинна бути не менш половини його ширини



$$h_{п2} = h_{z2} = 0,5 \cdot b_{п2} = 0,5 \cdot 55,09 = 27,54 \text{ мм.}$$

або не менш 35- кратної величини повітряного зазору

$$h_{п2} = 35 \cdot \delta. = 35 \cdot 0,75 = 26,25 \text{ мм.}$$

Прийmemo $h_{п2} = 32 \text{ мм.}$

Більше збільшення глибини паза ротора недоцільно, тому що воно приводить до збільшення діаметра розточення і МРС на зубці ротора.

Якщо значення $b_{п2} / t_{z2}$ постійне, то коефіцієнт ξ_n залежить тільки від відношення ширини западини до повітряного зазору. З графічної залежності $\xi_n = f(b_{п2} / \delta)$ (рис. 6.18 [3]) впливає, що чим менше повітряний зазор, тим більше перемінна складова потоку.

У той же час при виборі розмірів зубця і паза ротора треба прагнути до того, щоб форма кривій ЕРС якоря, створена перемінної складової потоку, була якнайближче до синусоїди.

2.3.9. Зубцева зона схематично представлена на рис.2.2. Знаючи основні розміри ротора, визначимо її основні характеристики:

- коефіцієнт полюсного перекриття

$$\alpha_p = \frac{b_{z2}}{\tau} = \frac{37}{46,34} = 0,798;$$

пазове перекриття

$$\alpha_n = \frac{b_{п2}}{t_{z2}} = \frac{55,09}{92,09} = 0,598;$$

відносне зубцеве і пазове ділення

$$\tau_z^* = \frac{t_{z2}}{\delta} = \frac{92,09}{0,75} = 122,78; \quad \tau_n^* = \frac{b_{п2}}{\delta} = \frac{55,09}{0,75} = 73,45;$$

відношення повітряного зазору до полюсного ділення

$$\frac{\delta}{\tau} = \frac{0,75}{46,34} = 0,016.$$

2.3.10. Для поліпшення форми кривій ЕРС якоря в індукторних генераторах передбачається скіс зубців ротора. Скіс пазів ротора поліпшує форму кривій ЕРС якоря, але приводить до зменшення основний, першої гармонійної ЕРС.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		38

Внутрішній кут скосу $\alpha_{ск}$ (в електричних радіанах) при навантаженні регулюється вибирати в межах $\alpha_{ск} = \pi / 4 \dots 2\pi / 5$ [3]

$$\alpha_{ск} = (2\pi / t_{z2}) b_{ск} = (2\pi / 92,09) 15,29 = 1,043 \text{ рад},$$

де $b_{ск} = (0,3 \div 0,65) \cdot \tau = 0,33 \cdot 46,34 = 15,29 \text{ мм}$ – відрізок дуги по зовнішньому діаметрі ротора.

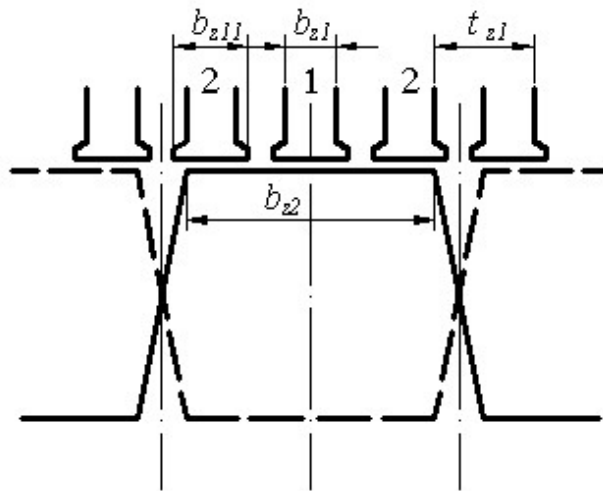


Рис.2.2. Взаємне розташування зубців статора і ротора.

2.3.11. Зниження v -ої гармонійної в кривій ЕРС при скосі пазів враховується коефіцієнтом скосу

$$k_{скv} = \frac{2 \sin \left(v \cdot \frac{\alpha_{ск}}{2} \right)}{v \cdot \alpha_{ск}}.$$

Тоді для першої гармоніки коефіцієнт скосу дорівнює

$$k_{ск} = \frac{2 \sin \left(\frac{\alpha_{ск}}{2} \right)}{\alpha_{ск}} = \frac{2 \sin \left(\frac{1,043}{2} \right)}{1,043} = 0,955.$$

2.3.12. Зубцеве ділення статора вибирається з умови технологічності виготовлення листів пакета статора і забезпечення необхідного значення магнітної індукції в зубці. Приймаємо

$$\alpha_{z1} = \frac{b_{z1}}{t_{z1}} = (0,5 \dots 0,46) = 0,524,$$

де $t_{z1} = \frac{\pi D}{z_1} = \frac{\pi \cdot 236}{48} = 15,45$ мм - зубцеве ділення статора.

2.3.13. Паз вибираємо відкритий із прямими стінками (рис.2.3) для поліпшення використання магнітного потоку. Визначимо ширину зубця з боку повітряного зазору

$$b_{z1} = \alpha_{z1} t_{z1} = 0,524 \cdot 15,45 = 8,1 \text{ мм.}$$

2.3.14. Відповідно, ширина паза з боку повітряного зазору

$$b_{п1} = t_{z1} - b_{z1} = 15,45 - 8,1 = 7,35 \text{ мм.}$$

2.3.15. Висоту паза статора орієнтовно можна визначити виходячи з необхідного перетину котушки

$$S_k = \frac{A \cdot t_{z1}}{2 \cdot 10 \cdot k_{3.м} \cdot j_a} = \frac{420 \cdot 15,45}{20 \cdot 0,41 \cdot 7} = 113 \text{ мм}^2,$$

де $k_{3.м} = 0,4 \div 0,54 = 0,41$ – коефіцієнт заповнення перетину міддю;

$j_a = 7 \dots 8 = 7 \text{ А/мм}^2$ - щільність струму обмотки статора для робочої температури 150°C (табл. 6.5 [3].)

2.3.16. Ширину котушки приймаємо рівної

$$b_k = (1 - \alpha_{z1}) t_{z1} = (1 - 0,524) \cdot 15,45 = 7,35 \text{ мм.}$$

2.3.17. Висота котушки, отже

$$h_k = \frac{S_k}{b_k} = \frac{113}{7,35} = 15,39 \text{ мм.}$$

2.3.18. Висота паза з урахуванням ізоляції провідників, пазової ізоляції і шейки паза, орієнтовно

$$\begin{aligned} h_{п1} &= h_k + h_{из} + h_6 + h_7 = \\ &= 15,39 + 3 + 1,2 + 1 = 20,59 \text{ мм,} \end{aligned}$$

де $h_{из} = 3$ мм – сумарна товщина ізоляції провідників і пазової ізоляції по табл.2.16.[3];

$h_6 = 1,2$ мм, $h_7 = 1$ мм – геометричні розміри нижньої частини паза статора по рис.2.3.

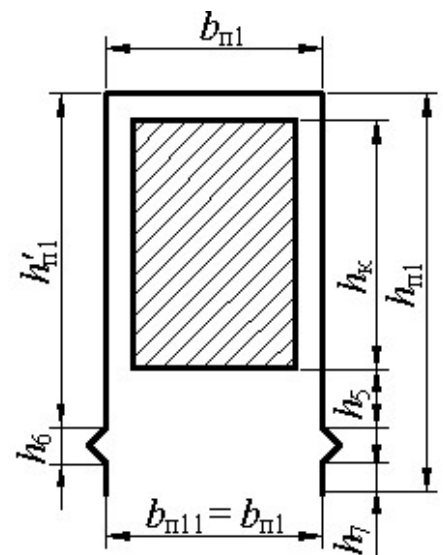


Рис.2.3. Паз статора



2.4. Проектування обмотки якоря

2.4.1. Вважаємо, що обмотки, розташовані в пазах двох пакетів статора не наскрізні і з'єднані послідовно. Номінальний струм генератора при цьому

$$I = \frac{P_n \cdot 10^3}{m U_\phi} = \frac{45 \cdot 10^3}{3 \cdot 132,8} = 112,95 \text{ A.}$$

2.4.2. Число витків фази для одного пакета

$$w_\phi = \frac{A \cdot \pi D \cdot \alpha_\phi}{2m \cdot I \cdot N} = \frac{420 \cdot \pi \cdot 236 \cdot 10^{-1} \cdot 1}{2 \cdot 3 \cdot 112,95 \cdot 2} = 22,97.$$

2.4.3. Визначимо число витків у пазу

$$u_\pi = \frac{2m \cdot w_\phi \cdot a_1 \cdot a_2}{z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 22,97 \cdot 1 \cdot 1}{48} = 2,87,$$

де $a_1 = 1$ – число рівнобіжних гілок;

$a_2 = 1$ – число рівнобіжних провідників (стрижнів);

Округляємо до цілого числа $u_\pi = 3$.

2.4.4. Уточнене значення числа витків у фазі

$$w_\phi = \frac{u_\pi \cdot z_1}{2m \cdot a_1 \cdot a_2} = \frac{3 \cdot 48}{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 1} = 24.$$

2.4.5. Уточнене значення лінійного навантаження

$$A = \frac{2m \cdot w_\phi \cdot I \cdot \alpha_\phi \cdot N}{\pi D} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 24 \cdot 112,95 \cdot 1 \cdot 2}{2\pi \cdot 236 \cdot 10^{-1}} = 438,76 \text{ A/cm}^2.$$

Значення лінійного навантаження лежить у межах рекомендованих [3] значень і відрізняється від обраного попередньо [2.2.2] в припустимих межах.

2.4.6. Перетин провідника визначимо по формулі

$$S_a = \frac{I}{j_a \cdot a_1 \cdot a_2} = \frac{112,95}{7 \cdot 1 \cdot 1} = 16,14 \text{ мм}^2.$$

2.4.7. Вибираємо гнучкий прямокутний провід ПЕМВ, призначений для обмоток високочастотних машин з конструктивними даними (табл. 26.18. [4])

$S_a = 16,7 \text{ мм}^2$; $a_{\text{пр}} = 5,1 \text{ мм}$; $b_{\text{пр}} = 5,1 \text{ мм}$; $a_{\text{из}} = 5,4 \text{ мм}$; $b_{\text{из}} = 5,4 \text{ мм}$;

$\Delta_{\text{из}} = 0,15 \text{ мм}$ – однобічна товщина ізоляції проводу.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		41

Провід складається з 61-ої мідної проволочки марки ПЕМ.

2.4.8. Уточнюємо значення щільності струму

$$j_a = \frac{I}{S_a} = \frac{112,95}{16,7} = 6,76 \text{ А/мм}^2.$$

2.4.9. Визначимо розрахункову площу паза

$$S_{\Pi} = u_n \frac{S_{\text{из}}}{k_{3,\Pi}} = u_n \frac{a_{\text{из}} \cdot b_{\text{из}}}{k_{3,\Pi}} = 3 \frac{5,4 \cdot 5,4}{0,56} = 156,21 \text{ мм}^2,$$

де $k_{3,\Pi} = 0,56$ – коефіцієнт заповнення паза для проводів прямокутних проводів [3].

2.4.10. Перевіримо можливість укладання проводу й ізоляції в паз (рис.2.3.).

$$b'_{\Pi 1} = n_{\Pi} \cdot b_{\text{из}} + 2\Delta_{\text{из},b} + \Delta_b = 1 \cdot 5,4 + 2 \cdot 0,2 + 2 \cdot 4 \cdot 0,15 + 0,2 = 7,2 \text{ мм};$$

$$h'_{\Pi 1} = m_{\Pi} \cdot a_{\text{из}} + 2\Delta_{\text{из},h} + \Delta_h = 2 \cdot 7,9 + 2(0,5 + 4 \cdot 3 \cdot 0,15 + 0,2) + 0,3 = 21,5 \text{ мм},$$

де $n_{\Pi} = 1$, $m_{\Pi} = 3$ – число рядів проводу по ширині і висоті паза;

$\Delta_{\text{из},b}$, $\Delta_{\text{из},h}$ – однобічна товщина ізоляції по ширині і висоті паза (див. рис.2.4., табл.2.1.);

Δ_b , Δ_h – допуски на укладання по ширині і висоті паза [11].

Тоді площа заповненого паза дорівнює

$$S'_{\Pi} = b'_{\Pi} \cdot h'_{\Pi} = 7,2 \cdot 21,5 = 154,8 \text{ мм}^2.$$

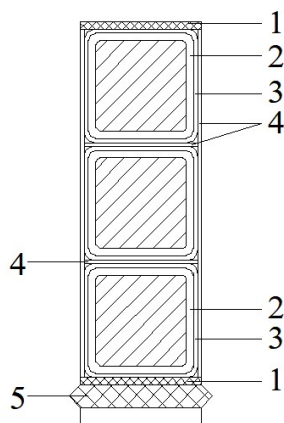


Рис.2.4. Поперечний переріз паза статора з провідниками й ізоляцією

Таблиця 2.1. Пазова ізоляція

Позиція	Матеріал	Товщина мм
1.	Склотекстоліт	0,5
2.	Бавовняна пряжа	0,3
3.	Скляні шари (4 шари)	0,15
4.	Імідофлекс	0,2
5.	Склотекстоліт	1,2

Площа заповненого паза не перевищує розрахункової площі паза (див. п. 2.4.9.), що свідчить про технологічну можливість укладання обмотки в пази.

2.4.11. Уточнюємо висоту паза з урахуванням ізоляції провідників, паза ізоляції і шейки паза

$$h_{п1} = h'_{п1} + h_6 + h_7 = 21,5 + 1,2 + 1 = 23,7 \text{ мм.}$$

2.4.12. Розраховуємо й уточнюємо значення розрахункових коефіцієнтів

- розподілу

$$k_p = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2qm}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 3}\right)}{1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot 1 \cdot 3}\right)} = 1;$$

- укорочення

$$k_y = 1;$$

- обмотувальний

$$k_o = k_y \cdot k_p \cdot k_{ск} = 1 \cdot 1 \cdot 0,955 = 0,955;$$

- повітряного зазору [3]

$$k_{\delta} = \frac{t_{z1} + 5t_{z1} \frac{\delta}{b_{п1}}}{t_{z1} - b_{п1} + 5t_{z1} \frac{\delta}{b_{п1}}} = \frac{15,45 + 5 \cdot 15,45 \frac{0,75}{7,35}}{15,45 - 7,35 + 5 \cdot 15,45 \frac{0,75}{7,35}} = 1,46;$$

- полюсного перекриття для рівномірного зазору [3]

$$\alpha_i = \alpha_p + \frac{4}{\frac{\tau}{\delta} + \frac{6}{1 - \alpha_p}} = 0,798 + \frac{4}{\frac{46,34}{0,75} + \frac{6}{1 - 0,798}} = 0,842.$$

2.4.13. Уточнимо значення коефіцієнта використання магнітного потоку, для чого спочатку визначимо коефіцієнти провідності повітряного зазору для розрахованої зубцевої зони (рис.2.2) [2]

- для зубця 1, центр якого розташований проти центра зубця ротора

$$\lambda_{z11} = \frac{b_{z11}}{\delta} + 4,6 \log \left(1 + \frac{b_{п11}}{2\delta} \right) = \frac{8,1}{0,75} + 4,6 \log \left(1 + \frac{7,35}{2 \cdot 0,75} \right) = 14,35;$$

- для одного із сусідніх зубців 2

$$\begin{aligned}\lambda_{z12} &= 2,3 \log \left(1 + \frac{b_{n11}}{2\delta} \right) + \frac{b_{z2} - b_{z11} - b_{n11}}{2\delta} + 2,3 \log \left(1 + \frac{3t_{z1} - b_{z2} - b_{n11}}{2\delta} \right) + \\ &+ \frac{2,3}{2} \log \left(1 + \frac{2b_{n11}}{2\delta + 3t_{z1} - b_{z2} - b_{n11}} \right) = 2,3 \log \left(1 + \frac{7,35}{2 \cdot 0,75} \right) + \frac{37 - 8,1 - 7,35}{2 \cdot 0,75} + \\ &+ 2,3 \log \left(1 + \frac{3 \cdot 15,45 - 37 - 7,35}{2 \cdot 0,75} \right) + \frac{2,3}{2} \log \left(1 + \frac{2 \cdot 8,86}{2 \cdot 0,75 + 3 \cdot 15,45 - 37 - 7,35} \right) = \\ &= 12,91;\end{aligned}$$

- максимальний коефіцієнт у межах трьох зубцевих ділень статора

$$\lambda_{z1} = \lambda_{z11} + 2\lambda_{z12} = 14,35 + 2 \cdot 12,91 = 40,17;$$

- мінімальний коефіцієнт провідності в межах охоплення котушки статора,

тобто половини пазового ділення ротора (рис.2.2)

$$\begin{aligned}\lambda_{n1} &= 2 \left[\frac{b_{n11}}{2\delta + b_{n2} - 3t_{z1} + b_{n11}} + 2,3 \log \left(1 + \frac{2b_{z11}}{2\delta + b_{n2} - 3t_{z1} + b_{n11}} \right) \right] + \\ &+ 2,3 \log \left(1 + \frac{2t_{z1}}{2\delta + b_{n2} - t_{z1} + b_{n11}} \right) + \frac{2b_{n11}}{2\delta + b_{n2} - b_{z11}} + 4,6 \log \left(1 + \frac{b_{z11}}{2\delta + b_{n2} - b_{z11}} \right) = \\ &= 2 \left[\frac{7,35}{2 \cdot 0,75 + 55,09 - 3 \cdot 15,45 + 7,35} + 2,3 \log \left(1 + \frac{2 \cdot 8,1}{2 \cdot 0,75 + 55,09 - 3 \cdot 15,45 + 7,35} \right) \right] + \\ &+ 2,3 \log \left(1 + \frac{2 \cdot 15,45}{2 \cdot 0,75 + 55,09 - 15,45 + 7,35} \right) + \frac{2 \cdot 7,35}{2 \cdot 0,75 + 55,09 - 8,1} + \\ &+ 4,6 \log \left(1 + \frac{8,1}{2 \cdot 0,75 + 55,09 - 8,1} \right) = 3,4.\end{aligned}$$

Тоді коефіцієнт використання магнітного потоку [2,3]

$$k_{ис} = \frac{\lambda_{z1} - \lambda_{n1}}{\lambda_{z1} + \lambda_{n1}} = \frac{40,17 - 3,4}{40,17 + 3,4} = 0,844.$$

Уточнені значення коефіцієнтів відрізняються від прийнятих попередньо (п.2.2.2) в межах припустимих для інженерних розрахунків норм.

2.4.14. Якщо в індукторному генераторі число пазів статора на одне зубцеве ділення ротора зробити рівним шести, як у нашому випадку, і закласти в пази статора котушки з кроком, рівному половині зубцевого кроку ротора, тобто з першого в четвертий, із другого - у п'ятий і з третього - у шостий, то при цілому числі зубцевих ділень ротора на полюсну дугу при обертанні ротора сумарний магніт-

ний потік полюса буде залишатися постійним. У теж час потік, що пронизує ну з котушок статора, буде періодично змінюватися по величині від свого максимального до мінімального значення і буде індукувати у котушці перемінну ЕРС із частотою $f = z_2 n$ [2]. На підставі вище викладеного побудуємо схему обмотки для одного пакета статора - рис.2.5.

2.5. Розрахунок магнітного ланцюга

2.5.1. Магнітний ланцюг проектного генератора представлений на рис.2.6. Через повну симетрію магнітної системи (зубці роторів не зрушені відносно один одного), розрахунок будемо вести для половини машини. Спочатку розрахуємо відсутні геометричні розміри магнітної системи.

2.5.2. Довжина корпусу статора і довжина сердечника індуктора

$$L_{\text{к.с.}} = 2(l_{\text{п}} + l_{\text{вил}}) + l_{\text{к.з}} + \Delta_{\text{доп}} = 2(59 + 29) + 66 + 5 = 248 \text{ мм},$$

де $l_{\text{к.з}} = 1,2l_{\text{п}} = 1,2 \cdot 59 = 70,8 \text{ мм}$ – ширина котушки збудження, попередньо [3], приймаємо $l_{\text{к.з}} = 66 \text{ мм}$;

$\Delta_{\text{доп}} = 5 \text{ мм}$ – допуск на розміщення котушок;

$l_{\text{вил}} = 0,47\tau_y + 10 = 0,47 \cdot 50,99 + 10 = 29 \text{ мм}$ – довжина вильоту лобових частин обмотки статора;

$$\tau_y = \frac{\pi(D + h_{z1})y_{\text{п}}}{z_1} = \frac{\pi(236 + 23,7) \cdot 3}{48} = 50,99 \text{ мм} - \text{середня ширина секції для обмотки з м'якими секціями [3];}$$

$y_{\text{п}} = 3$ – крок обмотки, виражений числом пазових ділень.

2.5.3. Магнітний потік через сердечник індуктора

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{вт}} &= 2 \cdot z_2 \cdot l_{\text{п}} \cdot B_{z1} \cdot t_{z1} \cdot k_{3.c} \cdot 10^{-6} / k_{\text{ис}} = \\ &= 2 \cdot 8 \cdot 59 \cdot 1,084 \cdot 15,45 \cdot 0,95 \cdot 10^{-6} / 0,844 = 17,8 \cdot 10^{-3} \text{ Вб}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

де $k_{3.c} = 0,95$ – коефіцієнт заповнення сталлю для сталі 1512 по табл. 2.12. [3];

$$B_{z1} = B_{\delta} \frac{t_{z1}}{b_{z1} \cdot k_{3.c}} = 0,54 \frac{15,45}{8,1 \cdot 0,95} = 1,084 \text{ Тл} - \text{індукція в зубці статора, поперед-}$$

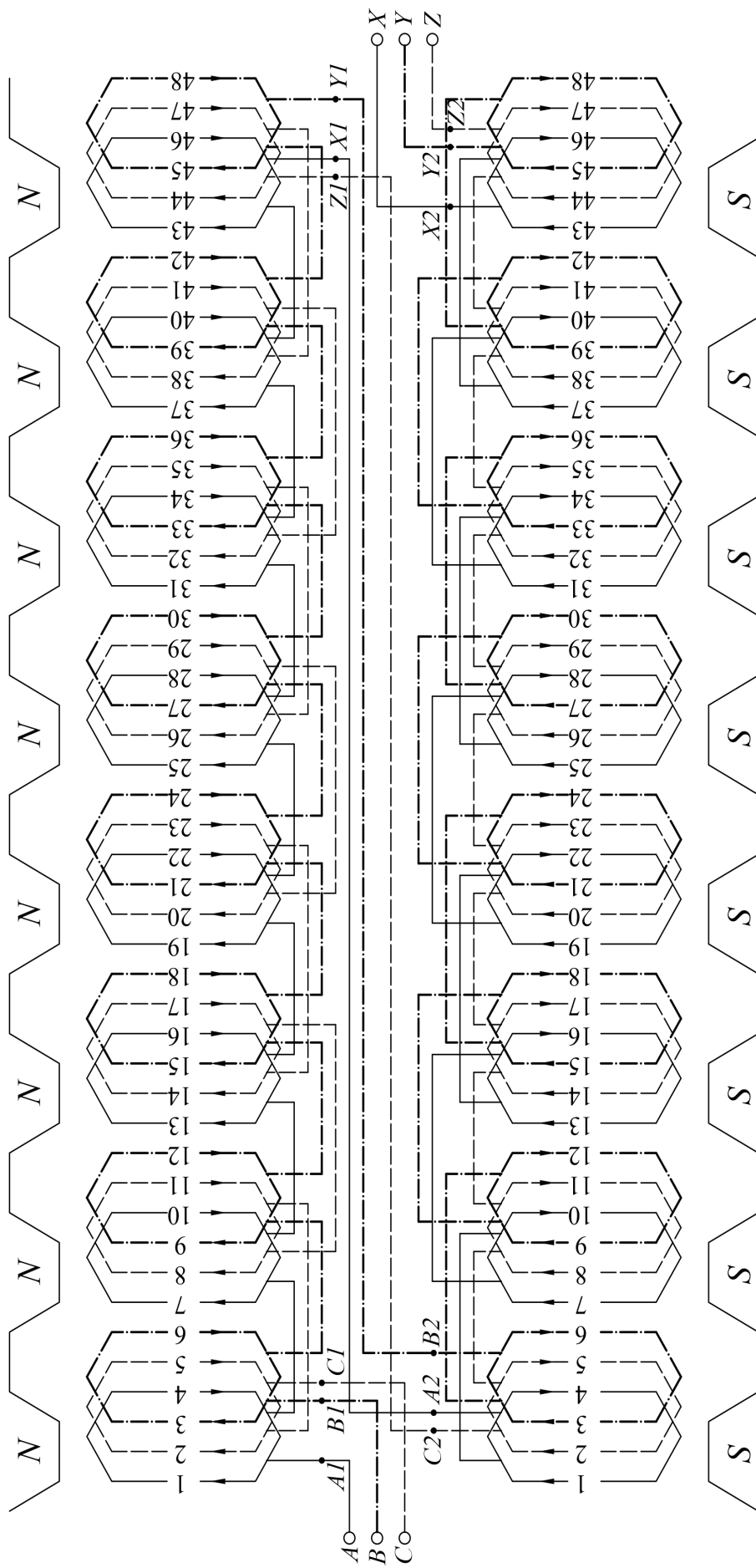


Рис.2.5. Обмотка статора

ньо. Також див. табл.6.4.[3].

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2

Лист

46

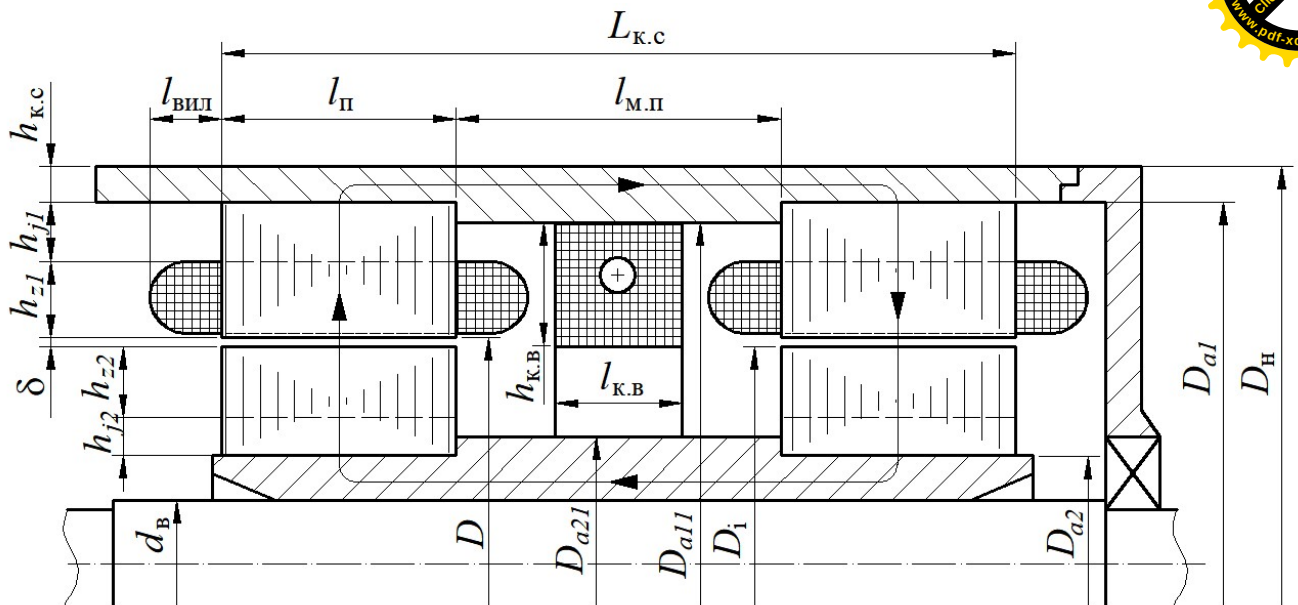


Рис.2.6. Магнітний ланцюг уніполярного двопакетного індукторного генератора

2.5.4. Діаметр сердечника (втулки) за умови використання вала в якості магнітопроводу

$$D_{a21} = \sqrt{\frac{4\Phi_{ВТ} \cdot 10^6}{\pi B_{a21}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 18,7 \cdot 10^3}{\pi \cdot 1,1}} = 144 \text{ мм},$$

де $B_{a21} = 1,1$ Тл – попередньо прийняте значення магнітної індукції в сердечнику індуктора (між пакетами).

2.5.5. Діаметр шийки (під пакетом) визначається виходячи з припустимого значення максимальної індукції в шийці сердечника $B_{a2} \leq 1,5$ Тл [3].

Приймаємо $B_{a2} = 1,26$ Тл.

$$D_{a2} = \sqrt{\frac{4\Phi_{ВТ} \cdot 10^6}{\pi B_{a2}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 17,8 \cdot 10^3}{\pi \cdot 1,26}} = 134 \text{ мм}.$$

2.5.6. Максимально можлива висота зубця (паза) індуктора

$$h_{z2 \max} = \frac{D_i - D_{a21}}{2} = \frac{234,5 - 144}{2} = 45,25 \text{ мм}.$$

Це значення не перевищує обраного раніше значення глибини паза індуктора (див. п. 2.3.8.).

2.5.7. Висота спинки індуктора

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата



$$h_{j2} = \frac{D_i - D_{a2} - 2h_{z2}}{2} = \frac{234,5 - 134 - 2 \cdot 32}{2} = 18,25 \text{ мм.}$$

2.5.8. Спинка якоря розраховується на проходження приблизно однієї чверті потоку, що виходить з одного полюсного ділення через повітряний зазор

$$h_{j1} = \frac{\tau}{4} = \frac{46,34}{4} = 11,59 \text{ мм.}$$

Приймаємо $h_{j1} = 11,5 \text{ мм.}$

2.5.9. Зовнішній діаметр пакета статора

$$D_{a1} = D + 2(h_{z1} + h_{j1}) = 236 + 2(23,7 + 11,5) = 306 \text{ мм.}$$

2.5.10. Площа перетину корпусу статора, що є ділянкою магнітного ланцюга

$$S_{к.с} = \frac{\Phi_j \cdot 10^6}{B_j} = \frac{\sigma \cdot \Phi_{вт} \cdot 10^6}{B_j} = \frac{1,05 \cdot 0,018 \cdot 10^6}{0,92} = 20,3 \cdot 10^3 \text{ мм}^2,$$

де $\Phi_j = \sigma \cdot \Phi_{вт} = 1,05 \cdot 0,018 = 0,019 \text{ Вб}$ – магнітний потік з урахуванням розсіювання, що проходить через корпус генератора;

$\sigma = 1,05$ – коефіцієнт розсіювання;

$B_j = 0,92 \text{ Тл}$ – прийняте значення магнітної індукції в корпусі.

2.5.11. Тоді зовнішній діаметр корпусу генератора дорівнює

$$D_k = \sqrt{\frac{4S_{к.с}}{\pi} + D_{a1}^2} = \sqrt{\frac{4 \cdot 20,3 \cdot 10^3}{\pi} + 306^2} = 346 \text{ мм.}$$

2.5.12. Визначимо товщину корпусу

$$h_{к.с} = \frac{D_k - D_{a1}}{2} = \frac{346 - 306}{2} = 20 \text{ мм.}$$

2.5.13. Висота спинки корпусу приймається рівною з технологічних розумінь

$$h_{j11} = 3 \text{ мм.}$$

2.5.14. Внутрішній діаметр корпусу між пакетами статора

$$D_{a11} = D_{a1} - 2h_{j11} = 306 - 2 \cdot 3 = 300 \text{ мм.}$$

2.5.15. Відстань між пакетами статора (рис.2.6.)

$$l_{м.п} = L_{к.с} - 2l_{п} = 248 - 2 \cdot 59 = 130 \text{ мм.}$$

2.5.16. Ефективне число витків

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		48

$$w_3 = w_\phi \cdot k_o = 24 \cdot 0,955 = 22,93.$$

2.5.17. Потік у повітряному зазорі на подвійному полюсному діленні

$$\begin{aligned} \Phi_{2\tau} &= U_\phi \frac{k_E}{4,44 \cdot f \cdot w_3 \cdot k_{nc} \cdot N} = \\ &= 132,8 \frac{1,2}{4,44 \cdot 400 \cdot 22,93 \cdot 0,844 \cdot 2} = 2,32 \cdot 10^{-3} \text{ Вб.} \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.5.18. Максимальне значення магнітної індукції в повітряному зазорі

$$B_\delta = \Phi_{2\tau} \frac{10^6}{\alpha_i \cdot \tau \cdot l_\Pi} = 2,32 \cdot 10^{-3} \frac{10^6}{0,84 \cdot 46,34 \cdot 59} = 0,53 \text{ Тл.} \quad (2.3)$$

2.5.19. Падіння магнітної напруги в повітряному зазорі

$$F_\delta = 0,8\delta \cdot k_\delta \cdot B_\delta \cdot 10^3 = 0,8 \cdot 0,75 \cdot 1,46 \cdot 0,53 \cdot 10^3 = 464,18 \text{ А} \cdot \text{м.} \quad (2.4)$$

2.5.20. Магнітна індукція в зубцях статора з урахуванням витиснення потку

$$B_{z1f} = k_f B_\delta \frac{t_{z1}}{b_{z13} \cdot k_{3.c}} = 1,064 \cdot 0,53 \frac{15,45}{8,43 \cdot 0,95} = 1,09 \text{ Тл.} \quad (2.5)$$

де $k_f = 1,064$ – коефіцієнт витиснення потоку залежить від товщини листів, частоти і марки стали по табл.2.19.[3];

$$b_{z13} = \frac{\pi D + \frac{2h_{\Pi 1}}{3}}{z_1} - b_{\Pi 1} = \frac{\pi 236 + \frac{2 \cdot 23,7}{3}}{48} - 7,35 = 8,43 \text{ мм} - \text{ширина зубця на}$$

1/3 його висоти.

2.5.21. Магнітна індукція в зубцях ротора для трапецеїдального зубця

$$\begin{aligned} B_{z2} &= 1,1 \cdot B_\delta \cdot \frac{b_{z2}}{b_{z23}} \cdot \frac{l_{z1}}{k_{3.c} \cdot (l_{z1} + 4\delta)} = \\ &= 1,1 \cdot 0,53 \cdot \frac{37}{42,03} \cdot \frac{59}{0,95(59 + 4 \cdot 0,75)} = 0,514 \text{ Тл,} \end{aligned} \quad (2.6)$$

де $l_{z1} = l_\Pi = 59$ мм - довжина зубця пакета статора;

$$b_{z23} = b_{z2} + \frac{2h_{z2}}{3 \tan\left(\frac{2h_{z2}}{t_{z2} - b_{\Pi 21} - b_{z2}}\right)} = 37 + \frac{2 \cdot 32}{3 \tan\left(\frac{2 \cdot 32}{92,09 - 40 - 37}\right)} = 42,03 \text{ мм}$$

- ширина зубця на 1/3 його висоти (див. рис.2.1).

2.5.22. Падіння магнітної напруги в зубцях статора

$$F_{z1} = H_{z1} \cdot h_{z1} = 520,53 \cdot 23,7 \cdot 10^{-3} = 12,34 \text{ А},$$

де $H_{z1} = 520,53 \text{ А/м}$ – напруженість магнітного поля для обраної сталі 1512 і отриманого значення магнітної індукції по табл. П-13 [11].

2.5.23. Падіння магнітної напруги в зубцях ротора

$$F_{z2} = H_{z2} \cdot h_{z2} = 125,15 \cdot 32 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ А}, \quad (2.8)$$

де $H_{z2} = 125,15 \text{ А/м}$ – напруженість магнітного поля для індуктора (сталь 1512) і отриманого значення магнітної індукції B_{z2} по табл. П-13 [4].

2.5.24. Падіння магнітної напруги в активному шарі

$$F_{\delta z} = F_{z1} + F_{z2} + F_{\delta} = 12,34 + 4 + 464,18 = 480,52 \text{ А}. \quad (2.9)$$

2.5.25. Коефіцієнт магнітного ланцюга дорівнює

$$k'_{\mu} = \frac{F_{\delta z}}{F_{\delta}} = \frac{480,52}{464,18} = 1,04$$

і не перевищує значення 1,5 [3].

2.5.26. Уточнюємо значення магнітного потоку у втулці

$$\Phi_{\text{вт}} = z_2 \cdot \Phi_{2\tau} = 8 \cdot 2,32 \cdot 10^{-3} = 18,55 \cdot 10^{-3} \text{ Вб}. \quad (2.10)$$

Отримане значення збігається зі значенням, обчисленим по (2.1) з достатньою точністю.

2.5.27. Магнітна індукція в спинці ротора

$$B_{j2} = \frac{\Phi_{\text{вт}}}{S_{j2}} = \frac{18,55 \cdot 10^{-3}}{0,03} = 0,618 \text{ Тл}, \quad (2.11)$$

де $S_{j2} = \pi(D_i - 2h_{z2})l_{\text{п}} \cdot k_{\text{зс}} = \pi(234,5 - 2 \cdot 32) \cdot 59 \cdot 10^{-6} \cdot 0,95 = 0,03 \text{ м}^2$ – площа поперечного переріза спинки ротора.

2.5.28. Падіння магнітної напруги в спинки ротора

$$F_{j2} = H_{j2} \cdot h_{j2} = 158,03 \cdot 18,25 \cdot 10^{-3} = 2,88 \text{ А}, \quad (2.12)$$

де $H_{j2} = 158,03 \text{ А/м}$ – напруженість магнітного поля для обраної сталі 1512 і значення магнітної індукції B_{j2} по табл. П-13 [11].

2.5.29. Магнітна індукція в повітряному зазорі стику під пакетом ротора

$$B_{\delta 2} = \Phi_{\text{вт}} \frac{10^6}{\pi D_{a2} \cdot l_{\text{п}}} = 18,55 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{10^6}{\pi \cdot 134 \cdot 59} = 0,747 \text{ Тл}. \quad (2.13)$$

2.5.30. Падіння магнітної напруги в зазорі під пакетом ротора (зазор при маємо рівним 0,05 мм)

$$F_{\delta 2} = 0,004 \cdot B_{\delta 2} \cdot 10^4 = 0,004 \cdot 0,747 \cdot 10^4 = 29,87 \text{ А.} \quad (2.14)$$

2.5.31. Розрахунковий перетин втулки під пакетом ротора при магнітному валі [3]

$$S_{a2} = \left(\frac{D_{a2}^2}{0,85} \right) \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{d_B}{D_{a2}} \right)^2 \right] = \frac{134^2}{0,85} \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{60}{134} \right)^2 \right] = 18,3 \cdot 10^3 \text{ мм}^2,$$

де $d_B = 60$ мм – діаметр магнітного валу.

2.5.32. Магнітна індукція у втулці під пакетом ротора

$$B_{a2} = \frac{\Phi_{BT} \cdot 10^6}{S_{a2}} = \frac{18,55 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{18,3 \cdot 10^3} = 1,014 \text{ Тл.} \quad (2.15)$$

2.5.33. Падіння магнітної напруги у втулці під пакетом ротора

$$F_{a2} = H_{a2} \cdot 0,5 \cdot l_{\Pi} = 944 \cdot 0,5 \cdot 59 \cdot 10^{-3} = 27,85 \text{ А,} \quad (2.16)$$

де $H_{a2} = 944$ А/м – напруженість магнітного поля, обумовлена по табл.П-25 [11] для обраної сталі Ст3.

2.5.34. Розрахунковий перетин втулки між пакетами ротора для магнітного валу

$$S_{a21} = \left(\frac{\pi D_{a21}^2}{4} \right) \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{d_B}{D_{a21}} \right)^2 \right] = \frac{\pi \cdot 144^2}{4} \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{60}{144} \right)^2 \right] = 14,4 \cdot 10^3 \text{ мм}^2.$$

2.5.35. Магнітна індукція у втулці між пакетами ротора

$$B_{a21} = \frac{\Phi_{BT} \cdot 10^6}{S_{a21}} = \frac{18,55 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{14,4 \cdot 10^3} = 1,288 \text{ Тл.} \quad (2.17)$$

2.5.36. Падіння магнітної напруги у втулці під пакетом ротора для однієї половини машини

$$F_{a21} = H_{a21} \cdot 0,5 l_{\Pi} = 1546 \cdot 0,5 \cdot 130 \cdot 10^{-3} = 100,49 \text{ А} \quad (2.18)$$

де $H_{a21} = 1546$ А/м - напруженість магнітного поля, обумовлена по табл.П-25 [4].

2.5.37. Падіння магнітної напруги в роторі (поза активним шаром)

$$F_{BT} = F_{a2} + F_{a21} + F_{\delta 2} = 27,85 + 100,49 + 29,87 = 158,21 \text{ А.} \quad (2.19)$$

2.5.38. Магнітний потік у корпусі статора

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		51

$$\Phi_{\kappa} = \Phi_{\text{BT}} + \Phi_s = 18,55 \cdot 10^{-3} + 2,79 \cdot 10^{-3} = 21,33 \cdot 10^{-3} \text{ Вб},$$

де $\Phi_s = 0,15\Phi_{\text{BT}} = 0,15 \cdot 18,55 \cdot 10^{-3} = 2,79 \cdot 10^{-3} \text{ Вб}$ – потік розсіювання обмотки збудження можна прийняти [3].

2.5.39. Магнітна індукція в спинці статора

$$B_{j1} = \frac{\Phi_{\kappa}}{S_{j1}} = \frac{21,33 \cdot 10^{-3}}{0,05} = 0,427 \text{ Тл}, \quad (2.21)$$

де $S_{j1} = \pi(D + 2h_{z1})l_{\pi} \cdot k_{3c} = \pi(236 + 2 \cdot 23,7) \cdot 59 \cdot 10^{-6} \cdot 0,95 = 0,05 \text{ м}^2$ – площа поперечного переріза спинки статора.

2.5.40. Падіння магнітної напруги в спинці статора

$$F_{j1} = H_{j1} \cdot h_{j1} = 102,63 \cdot 11,5 \cdot 10^{-3} = 1,18 \text{ А}, \quad (2.22)$$

де $H_{j1} = 102,63 \text{ А/м}$ – напруженість магнітного поля для обраної сталі 1512 і значення магнітної індукції B_{j2} по табл. П-13 [11].

2.5.41. Магнітна індукція в повітряному зазорі стику між корпусом і статором

$$B_{\delta 1} = \Phi_{\kappa} \frac{10^6}{\pi D_{a1} \cdot l_{\pi}} = 21,33 \cdot 10^{-3} \frac{10^6}{\pi \cdot 306 \cdot 59} = 0,376 \text{ Тл}. \quad (2.23)$$

2.5.42. Падіння магнітної напруги в повітряному зазорі стику між корпусом і статором

$$F_{\delta 1} = 0,004 \cdot B_{\delta 1} \cdot 10^4 = 0,004 \cdot 0,376 \cdot 10^4 = 15,04 \text{ А}. \quad (2.24)$$

2.5.43. Розрахунковий перетин корпусу під пакетом статора

$$S_{\kappa 1} = \left(\frac{D_{\kappa}^2}{0,85} \right) \left[1 - \left(\frac{D_{a1}}{D_{\kappa}} \right)^2 \right] = \left(\frac{\pi 346^2}{0,85} \right) \left[1 - \left(\frac{306}{346} \right)^2 \right] = 30,68 \cdot 10^3 \text{ мм}^2.$$

2.5.44. Магнітна індукція в корпусі під пакетом статора

$$B_{\kappa 1} = \Phi_{\kappa} \frac{10^6}{S_{\kappa 1}} = 21,33 \cdot 10^{-3} \frac{10^6}{30,68 \cdot 10^3} = 0,695 \text{ Тл}. \quad (2.25)$$

2.5.45. Падіння магнітної напруги в корпусі під пакетом статора

$$F_{\kappa 1} = H_{\kappa 1} \cdot 0,5 \cdot l_{\pi} = 575,94 \cdot 0,5 \cdot 59 \cdot 10^{-3} = 16,99 \text{ А}, \quad (2.26)$$

де $H_{\kappa 1} = 575,94 \text{ А/м}$ - напруженість магнітного поля, обумовлена по табл.П-25 [11] для сталі корпусу Ст3.

2.5.46. Перетин корпусу між пакетами статора

$$S_{k11} = \frac{\pi}{4}(D_k^2 - D_{a11}^2) = \frac{\pi}{4}(346^2 - 300^2) = 23,34 \cdot 10^3 \text{ мм}^2.$$

2.5.47. Магнітна індукція в корпусі між пакетами статора

$$B_{k11} = \Phi_k \frac{10^6}{S_{k11}} = 21,33 \cdot 10^{-3} \frac{10^6}{23,34 \cdot 10^3} = 0,914 \text{ Тл.} \quad (2.27)$$

2.5.48. Падіння магнітної напруги в корпусі під пакетом статора

$$F_{k11} = H_{k11} \cdot 0,5l_{м.п} = 811,18 \cdot 0,5 \cdot 130 \cdot 10^{-3} = 52,73 \text{ А,} \quad (2.28)$$

де $H_{k11} = 811,18 \text{ А/м}$ - напруженість магнітного поля, обумовлена по табл.П-25 [11] для сталі корпусу Ст3.

2.5.49. Падіння магнітної напруги в корпусі між пакетами статора

$$F_k = F_{k1} + F_{k11} + F_{\delta 1} = 16,99 + 52,73 + 15,04 = 84,76 \text{ А.} \quad (2.29)$$

2.5.50. Повна МРС половини магнітного ланцюга генератора

$$\begin{aligned} F_{\Sigma} &= F_{\delta z} + F_{вт} + F_k + F_{j1} + F_{j2} = \\ &= 480,52 + 158,21 + 84,76 + 1,18 + 2,88 = 727,59 \text{ А.} \end{aligned} \quad (2.30)$$

2.5.51. Для одержання повної МРС, розрахованої на повну ЕРС машини необхідно отримане значення подвоїти

$$F_{2\Sigma} = N \cdot F_{\Sigma} = 2 \cdot 727,56 = 1455 \text{ А.} \quad (2.31)$$

2.6. Параметри обмотки статора і векторна діаграма

2.6.1. Для одержання на затисках генератора напруги U при навантаженні треба створити в обмотці фази ЕРС $E_{ф.н}$, що крім створення напруги U_{ϕ} компенсувала б спадання напруги і усі виникаючі протидіють ЕРС. Векторна діаграма для індуктивного навантаження представлена на рис.2.7. Для визначення ЕРС $E_{ф.н}$, яку повинно індуктирувати при навантаженні основне поле полюсів при даній напрузі U_{ϕ} і $\cos(\phi)$ навантаження, до вектора U_{ϕ} геометрично додаємо вектори, зворотні по напрямку векторам $I r_{a.c.}$, E_{s1} , E_{s2} , E_{s3} , тому що складові ЕРС повинні їх компенсувати, а отже, повинні бути їм протилежні.

Діаграма дає можливість визначити як величину $E_{ф.н}$, так і кут ψ фазного

по MPC $m_F=50$ А/мм.

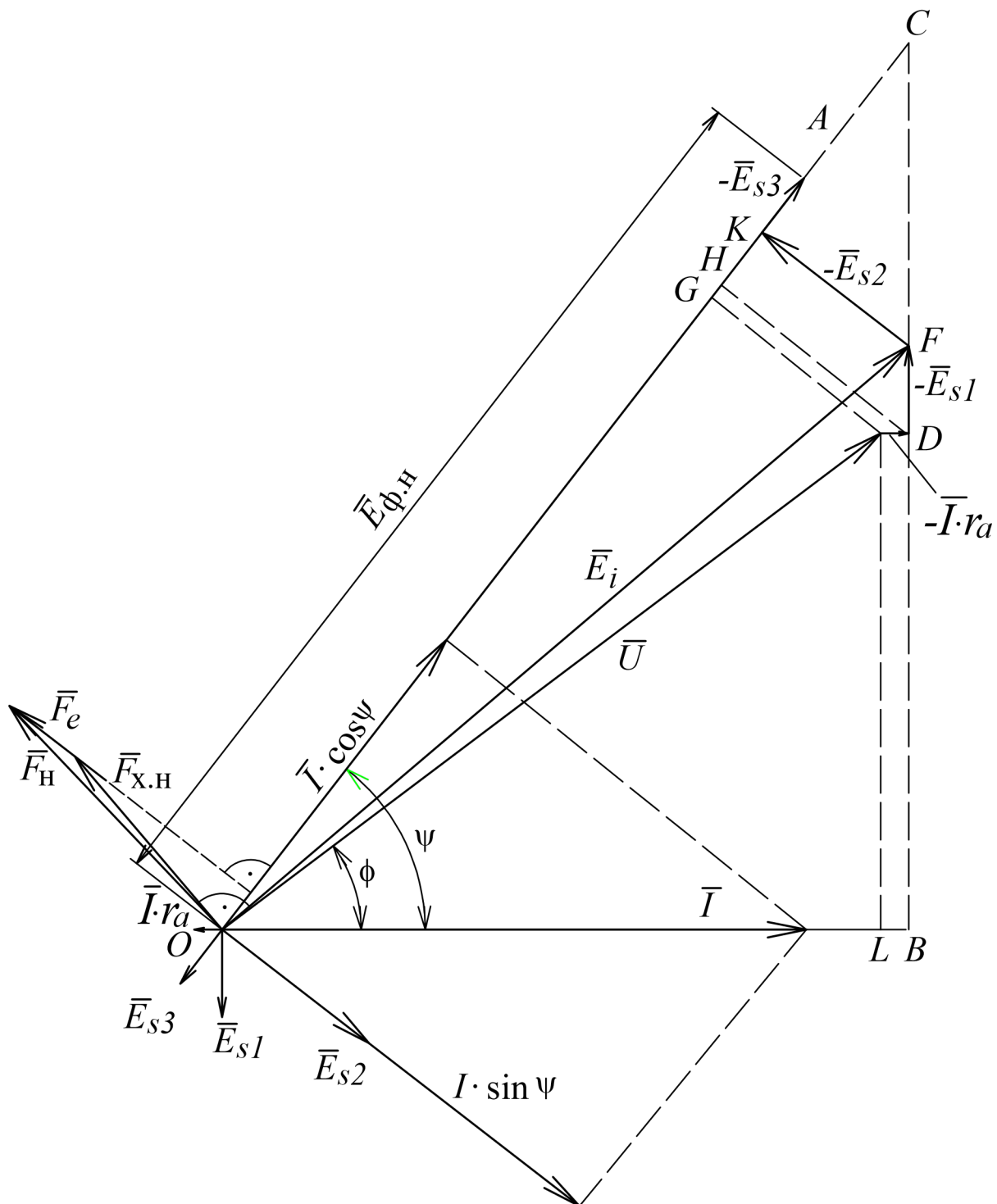


Рис.2.7. Векторна діаграма струмів і напруг

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

зрушення між $E_{\phi,н}$ і I . З векторної діаграми, загальний вид якої представлений на рис.2.7. впливає

$$\begin{aligned} E_{\phi,н} &= OA = OG + GH + HK + KA = \\ &= U_{\phi} \cos(\psi - \varphi) + I r_{a.c} \cos \psi + E_{s1} \sin \psi + E_{s3}; \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{BC}{OB} = \frac{DB + DF + FC}{OL + LB} = \frac{U_{\phi} \sin \varphi + E_{s1} + \frac{E_{s2}}{\cos \psi}}{U_{\phi} \cos \varphi + I r_{a.c}}. \quad (2.33)$$

Визначимо складові, вхідні в рівняння (2.32), (2.33).

2.6.2. Розрахуємо активний опір фази статора

$$r_{a.c} = N \cdot w_{\phi} \cdot l_{a.c.p} \cdot 10^{-3} \frac{[1 + \alpha(t_c - 15)]}{a_1^2 \cdot 57 \cdot S_a} = 2 \cdot 24 \cdot 291 \cdot 10^{-3} \frac{[1 + 0,0038(150 - 15)]}{1^2 \cdot 57 \cdot 16,7} = 0,022 \text{ Ом},$$

де $l_{a.c.p} = 2(l_{\Pi} + l_{л.с}) = 2(59 + 86,49) = 291$ мм - середня довжина витка;

$l_{л.с} = 1,5\tau_y + 10 = 1,5 \cdot 50,99 + 10 = 86,49$ мм – довжина лобових з'єднань для м'яких секцій;

$t_c = 150^{\circ} \text{ С}$ - припустима температура обмоток для обраної ізоляції класу F .

$\alpha = 0,0038 \text{ К}^{-1}$ – температурний коефіцієнт опору міді.

2.6.3. При проходженні струму по проводах, закладених у відкритий або напівзакритий паз, виникає ефект витиснення струму, що веде до збільшення активного опору провідника. Визначимо загальний коефіцієнт збільшення опору за методикою викладеної в [2]

$$k_{r.c} = \frac{k_{r.a} \cdot l_{л.с} + k_{r.п} \cdot l_{\Pi}}{l_{л.с} + l_{\Pi}} = \frac{1,1 \cdot 86,49 + 2,86 \cdot 59}{86,49 + 59} = 1,81,$$

де $k_{r.a} = 1,1$ – коефіцієнт, що залежить від товщини проводу (шини) і частоти вироблюваної напруги по рис.4-2.[2];

$$k_{r.п} = \varphi(\epsilon) + \psi(\epsilon) \frac{m_{\Pi}^2 - 1}{3} = 1,175 + 0,631 \frac{3^2 - 1}{3} = 2,86;$$

$\varphi(\epsilon) = 1,175$, $\psi(\epsilon) = 0,631$ – коефіцієнти, що залежать від величини ϵ , яка характеризує розташування в пазу проводів по шарах (рис.2.4), розмірів проводу і паза, визначаються по табл. 4-1 [3];

$$\varepsilon = 14 a_{\text{пр}} \sqrt{\frac{n_{\text{п}} \cdot b_{\text{пр}} \cdot f}{b_{\text{п1}}}} = 14 \cdot 5,1 \sqrt{\frac{1 \cdot 5,1 \cdot 400}{7,35}} = 1,19.$$

2.6.4. Активний опір з урахуванням ефекту витиснення струму

$$r_a = r_{a.c} \cdot k_{r.c} = 0,022 \cdot 1,813 = 0,04 \text{ Ом.}$$

2.6.5. Коефіцієнти провідності повітряного зазору зубцевої зони (рис.2.2.) були визначені раніше (див.п.2.4.13)

- максимальний коефіцієнт у межах трьох зубцевих ділень статора

$$\lambda_{z1} = 40,17;$$

- мінімальний коефіцієнт провідності в межах охоплення котушки статора, тобто половини пазового розподілу ротора (рис.2.2)

$$\lambda_{\text{п1}} = 3,4.$$

- коефіцієнт провідності для прямокутного паза [2] (рис.2.3.)

$$\lambda_N = \frac{h_k}{3b_{\text{п1}}} + \frac{h_5}{b_{\text{п1}}} + \frac{2h_6}{b_{\text{п1}} + b_{\text{п11}}} + \frac{h_7}{b_{\text{п1}}} = \frac{16,56}{3 \cdot 7,35} + \frac{1,4}{7,35} + \frac{2 \cdot 1,2}{7,35 + 7,35} + \frac{1}{7,35} = 1,214,$$

де $h_k = m_{\text{п}} \cdot h_{\text{из}} - \Delta_{\text{из}} = 3 \cdot 5,4 - 2 \cdot 0,7 = 14,8 \text{ мм,}$

$h_5 = h_{z1} - m_{\text{п}} \cdot h_{\text{из}} - h_6 - h_7 - \Delta_{\text{из}} - \Delta_{\text{изh}} = 23,7 - 3 \cdot 5,4 - 1,2 - 1 - 0,5 - 3,4 = 1,4 \text{ мм}$

– геометричні розміри по рис.2.3 і табл.2.1;

$b_{\text{п1}} = b_{\text{п11}} = 7,35 \text{ мм}$ – для відкритого паза.

- коефіцієнт провідності вищих гармонійних [3]

$$\lambda_{\delta} = 0,4\pi \cdot 0,92 \cdot \log \left[\frac{\pi \left(\frac{t_{z1}}{b_{\text{п11}}} - 1 \right)}{2} \right] = 0,4\pi \cdot 0,92 \cdot \log \left[\frac{\pi \left(\frac{15,45}{7,35} - 1 \right)}{2} \right] = 0,276;$$

- коефіцієнт провідності розсіювання по коронках зубців

$$\lambda_k = 1,25 \cdot 5 \frac{\delta}{5b_{\text{п11}} + 4\delta} = 1,25 \cdot 5 \frac{0,75}{5 \cdot 7,35 + 4 \cdot 0,75} = 0,118;$$

- сумарний коефіцієнт провідності для прямокутного паза рис.2.3.

$$\lambda_{\Sigma} = \lambda_N + \lambda_k + \lambda_{\delta} = 1,214 + 0,276 + 0,18 = 1,608.$$

2.6.6. Визначимо спадання напруги на активному опорі

$$U_a = r_a \cdot I = 0,04 \cdot I. \quad (2.34)$$

2.6.7. Вираження для противо -ЕРС самоіндукції за рахунок полючи лобового і пазового розсіювання

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		56

$$E_{s1} = N \cdot 15,7 \cdot f \cdot \frac{u_{\pi}^2 \cdot N_{\kappa.\phi}}{a_1^2} \cdot l_{\pi} \left[\lambda_{\Sigma} + 0,5 \frac{l_{\text{л.с}}}{l_{\pi}} \right] \cdot 10^{-9} \cdot I =$$

$$= 2 \cdot 15,7 \cdot 400 \cdot \frac{3^2 \cdot 8}{1^2} \cdot 59 \left[1,608 + 0,5 \frac{86,49}{59} \right] \cdot 10^{-9} \cdot I = 0,125 \cdot I,$$
(2.35)

де $N_{\kappa.\phi} = z_1 / 2m = 48 / 2 \cdot 3 = 8$ – число котушок у фазі статора.

2.6.8. Згідно [2] нерухому в просторі по відношенні до ротора основну хвилю сумарної МРС можна розглядати, як взаємодія двох складових з амплітудами $0,96F_a \cos\psi$ и $0,96F_a \sin\psi$. Ці МРС викликають потоки Φ_{s2} и Φ_{s3} , не зчеплені з котушкою збудження, що замикаються в межах зубцевої зони. Ці потоки індуктують у котушці статора відповідні протитиво-ерс E_{s2} и E_{s3} . Визначимо їх

$$E_{s2} = N \cdot 2,92 \cdot f \cdot \frac{u_{\pi}^2 \cdot N_{\kappa.\phi}}{a_1^2} \cdot l_{\pi} (\lambda_{z1} + \lambda_{\pi1}) \cdot 10^{-9} \cdot I \cdot \cos(\psi) =$$

$$= 2 \cdot 2,92 \cdot 400 \cdot \frac{3^2 \cdot 8}{1^2} \cdot 59 (40,17 + 3,4) \cdot 10^{-9} \cdot I \cdot \cos(\psi) = 0,43 \cdot I \cdot \cos(\psi).$$
(2.36)

$$E_{s3} = N \cdot 11,6 \cdot f \cdot \frac{u_{\pi}^2 \cdot N_{\kappa.\phi}}{a_1^2} \cdot l_{\pi} \left(\frac{\lambda_{z1} \cdot \lambda_{\pi1}}{\lambda_{z1} + \lambda_{\pi1}} \right) \cdot 10^{-9} \cdot I \cdot \sin(\psi) =$$

$$= 2 \cdot 11,6 \cdot 400 \cdot \frac{3^2 \cdot 8}{1^2} \cdot 59 \left(\frac{40,17 \cdot 3,4}{40,17 + 3,4} \right) \cdot 10^{-9} \cdot I \cdot \sin(\psi) = 0,1235 \cdot I \cdot \sin(\psi).$$
(2.37)

2.6.9. МРС, що компенсує дію поля реакції на МРС збудження

$$F_e = 2,1 \cdot \frac{u_{\pi}}{a_1} \cdot \left(\frac{\lambda_z + \lambda_{\pi}}{\lambda_z - \lambda_{\pi}} \right) \cdot I \cdot \sin(\psi) =$$

$$= 2,1 \cdot \frac{3}{1} \cdot \left(\frac{40,17 + 3,4}{40,17 - 3,4} \right) \cdot I \cdot \sin(\psi) = 7,47 \cdot I \cdot \sin(\psi).$$
(2.38)

2.6.10. Розрахуємо МРС збудження при навантаженні, скориставшись вираженням (2.32) ... (2.38) і векторною діаграмою рис.2.7., побудованої в масштабі для проектованого генератора

$$\varphi = 37^\circ;$$

$$U_{\phi} \cdot \cos \varphi = 132,8 \cdot 0,8 = 106,06 \text{ В};$$

$$U_{\phi} \cdot \sin \varphi = 132,8 \cdot 0,6 = 79,92 \text{ В};$$

$$U_a = 0,04 \cdot I = 0,04 \cdot 112,95 = 4,49 \text{ В}.$$



$$E_{s1} = 0,125 \cdot I = 0,125 \cdot 112,95 = 14,11 \text{ В};$$

$$\frac{E_{s2}}{\cos\psi} = 0,43 \cdot I = 0,43 \cdot 112,95 = 48,84 \text{ В};$$

$$E_{s3} = 0,1235 \cdot I \sin(\psi) = 0,1235 \cdot 112,95 \sin(\psi) = 13,95 \sin(\psi) \text{ В};$$

$$F_e = 4,93 \cdot I \sin(\psi) = 4,93 \cdot 112,95 \sin(\psi) = 843,15 \sin(\psi) \text{ А};$$

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{U_{\phi} \sin\varphi + E_{s1} + \frac{E_{s2}}{\cos\psi}}{U_{\phi} \cos\varphi + I r_{a.c}} = \frac{79,92 + 14,11 + 48,84}{106,06 + 4,49} = 1,292;$$

Відкіля кут фазного зрушення між струмом і ЕРС

$$\psi = 52,26^\circ, \sin(\psi) = 0,791, \cos(\psi) = 0,612.$$

2.6.11. У результаті по (2.32) визначимо фазну ЕРС

$$\begin{aligned} E_{\phi.n} &= U_{\phi} \cos(\psi - \varphi) + I r_{a.c} \cos \psi + E_{s1} \sin \psi + E_{s3} = \\ &= 132,8 \cos(52,26 - 37) + 4,49 \cdot 0,612 + 14,11 \cdot 0,791 + 13,95 \cdot 0,791 = 153,06 \text{ В}. \end{aligned}$$

2.6.12. Розрахуємо МРС реакції якоря

$$F_e = 927,64 \sin(\psi) = 843,15 \cdot 0,791 = 666,76 \text{ А}.$$

2.6.13. По характеристиці холостого ходу (рис.3.1) для $E_{\phi.n}$ знаходимо

$$F_{x.n} = 1836 \text{ А}.$$

2.6.14. Сумарна МРС

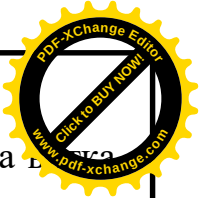
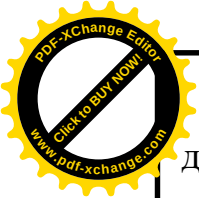
$$F_n = F_{x.n} + F_e = 1836 + 666,76 = 2503 \text{ А}. \quad (2.39)$$

2.7. Розрахунок обмотки збудження

2.7.1. В уніполярних генераторах потік порушення створюється тільки одною котушкою, розташованої між двома пакетами статора і що має тороїдальну форму (рис.2.6.). Розрахунковий перетин проводу дорівнює

$$\begin{aligned} S_{\text{в.р}} &= \frac{F_n \cdot I_{\text{в.сп}} \cdot [1 + \alpha(t_c - 15)] \cdot k_3 \cdot 10^{-6}}{57 U_B} = \\ &= \frac{2503 \cdot 791,68 \cdot 10^{-3} \cdot [1 + 0,0038 \cdot (150 - 15)] \cdot 1,1 \cdot 10^{-6}}{57 \cdot 110} = 0,526 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \end{aligned}$$

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		58



де $l_{в.ср} = \pi(D + 0,5h_{к.в.мах}) = \pi(236 + 0,5 \cdot 32) = 791,68$ мм - середня довжина 1 обмотки збудження;

$h_{к.в.мах} = 0,5(D_{a11} - D) = 0,5(300 - 236) = 32$ мм – максимально можлива висота катушки обмотки збудження;

$k_3 = 1,1$ – коефіцієнт запасу.

2.7.2. Вибираємо провід, що відповідає класові нагрівостійкості F , марки ПЭТ - 155А с конструктивними даними [4]

$S_B = 0,567$ мм² - перетин неізолюваного проводу;

$d_B = 0,85$ мм – діаметр неізолюваного проводу;

$d_{в.из} = 0,915$ мм – діаметр ізолюваного проводу;

$k_{в.зп} = 0,38$ – коефіцієнт заповнення.

2.7.3. Приймаючи в увагу конструктивне виконання, умови охолодження, задаємося щільністю струму $j_B = 6,0$ А/мм² і визначаємо значення струму збудження при номінальному навантаженні

$$i_B = j_B \cdot S_B = 6,0 \cdot 0,567 = 3,402 \text{ А.}$$

2.7.4. Визначимо число витків обмотки збудження

$$w_B = \frac{F_H}{i_B} = \frac{2503}{3,4} = 735,7. \quad (2.40)$$

Приймаємо $w_B = 736$.

2.7.5. Площа перетину катушки обмотки збудження

$$S_{к.в} = \frac{S_B \cdot w_B}{k_{зп}} = \frac{0,567 \cdot 10^{-6} \cdot 736}{0,38} = 1,159 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2.$$

2.7.6. Визначимо ширину катушки (див. п.2.5.2),

$$l_{к.в} = l_{м.п} - 2l_{выл} - \Delta_{доп} = 130 - 2 \cdot 28,97 - 5 = 67,07 \text{ мм,}$$

2.7.7. Розрахуємо висоту обмотки збудження

$$h_{к.в} = \frac{S_{к.в}}{l_{к.в}} = \frac{1,159 \cdot 10^{-3}}{67,07 \cdot 10^{-3}} = 19,3 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Отримане значення відрізняється від $h_{к.в.мах}$ (п.2.7.1) більш, ніж у два рази. Тому перерахуємо параметри обмотки збудження с п.2.7.1. по п.2.7.5.

$$l_{в.ср} = \pi(D_{a11} - 0,5h_{к.в} - \Delta_{из.в}) = \pi(300 - 19,3 - 1,35) = 907,89 \text{ мм,}$$

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		59

де $\Delta_{\text{из.в}} = 1,35$ мм – товщина ізоляції обмотки збудження [4] і кріпильного хом.

$$S_{\text{в.р}} = \frac{F_{\text{н}} \cdot l_{\text{в.ср}} \cdot [1 + \alpha(t_{\text{с}} - 15)] \cdot k_3 \cdot 10^{-6}}{57U_{\text{в}}} =$$

$$= \frac{2503 \cdot 907,89 \cdot 10^{-3} \cdot [1 + 0,0038 \cdot (150 - 15)] \cdot 1,1 \cdot 10^{-6}}{57 \cdot 110} = 0,603 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2.$$

Вибираємо провід марки ПЭТ - 155А с конструктивними даними [4]

$S_{\text{в}} = 0,636 \text{ мм}^2$ - перетин неізолюваного проводу;

$d_{\text{в}} = 0,9$ мм – діаметр неізолюваного проводу;

$d_{\text{в.из}} = 0,965$ мм – діаметр ізолюваного проводу.

2.7.8. Перевіримо можливість розміщення обмотки збудження між пакетами статора, визначивши максимальну площу вікна по рис.2.6.

$$S_{\text{к.в. max}} = \frac{(D_{\text{ал}} - D) \cdot l_{\text{к.в}} \cdot 10^{-6}}{2} = \frac{(300 - 236) \cdot 67,07 \cdot 10^{-6}}{2} = 2,11 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2.$$

Перерахуємо площу котушки збудження

$$S_{\text{к.в}} = \frac{S_{\text{в}} \cdot w_{\text{в}}}{k_{\text{зп}}} = \frac{0,636 \cdot 10^{-6} \cdot 736}{0,38} = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2.$$

Площа, займана обмоткою збудження, менше площі виділеного вікна

$$S_{\text{к.в. max}} > S_{\text{к.в.}}$$

2.7.9. Остаточно, розміри котушки збудження

$$l_{\text{к.в}} = 67,07 \text{ мм}; \quad h_{\text{к.в}} = \frac{S_{\text{к.в}}}{l_{\text{к.в}}} = \frac{1,3 \cdot 10^{-3}}{67,07 \cdot 10^{-3}} = 22 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

2.7.10. Опір обмотки збудження

$$r_{\text{в}} = \frac{w_{\text{в}} \cdot l_{\text{в.ср}} \cdot 10^{-3} \cdot [1 + \alpha(t_{\text{с}} - 15)] \cdot 10^{-6}}{57S_{\text{в}} \cdot 10^{-6}} =$$

$$= \frac{736 \cdot 907,9 \cdot 10^{-3} \cdot [1 + 0,0038 \cdot (150 - 15)]}{57 \cdot 0,636} = 27,89 \text{ Ом}.$$

2.8. Втрати і ККД індукторного генератора

2.8.1. Втрати індукторного генератора містять у собі втрати в міді статора й

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р2	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		60

обмотки збудження; втрати в сталі статора від частотного перемагнічування в зубцях, так і в спинці; механічні втрати, що складаються з вентиляційних, у підшипниках, терті об повітря. Обчислимо ці втрати.

2.8.2. Втрати в обмотці статора при робочій температурі

$$P_{m.a} = m \cdot I^2 \cdot r_a = 3 \cdot 112,95^2 \cdot 39,7 \cdot 10^{-3} = 1521 \text{ Вт.}$$

2.8.3. Аналогічно визначимо втрати в міді обмотки збудження

$$P_{m.B} = I_B^2 \cdot r_B = 3,4^2 \cdot 27,89 = 322,77 \text{ Вт.}$$

2.8.4. Питомі втрати в сталі статора складаються з питомих утрат на вихрові струми і гістерезис

$$P_{ст} = \sigma_B \left(\frac{f}{400} \right)^2 + \sigma_\Gamma (1 + 0,5 \cdot B_0^2) \cdot \frac{f}{400} =$$

$$= 5,7 \cdot \left(\frac{400}{400} \right)^2 + 13,1 \cdot (1 + 0,5 \cdot 0,818^2) \cdot \frac{400}{400} = 23,45 \text{ Вт/кг,}$$

де $\sigma_B = 5,7$, $\sigma_\Gamma = 13,3$ - коефіцієнти питомих втрат у сталі на вихрові струми і гістерезис, відповідно вибираємо по таблиці 6.6. [3];

$\Delta = 0,35$ мм – товщина листа електротехнічної сталі;

$$B_0 = \frac{k_{z1} \cdot \Phi_{2\tau} \cdot 10^6}{2 \cdot \tau \cdot l_\Pi \cdot k_{3,c}} = \frac{1,832 \cdot 2,319 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{2 \cdot 46,34 \cdot 59 \cdot 0,95} = 0,818 \text{ Тл - постійна складової індукції}$$

в зубцях статора;

$$k_{z1} = \frac{t_{z1}}{b_{z13}} = \frac{15,45}{8,43} = 1,832 - \text{коефіцієнт пропорційності між індукцією в зубцях статора і повітряному зазорі.}$$

2.8.5. Втрати в зубцях статора

$$P_{z1} = P_{ст} \cdot k_m \cdot (B_1)^2 \cdot M_{z1} = 23,45 \cdot 2,1 \cdot 0,519^2 \cdot 8,06 = 107,03 \text{ Вт,}$$

де $k_m = 2,1$ - коефіцієнт збільшення втрат у сталі (рис.6.46. [3]);

$$B_1 = \frac{B_0 k_f k_{ис}}{\sqrt{2}} = \frac{0,818 \cdot 1,064 \cdot 0,844}{\sqrt{2}} = 0,52 \text{ Тл – перемінна складова в зубцях статора;}$$

$k_{ис} = 0,844$ - уточнене значення коефіцієнта використання магнітного потоку;

$M_{z1} = 7,8 \cdot N \cdot \alpha_B \cdot z_1 \cdot b_{z13} \cdot h_{z1} \cdot l_\Pi \cdot k_{3,c} \cdot 10^{-6} = 7,8 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 48 \cdot 59 \cdot 8,43 \cdot 23,7 \cdot 0,95 \cdot 10^{-6} = 8,06 \text{ кг – маса зубців статора.}$

2.8.6. Втрати в спинці статора

$$P_{j1} = P_{ст} \cdot k_m \cdot (B_{j1})^2 \cdot M_{j1} = 23,45 \cdot 2,1 \cdot 0,215^2 \cdot 9,15 = 33,19 \text{ Вт},$$

$$\text{де } B_{j1} = \frac{\Phi_k \cdot k_{ис} \cdot k_f \cdot \alpha_B}{\sqrt{2} \cdot \pi (D + 2h_{z1}) l_{п} \cdot k_{3.c}} = \frac{0,032 \cdot 0,844 \cdot 1,064 \cdot 1}{\sqrt{2} \cdot \pi (236 + 2 \cdot 23,7) 59 \cdot 0,95 \cdot 10^{-6}} = 0,215 \text{ Тл} - \text{пере-}$$

мінна складової індукції в спинці статора;

$$M_{j1} = 7,8 \cdot N \cdot l_{п} \cdot [D_{a1}^2 - (D + 2h_{z1})^2] \cdot \pi \cdot k_{3.c} \cdot 10^{-6} / 4 = 7,8 \cdot 2 \cdot 59 \cdot [306^2 - (236 + 2 \cdot 23,7)^2] \cdot \pi \cdot 0,95 \cdot 10^{-6} / 4 = 9,15 \text{ кг} - \text{маса спинки статора.}$$

2.8.7. Механічні втрати, що включають у себе втрати в підшипниках і вентиляційні, можна приблизно визначити [3]

$$P_{мех} = \frac{P_{ном}}{(20...50)} = \frac{45000}{45} = 1000 \text{ Вт.}$$

2.8.8. Втрати тертя об повітря з достатньою точністю визначаються по формулі [2]

$$P_{тр} = 86 \cdot (D_{и} \cdot 10^{-3})^4 \cdot l_2 \cdot 10^{-3} = 86 \cdot (234,5 \cdot 10^{-3})^4 \cdot 297,6 \cdot 10^{-3} = 77,39 \text{ Вт},$$

де $l_2 = 1,2 \cdot L_{к.с.} = 1,2 \cdot 248 = 297,6 \text{ мм}$ – повна довжина ротора.

2.8.9. Величину додаткових утрат, що виникають при навантаженні внаслідок появи полів розсіювання якірної частини генератора, можна прийняти рівної 2,5% від номінальної потужності

$$P_{доб} = 0,02 \cdot P_{ном} = 0,02 \cdot 45 \cdot 10^3 = 900 \text{ Вт.}$$

2.8.10. Визначимо сумарні втрати

$$\begin{aligned} P_{\Sigma} &= P_{м.а} + P_{м.в} + P_{z1} + P_{j1} + P_{мех} + P_{тр} + P_{доб} = \\ &= 1521 + 322,8 + 107 + 33,2 + 1000 + 77,4 + 900 = 3884 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

2.8.11. ККД генератора дорівнює

$$\eta = \frac{P_{ном} \cdot 10^3 \cdot \cos \varphi}{P_{ном} \cdot 10^3 \cdot \cos \varphi + P_{\Sigma}} 100 = \frac{45 \cdot 10^3 \cdot 0,8}{45 \cdot 10^3 \cdot 0,8 + 3884} 100 = 89,87 \%$$



					141. 4367см3. БР. ПЗ. РЗ				
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Розрахунок характеристик індукторного генератора	Лім.	Лист	Листів	
Розроб.	Крнєєв А.І.								
Керівник	Александровський						63	10	
Консульт.						ННІАЕ НУК			
Н. контр.									
В.о. зав. каф.	Обрубов А.В.								



3. РОЗРАХУНОК ХАРАКТЕРИСТИК ІНДУКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

3.1. Характеристика холостого ходу

3.1.1. Побудова характеристики холостого ходу виробляється на основі даних розрахунку магнітного ланцюга. Для цього задаємося поруч значень ЕРС холостого ходу, приймаючи $U_{\phi} \approx E_{\phi}$, і визначаємо значення магнітних потоків, індукції, падінь магнітних напруг на різних ділянках магнітного ланцюга і МРС по формулах (2.2)...(2.31). Дані розрахунку зведені в табл.3.1.

Таблиця 3.1. Характеристика холостого ходу

№ фор-мули	Шукана величина	Одиниця виміру	$U_{\phi} (E_{\phi}), \text{В}$				
			80	115	150	165	180
(2.2)	$\Phi_{2\tau}$	$\text{Вб} \cdot 10^{-3}$	1,397	2,008	2,619	2,88	3,143
(2.3)	B_{δ}	Тл	0,319	0,46	0,6	0,66	0,718
(2.4)	F_{δ}	А	279,6	402	524,3	576,7	629,15
(2.5)	B_{z1f}	Тл	0,655	0,942	1,23	1,352	1,474
(2.6)	B_{z2}	Тл	0,31	0,445	0,581	0,64	0,697
П-12[3]	H_{z1}	А/м	172,3	356,8	807,5	1413	3287
П-12[3]	H_{z2}	А/м	73,36	107,09	145,27	165,92	190,6
(2.7)	F_{z1}	А	4,083	8,456	19,14	33,49	77,9
(2.8)	F_{z2}	А	2,347	3,427	4,65	5,31	6,1
(2.9)	$F_{\delta z}$	А	286,05	413,84	548,08	615,52	713,16
(2.10)	Φ_{BT}	$\text{Вб} \cdot 10^{-3}$	11,18	16,06	20,95	23,45	25,143
(2.11)	B_{j2}	Тл	0,372	0,535	0,698	0,762	0,837
П-12[3]	H_{j2}	А/м	89,12	131,11	191,06	227,81	271,81
(2.12)	F_{j2}	А	1,627	2,393	3,487	4,154	4,96
(2.13)	$B_{\delta 2}$	Тл	0,45	0,647	0,844	0,928	1,012



Продовження таблиці 3.1.

(2.14)	$F_{\delta 2}$	A	18	25,87	33,74	37,12	40,492
(2.15)	B_{a2}	ТЛ	0,611	0,878	1,145	1,259	1,374
П-25[3]	H_{a2}	A/м	497,8	768,3	1168	1450	1934
(2.16)	F_{a2}	A	14,69	22,665	34,46	42,78	57,05
(2.17)	B_{a21}	ТЛ	0,776	1,115	1,455	1,6	1,746
П-25[3]	H_{a21}	A/м	656,9	1109	2493	4100	6427
(2.18)	F_{a21}	A	42,7	72,09	162,05	266,5	417,8
(2.19)	F_{BT}	A	75,39	120,6	230,2	346,4	515,3
(2.20)	Φ_K	$B6 \cdot 10^{-3}$	12,85	18,47	24,1	26,51	28,91
(2.21)	B_{j1}	ТЛ	0,258	0,37	0,483	0,531	0,579
П-12[3]	H_{j1}	A/м	58,84	88,64	116,8	129,95	144,62
(2.22)	F_{j1}	A	0,677	1,019	1,343	1,494	1,663
(2.23)	$B_{\delta 1}$	ТЛ	0,227	0,326	0,425	0,467	0,51
(2.24)	$F_{\delta 1}$	A	9,06	13,03	16,99	18,69	20,39
(2.25)	B_{K1}	ТЛ	0,419	0,602	0,785	0,864	0,942
П-25[3]	H_{K1}	A/м	335,3	489,8	666,2	752,2	846,2
(2.26)	F_{K1}	A	9,894	14,45	19,65	22,19	24,96
(2.27)	B_{K11}	ТЛ	0,551	0,792	1,032	1,136	1,233
П-25[3]	H_{K11}	A/м	445,1	673,6	970,5	1150	1391
(2.28)	F_{K11}	A	28,93	43,78	63,09	74,75	90,42
(2.29)	F_{K1}	A	47,89	71,26	99,73	115,6	135,8
(2.30)	F_{Σ}	A	411,6	609,1	882,9	1083	1371
(2.31)	$F_{2\Sigma}$	A	823,3	1218	1766	2166	2742

Розрахована характеристика холостого ходу представлена на рис.3.1.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. РЗ	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		65

3.2. Характеристика короткого замикання

3.2.1. Коротке замикання можна розглядати як випадок індуктивного навантаження, причому $U = 0$, $\cos \psi = 1$. Зневажаючи омичним спаданням напруги, можна з достатньою точністю вважати, що діюче значення фазної ЕРС при короткому замиканні $E_{\phi.k} = E_{s1} + E_{s3}$ (підрховані для струму I_k) [2].

3.2.2. МРС що компенсує при струмі короткого замикання дорівнює

$$F_{e.k} = 2,1 \cdot \frac{u_{\pi}}{a_1} \cdot \left(\frac{\lambda_z + \lambda_{\pi}}{\lambda_z - \lambda_{\pi}} \right) \cdot I_k. \quad (3.1)$$

3.2.3. Якщо при холостому ході для ЕРС, рівної $E_{\phi.k}$ була потрібна МРС збудження $F_{x.k}$ на пари полюсів, той току короткого замикання буде відповідати МРС збудження

$$F_{k.3} = F_{x.k} + F_{e.k}. \quad (3.2)$$

3.2.4. Задаючи значеннями струму I_k , розраховуємо по формулах (2.34)...(2.38), а так само (3.1),(3.2) необхідні складові ЕРС и МРС. Дані розрахунку зводимо в табл.3.2.

Таблиця 3.2. Характеристика короткого замикання.

№ формули	Шукана величина	Одиниця виміру	I_k, A		
			60	112,95	300
(2.35)	E_{s1}	B	7,494	14,11	37,47
(2.37)	E_{s3}	B	7,41	13,95	37,05
(2.32)	$E_{\phi.k}$	B	14,9	28,06	74,52
Рис.3.1	$F_{x.k}$	A	151,9	283,8	764
(3.1)	$F_{e.k}$	A	447,9	843,2	2239
(3.2)	$F_{k.3}$	A	599,8	1127	3003

Характеристика короткого замикання представлена на рис.3.2.

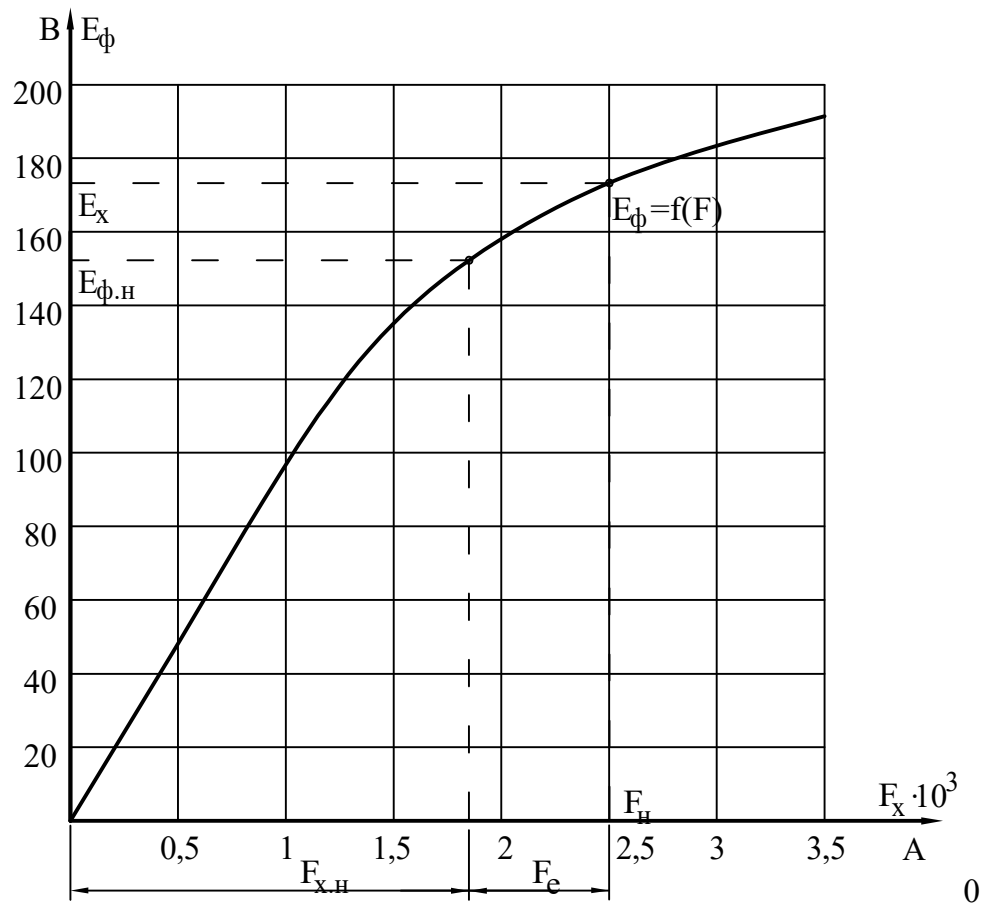


Рис.3.1. Характеристика холостого хода

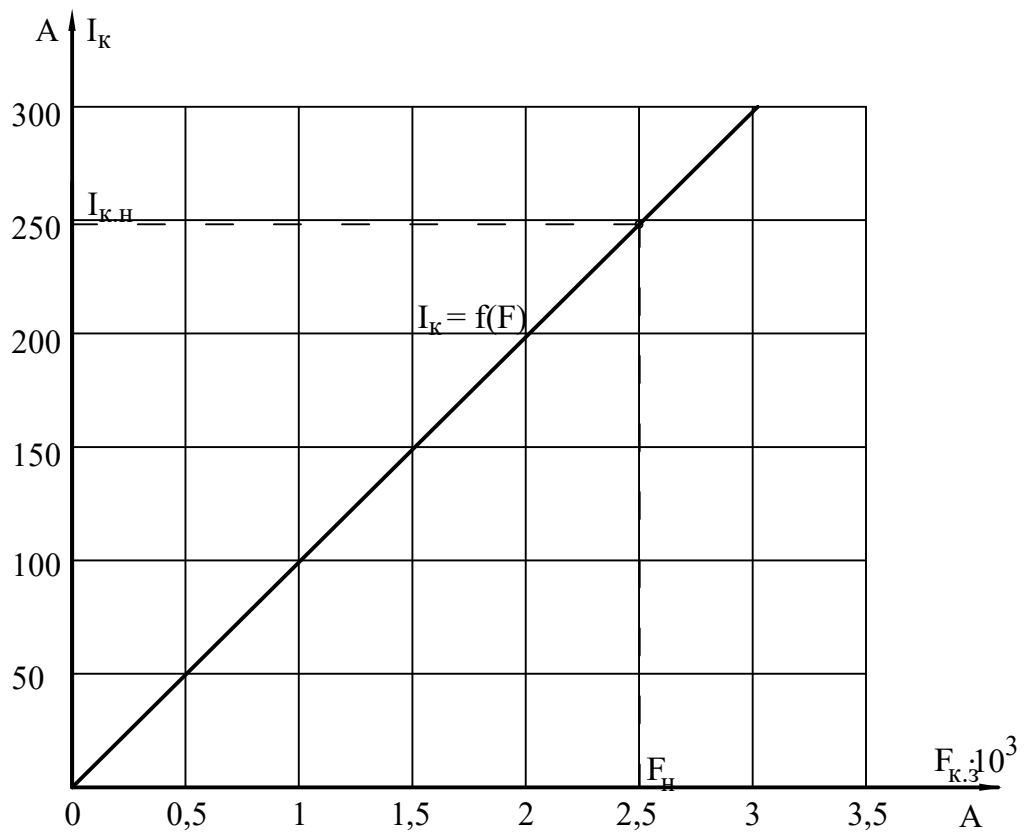


Рис.3.2. Характеристика короткого замыкания

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

3.3. Регулювальні характеристики

3.3.1. Для побудови регулювальних характеристик індукторного генератора $I_B = f(I)$ при $U = \text{const}$ задаємося поруч значень струму навантаження, користуючись векторною діаграмою або вираженнями (2.32)...(2.39), а також характеристикою холостого ходу, для кожного струму навантаження визначаємо МРС обмотки збудження і струм збудження [2]. Дані розрахунків зводимо в табл.3.3.

Таблиця 3.3. Регулювальна характеристика для $U = U_\phi$.

№ форми	Шукана величина	Одиниця виміру	I, А					
			0	56,48	84,71	113	169,4	197,7
(2.34)	U_a	В	0	2,24	3,37	4,49	6,73	7,86
(2.35)	E_{s1}	В	0	7,05	10,58	14,11	21,16	24,69
(2.36)	$E_{s2} \cdot \cos \psi$	В	0	24,42	36,63	48,84	73,26	85,47
(2.37)	$E_{s3} / \sin \psi$	В	0	6,98	10,46	13,95	20,92	24,41
(2.38)	$F_e / \sin \psi$	А	0	278,3	417,5	556,6	834,9	974,1
(2.33)	$\text{tg } \psi$	-	0,754	1,029	1,162	1,292	1,546	1,669
	ψ	град	37	45,81	49,28	52,27	57,1	59,07
(2.32)	$E_{\phi.H}$	В	132,8	142,9	147,9	153	163,7	169,2
Рис.3.1	$F_{x.H}$	А	1455	1622	1722	1835	2125	2311
(2.38)	$F_{e.H}$	А	0	302,3	479,3	666,8	1062	1266
(2.39)	$F_{B.H}$	А	1455	1924	2201	2503	3187	3577
(2.40)	I_B	А	1,98	2,61	2,99	3,4	4,33	4,86

Для побудови зовнішньої характеристики зручно скористатися сімейством регулювальних характеристик, побудованих для різних значень напруги U_ϕ . Розрахунок характеристик виробляється аналогічно викладеному вище.

Тому приводимо остаточні результати для напруг $0,5U_{\phi}$, $0,75U_{\phi}$, $1,1U_{\phi}$, $1,2U_{\phi}$ зведені в табл. 3.4...3.7.

Таблиця 3.4. Регулювальна характеристика для $U = 0,5U_{\phi}$.

№ форми	Шукана величина	Одиниця виміру	I, A					
			0	56,48	84,71	113	169,4	197,7
(2.33)	ψ	град	37	52,27	57,1	60,8	66	67,9
(2.32)	$E_{\phi.н}$	В	66,4	76,53	81,85	87,44	99,25	105,4
Рис.3.1	$F_{х.н}$	А	679	786	843	903	1034	1104
(2.38)	$F_{е.н}$	А	0	333,4	530,9	736	1156	1367
(2.39)	$F_{в.н}$	А	679	1119	1374	1639	2190	2471
(2.40)	I_B	А	0,923	1,52	1,87	2,23	2,975	3,36

Таблиця 3.5. Регулювальна характеристика для $U = 0,75U_{\phi}$.

№ форми	Шукана величина	Одиниця виміру	I, A					
			0	56,48	84,71	113	169,4	197,7
(2.32)	ψ	град	37	48,12	52,27	55,64	60,8	62,81
Рис.3.1	$E_{\phi.н}$	В	99,6	109,7	114,8	120,1	131,2	136,9
(2.38)	$F_{х.н}$	А	1038	1154	1215	1281	1431	1520
(2.39)	$F_{е.н}$	А	0	314,2	500,1	696	1104	1312
(2.40)	$F_{в.н}$	А	1038	1468	1715	1977	2535	2832
(2.32)	I_B	А	1,41	2	2,33	2,69	3,44	3,85

Таблиця 3.6. Регулювальна характеристика для $U = 1,1U_{\phi}$.

№ форми	Шукана величина	Одиниця виміру	I, A					
			0	56,48	84,71	113	169,4	197,7
(2.32)	ψ	град	0	45,12	48,39	51,23	55,9	57,84
Рис.3.1	$E_{\phi.н}$	В	146,1	156,1	161,2	166,3	176,8	182,3

Продовження таблиці 3.6.

(2.38)	$F_{x.H}$	A	1684	1191	2048	2208	2609	2838
(2.39)	$F_{e.H}$	A	0	298,7	472,8	657,4	1047	1249
(2.40)	$F_{B.H}$	A	1684	2210	2521	2865	3656	4086
(2.32)	I_B	A	2,29	3	3,43	3,89	4,97	5,55

Таблиця 3.7. Регулювальна характеристика для $U = 1,2U_{\phi}$.

№ форми	Шукана величина	Одиниця виміру	I, A					
			0	56,48	84,71	113	169,4	197,7
(2.32)	ψ	град	37	44,5	47,61	50,33	54,85	56,75
Рис.3.1	$E_{\phi.H}$	B	159,4	169,4	174,4	179,5	190	195,4
(2.38)	$F_{x.H}$	A	1997	2318	2511	2722	3144	3329
(2.39)	$F_{e.H}$	A	0	295,6	467	649	1034	1234
(2.40)	$F_{B.H}$	A	1997	2614	2978	3371	4178	4563
(2.32)	I_B	A	2,71	3,55	4,04	4,58	5,68	6,2

Сімейство регулювальних характеристик представлено на рис.3.3.

3.4. Зовнішня характеристика

3.4.1. Зовнішньою характеристикою називається залежність напруги на висновках генератора від струму якоря $U = f(I)$ при постійному струмі збудження, швидкості обертання і куті навантаження.

Основна зовнішня характеристика при номінальному куті навантаження $\phi_H = 37$ град, проходить через точку, у якій напруга і струм номінальні. Зменшення струму активно-індуктивного навантаження супроводжується збільшенням напруги, що відбувається через ослаблення дії, МРС якоря, що розмагнічує F_e . При холостому ході, коли опір навантаження дорівнює нескінченності, струм якоря $I = 0$ і МРС якоря зникає, напруга на висновках ге-



нератора робиться рівним E_x . Збільшення струму активно-індуктивного навантаження супроводжується зниженням напруги. При опорі навантаження рівної нулеві, тобто при замиканні висновків обмотки якоря накоротко, спостерігається режим сталого симетричного короткого замикання при номінальному струмі збудження. Напруга на висновках якоря $U = 0$; струм стає рівним току короткого замикання при номінальному збудженні.

Для побудови зовнішньої характеристики $U = f(I)$ при $I_b = \text{const}$ при визначеному $\cos(\varphi)$ (у нашому випадку $\cos(\varphi) = 0,8$) скористаємося сімейством регульовальних характеристик (рис.3.3.) [3]. Провівши горизонтальну пряму, що відповідає даному струмові збудження, наприклад $I_b = I_{bn}$, одержуємо точки перетинання цієї прямої з регульовальними характеристиками (точки 1, 2, 3, 4, 5), по яких будується зовнішня характеристика. Задаючи різними значеннями струму I_b , можна побудувати сімейство зовнішніх характеристик для різних значень струму збудження. Крім того, по характеристиці холостого ходу (рис.3.1.) і короткого замикання (рис.3.2.) визначаємо $U_x = 174,3 \text{ В}$ ($1,31U_\phi$) і $I_{к.н} = 250,3 \text{ А}$ для сили, що намагнічує $F_n = 2503 \text{ А}$ (див п.2.6.14). Координати отриманих точок зовнішньої характеристики зведені в таблицю 3.8.

Таблиця 3.8. Зовнішня характеристика.

U_ϕ	в.о.	1,31	1,2	1,1	1,0	0,75	0,5	0
U_π	В	301,81	276,02	253,02	230	172,51	115,01	0
I	А	0	47,2	83,3	113	166,5	201	250,3

Зовнішня характеристика представлена на рис.3.4.

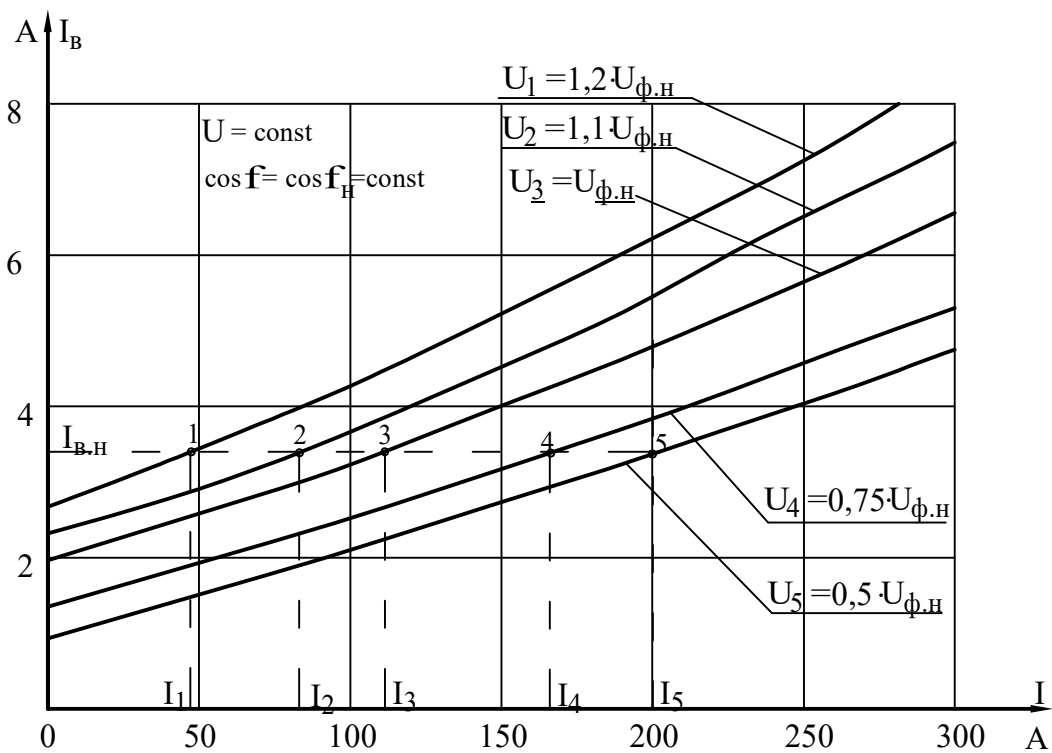


Рис.3.3. Регулювальні характеристики

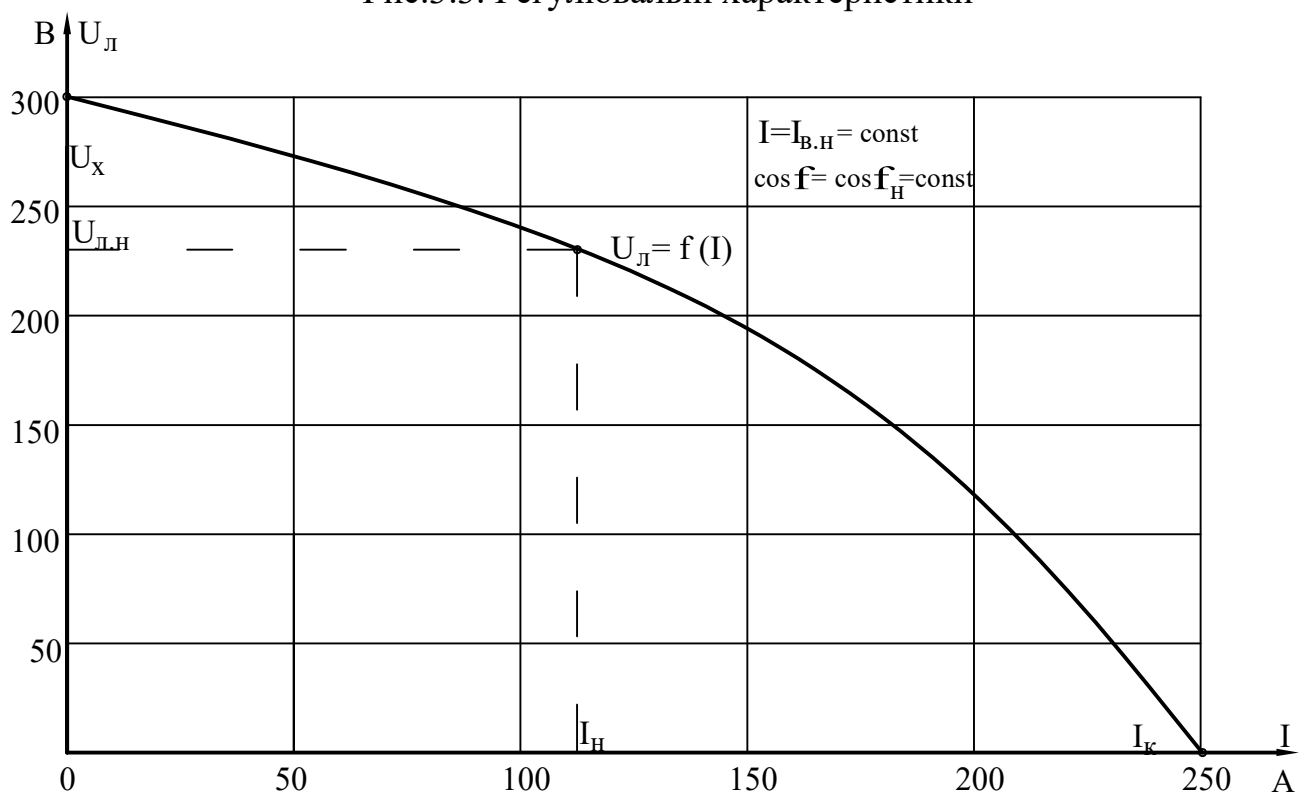


Рис.3.4. Зовнішня характеристика



					141. 4367см3. БР. ПЗ. Р4				
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Розробка схеми керування перетворювачем частоти	Лім.	Лист	Листів	
Розроб.	Корнєєв А.І.								
Керівник	Александровський						73	12	
Консульт.						ННІАЕ НУК			
Н. контр.									
В.о. зав. каф.	Обрубов А.В.								



4. РОЗРОБКА СХЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ

4.1. Вибір приводного двигуна

Схема силової частини генераторного агрегату представлена на рис.4.1. Приводним двигуном індукторного генератора IG є асинхронний двигун з короткозамкнений ротором AD , пуск і зупинка якого здійснюється магнітним пускачем $K1.1$ з кнопкової посади $SB1.1$, $SB1.2$. Захист AD від перевантаження забезпечують теплові реле $KK1.1$, $KK1.2$. Система збудження IG складається із силового випрямляча, схеми імпульсно-фазового керування СІФК, регулятора P і блоку живлення БЖ. Захист обмотки збудження від перенапруг здійснюється схемою автоматичного гасіння поля САГП.

4.1.1. Приводний двигун AD вибираємо по потужності і швидкості обертання IG

$$P_D = \frac{P_{\text{ном}}}{\eta} = \frac{45000}{0.899} = 50,91 \text{ кВт.}$$

Вибираємо асинхронний двигун 4A225M2Y3 с паспортними даними табл.9.6 [14]

$P_D = 55 \text{ кВт}$ – номінальна потужність;

$U_D = 220 \text{ В}$ – номінальна фазна напруга;

$n_D = 3000 \text{ об/хв}$ – синхронна частота обертання;

$\eta_D = 91\%$ -ККД двигуна;

$\cos \varphi_D = 0,92$ – коефіцієнт потужності в номінальному режимі.

4.1.2. Контактор $K1.1$ і теплові реле $KK1.1$, $KK1.2$ вибираються по струму двигуна AD

$$I_D = \frac{P_D}{3U_D \cdot \eta_D \cdot \cos(\varphi_D)} = \frac{55000}{3 \cdot 220 \cdot 0,91 \cdot 0,92} = 99,5 \text{ А.}$$

По табл.2.2.4, 2.2.7 [13] вибираємо магнітний пускач $K1.1$ четвертої величини типу ПММ-4213 (струм головних контактів $I_K=135 \text{ А}$) з убудованими

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		74

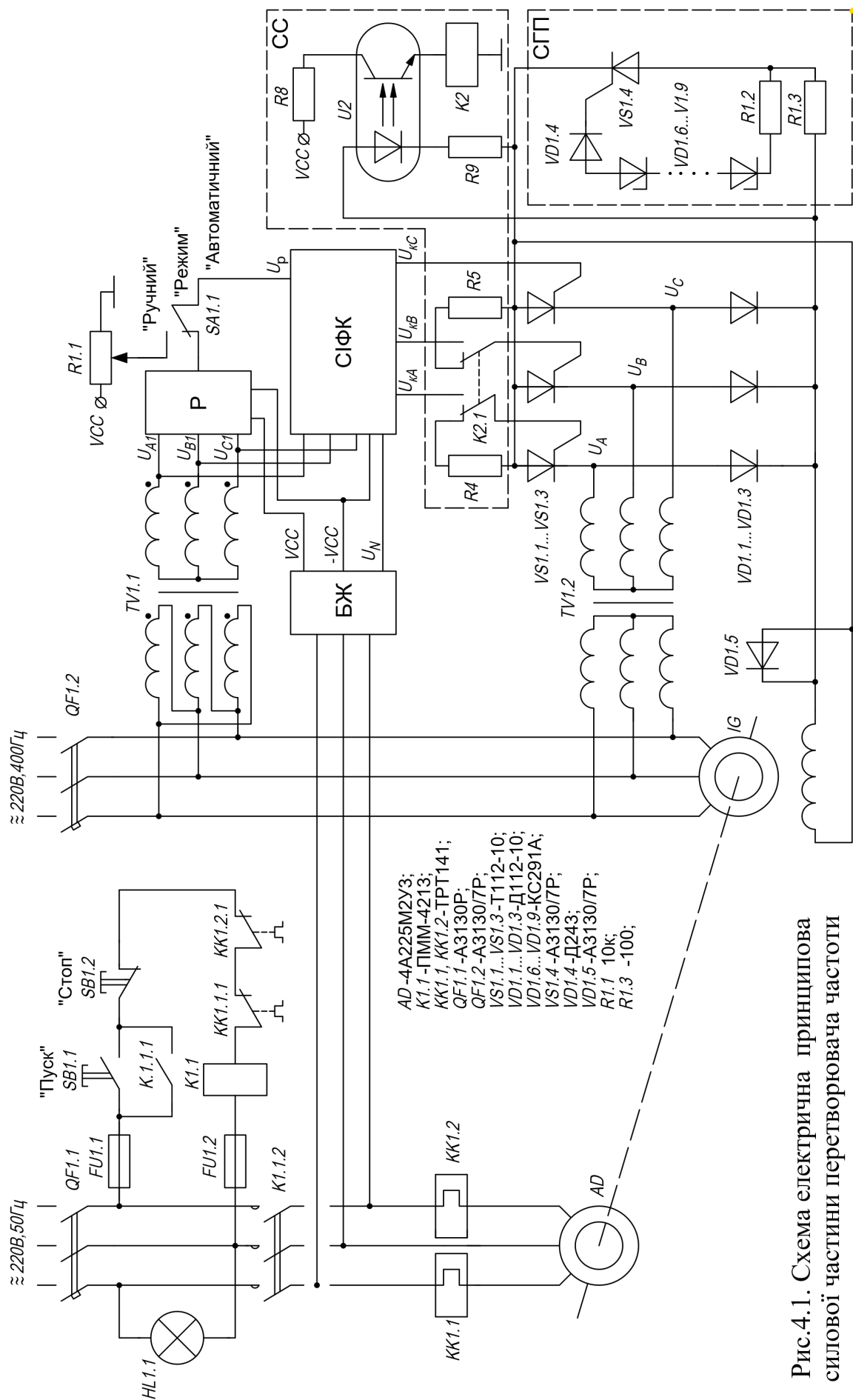


Рис.4.1. Схема електрична принципова
силової частини перетворювача частоти

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4

Лист

75



тепловими реле $KK1.1, KK1.2$ типу ТРТ-141 зі струмом $I_{KK} = 88,5-120$ А.

4.1.3. Крім того по табл.3.1.19 [13] вибираємо автоматичний вимикач $QF1.1$ зі струмом $I_{QF1} \geq I_D$ типу А3130Р (струм контактів $I_{QF1} = 120$ А) і генераторний автомат $QF1.2$ на 400 Гц типу А3130/7Р с струмом головних контактів $I_{QF2} = 200$ А $> I_{IG} = 112,95$ А (табл.3.1.24).

4.2. Силовий випрямляч

4.2.1. Вибір схеми моста, що представляє собою несиметричний міст [12] (в одному плече три діода $VD1.1 \dots VD1.3$, в другому три тиристора $VS1.1 \dots VS1.3$), визначається незначною потужністю збудження і діапазоном регулювання напруги збудження.

$$P_B = U_B \cdot i_B = 110 \cdot 3,4 = 374 \text{ Вт.}$$

4.2.2. Для визначення необхідного діапазону регулювання скористаємося регулювальною і зовнішньою характеристиками генератора. По зовнішній характеристиці (рис.3.4.) бачимо, що струм статора змінюється від 0 до 250 А. При цьому струм порушення по регулювальній характеристиці (рис.3.3.) при $U = U_n$ змінюється від 1,9 А до 5,5 А, тобто приблизно в три рази.

Пропонована схема дозволяє здійснювати регулювання напруги збудження в діапазоні, що відповідає куті відмикання $0 \leq \alpha \leq 2\pi/3$. При цьому напруга збудження для обраної схеми моста визначається вираженням

$$U_{B\alpha} = U_{B0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Тоді при $\alpha = 0$ $U_{B\alpha} = U_{B0}$; при $\alpha = 2\pi/3$ $U_{B\alpha} = 0,25 U_{B0}$, або $0,25 U_B \leq U_B \leq U_B$.

Тобто дання СІФК дозволяє змінювати напруга збудження в чотири рази, що перекриває необхідний діапазон регулювання.

4.2.3. Діоди $VD1.1 \dots VD1.3$ і тиристори $VS1.1 \dots VS1.3$ силового моста вибираємо по струму і зворотній напрузі [12]

$$I_{VD} = I_{VT} = 0,58 \cdot i_B = 0,58 \cdot 3,4 = 2 \text{ А;}$$

$$U_{обр.max} = 1,05 \cdot U_B = 1,05 \cdot 110 = 115,5 \text{ В.}$$

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		76

Вибираємо діоди типу Д112-10 ($I_{VD} = 10\text{A}$, $U_{обр.max}=400\text{В.}$) і тиристор Т112-10 ($I_{VT} = 10\text{A}$, $U_{обр.max}=400\text{В}$) по [15].

4.2.4. Особливістю роботи схеми при активно-індуктивному навантаженні в діапазоні регулювання ($\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$) є те, що при знятті сигналу керування не вдається забезпечити закриття всіх тиристорів. При знятті сигналу керування відбувається запирання двох тиристорів, а третій залишається відкритим за рахунок е.р.с. самоіндукції навантаження і через нього протікає струм навантаження. Це приводить до зниження діапазону регулювання напруги і погіршенню використання вентилів по струму.

Для підвищення ефективності схеми в неї вводять нульовий вентиль $VD1.5$, шунтуючий навантаження. При наявності нульового вентиля $VD1.5$ індуктивність навантаження розряджається через нього і не перешкоджає запиранню тиристорів $VS1.1 \dots VS1.3$. Це дозволяє реалізувати повний діапазон регулювання.

$$I_{VD5} = i_b \cdot \sqrt{\frac{\alpha_{max}}{\pi}} = 3,4 \cdot \sqrt{\frac{2\pi}{3\pi}} = 2,8\text{A.}$$

Нульовий вентиль вибираємо Д112-10 ($I_{VD} = 10\text{A}$, $U_{обр.max}=400\text{В.}$) [15].

4.2.5. Для одержання необхідного рівня напруги на обмотці збудження випрямляч підключається до шин генератора через понижуючий трансформатор $TV1.2$, з'єднаний за схемою "зірка-зірка". Напруга на фазу вторинних обмоток для даної схеми випрямлення

$$U_{2TV2} = \frac{k_3 U_{ВН}}{\lambda} = \frac{1,3 \cdot 110}{2,34} = 61\text{В,}$$

де $k_3=1,3$ - коефіцієнт запасу по напрузі;

$\lambda=2,34$ – коефіцієнт випрямлення по напрузі для трифазної мостової схеми [12].

4.3. Схема імпульсно-фазового керування

Схема імпульсно-фазового керування представлена на рис.4.2. Вона складається з трьох електронних ключів, зібраних на транзисторах $VT2.1 \dots VT2.3$, що відкриваються при проходженні позитивної напівхвилі напруги відповідної

R2.21...R2.23 -43;
R2.24...R2.26 -10;
C2.1...C2.3 -0,68M;
C2.4...C2.7 -0,15M;
C2.8 -0,022M;

DA2.1-KP554CA3;
DD2.1-KP444CA3;
VT2.1...VT2.3-VT3102;
VT2.4-KT3107;
VT2.6...VT2.8-KT817;
VD2.1...VD2.6-KD522;
R2.1...R2.3 R2.12 R2.15, R2.17 -5,1K;
R2.4...R2.11, R2.13, R2.14 -10K;
R2.18...R2.20 -2,2K;

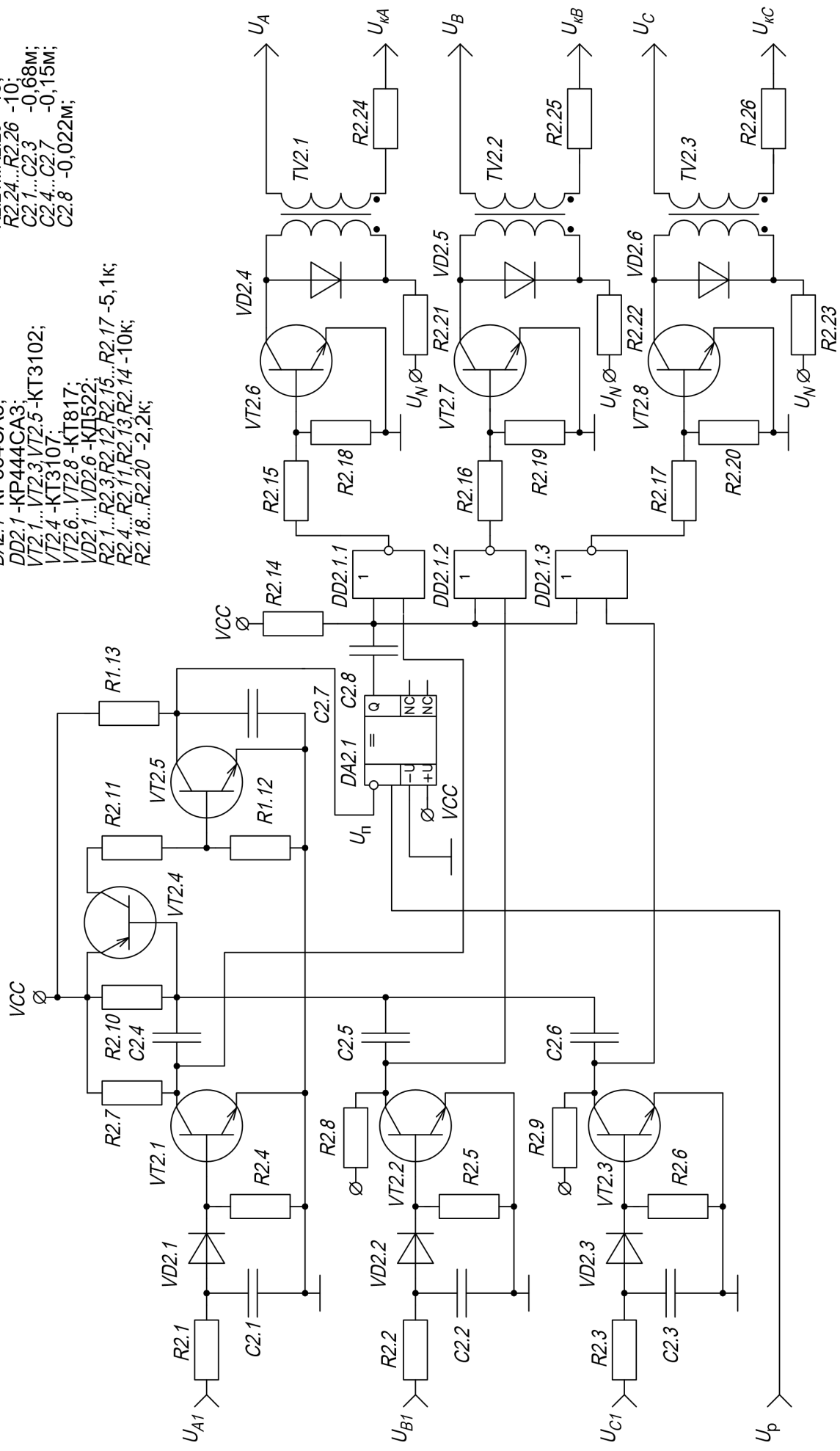
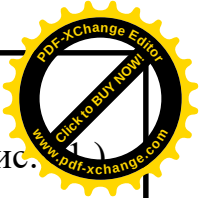
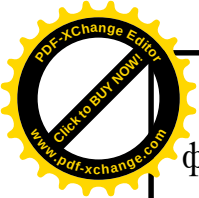


Рис.4.2. Схема електрична принципова СІФК

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4



фази, що надходить у блок СІФК з понижуючого трансформатора $TV1.1$ (рис. 4.1). Генератор пилкоподібної напруги реалізований на транзисторах $VT2.4$, $VT2.5$. Необхідна форма сигналу досягається за рахунок заряду через резистор $R1.13$ і розряду через відкритий транзистор $VT2.5$ конденсатора $C2.7$. У зв'язку з тим, що пилкоподібна напруга починає формуватися в момент переходу напруги, наприклад фази A , через 0 у позитивному напрямку і закінчується (конденсатор $C2.7$ розряджається) у момент проходження через 0 напруги наступної фази, те щодо точок натуральної комутації утвориться зрушення на кут -30° . Щоб компенсувати цей кут, а так само в зв'язку з тим, що тиристори $VS1.1 \dots VS1.3$ складають анодне плече моста, застосована схема включення трансформатора $TV1.1$ "трикутник - зірка-5". Напруга пилкоподібної форми надходить на вхід компаратора, що інвертує, $DA2.1$, на другий вхід якого подається сигнал U_p з регулятора P . У момент рівності U_n і U_p на виході $DA2.1$ з'являються прямокутні імпульси, що за допомогою диференціального ланцюжка $C2.8$, $R2.14$ перетворюються в короткі імпульси низького рівня напруги. Ці імпульси надходять на вхід розподільника імпульсів, реалізованого на трьох (по числу тиристорів) елементах 2 АБО-НІ. На другі входи цих елементів з відповідних електронних ключів $VT2.1 \dots VT2.3$ надходять напруги прямокутної форми, що збігаються по фазі з негативною напівхвилею напруг у відповідній фазі. На виходах елементів розподільника імпульси з'являються коли на входах сигнали будуть дорівнюють логічному нулеві. Посилені транзисторами $VT2.6 \dots VT2.8$ імпульси надходять на первинні обмотки імпульсних $TV2.1 \dots TV2.3$, із вторинних обмоток яких керуючі імпульси надходять на керуючі електроди силових тиристорів $VS1.1 \dots VS1.3$ (рис.4.1).

4.4. Регулятор збудження

Принципова схема регулятора представлена на рис.4.3. Регулювання збудження здійснюється як у ручному за допомогою резистора $R1.1$., так і в автоматичному режимі. Вибір режиму виробляється за допомогою перемикача

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		79

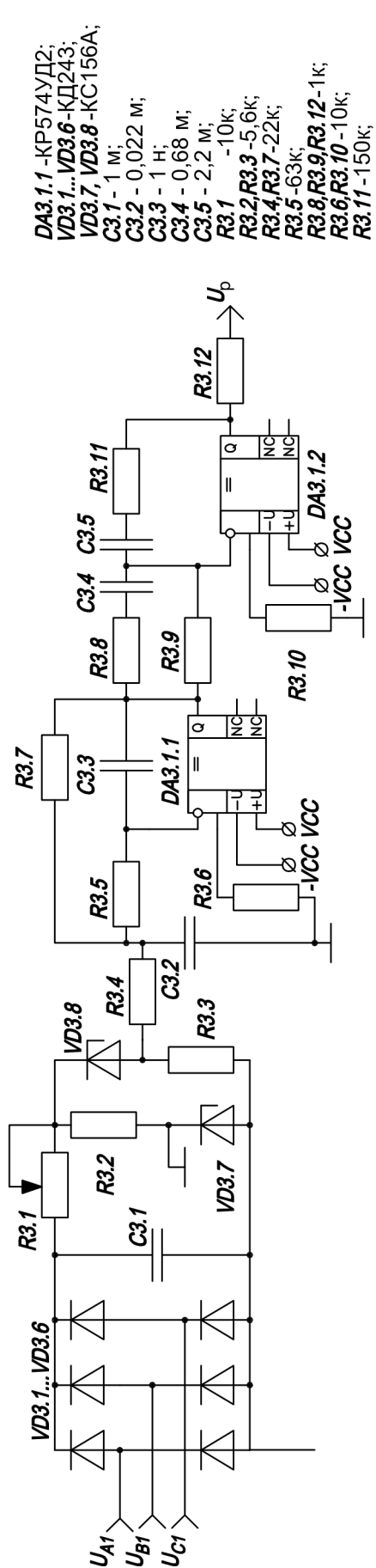


Рис. 4.3. Схема електрична принципова регулятора

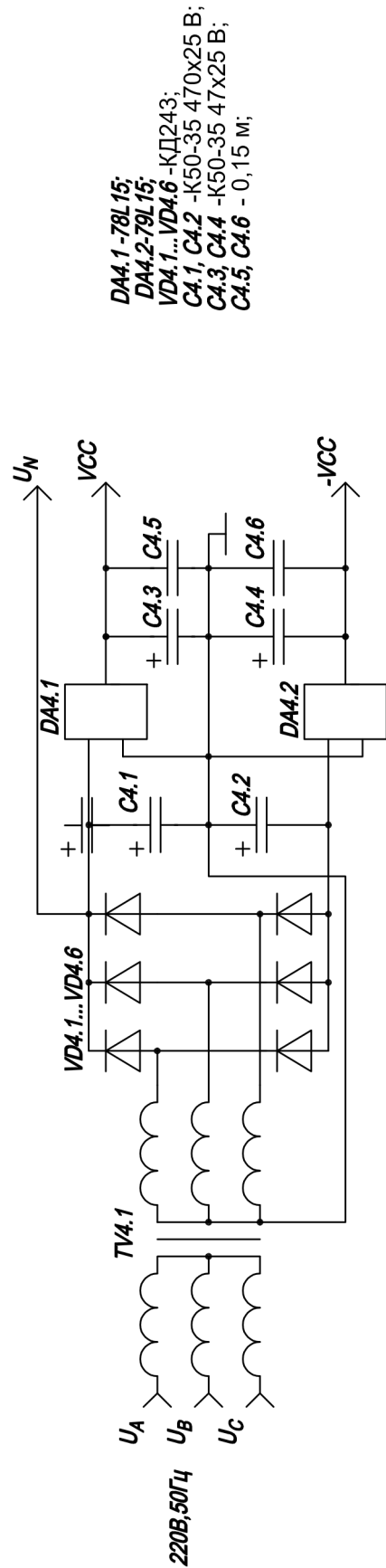


Рис. 4.4. Схема електрична принципова блока живлення

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата
-------	------	----------	--------	------

SA1.1. Напруга генератора через випрямляч $VD3.1...VD3.6$ попер згладжується конденсатором $C3.1$ і надходить на схему порівняння, що представляє собою міст, у два плечі якого включені стабілітрони $VD3.7, VD3.8$, в інші два плечі резистори $R3.2, R3.3$. Міст балансується, тобто набудовується на визначене значення вихідної напруги індукторного генератора IG резистором $R3.1$. При зміні вихідної напруги IG в діагоналі моста з'являється сигнал неузгодженості, що надходить на вхід активного фільтра другого порядку DA3.1.1, набудованого на частоту зрізу

$$f_c = \frac{m \cdot 2 \cdot f}{2,5} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 400}{2,5} \approx 1000 \text{ Гц.}$$

4.4.1. Ємність конденсатора $C3.2$ вибираємо приблизно рівної [6]

$$C3.2 \approx 10/f_c = 0,022 \text{ мФ.}$$

4.4.2. Визначимо ємність конденсатора $C3.3$

$$C3.3 \leq \frac{b^2 \cdot C3.2}{[4 \cdot c(|A| + 1)]} = \frac{0,8038^2 \cdot 0,022}{4 \cdot 0,8231 \cdot (1 + 1)} = 1 \text{ нФ,}$$

де $b = 0,8038$, $c = 0,8231$ – безрозмірні коефіцієнти, що відповідають обраній схемі і порядкові фільтра по табл.3.1.[6];

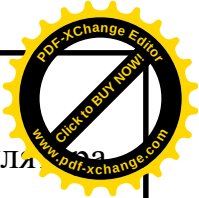
$A=1$ – коефіцієнт підсилення в смузі пропущення.

4.4.3. Значення резисторів знайдемо в такий спосіб

$$R3.7 = \frac{(|A| + 1) / (\pi \cdot f_c \cdot C3.2)}{b + \sqrt{b^2 - 4c(|A| + 1)C3.3 / C3.2}} = \frac{(1 + 1) / (\pi \cdot 1000 \cdot 0,022)}{0,8038 + \sqrt{0,8038^2 - 4 \cdot 0,8231(1 + 1) \cdot 10^{-9} / 22 \cdot 10^{-6}}} = 22 \cdot 10^3 \text{ Ом,}$$

$$R3.4 = \frac{R3.7}{|A|} = \frac{22 \cdot 10^3}{1} = 22 \text{ кОм,}$$

$$R3.5 = \frac{1}{[c \cdot C3.2 \cdot C3.3 \cdot (2\pi \cdot f_c)^2 R3.7]} = \frac{1}{0,8231 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 1000)^2 \cdot 22 \cdot 10^3} = 63 \text{ кОм.}$$



4.4.4. Відфільтрований сигнал надходить на вхід ПІД регулятора зібраного на мікросхемі DA3.1.2. Диференціальна частина, отримана включенням конденсатора C3.4, необхідна для забезпечення необхідної швидкодії регулятора, а інтегруючим складовим, реалізованим конденсатором C3.5, знижує статичну помилку. У загальному виді вираження для напруги регулятора (опустимо в номерах елементів індекс 3)

$$U_p(p) = \left[\frac{p^2(R8 + R9)R11 \cdot C4 \cdot C5 + p(R11 \cdot C5 + (R8 + R9)C4) + 1}{pR9 \cdot C5(R8 \cdot C4p + 1)} \right] U_{вх}(p).$$

Параметри елементів підбираються при настроюванні. У приведеній схемі параметри узяті зі схеми регулятора напруги, розробленого і виготовленого на кафедрі СЕЕС .

4.5. Схема автоматичного гасіння поля

Схема автоматичного гасіння поля складається з тиристорного ключа, схеми керування, реалізованої набором стабілітронів і обмежувальним резистором і, безпосередньо, гасильних опорів рис.4.1. При досягненні напруги на обмотці збудження максимальної величини $U_{в.мах}$, стабілітрони VD1.6...VD1.9 пробиваються і на керуючий електрод тиристора VS1.4 подається напруга, що відмикає, у результаті чого тиристорний ключ відкривається й обмотка збудження підключається на гасильний опір R1.3 .

4.5.1 Приймаємо $U_{в.мах} = 400$ В з розуміння цілісності ізоляції обмотки збудження. Необхідно, щоб виконувалася умова [10]

$$R_r \leq \frac{U_{в.мах}}{I_{в.н}} = \frac{400}{3,4} = 117,65 \text{ Ом.}$$

4.5.2. Гасильний опір R1.3 вибираємо за коефіцієнтом k , що дорівнює 4-5 опору обмотки збудження при напрузі збудження 110...220В

$$R1.3 = 4 \cdot r_b = 4 \cdot 27,89 = 111,56 \text{ Ом.}$$

Приймаємо $R1.3 = 100$ Ом.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		82

4.5.3. Потужність, виділювана в опорі $R1.3$ за час гасіння

$$P_0 = 0,125 \cdot I_{B.H}^2 \cdot R1.3 = 0,125 \cdot 3,4^2 \cdot 100 = 144,5 \text{ Вт.}$$

4.5.4. Вибираємо стабілітрони $VD3.7$. $VD3.8$ типу $KC291A$ с напругою стабілізації $U_{CT} = 91 \text{ В}$, и струмом стабілізації $I_{CT} = 0,5 \text{ А}$ [15]. Тоді кількість стабілітронів

$$n_{CT} = \frac{U_{B.max}}{U_{CT}} = \frac{400}{91} \approx 4 \text{ шт.}$$

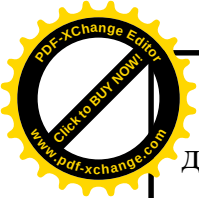
4.5.5. Значення опоры резистора $R1.2$ визначається по формулі

$$R1.2 = \frac{U_{B.max}}{I_{CT}} = \frac{400}{0,5} = 8 \approx 8,2 \text{ кОм.}$$

4.6. Схема самозбудження

Схема самозбудження СС працює таким чином. В момент пуску на шинах генератора IG зважаючи на наявність залишкової намагніченості є невелика напруга, яка через трансформатор $TV1.2$ (рис.4.1) поступає на несиметричний міст $VS1.1...VS1.3$, $VD1.1...VD1.3$. При цьому котушка реле $K2$ знеструмлена і електроди, що управляють, підключені за допомогою контактів $K2.1$ до анодів. Тиристри у фазах працюють як діоди, тобто вони утворюють некерований однофазний випрямляч $VS1.1$, $VS1.2$, $VD1.1$, $VS1.2$. Випрямлена напруга поступає на обмотку збудження IG . Процес збудження продовжується. Досягши напруги збудження величини рівної $0,8U_{z.xx}$, світлодіод транзисторного оптрона $U2$ запалюється, реле $K2$ спрацьовує, контакти $K2.1$ підключають електроди, що управляють, тиристорів $VS1$, $VS1.2$ до системи управління СІФК, і міст починає працювати як керований спільно з системою управління СІФК і регулювальником P (рис.4.1). Потрібний рівень напруги збудження, при якому відбувається підключення до СІФК моста $VS1.1...VD1.3$ визначається резистором $R9$.

$$R9 = \frac{0,8U_{z.xx} - U_f}{I_f} = \frac{0,8 \cdot 63,4 - 1,2}{4,5 \cdot 10^{-3}} = 11 \text{ кОм,}$$



де $2,5\text{mA} < I_f < 50\text{mA}$ – вхідний струм оптрона $U1.2$ (вибираємо $KP4010$ [6]);

$U_f = 1,2\text{В}$ – падіння напруги на світлодіоді.

Перевіримо можливість використання вибраного оптрона при максимальній напрузі збудження в режимі форсування

$$I_{f.\text{max}} = \frac{U_{з.ф} - U_f}{R1.9} = \frac{220 - 1.2}{11000} = 19,9\text{ мА}.$$

Це значення не перевищує максимально – допустиме 50mA . Отже, схема СС забезпечує надійне функціонування у всьому необхідному діапазоні зміни напруги збудження.

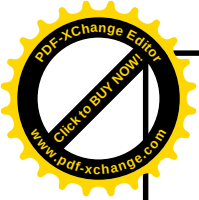
4.7. Блок живлення

Блок живлення (рис.4.4) призначений для забезпечення електронних схем СІФК і Р необхідними рівнями напруг. БЖ зібраний за типовою схемою двополярного джерела живлення [6] із застосуванням спеціалізованих мікросхем $DA4.1$, $DA4.2$. Перемінна напруга надходить на трифазний трансформатор від мережі 50Гц при натисканні кнопки $SB1.1$. «Пуск» і спрацьовуванні магнітного пускача $K1.1$. У даній схемі $VCC = 15\text{В}$, $-VCC = -15\text{В}$, $U_N = 20\text{В}$ не стабілізована напруга.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р4	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		84



					141. 4367cm3. БР. ПЗ. Р5			
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Охорона праці	Лім.	Лист	Листів
Розроб.	Корнієв А.І.							
Керівник	Александровський						85	7
Консульт.						ННІАЕ НУК		
Н. контр.								
В.о. зав. каф.	Обрубов А.В.							



5. ОХОРОНА ПРАЦІ

Вступ

Під визначенням "охорона праці" розуміється система правових, соціально - економічних, організаційно - технічних, санітарно - гігієнічних, лікувально - профілактичних мір і засобів, спрямованих на збільшення безпеки праці, попередження травматизму і професійних захворювань, отруєнь, пожеж і вибухів на виробництві.

Охорона праці в Україні забезпечується законом № 2694-ХІІ "Про охорону праці", прийнятим 14 жовтня 1992 року Верховною Радою України, а також відповідними положеннями і нормами. Недотримання норм і вимог по охороні праці, а також специфіка деяких видів виробництв приводять до виникнення небезпечних і шкідливих виробничих факторів.

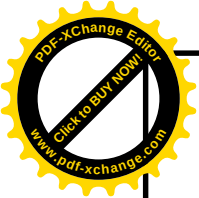
Небезпечним виробничим фактором називається такий вплив на працюючого, котрий у визначених умовах приведе до травм або іншому раптовому погіршенню здоров'я. Результат впливу небезпечного виробничого фактора на людину називається нещасним випадком. До таким відносяться ураження електричним струмом, механічна травма внаслідок несправності устаткування, отруєння, опіки і т.д.

Вплив шкідливого виробничого фактора приводить до професійних захворювань, зниженню працездатності. До шкідливих виробничих факторів відносяться шуми, вібрація, шкідливі випромінювання, гази і т.д.

У залежності від можливих видів небезпечних або шкідливих впливів на людину, проектоване устаткування споряджаються захисними пристроями і пристосуваннями, що забезпечують безпечну трудову діяльність працівника.

Судно по своїй специфіці є джерелом численних небезпек і шкідливостей. Тому до охорони праці на судні пред'являються підвищені вимоги, регламентовані відповідними документами.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р5	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		86



5.1. Небезпечні і шкідливі виробничі фактори, що виникають при роботі СЕЕС

Суднова електростанція розташовується у машинному відділенні судна. Тут знаходяться основні генераторні агрегати й основні обслуговуючі їх пристрої, що за допомогою кабельних трас з'єднуються з ГРЩ. Далі за допомогою фідерів ГРЩ з'єднується з місцевими розподільними щитами, розташованими, по необхідності, у будь-якому відсіку або місці судна.

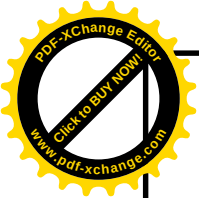
Крім того, в окремому приміщенні розташовується аварійний дизель - генератор, що має свій аварійний розподільний щит.

Для машинного відділення характерна наявність таких шкідливих виробничих факторів, як шуми і вібрація внаслідок руху деталей і вузлів механізмів, вихлопу газів і т.п., загазованість і запиленість повітря через наявність парів масел, палива через замкнутість приміщення, недостатня освітленість, тому що машинне відділення знаходиться усередині корпусу судна і містить велику кількість устаткування [10]. Небезпеку у машинному відділенні можуть представляти балони пускового повітря, що знаходяться під надлишковим тиском, відкриті частини механізмів, що рухаються, струмопровідні поверхні, що контактують з корпусами генераторів, паливні системи та резервуари і т.д.

Для ЦПК характерні шуми, видавані струмоведучими частинами ГРЩ, кабелями. Небезпеку представляє висока напруга на шинах, можливість вибуху устаткування ГРЩ при впливі ударних струмових навантажень. Безпечним вважається: для перемінного струму частотою 50 Гц струм 10 мА, для постійного струму - 60 мА [10]. У випадку пробоя ізоляції на корпус або коротке замикання дотик до корпусу цього устаткування вважається безпечним при наявності захисного заземлення.

Приміщення машинного відділення піддається впливу хвильової хитавиці, різних кренів і диферентів. Повітря в ньому насичено вологою, частками солі, різними парами. Також негативний психологічний вплив робить обмеженість і замкнутість простору суднових приміщень.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р5	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		87



Зниження імовірності впливу на людину різних небезпечних і шкідливих факторів виробляється шляхом проведення наступних організаційно - технічних заходів:

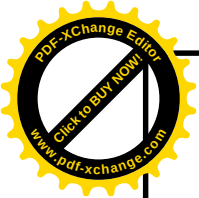
- 1) установка звукоізолюючих перегородок, пристроїв, що амортизують;
- 2) установка такої кількості світильників, що забезпечувало б необхідну освітленість робочих місць, застосування місцевого висвітлення;
- 3) вентиляція і фільтрація повітря приміщень;
- 4) надійне закріплення устаткування;
- 5) установка захисних кожухів на обертові частини механізмів;
- 6) ізоляція струмоведучих поверхонь, до яких можливий дотик людини, їхне огороження;
- 7) забезпечення динамічної міцності електричних апаратів, деталей машин і механізмів, що обертаються, а також пристроїв, що знаходяться під тиском;
- 8) застосування індивідуальних фільтруючих і звукоізолюючих засобів;
- 9) навчання правилам експлуатації і техніки безпеки обслуговуючого персоналу;
- 10) проведення своєчасних оглядів і ремонтів устаткування;
- 11) облаштованість місць психологічного відпочинку членів команди.

5.2. Розробка заходів щодо забезпечення електро - і вибухобезпеки устаткування СЕЕС

Електричний опір людського організму при чистій і сухій поверхні шкіри вимірюється десятками кОм. При вологій або ушкодженій шкірі воно зменшується до декількох сотень Ом. Опір тіла людини залежить від наступних факторів: тривалості впливу електричного струму; площі контакту зі струмоведучими частинами; величини прикладеної напруги. У зв'язку з цим існують наступні заходи щодо підвищення електробезпечності суднового електроустаткування [10]:

- 1) застосування низької напруги;
- 2) поділ електричних ланцюгів високої і низької напруги;

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р5	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		88



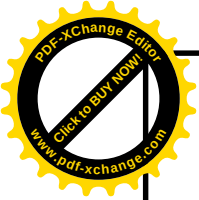
- 3) контроль і профілактика ушкоджень ізоляції. Застосування спеціальних устаткувань (мегомметрів) для регулярного виміру опору ізоляції;
- 4) огороження, блокування, розташування струмоведучих частин у недоступних місцях;
- 5) захисне відключення електроустаткування при виникненні вірогідності поразки людини електричним струмом;
- 6) використання інструмента з ізольованими ручками, покриття полів електроізоляційними килимками й ін.;
- 7) установка попереджувачих і забороняючих табличок, перешкоджання доступу сторонніх у приміщення з небезпекою ураження електрострумом.

Підвищена увага при проектуванні устаткування приділяється його пожежно- і вибухобезпеки, особливо це стосується устаткування танкерів, тому що заpalення або вибух якого-небудь пристрою може привести до загоряння або детонації перевезеного вантажу (нафта, нафтопродукти). При цьому причинами пожежі або вибуху можуть бути: заpalення ізоляції струмоведучих частин при перевантаженнях; дугові розряди, іскріння; необережне поводження з вогнем; заpalення паливних матеріалів при контакті з киснем; порушення цілісності пристроїв, що знаходяться під надлишковим тиском та ін [10].

Тому на таких судах проводяться заходи щодо підвищення пожежно- і вибухобезпеки устаткування:

- 1) профілактика ізоляції електроустаткування, відключення його при перевантаженнях;
- 2) вентиляція повітря з метою видалення парів палива, масел і т.п.;
- 3) обережне поводження з вогнем, паливними матеріалами;
- 4) застосування устаткування з міцними корпусами морського виконання;
- 5) розподіл судна вогнетривкими перебірками, відділення вантажних танків від пожежно- і вибухонебезпечних приміщень декількома безпечними.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р5	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		89



5.3. Розрахунок висвітлення машинного відділення

5.3.1. Машинне відділення має наступні габаритні розміри:

$l=30$ м – довжина;

$b=20$ м – ширина;

$h=12$ м – висота.

Для загального висвітлення застосовуємо прямокутну схему розміщення світильників, тому що $\frac{l}{b} = \frac{30}{20} = 1,5$.

5.3.2. Для висвітлення машинного відділення вибираємо світильники спеціального призначення типу СС-834 по таблиці 6 [9]. У кожному світильнику встановлена одна лампа ДРЛ-250 потужністю 250 Вт з робочою напругою 220 В. Лампа має колбу і забезпечує світловий потік $\Phi_{\text{л}}=12500$ Лм. Світильник має водозахисне виконання і є світильником прямого світла. Висота плафона світильника $h_{\text{пф}} = 445$ мм, відстань світильника до точки підвісу $h_1 = 50$ мм.

5.3.3. Отже, якщо лампа знаходиться в центрі плафона, висота підвісу лампи

$$h_p = h - \left(\frac{h_{\text{пф}}}{2} + h_1 \right) = 12 \cdot 10^3 - \left(\frac{445}{2} + 50 \right) \approx 11,7 \text{ м.}$$

5.3.4. Індекс приміщення

$$i = \frac{l \cdot b}{h_p(l + b)} = \frac{30 \cdot 20}{11,7(30 + 20)} = 1,025 \approx 1.$$

5.3.5. Коефіцієнти відображення внутрішніх поверхонь машинного відділення приймаємо рівними:

1) для підволока $\rho_1 = 0,5$;

2) для перебірок $\rho_2 = 0,5$;

3) для палуби $\rho_3 = 0,1$.

5.3.6. Для обраного типу світильників і отриманих значень i , ρ_1 , ρ_2 , ρ_3 по таблиці 10 [9] знаходимо коефіцієнт використання світильної установки $\eta = 0,25$.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ. Р5	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		90

5.3.7. Площа машинного відділення

$$S_{mo}=l \cdot b = 30 \cdot 20 = 600 \text{ м}^2.$$

5.3.8. Коефіцієнт нерівномірності освітленості для люмінесцентних ламп $Z = 1,1$.

5.3.9. Для приміщень з малим виділенням пилу, диму і кіптяви, до яких відноситься машинне відділення, і висоті підвісу більш 2,5 м по таблиці 9 [9] знаходимо коефіцієнт запасу при використанні люмінесцентних ламп $K_z=1,5$.

5.3.10. Визначимо число необхідних світильників

$$N = \frac{S_{mo} E_{min} K_z Z}{n \Phi_{л} \eta} = \frac{600 \cdot 75 \cdot 1,5 \cdot 1,1}{1 \cdot 12500 \cdot 0,25} = 23,8 \text{ шт.},$$

де $E_{min}=75$ Лк – норма освітленості встановленого рівня над настилом машинного відділення при загальному висвітленні люмінесцентними лампами (СНИП II – 4-79);

$n = 1$ – число ламп у світильнику.

Приймаємо $N=24$ шт.

5.3.11. Відповідно до обраної схеми розташування світильників (рис.4.1), відстань між ними в межах подовжніх і поперечних рядів однакова і дорівнює

$$l_p = l/6 = 30 / 6 = 5 \text{ м.}$$

5.3.12. Відстань до стін

$$l_c = 0,5 \cdot l_p = 0,5 \cdot 5 = 2,5 \text{ м.}$$

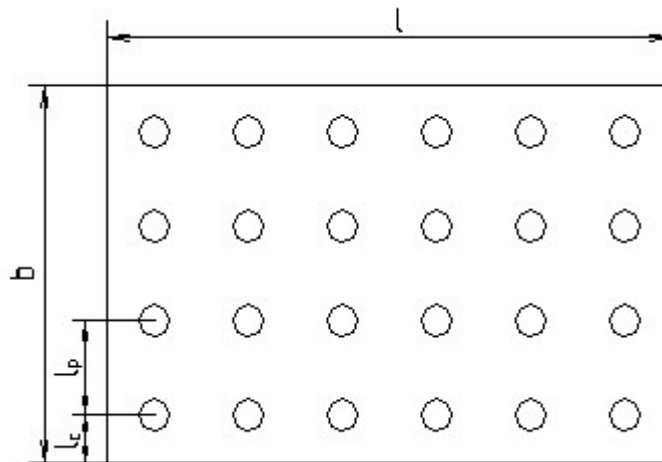


Рис. 4.1. Схема розташування світильників



ВИСНОВКИ З ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ

Дана дипломна робота присвячена питанням розробки суднового перетворювача частоти 50/400 Гц на базі індукторного генератора. Перетворювач частоти призначений для живлення різних суднових спеціалізованих споживачів (радіозв'язок, радіолокація, гіроскопія, системи автоматики), а також може застосовуватись на судах, що мають палубну авіацію, для енергосистеми перемінного струму палубних вертольотів напругою 208 В, частотою 400 Гц.

На підставі проведеного аналізу існуючих у даний час індукторних генераторів був обраний однойменно полюсна двопакетна конструкція. Спроекований індукторний генератор має наступні технічні характеристики:

Номінальна потужність $P_{\text{ном}}$, кВА	45.
Частота струму f , Гц	400.
Фазна і лінійна напруги $U_{\text{ф}} / U_{\text{л}}$, В	133/230.
Коефіцієнт потужності $\cos(\varphi)$	0,8.
ККД, %	89,9.
Напруга збудження $U_{\text{з}}$, В	110.

В даний час суднові умови роботи електричних машин безупинно ускладнюються, а вимоги до їхньої надійності і вагогабаритним показникам зростають. Електричні машини використовуються при підвищеній температурі, у присутності хімічно активних середовищ, при високих динамічних перевантаженнях і т.п., причому інтенсивність відмовлень для таких машин у багатьох випадках повинна бути істотно нижче, ніж у машин, що працюють при нормальних умовах.

Розроблений індукторний генератор, що представляє собою безконтактну електричну машину, має високу надійність, підвищеними електромагнітними і механічними навантаженнями і, відповідно,



поліпшеними масогабаритними показниками і ККД.

У дипломної роботі також була розроблена принципова електрична схема перетворювача частоти, розраховані і обрані її елементи: приводний двигун з комутаційною і захисною апаратурою, силової випрямляч, схема імпульсно-фазового керування, регулятор, схема автоматичного гасіння поля, блок живлення.

У роботі також розглянуті проблеми охорони праці і техніки безпеки при експлуатації СЕЕС.



					141. 4367см3. БР. ПЗ. Д				
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Додаток	Лім.	Лист	Листів	
Розроб.	Корнєєв А.І.								
Керівник	Александровський						94	2	
Консульт.						ННІАЕ НУК			
Н. контр.									
В.о. зав. каф.	Обрубов А.В.								



ДОДАТОК А

Таблиця А1. Таблиця умовних позначень

ФОРМАТ	ЗОНА	ПОЗ	ПОЗНАЧЕННЯ	НАЙМЕНУВАННЯ	КІЛ-СТЬ	ПРИМІТКА
		1		Вал	1	
		2		Підшипник	2	
		3		Вентилятор	2	
		4		Кришка вентилятора	2	
		5		Підшипниковий щит	2	
		6		Перший пакет ротора генератора	1	
		7		Обмотка статора генератора	2	
		8		Рим-болт	2	
		9		Перший пакет статора генератора	1	
		10		Обмотка збудження генератора	1	
		11		Клемна коробка	1	
		12		Кришка клемної коробки	1	
		13		Втулка	1	
		14		Другий пакет статора генератора	1	
		15		Другий пакет ротора генератора	1	
		16		Пакет ротора двигуна	1	
		17		Пакет статора двигуна	1	
		18		Кріпильна втулка двигуна	1	
		19		Короткозамкнена обмотка ротора двигуна	1	
		20		Обмотка статора двигуна	1	
		21		Корпус	1	
		22		Задня підшипникова кришка	2	
		23		Передня підшипникова кришка	2	
		24		Шпонка	2	
		25		Вентиляційна решітка	1	

Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

141. 4367ст3. БР. ПЗ. Д

Лист

95



ВИКОРИСТАНА ЛІТЕРАТУРА

1. Альпер Н. Я. Индукторные генераторы / Н. Я. Альпер, А. А. Терзян. – М.: Энергия, 1970. – 192с.
2. Алексеева М. М. Машинные генераторы повышенной частоты / М. М. Алексеева. – Л.: Энергия, 1967. – 344с.
3. Балагуров В. А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока / В. А. Балагуров. – М.: Высшая школа, 1982. – 272с.
4. Белорусов Н.И. Электрические кабели, провода и шнуры [справочник] / Н.И. Белорусов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536с.
5. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. М: Высшая школа, 1985.– 255 с.
6. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников -Л.: Энергоатомиздат.– 1988.–304с.
7. Китаенко Г.И. Судовые электроэнергетические системы повышенных параметров / Г.И. Китаенко– Л.: Судостроение, 1970. – 272с.
8. Крепак О.Ф. Судовая светотехника / О.Ф. Крепак. – Л.: Судостроение, 1971.– 216 с.
9. Кузьменко В.К. Охрана труда в судостроении / В.К. Кузьменко, С.П. Авениров, В.А. Козлов. – Л.: Судостроение, 1975.–346с.
10. Мещанинов П.А. Автоматизация судовых электроэнергетических систем / П.А. Мещанинов. – Л.: Судостроение, 1970.– 367с.
11. Проектирование электрических машин / [Ф.А. Горяинов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин]; Под ред. И.П. Копылова.– М.:Энергия, 1980. – 497с.
12. Руденко В.С., Преобразовательная техника / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – Киев: Вища школа, 1978.– 424с.
13. Справочник судового электротехника в 3х т. / [под ред. Г.И. Китаенко]. – Л.: Судостроение, Т. 2. – 1975. – 776с.
14. Справочник по электрическим машинам. Т.2/Под ред. И.П.

					141.4367ст3. БР. ПЗ.	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		96



Копылова, Б.К. Клочкова.-М.:Энергоатомиздат, 1989.-688с.

15. Чебовский О.Г., Силовые полупроводниковые приборы [справочник] / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400с.

16. <https://bizorg.su/inventory-r/p3272386-elektromashinnye-preobrazovateli-tipa-apo-apt-ato-att-po>.

					141. 4367ст3. БР. ПЗ.	Лист
Змін.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		97