

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему:

Моделювання середньочастотного трансформатора для
перетворювача постійного струму

Виконав(ла): студент 6 курсу, групи ЕТмз
спеціальності 141

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Ребрик В.Ю.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник Куземко Н.А.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль
(підпис) (прізвище та ініціали)

Завідувач
кафедри Коваль В.П.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Рецензент
(підпис) (прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра Електричної інженерії

(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Коваль В.П.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« »

202_ р.

З А В Д А Н Н Я

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня магістр

(НАЗВА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ)

за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(шифр і назва спеціальності)

студенту

Ребрику Василю Юрійовичу

(Прізвище, Ім'я, По Батькові)

1. Тема роботи Моделювання середньочастотного трансформатора для перетворювача постійного струму

Керівник роботи Куземко Наталія Анатоліївна, к.т.н., доц.

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

Затверджені наказом ректора від «10» Листопада 2023 року № 4/7-1040

2. Термін подання студентом завершеної роботи квітень 2025 року

3. Вихідні дані до роботи трифазні середньочастоті трансформатора в ізольованих DC-DC перетворювачах

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Аналітичний розділ

2. Розрахунково-дослідницький розділ

3. Проектно-конструкторський розділ

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці. Безпека в надзвичайних ситуаціях	Гурик О. Я. к.т.н., доцент		
	Клепчик В.М., старший викладач		
Нормоконтроль			

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Вступ		
2	Аналітичний розділ		
3	Розрахунково-дослідницький розділ		
4	Проектно-конструкторський розділ		
5	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях		
6	Висновки		
7	Оформлення пояснювальної записки		
8	Оформлення графічної частини		

Студент

(підпис)

Ребрик В.Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Куземко Н.А.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Ребрик В.Ю. Моделирование среднечастотного трансформатора для перетворювача постійного струму.

Стор.67; рис.40; табл.5; джерел -14; додатків - 0.

Метою кваліфікаційної роботи було моделювання среднечастотного трансформатора для ізолюваних перетворювачів постійного струму

У першому розділі дається аналітичний огляд сучасний силових перетворювачів та пов'язаних з ними технологій Представлено схеми ізолюваних DC-DC перетворювачів з особливим акцентом на подвійному активному мості.

В другому розділі представлено математичну модель среднечастотного трансформатора в ізолюваному DC-DC перетворювачі. Розглянуто методи моделювання трансформаторів Розглянуто макроскопічні моделі магнітного гістерезису та розроблено модель Прейсаха зі зворотним зв'язком. Детально описано конструкцію трифазного трансформатора.

У третьому розділі було представлено результати моделювання прототипу СЧТ, включаючи теплові. Розроблена скінченно-елементну модель трансформатора, яка дозволяє визначити характеристику магнітного потоку $\Phi(\Theta)$.

Ключові слова: Середньочастотний трансформатор, DC-DC перетворювач, моделювання.

ЗМІСТ

Реферат	3
ЗМІСТ	4
ВСТУП	6
1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ	8
1.1 Аналіз силових перетворювачів	8
1.1.1 Аналіз схем перетворювачів джерел напруги	8
1.1.2. Ізольовані DC-DC перетворювачі	10
1.2 Подвійний активний мостовий перетворювач	13
1.3 Середньочастотний трансформатор	17
1.4 Висновок до розділу	20
2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ	21
2.1 Моделювання трансформатора середньої частоти	21
2.1.1 Загальна модель трансформатора	24
2.1.2 Модель еквівалентної схеми	26
2.1.3 Метод енергії Лагранжа	27
2.2 Моделювання магнітного гістерезису	30
2.3 Модель зворотного зв'язку Прейсаха з гістерезисом	31
2.4 Модель прототипу трьохфазного середньочастотного трансформатора	33
2.4.1 Конструкція обмотки та втрати потужності	36
2.4.2 Конструкція осердя та втрати потужності	41
2.4.3 Конструкція 3-фазного СЧТ	43
2.5 Висновки до розділу	44
3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ	45
3.1. Результати теплового моделювання середньочастотного трансформатора	45
3.2 Трансформаторна скінченно-елементна модель	48
3.2.1 Магнітостатичне моделювання за методом скінченних елементів	50
3.2.2 Моделювання потоку намагнічування	51

3.2.3 Моделювання потоку витоку	55
3.3 Висновки до розділу	57
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	58
4.1 Охорона праці	58
4.1.1 Безпека при виготовленні друкованих плат	58
4.1.2. Техніка безпеки при експлуатації електрообладнання та електромереж	60
4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	62
4.2.1. Проведення планування заходів цивільного захисту на підприємстві у випадку надзвичайних ситуацій	62
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	65
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	66

ВСТУП

Актуальність теми роботи. Розвиток енергосистем та електромобілів, пов'язаний з економічними можливостями та екологічними проблемами, призводить до необхідності створення потужних ізолюваних DC-DC перетворювачів. Перетворювачі постійного струму часто пропонуються в сучасних енергосистемах, таких як фотоелектричні, вітроенергетичні та інші. DC-DC перетворювач також є ключовою підсистемою AC-DC або AC-AC перетворювачів, які називаються твердотільними трансформаторами. Загалом, DC-DC перетворювачі відіграють важливу роль у майбутніх смарт- та супермережах.

Перетворювач з подвійним активним мостом є однією з найбільш перспективних схем DC-DC для потужних застосувань. Послідовне та/або паралельне з'єднання елементарних з подвійним активним мостом дозволяє підвищити напругу і потужність для побудови перетворювачів, які добре підходять для середньовольтних систем постійного струму і потенційно можуть бути розширені до високовольтних систем постійного струму.

Середньочастотний трансформатор є одним з ключових компонентів перетворювача з подвійним активним мостом, що стало можливим завдяки збільшенню частоти перемикання сучасних силових напівпровідників, таких як карбідокремнієві транзистори або діоди. Підвищена робоча частота забезпечує малі розміри перетворювача, що призводить до зменшення використання сировини. Швидше за все, це призведе до зниження вартості перетворювача, що ще більше збільшить попит на твердотільні трансформаторні рішення.

Моделювання та аналіз мають важливе значення при проектуванні середньочастотних трансформаторів. Точна оцінка втрат потужності і температури є важливими завданнями при проектуванні. Це пов'язано з високою густиною потужності, що, власне, і є метою будь-якої конструкції середньочастотних трансформаторів.

Мета і завдання роботи: є моделювання середньочастотного трансформатора для ізолюваних перетворювачів постійного струму.

Досягнення мети визначається вирішенням наступних завдань:

1. аналіз трифазного трансформатора середньої частоти в ізольованих DC-DC перетворювачах
2. аналіз математичних моделей 3-фазного трансформатора середньої частоти для схемного аналізу ізольованих DC-DC перетворювачів,
3. розробка скінченно-елементних моделей 3-фазного середньочастотного трансформатора для електромагнітного та теплового аналізів,

Об'єкт дослідження: процес регулювання електромагнітних та теплових параметрів середньочастотного трансформатора в ізольованих DC-DC перетворювачах.

Предмет дослідження: Техніко-енергетичні характеристики основних показників якості середньочастотного трансформатора.

Наукова новизна отриманих результатів: Удосконалено математичну модель 3-фазного середньочастотного трансформатора, що враховує магнітне перехресне насичення для точного аналізу стаціонарних і перехідних процесів.

Практична цінність результатів дослідження полягає в розробці скінченно-елементної моделі 3-фазного середньочастотного трансформатора для електромагнітного та теплового аналізів, що дозволяє визначити параметри еквівалентної схеми.

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи і її результати доповідалися на VIII Міжнародна студентська науково-технічна конференція «Природничі та гуманітарні науки. Актуальні питання» (Тернопіль, 2025 р.)

Структура роботи. Робота складається з розрахунково-пояснювальної записки та графічної частини. Розрахунково-пояснювальна записка складається з вступу, 4 розділів, висновків та переліку посилань.

1. АНАЛІТИЧНИЙ РОЗДІЛ

1.1 Аналіз силових перетворювачів

Ізольований DC-DC перетворювач складається щонайменше з: інвертора, трансформатора і випрямляча (рис. 1.1). У багатьох пристроях, інвертор і випрямляч мають перетворювач напруги (ПН). Різноманітність схем DC-DC перетворювачів принаймні така ж широка, як і різноманітність схем ПН.

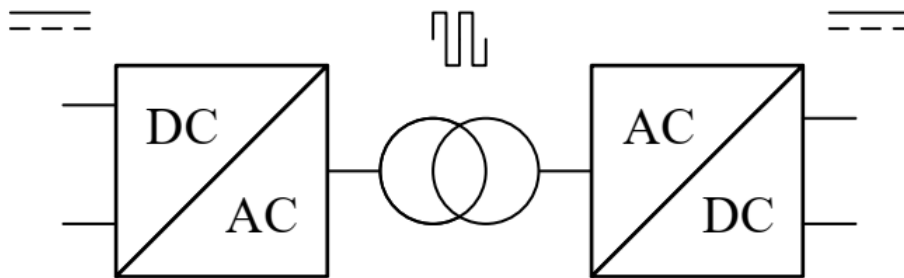


Рисунок 1.1 - Загальна схема ізолюваного DC-DC перетворювача

1.1.1 Аналіз схем перетворювачів джерел напруги

Існує 3 схеми перетворювачів напруги ПН, які широко використовуються в промисловості великої потужності:

- дворівневий перетворювач (2І),
- інвертор з нейтральною точкою (ІНТ),
- модульний багаторівневий перетворювач (МБП).

2І ймовірно, є найпоширенішим ПН, що використовується в промислових застосуваннях. Схема 2І складається щонайменше з однієї ланки інвертора (рис. 1.2), і найпоширенішою є 3-ланкова, 3-фазна схема. У високопотужних перетворювачах широко використовуються силові напівпровідникові транзистори IGBT з напругою блокування від 650 В до 6500 В. Якщо потрібна більш висока напруга блокування, то послідовне з'єднання окремих IGBT можливе, але дуже складне. 2І пропонує незалежне двонаправлене керування потоками активної та реактивної потужності. У порівнянні з синусоїдальною модуляцією, широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) часто використовується для зменшення вмісту гармонік в змінному струмі.

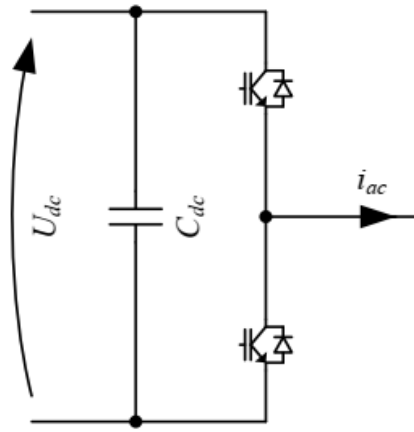


Рисунок 1.2 - Одна ланка дворівневого перетворювача джерела напруги (2I):
Напруга шини постійного струму U_{dc} , конденсатор шини постійного струму C_{dc} ,
змінний струм i_{ac}

ІНТ пропонує цікаву альтернативу 2I, якщо напруга шини постійного струму вища за доступну напругу блокування силового напівпровідника або якщо вимоги до гармонік повинні бути виконані з низькою частотою перемикання [1]. На рис. 1.3 представлено 3-рівневу перетворювальну ланку ІНТ порівняно з 2I, для тих самих U_{dc} та IGBT вона потребує двох додаткових діодів, а конденсатор постійного струму C_{dc} потрібно розділити на два. Використовується також 5-рівневий ІНТ, але складність схеми швидко зростає зі збільшенням кількості рівнів.

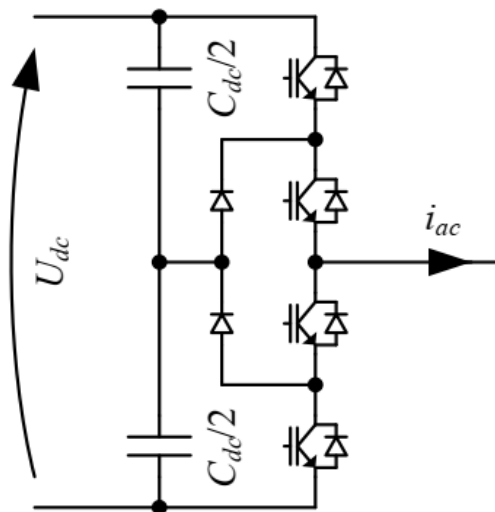


Рисунок 1.3 - Одна ланка перетворювача джерела напруги з затискачем
нейтральної точки (ІНТ)

Одноплечовий МБП представлений на рис. 1.4. Кожна ланка перетворювача складається з двох плечей. Кожне плече складається з послідовного з'єднання субмодулів (СМ) та котушки індуктивності L_{arm} . Субмодуль - це, в основному, одна ланка 2І з конденсатором шини постійного струму C_{cm} . Ця Схема не цікава для застосувань, де можна використовувати 2І або ІНТ, але вона дозволяє необмежене масштабування перетворювача за напругою.

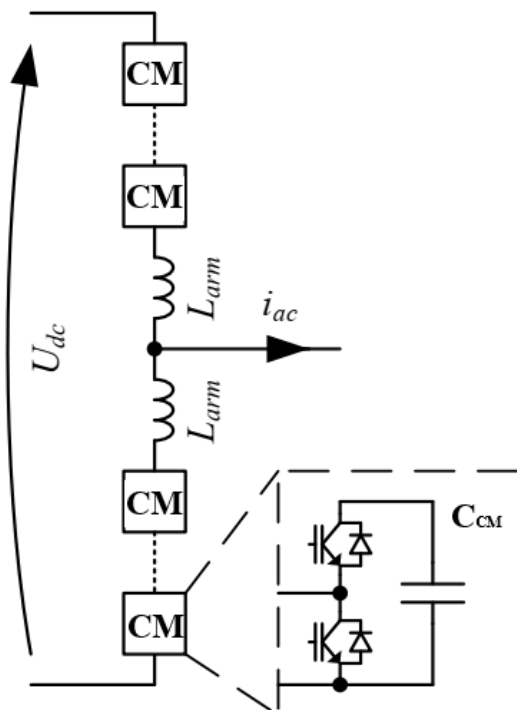


Рисунок 1.4. Одна ланка модульного багаторівневого перетворювача напруги (БДН)

1.1.2. Ізольовані DC-DC перетворювачі

Відповідно до системних вимог, ізольовані DC-DC перетворювачі можуть бути однонаправленого або двонаправленого типу живлення. У випадку однонаправленого перетворювача випрямлячем на рис. 1.1 діодний міст. Схема перетворювача може включати резонансний контур. Методи керування та модуляції можуть додатково впливати на продуктивність перетворювача. Для високих потужностей інтерес представляють наступні схеми:

- послідовний резонансний перетворювач (ПРП),

- LLC DC-DC резонансний перетворювач (LLC),
- фазозсувний повний міст (ФПМ),
- подвійний активний міст (ПАМ),
- одинарний активний міст (ОАМ)

де для моста інвертора і випрямляча можна розглядати будь-яку схему ПН. Однак для подальшого аналізу розглядається 2І.

ПРП складається з ПН, LC резонансного контуру (L_{ac} , C_{ac}), трансформатора та діодного моста з конденсаторним фільтром, як показано на рис. 1.5. У роботі [2-6] запропоновано використовувати тиристори де LC контур забезпечує комутацію пристрою та передачу енергії. Однак схема може бути реалізована з будь-яким силовим напівпровідниковим приладом. Діодний випрямляч можна замінити на ПН, що працює в режимі синхронного випрямлення.

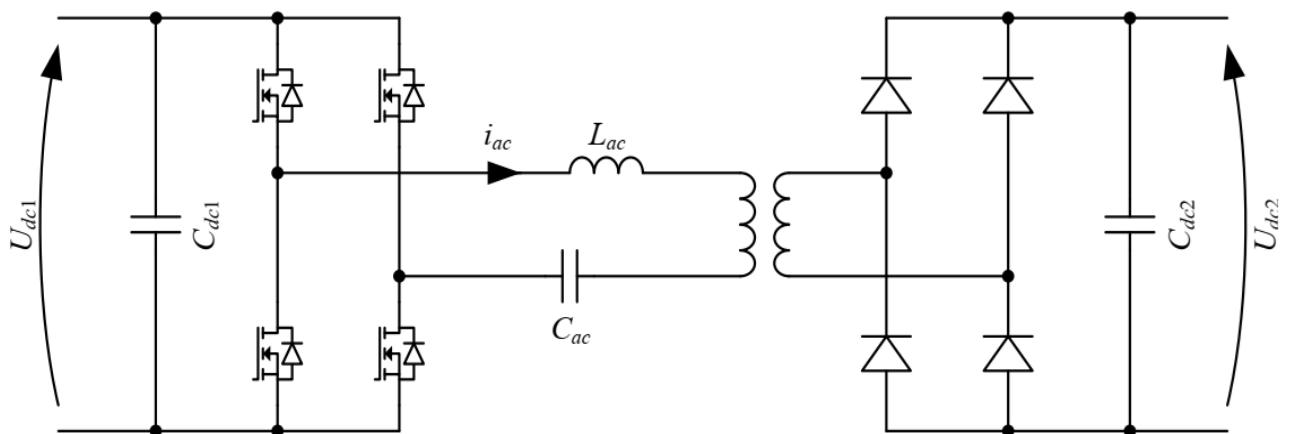


Рисунок 1.5 - Послідовний резонансний перетворювач (ПРП) на основі 2І: вхідна напруга шини постійного струму U_{dc1} , вихідна напруга шини постійного струму U_{dc2} , вхідний конденсатор шини постійного струму C_{dc1} , вихідний конденсатор шини постійного струму C_{dc2} , змінний струм i_{ac}

Перетворювач LLC складається з ПН, резонансного контуру LLC (L_{ac} , L_m , C_{ac}), трансформатора і діодного моста з конденсаторним фільтром, як показано на рис. 1.6. Контур LLC може бути фізично реалізований за допомогою індуктивності витoku L_{ac} та намагнічувальної індуктивності L_m

трансформатора. Аналіз схеми представлено в [7]. Схема забезпечує роботу в режимі підвищення і пониження напруги з перемиканням за нульовою напругою (ZVS) у всьому діапазоні потужностей. Діодний випрямляч можна замінити на ПН, що працює в режимі синхронного випрямлення.

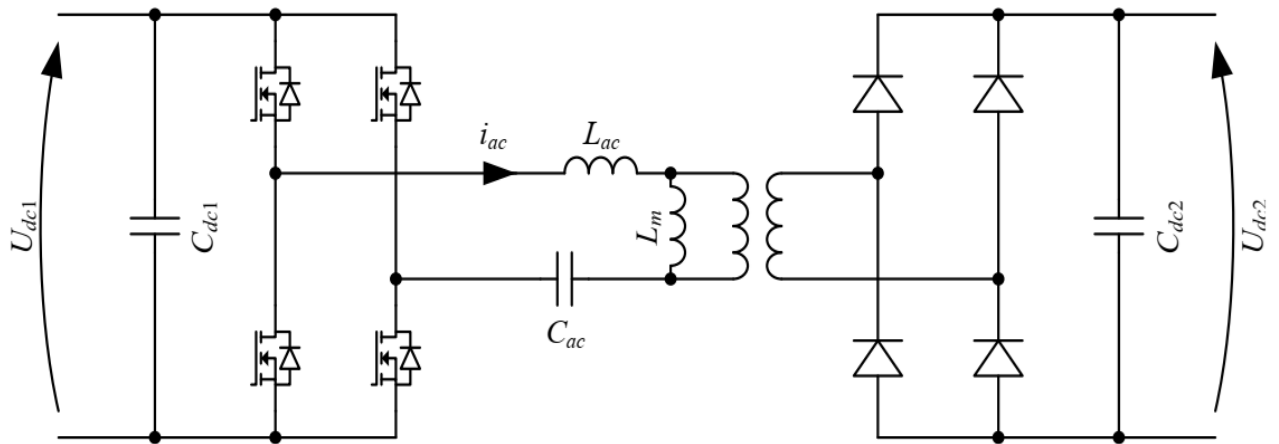


Рисунок 1.6 - Резонансний перетворювач постійного струму (LLC)

ФПМ складається з ПН, трансформатора та діодного моста з LC-фільтром (L_{dc} , C_{dc2}), як показано на рис. 1.7. Схема дає можливість уникнути LC-резонансного контуру, який може спричинити технологічні проблеми у високопотужних додатках.

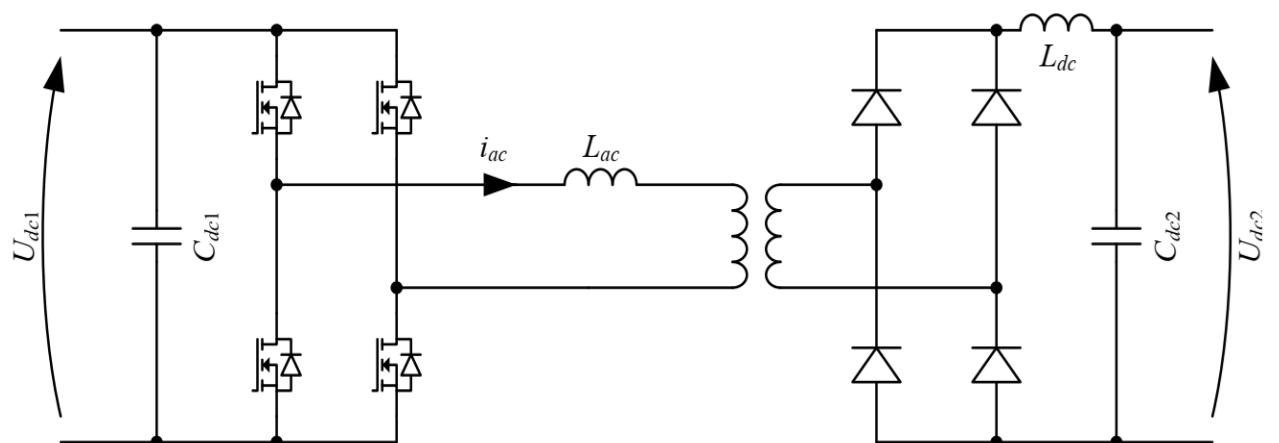


Рисунок 1.7 - Фазозсувний повний міст (ФПМ)

ПАМ був винайдений Де Донкером близько 1989 року, а патент був виданий у 1991 році. ПАМ складається з двох ПН, з'єднаних трансформатором,

і слід зазначити, що робота ПАМ вимагає використання двох ПН. Принципова схема ПАМ представлена на рис. 1.8.

Якщо випрямляч замінюється діодним мостом, то схема називається одно активним мостом (ОАМ).

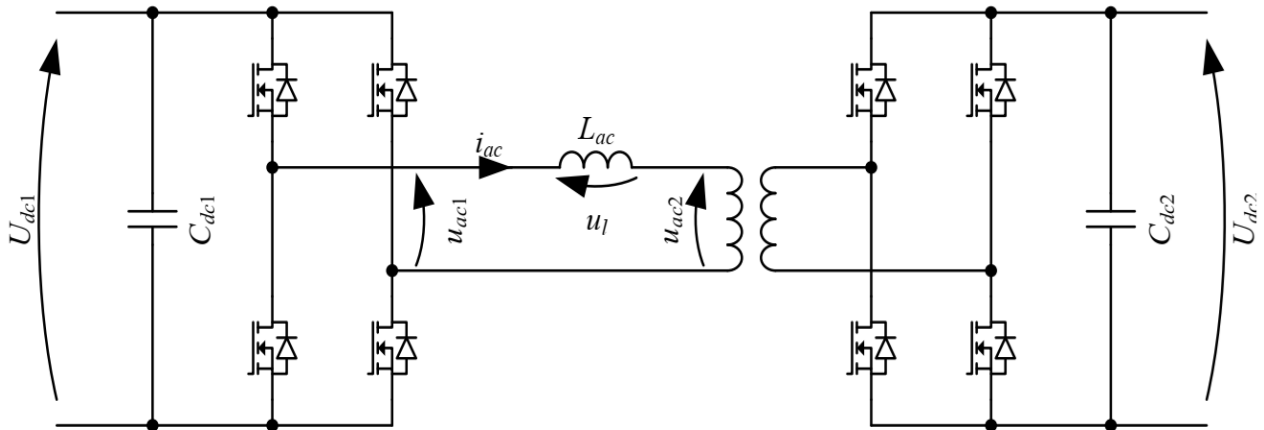


Рисунок 1.8 - Подвійний активний міст (ПАМ): u_{ac1} первинна змінна напруга, u_{ac2} вторинна змінна напруга, віднесена до первинної, u_l напруга через L_{ac}

ПАМ можна розглядати як узагальнену ізольовану схему DC-DC перетворювача, яка легко трансформується:

ОАМ - з некерованим випрямним мостом,

ФПМ - з додатковою котушкою індуктивності постійного струму L_{dc} і випрямляючим мостом, що не контролюється,

ПРП - з додатковим резонансним конденсатором C_{ac} і некерованим випрямним мостом,

LLC - з додатковим резонансним конденсатором C_{ac} , ретельно розрахованою підмагнічувальною індуктивністю L_m і некерованим випрямним мостом під час адаптації конструкції перетворювача та керування ним. З цієї причини ПАМ буде проаналізовано далі.

1.2 Подвійний активний мостовий перетворювач

Робота ПАМ базується на фазовому зсуві δ між двома ПН. Прямокутна модуляція передбачає 50% робочий цикл і єдиною контрольованою змінною є

фазовий зсув δ . Ідеалізовані форми сигналів представлені на рис. 1.9 і відповідають змінним, визначеним на рис. 1.8. Для простоти аналізу коефіцієнт трансформації приймається рівним 1.

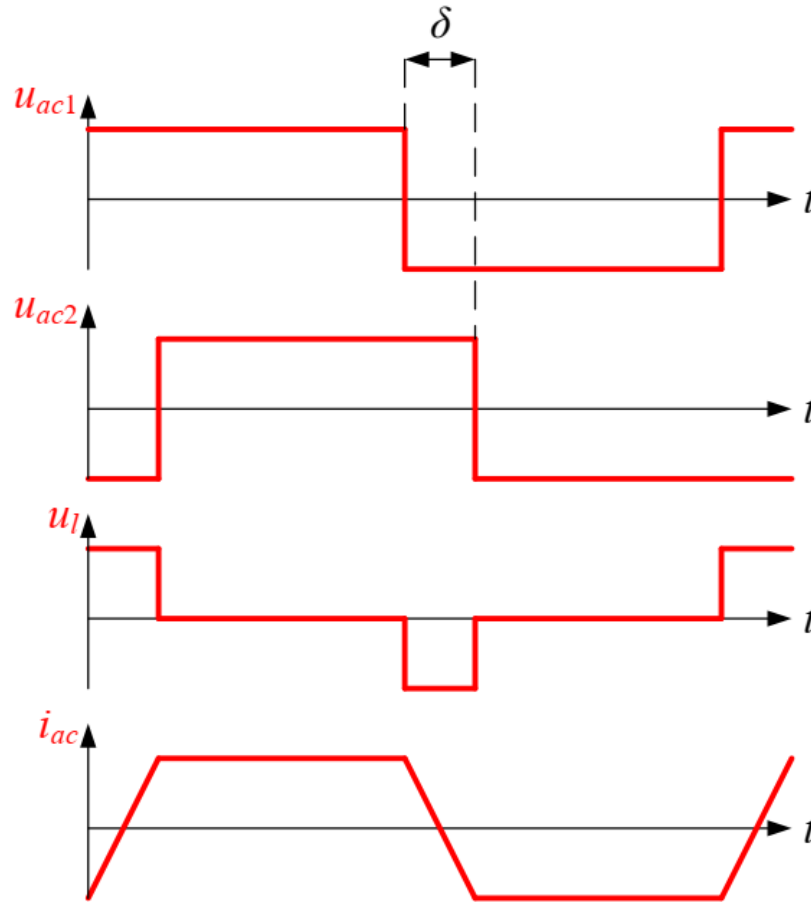


Рисунок 1.9 - Ідеалізовані форми сигналу ПАМ з $U_{dc1} = U_{dc2}$, що працює з прямокутною модуляцією

Згідно з аналізу потоку потужності може бути виконаний за допомогою моделі основної частоти, представленої на рис. 1.10. Основна частота дорівнює частоті комутації f .

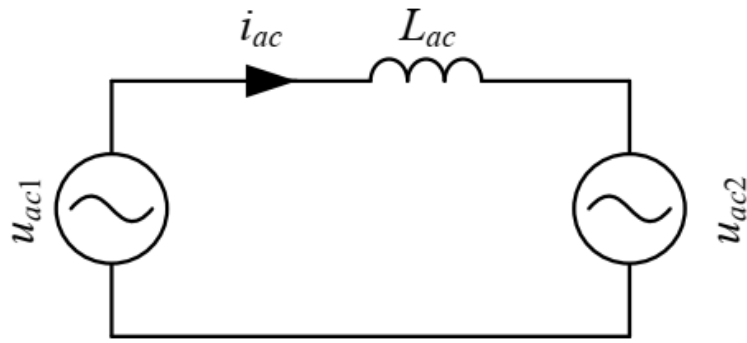


Рисунок 1.10 - Фундаментальна модель ПАМ

Потік потужності визначається рівняннями:

$$P_{ac} = \frac{U_{ac1} U_{ac2}}{2\pi f L_{ac}} \sin \delta \quad (1.1)$$

$$Q_{ac} = \frac{U_{ac1}}{2\pi f L_{ac}} (U_{ac1} - U_{ac2} \cos \delta) \quad (1.2)$$

де U_{ac1} - середньоквадратичне значення фундаментальної u_{ac1} , визначене за формулою:

$$U_{ac1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc1} \quad (1.3)$$

де U_{dc1} - вхідна напруга шини постійного струму. U_{ac2} визначається відповідно.

У різних роботах стверджують, що для потужних застосувань, де потрібна дуже висока щільність потужності, цікавим кандидатом є 3-фазний ПАМ (ПАМ3). Основні переваги ПАМ3 порівняно з однофазним ПАМ полягають у наступному:

- розмір конденсатора постійного струму можна зменшити завдяки зсуву фази пульсацій напруги на $2\pi/3$,
- для даного номіналу силового напівпровідникового ключа потужність перетворювача вища завдяки природному розпаралелюванню струмів,

- струм вимкнення силового напівпровідникового вимикача нижчий,
- магнітопровід трансформатора більш компактний,
- рівень гармонік напруги та струму нижчий, що призводить до менших втрат потужності трансформатора,
- векторна група трансформатора може бути обрана для оптимізації конструкції перетворювача.

ПАМЗ складається з двох 3-фазних ПН, з'єднаних між собою 3-фазним трансформатором. Принципова схема ПАМЗ представлена на рис. 1.11. ПАМЗ в несиметричній монопольній конфігурації та з векторною групою трансформатора Yy детально показано на рис. 1.12.

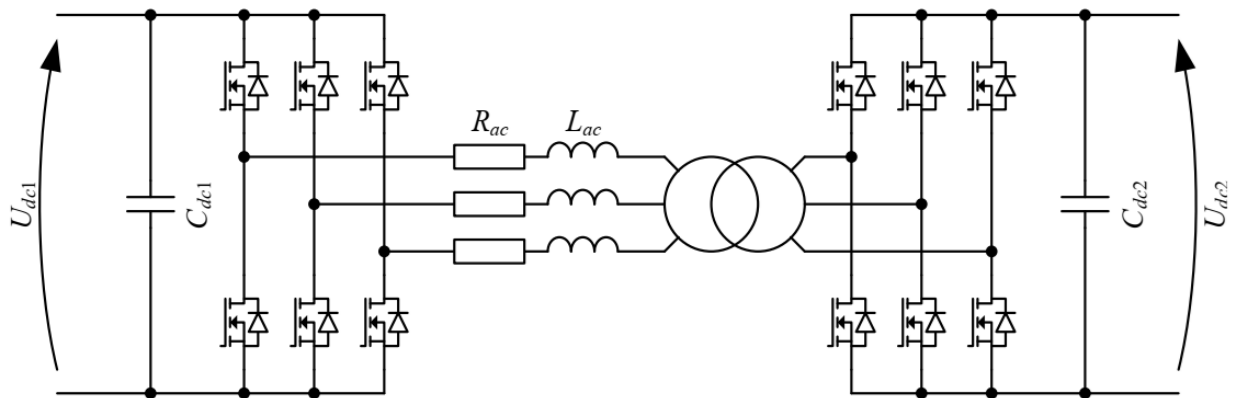


Рисунок 1.11 - 3-фазний подвійний активний міст (ПАМЗ): Опір змінного струму R_{ac}

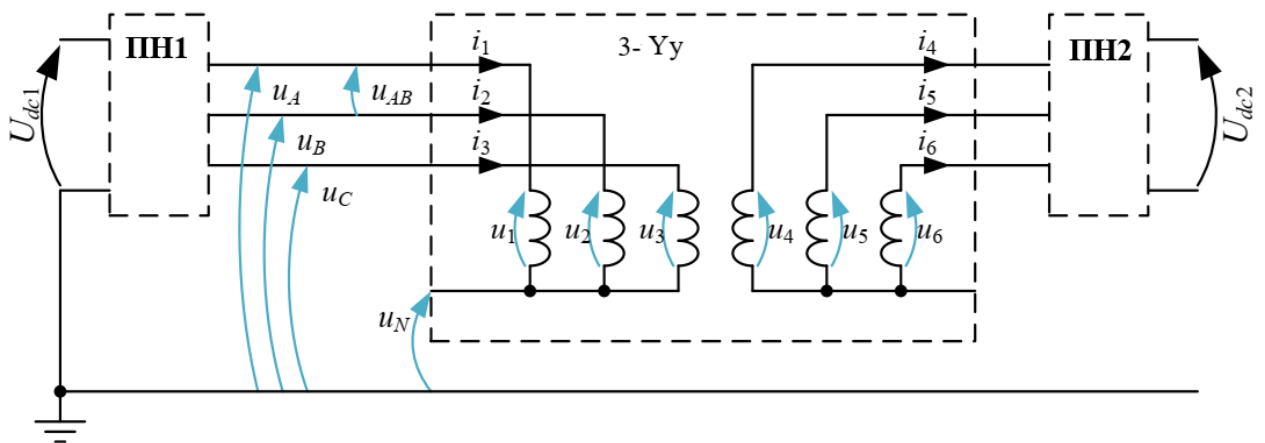


Рисунок 1.12 - 3-фазний ПАМ в несиметричній монопольній конфігурації з трансформатором Yy : u_A , u_B , u_C напруга фаза-земля, u_{AB} напруга фаза-фаза, u_N

напруга точка зірки-земля, u_1, u_2, u_3 напруга первинної фази, u_4, u_5, u_6 напруга вторинної фази, i_1, i_2, i_3 струм первинної фази, i_4, i_5, i_6 струм вторинної фази

1.3 Середньочастотний трансформатор

В енергосистемах змінного струму трансформатори дозволяють регулювати рівень напруги між генерацією, передачею та розподілом електроенергії. Крім того, трансформатор забезпечує гальванічне розділення між двома колами змінного струму. Трансформатори 50 Гц зазвичай виготовляються з ламінованої кремнієво-залізної сталі, мідної або алюмінієвої обмотки та масляної або смоляної ізоляції [8]. Ця технологія є промислово розвиненою, з більш ніж 100-річним досвідом використання, але все ще привертає великий дослідницький інтерес [9].

Низьковольтні "електронні трансформатори" стимулювали розвиток ізольованих DC-DC перетворювачів. Численні переваги призвели до розробки нової технології - високочастотного трансформатора (ВЧТ). Закон індукції Фарадея показує перевагу частоти трансформатора - перетин магнітопроводу обернено пропорційний частоті. Крім того, знаючи, що вартість трансформатора приблизно пропорційна його вазі, ми бачимо явну вигоду в розробці ВЧТ, ізольованого DC-DC перетворювача і твердотільного трансформатора. Вони просто менші, легші та дешевші. Еволюція вітчизняних джерел живлення постійного струму чітко демонструє цю тенденцію (рис.1.13).



Рисунок 1.13 - Ілюстративне порівняння трансформатора-випрямляча 50 Гц (вгорі ліворуч) та напівпровідникового трансформатора (внизу праворуч)

Малопотужний ВЧТ на сьогоднішній день є досить розвиненим, але високопотужні СЧТ і ВЧТ все ще знаходяться на стадії досліджень і мають лише деякі промислові застосування. Однак очікується, що більше промислових застосувань потребуватимуть СЧТ/ВЧТ через розвиток енергосистем і транспорту.

Магнітне коло СЧТ може бути реалізований з різними геометричними структурами: стрижневий, оболонковий, матричний або коаксіальний. У роботі [10] було проведено порівняння різних структур магнітопроводу і зроблено висновок, що для високопотужних СЧТ структура магнітопроводу з осердям забезпечує найнижчі втрати.

Вибір матеріалу магнітопроводу СЧТ здійснюється відповідно до властивостей матеріалу та вартості. Для порівняння різних типів матеріалів осердя використовується фактор продуктивності, який визначається як добуток частоти і густини потоку при заданій густині втрат потужності в осерді [11]. Аморфні і особливо нанокристалічні матеріали є кращими для низьких і середніх частот завдяки високій густині потоку. Основною перевагою феритових осердь є низькі втрати потужності, що робить їх привабливим матеріалом для виготовлення трансформаторів середньої та високої частоти [12]. Ферит також пропонує низьку вартість з точки зору матеріалу і збірки трансформатора. У роботі [13] феритовий магнітопровід розглядається для DC-DC перетворювачів, що працюють на частотах вище декількох кГц. Нарешті, ферит здається хорошим кандидатом для короткострокової індустріалізації потужних СЧТ.

Конструкція обмотки СЧТ повинна враховувати скін-ефект і ефект близькості. Скін-ефект обумовлений протилежними вихровими струмами, індукованими змінним магнітним полем, що виникає в результаті протікання змінного струму в провіднику. Електричний струм протікає в основному між зовнішньою поверхнею і рівнем, який називається глибиною скін-ефекту.

Наприклад, для мідного дроту на частоті 20 кГц глибина скін-екрану становить 0,5 мм. Розглядаючи високопотужний СЧТ, зрозуміло, що діаметр

дроту буде більшим за глибину скін-екрану. Ефект близькості обумовлений протилежними вихровими струмами, індукованими зміною магнітного поля внаслідок протікання змінного струму в сусідніх провідниках. В результаті струм концентрується в ділянках провідника, найвіддаленіших від сусідніх провідників, по яких тече струм у тому ж напрямку. У СЧТ-пристроях використовуються три типи провідників:

- ліцетний дріт - складається з безлічі тонких дротиків, індивідуально ізолюваних і скручених або сплетених між собою за одним з декількох ретельно прописаних шаблонів,
- фольга - це гнучкий лист міді або алюмінію, покритий ізоляційним матеріалом.
- трубка - це порожнистий ізолюваний дріт, який окрім проведення струму може забезпечувати шлях для охолоджуючої рідини.

Кожна технологія намотування має певне співвідношення ціна/якість. Обмотка з фольги є найдешевшою, але вона спричиняє велику паразитну ємність обмотки. Трубчастий провідник вимагає специфічного виробничого процесу і призводить до значного діаметру провідника. Ліцетний дріт забезпечує хороші характеристики, але має відносно високу вартість.

Ізоляція СЧТ може бути забезпечена твердим або рідким матеріалом. Тверда ізоляція забезпечує діелектричну міцність у кілька десятків кВ/мм. Зазвичай вона реалізується шляхом просочення матеріалу, розміщеного між обмотками. У разі пробою ізоляційний матеріал остаточно пошкоджується. Перевагою твердої ізоляції є обмежене технічне обслуговування. Рідка ізоляція, на додаток до своєї основної функції, забезпечує хороше охолодження. Трансформатор з рідинною ізоляцією, як правило, менший за трансформатор твердою ізоляцією. Однак рідинна ізоляція вимагає більше зусиль для обслуговування і, залежно від використовуваної рідини, може бути більш або менш екологічно безпечною. При проектуванні СЧТ слід враховувати вплив високої частоти на ізоляційний матеріал.

Охолодження СЧТ може забезпечуватися природною або примусовою конвекцією повітря або рідинним охолодженням. Рідинне охолодження

забезпечує найкращу продуктивність, але воно вимагає складнішої системи охолодження і більших зусиль з технічного обслуговування. Рідинне охолодження може розглядатися там, де потрібна дуже висока питома потужність або якщо рідинне охолодження бере участь в ізоляції. Тепловий розрахунок СЧТ є дуже складним через високу густину втрат потужності в малогабаритному СЧТ.

1.4 Висновок до розділу

У цьому розділі проведено аналітичний огляд сучасний силових перетворювачів та пов'язаних з ними технологій. Представлено схеми ізольованих DC-DC перетворювачів з особливим акцентом на подвійному активному мості. Розглянуто ключові компоненти ізольованих DC-DC перетворювачів.

2 ПРОЕКТНО-КОНСТРУКТОРСЬКИЙ РОЗДІЛ

2.1 Моделювання трансформатора середньої частоти

Моделювання трансформаторів широко вивчалось для моделювання електромагнітних перехідних процесів в енергосистемах. Однак у сучасних енергосистемах: мережах високої напруги постійного струму, інтелектуальних мережах, фотоелектричних електростанціях, вітрових електростанціях та зарядних пристроях для електромобілів, трансформатор, як правило, є компонентом ізольованих перетворювачів постійного струму в постійний [4]. Розглядаючи трифазний ПАМ, конструкція трансформатора відрізняється від трансформаторів, підключених до мережі, зокрема, робочою частотою, яка може бути набагато вищою за 50 Гц, а також несинусоїдальною формою кривих напруги та струму. Відповідно відрізняються і вимоги до моделювання.

Методи моделювання трансформаторів можна розділити на: методи, що базуються на розрахунку електромагнітного поля, методи, що базуються на еквівалентних схемах, та гібридні методи. Найпоширенішим методом розрахунку електромагнітного поля є метод скінченних елементів (МСЕ) [3]. Також використовуються інші методи, включаючи метод кінцевих різниць, який використовується вже понад 60 років, і метод граничних елементів. У МСЕ область розв'язку розбивається на невеликі підобласті, які називаються скінченними елементами. МСЕ може бути застосований до 2D і 3D областей. Розмір елементів може бути змінним в області. Менші скінченні елементи можуть бути використані в областях, де ми очікуємо більші варіації полів. Кожен скінченний елемент може містити різний матеріал, тому межі елементів повинні збігатися з межами розділу між матеріалами. Сукупність елементів утворює сітку. У 2D МСЕ перетин двох ребер називається вузлом. Моделювання трансформаторів за допомогою МСЕ дозволяє проводити точний мультифізичний аналіз, включаючи електромагнітні, механічні, теплові та інші фізичні характеристики. Однак, моделювання за допомогою МСЕ вимагає значних обчислювальних зусиль, що робить його недоцільним аналізу великих електричних систем, включаючи силові перетворювачі та енергосистеми.

Модель еквівалентної схеми спрощує розрахунки, що робить аналіз великих електричних систем більш зручним. Проста модель лінійного трансформатора дозволяє швидко аналізувати ізолювані DC-DC перетворювачі. Однак така модель має багато обмежень у різних аналізах, які необхідно враховувати: нелінійність, втрати потужності та частотні ефекти.

Слід враховувати точну еквівалентну схему трансформатора середньої частоти, придатну для аналізу перехідних процесів силового перетворювача:

- індуктивності обмоток - з урахуванням власних і взаємних значень, які включають не менше:
 - індуктивності виток - вони мають великий вплив на роботу ізолюваних DC-DC перетворювачів, зокрема ПАМ,
 - намагнічувальні індуктивності - вони впливають на аналіз перехідних процесів ізолюваних DC-DC перетворювачів і відіграють важливу роль у роботі LLC DC-DC резонансного перетворювача,
 - опори обмоток - вони моделюють втрати потужності в обмотках,
 - еквівалентний опір для моделювання втрат потужності в осерді
- включно:
- ефекти гістерезису,
 - ефекти вихрових струмів,
 - ємності обмотки - залучаючи власні та взаємні цінності.

Моделі еквівалентної схеми трансформатора можна розділити на моделі з розподіленими та об'єднаними параметрами. Моделі з розподіленими параметрами використовуються при аналізі поширення електромагнітних хвиль на основі теорії ліній електропередач.

Моделі з об'єднаними параметрами дозволяють аналізувати геометрично складні структури на основі R-, L- і C-елементів, де індуктивність і ємність можуть включати власні та взаємні значення. У найдосконаліших моделях об'єднаний елемент може відповідати фізичному елементу трансформатора, наприклад, витку або шару обмотки.

Моделі з кусковими параметрами також можуть бути застосовані в моделюванні магнітопроводу на основі магнітного опору. Рівняння

магніторушійної сили (МРС) і магнітного потоку можуть бути перетворені в еквівалентну електричну схему. Модель опору може включати магнітний гістерезис. Гібридна модель, що базується на узагальнених електричних і магнітних параметрах, придатна для моделювання електромагнітних перехідних процесів.

Аналіз енергосистеми, що, очевидно, включає трансформатори, широко вивчався в Програмі електромагнітних перехідних процесів (ЕМПП). Провідним програмним забезпеченням для моделювання ЕМПП є PSCAD. При аналізі енергосистеми інтерес зазвичай зосереджується на кінцевих напругах і струмах трансформатора, нехтуючи його внутрішніми напругами і струмами.

Багато моделей трансформаторів для аналізу перехідних процесів в енергосистемі нехтують магнітною нелінійністю. Нелінійна модель трифазного трансформатора, побудована як три моделі однофазного трансформатора, робить аналіз перехідних станів неточним. Більшість нелінійних моделей трифазного трансформатора нехтують впливом перехресних зв'язків між різними кінцівками через насичення, навіть якщо магнітне перехресне насичення добре вивчено в обертових електричних машинах. Різні автори стверджують, що їхня модель є кращою порівняно з класичною нелінійною моделлю, що базується на трьох однофазних трансформаторах і нехтує магнітним перехресним насиченням, оскільки вона дозволяє точно аналізувати пусковий режим трансформатора та умови пошкодження.

У розділі запропоновано еквівалентну схемотехнічну модель ізольованого DC-DC перетворювача з 3-фазним трансформатором середньої частоти. Модель розроблено відповідно до енергетичного методу Лагранжа. Запропонована нелінійна модель СЧТ складається з матриць індуктивностей намагнічування та витоку, що включають власні та взаємні значення. Індуктивності розраховуються на основі багатовимірної характеристики магнітного потоку $\Phi(\Theta)$. Модель враховує магнітне перехресне насичення. Модель магнітного гістерезису розроблено на основі моделі Прейсаха зі зворотнім зв'язком.

2.1.1 Загальна модель трансформатора

Загальна модель 3-фазного магнітопроводу з осердям представлена на рис. 2.1. На кожному стовпчику зображено 3 обмотки, що представляють первинну, вторинну та додаткову еквівалентну схему втрат потужності в осерді. Кожна обмотка моделюється за допомогою об'єднаного опору R і потокозчеплення $\Psi(i)$. Втрати потужності в осерді, пов'язані з гістерезисом і вихровими струмами, моделюються за допомогою еквівалентної схеми, що складається з трьох додаткових котушок. Ємністю обмотки нехтуємо, оскільки вона має незначний вплив на тести холостого ходу і повного навантаження розглянутого СЧТ.

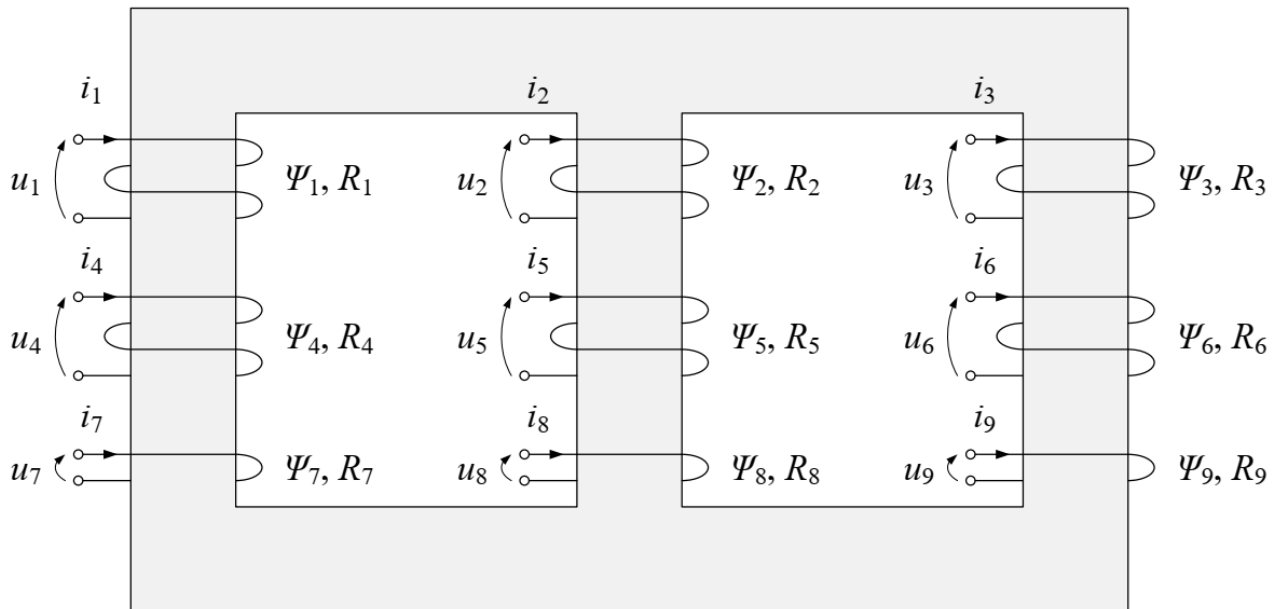


Рисунок 2.1 - Загальна модель 3-фазного СЧТ з первинною обмоткою 1-3, вторинною обмоткою 4-6 та еквівалентною схемою 7-9 для втрат потужності в осерді

Систему можна описати рівнянням:

$$\frac{d}{dt}\psi(i) + Ri = u(t) \quad (2.1)$$

$$u = [u_1, u_2 \dots u_9]^T \quad (2.2)$$

$$i = [i_1, i_2 \dots i_9]^T \quad (2.3)$$

$$\psi(i) = [\psi_1(i), \psi_2(i) \dots \psi_9(i)]^T \quad (2.4)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_9 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Потокозчеплення $\Psi(i)$ є нелінійною функцією всіх струмів трансформатора. Похідна за часом вектора потокозчеплення $\Psi(i(t))$ визначає електрорушійну силу в кожній обмотці і може бути виражена як матриця динамічних індуктивностей L_d :

$$\frac{d}{dt} \psi(i(t)) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_1}{\partial i_1} & \dots & \frac{\partial \psi_1}{\partial i_9} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \psi_9}{\partial i_1} & \dots & \frac{\partial \psi_9}{\partial i_9} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Можна припустити, що матриця динамічних індуктивностей L_d містить нелінійний член, зумовлений намагніченістю осердя, і лінійний член, зумовлений витоком потоку. Вплив потоку можна представити наступним чином:

$$\psi_k(i) = N_k \Phi_k(\Theta(i)) + \sum_{n=1}^9 L_{\sigma k, n} i_n \quad (2.7)$$

де $k=1, 2, \dots, 9$ - індекс обмотки, N - кількість витків

$$\Theta = [i_1 N_1, i_2 N_2 \dots i_9 N_9]^T \quad (2.8)$$

Далі робиться припущення, що існує намагнічуючий потік Φ_m , який пов'язаний з усіма обмотками:

$$\Phi_m = \begin{bmatrix} \Phi_{m1}(\Theta_m) \\ \Phi_{m2}(\Theta_m) \\ \Phi_{m3}(\Theta_m) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

де Θ_m - намагнічуюча СЧТ, визначена як:

$$\Theta_m = \begin{bmatrix} i_1 N_1 + i_4 N_4 + i_7 N_7 \\ i_2 N_2 + i_5 N_5 + i_8 N_8 \\ i_3 N_3 + i_6 N_6 + i_9 N_9 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Нарешті, матриця динамічних індуктивностей L_d :

$$L_d = \begin{bmatrix} N_1 \frac{\partial \Phi_{m1}}{\partial \Theta_{m1}} N_1 & N_1 \frac{\partial \Phi_{m1}}{\partial \Theta_{m2}} N_2 & \dots & N_1 \frac{\partial \Phi_{m1}}{\partial \Theta_{m3}} N_9 \\ N_2 \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \Theta_{m1}} N_1 & N_2 \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \Theta_{m2}} N_2 & \dots & N_2 \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \Theta_{m3}} N_9 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ N_9 \frac{\partial \Phi_{m3}}{\partial \Theta_{m1}} N_1 & N_9 \frac{\partial \Phi_{m3}}{\partial \Theta_{m2}} N_2 & \dots & N_9 \frac{\partial \Phi_{m3}}{\partial \Theta_{m3}} N_9 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\sigma 1,1} & L_{\sigma 1,2} & \dots & L_{\sigma 1,9} \\ L_{\sigma 2,1} & L_{\sigma 2,2} & \dots & L_{\sigma 2,9} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ L_{\sigma 9,1} & L_{\sigma 9,2} & \dots & L_{\sigma 9,9} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Нелінійність магнітопроводу враховується в $\partial \Phi_m / \partial \Theta_m$ першої матриці.

2.1.2 Модель еквівалентної схеми

Еквівалентна схема ізолюваного DC-DC перетворювача представлена на рис. 2.2. У цій моделі кожен ПН моделюється трьома керованими джерелами напруги з входом U_{dc1} або U_{dc2} . СЧТ з'єднані у векторну групу Y_u . Еквівалентне коло втрат потужності в осерді включено в модель з опорами R_7 , R_8 і R_9 . Для полегшення подальшого аналізу ці опори з'єднані зіркою. Визначено контурні струми i_{g1} , i_{g2} , ..., i_{g6} .

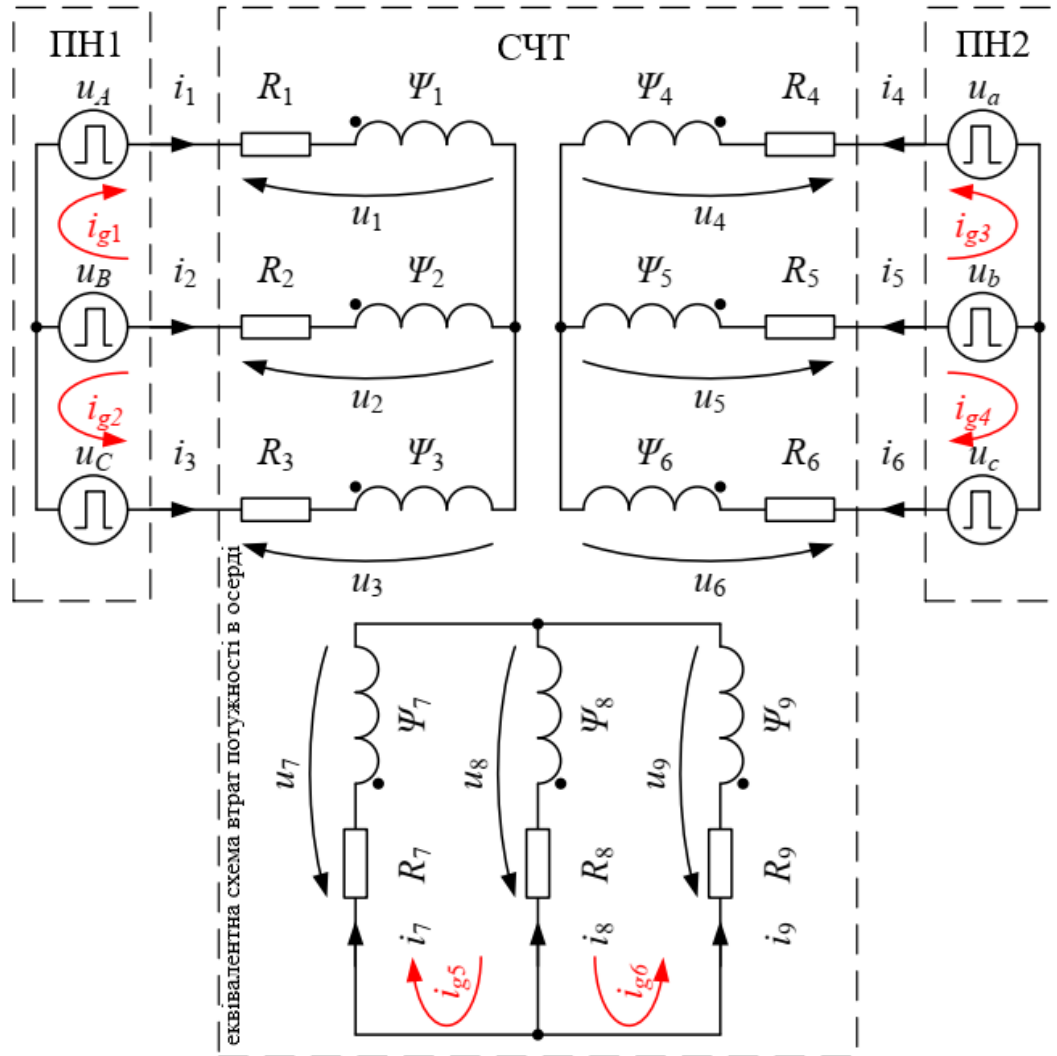


Рисунок 2.2 - Модель еквівалентної схеми 3-фазного ПАМ-перетворювача з підключенням Y СЧТ з еквівалентною схемою втрат потужності в осерді

2.1.3 Метод енергії Лагранжа

Модель трансформатора розвинуто відповідно до енергетичного методу Лагранжа. Функція Лагранжа та релеївська функція розсіювання в неугальнених координатах визначаються як (з урахуванням лінійного опору):

$$L(i) = \sum_{k=1}^9 \int_0^{i_k} \psi_k(i) di_k \quad (2.12)$$

$$P_e(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^9 R_k i_k^2 \quad (2.13)$$

Рівняння обмежень визначається відповідно до рис. 2.2 як:

$$i = C i_g \quad (2.14)$$

де C - матриця обмежень:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

та i_g - вектор струмів, що представляє набір узагальнених координат:

$$i_g = [i_{g1} \quad i_{g2} \quad \cdots \quad i_{g6}]^T \quad (2.16)$$

Рівняння (2.14) підставляється в (2.12) і (2.13), щоб отримати функцію Лагранжа і функцію релеївської дисипації в узагальнених координатах.

Загальний вигляд системи рівнянь Ейлера-Лагранжа, нехтуючи енергією, що зберігається в ємностях, має вигляд:

$$\frac{d}{dy} \frac{\partial L(i_g)}{\partial i_{gk}} + \frac{\partial P_e(i_g)}{\partial i_{gk}} = Q_k \quad (2.17)$$

де $k=1, 2, \dots, 6$, а Q_k - узагальнена сила, яка визначається як:

$$Q = \begin{bmatrix} u_A - u_B \\ u_C - u_B \\ u_a - u_b \\ u_c - u_b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Остаточна матрична форма рівняння Ейлера-Лагранжа має вигляд:

$$M_s(i_g) \frac{d}{dt} i_g + R_s i_g = Q \quad (2.19)$$

де

$$R_s = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 & R_2 & \dots & 0 \\ R_2 & R_2 + R_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_8 + R_9 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$M_s = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_1}{\partial i_{g1}} - \frac{\partial \psi_2}{\partial i_{g1}} & \frac{\partial \psi_1}{\partial i_{g2}} - \frac{\partial \psi_2}{\partial i_{g2}} & \dots & \frac{\partial \psi_1}{\partial i_{g6}} - \frac{\partial \psi_2}{\partial i_{g6}} \\ \frac{\partial \psi_3}{\partial i_{g1}} - \frac{\partial \psi_2}{\partial i_{g1}} & \frac{\partial \psi_3}{\partial i_{g2}} - \frac{\partial \psi_2}{\partial i_{g2}} & \dots & \frac{\partial \psi_3}{\partial i_{g6}} - \frac{\partial \psi_2}{\partial i_{g6}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \psi_9}{\partial i_{g1}} - \frac{\partial \psi_8}{\partial i_{g1}} & \frac{\partial \psi_9}{\partial i_{g2}} - \frac{\partial \psi_8}{\partial i_{g2}} & \dots & \frac{\partial \psi_9}{\partial i_{g6}} - \frac{\partial \psi_8}{\partial i_{g6}} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Згідно з розділом 2.1.1, матрицю M_s можна розділити на нелінійну та лінійну тер

$$\mathbf{M}_s = \begin{bmatrix} N_p \frac{\partial \Phi_{m1}}{\partial \theta_{g1}} N_p - N_p \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \theta_{g1}} N_p & \dots & N_p \frac{\partial \Phi_{m1}}{\partial \theta_{g2}} N_e - N_p \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \theta_{g2}} N_e \\ \vdots & & \vdots \\ N_e \frac{\partial \Phi_{m3}}{\partial \theta_{g1}} N_p - N_e \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \theta_{g1}} N_p & \dots & N_e \frac{\partial \Phi_{m3}}{\partial \theta_{g2}} N_e - N_e \frac{\partial \Phi_{m2}}{\partial \theta_{g2}} N_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\sigma 1,1} - L_{\sigma 2,1} & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

де Θ_g - намагнічуюча МРС в узагальнених координатах:

$$\Theta_g = \begin{bmatrix} \Theta_{g1} \\ \Theta_{g2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{g1}N_p + i_{g3}N_s + i_{g5}N_e \\ i_{g2}N_p + i_{g4}N_s + i_{g6}N_e \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

де N_p - кількість первинних витків, N_s - кількість вторинних витків, N_e - кількість витків в еквівалентній котушці втрат в осерді. Індуктивності витoku еквівалентних втрат потужності вважаються рівними нулю.

Зазначається, що для трансформатора Y_u намагнічувальний потік Φ_m спрощується до:

$$\Phi_m = \begin{bmatrix} \Phi_{m1}(\Theta_g) \\ \Phi_{m2}(\Theta_g) \\ \Phi_{m3}(\Theta_g) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Проаналізовано функцію від 2 змінних (Θ_{g1} та Θ_{g2}). Отже, її можна легко візуалізувати.

2.2 Моделювання магнітного гістерезису

Магнітні матеріали характеризуються нелінійною залежністю $B(H)$ між густиною магнітного потоку B і напруженістю магнітного поля H . Залежність $B(H)$ залежить від історії. Форма $B(H)$ залежить від властивостей матеріалу і максимального значення H . Гістерезис має значний вплив на аналіз пускових навантажень трансформатора, реактивності осердя трансформатора, резонансних контурів за участю трансформатора та втрат потужності в осерді.

Макроскопічні моделі гістерезису є найбільш придатними для моделювання скінченних елементів та еквівалентних схем. В еквівалентному моделюванні гістерезисна нелінійність може бути врахована безпосередньо у функції $\Phi(\Theta)$ або опосередковано через пов'язану еквівалентну модель опору і функцію $B(H)$. Найбільш точними моделями вважаються модель Джайлза-Атертона та модель Прейсаха, особливо їх модифікації.

Модель Джайлза-Атертона можна використовувати для аналізу електромагнітних, теплових явищ і явищ руху. Вона базується на оборотних і

необоротних компонентах повної намагніченості в магнітному матеріалі. Алгоритм та його реалізація були представлені в, що дозволяє визначити параметри моделі.

Математична форма моделі Прейсаха (МП) включає подвійний інтеграл функції розподілу Прейсаха, що дозволяє обчислити густину магнітного потоку B як функцію напруженості магнітного поля H . У МП густина магнітного потоку залежить від напруженості магнітного поля і від історії намагніченості матеріалу. Існує багато модифікацій оригінального МП: узагальнений МП, рухома МП, динамічна МП, векторна МП,. У запропонованій моделі Прейсаха зі зворотнім зв'язком, що дозволяє підвищити точність моделювання гістерезисної нелінійності. Модель Прейсаха обрано для подальшого аналізу.

2.3 Модель зворотного зв'язку Прейсаха з гістерезисом

Теорія Прейсаха базується на двовимірному інтегруванні функції, яка називається функцією розподілу Прейсаха (ФРП) $\mu(\alpha, \beta)$. ФРП є різновидом матеріальної константи, яка визначається як скінченна вагова функція, що має ненульові значення в межах петлі головного гістерезису. У теорії Прейсаха феромагнітний матеріал складається з нескінченного набору прямокутних операторів гістерезису $\gamma(H)$, кожен з яких визначається двома окремими і випадково розподіленими параметрами α і β . Прямокутний оператор гістерезису $\gamma(H)$ представлений на рис. 2.3.

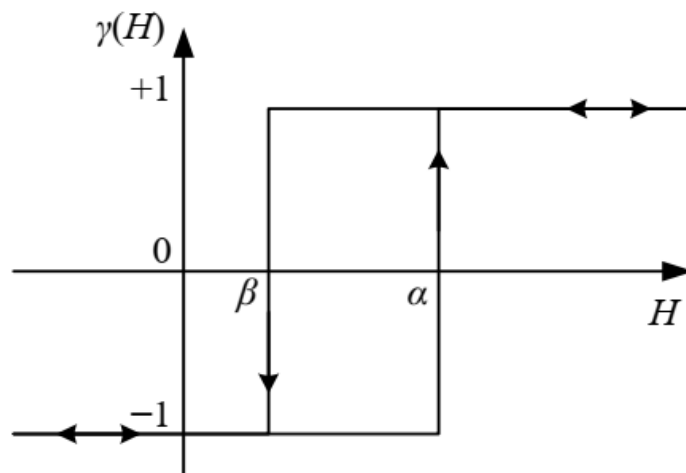


Рисунок 2.3 - Прямокутний оператор гістерезису $\gamma(H)$

Класична модель Прейсаха не відображає точно петлі малого гістерезису через властивість конгруентності. Модель Прейсаха зі зворотним зв'язком (МПЗЗ) дозволяє усунути властивість конгруентності. Блок-схема МПЗЗ представлена на рис. 2.4, де верхній блок представляє класичну модель Прейсаха, а нижній блок - функцію зворотного зв'язку.

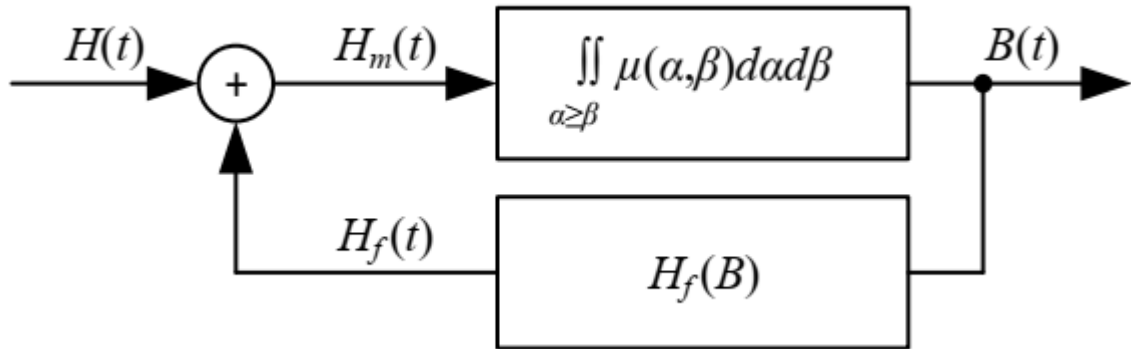


Рисунок 2.4 - Блок-схема зворотного зв'язку моделі гістерезису Прейсаха

МПЗЗ з ФРП $\mu(\alpha, \beta)$ та функцією зворотного зв'язку $H_f(B)$ визначається як:

$$B(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu[\alpha + H_f(B), \beta + H_f(B)] \gamma_{\alpha, \beta}[H + H_f(B)] d\alpha d\beta \quad (2.25)$$

Для того, щоб реалізувати ФПМ, необхідно визначити ФРП $\mu(\alpha, \beta)$ та функцію зворотного зв'язку $H_f(B)$. ФРП апроксимується N-членним двовимірним функціональним рядом Гаусса, а функція зворотного зв'язку - поліномом 3-го степеня:

$$\mu(\alpha, \beta) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^N \frac{A_n}{S_{x,n} S_{y,n}} \exp\left(\frac{-(\alpha + \beta)^2}{2S_{x,n}^2}\right) \exp\left(\frac{-(\alpha - \beta)^2}{2S_{y,n}^2}\right) \quad (2.26)$$

$$H_f(B) = K_1 B + K_3 B^3 \quad (2.27)$$

де A_n , $S_{x,n}$, $S_{y,n}$, K_1 та K_3 - постійні параметри.

2.4 Модель прототипу трьохфазного середньочастотного трансформатора

Для перевірки цієї нової та перспективної технології було вирішено провести моделювання 2 прототипів 3-фазного СЧТ відповідно до обмежень існуючого перетворювача постійного струму на 100 кВт 1,2 кВ 20 кГц.

Перетворювач постійного струму на 100 кВт заснований на схемі ПАМ і призначений для роботи в однофазних і трифазних конфігураціях. Номінальна потужність - 100 кВт, діапазон вхідної напруги - 900...1200 В, а коефіцієнт пониження дорівнює $1 \pm 10\%$ або $0,5 \pm 10\%$. Ланка змінного струму працює в діапазоні частот $20 \text{ кГц} \pm 3 \text{ кГц}$, що дозволяє оптимізувати ККД відповідно до робочої точки. Цільовий ККД був встановлений на рівні 98. Охолодження перетворювача здійснюється примусово повітрям, що забезпечує компактний розмір, але без складної системи водяного охолодження.

Модель перетворювача має розмір куба приблизно 50 см і важить 83 кг в однофазній конфігурації. Технічні характеристики перетворювача наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1. Технічні характеристики перетворювача постійного струму потужністю 100 кВт

Параметр	Значення
Номінальна потужність	100 кВт
Номінальна вхідна напруга постійного струму	1200 В
Мінімальна вхідна напруга постійного струму	900 В
Номінальний коефіцієнт зниження	1 або 0,5
Максимальна варіація коефіцієнта пониження перетворювача	$\pm 10\%$
Максимальна робоча частота	23 кГц
Мінімальна робоча частота	17 кГц
Номінальний ККД	98%
Охолодження	Примусове повітря

Для порівняльного аналізу між однофазним і 3-фазним СЧТ було вирішено використовувати той самий матеріал осердя - MnZn ферит, хоча останнім часом відбулися певні вдосконалення феритових матеріалів. Магнітопровід має бути зібраний з I-подібних осердь, оскільки С- і Е-подібні осердя для таких великих трансформаторів не існують.

Було помічено, що однофазний СЧТ мав досить високі ємності обмоток, що спричиняло значні небажані коливання напруги. Було вирішено відмовитися від обмотки з фольги і зосередитися на обмотці з літію.

Керування DC-DC перетворювачем потужністю 100 кВт було реалізовано за допомогою: мікропроцесора з швидкодією 200 мкс, з швидкодією 20 нс та аналогової схеми. Згідно з вимогами до контролера, було оцінено, що мінімальний фазовий зсув δ_{min} при номінальній потужності повинен відповідати умові:

$$\delta_{min} \geq 2\pi f \cdot 2\mu s \quad (2.28)$$

Завдяки рівнянню можна розрахувати мінімальне значення L_{ac} , яке становить 17 мкГн для $P_{ac} = 100$ кВт, $U_{ac} = 1200$ В, $f = 20$ кГц. Припускається, що мінімальна індуктивність витoku СЧТ повинна становити 15 мкГн, враховуючи 2 мкГн для з'єднувальних проводів ПН-трансформатора.

Через високу питому потужність СЧТ -транзисторів їхня конструкція сильно залежить від теплових характеристик. Це вимагає ітеративного процесу проектування з деякими попередніми припущеннями. Попередні припущення зібрані в таблиці 2.2. Припущена густина струму є досить консервативною, навіть враховуючи використання літєвого дроту. Враховуючи, що високочастотним матеріалом є ферит, припущена густина потоку є відносно високою.

Таблиця 2.2. Попередні проектні припущення

Параметр	Значення
Максимальна щільність струму обмотки	3 А/мм ²
Максимальна щільність потоку в осерді	0.3 Т

Номинальна видима потужність трансформатора розрахована на 150 кВА:

$$S_n = \sqrt{P_{ac}^2 + Q_{ac}^2} \quad (2.29)$$

де $P_{ac}=100$ кВт і Q_{ac} розраховується для погіршеного режиму з $U_{dc1}=1200$ В та $U_{dc2}= 0.8U_{dc1}$ відповідно до таблиці 2.1.

Номинальний струм обмотки розраховано 90 А завдяки номинальній повній потужності (2.29) і фазній напрузі при мінімальній постійній напрузі $U_{dc1}=900$ В. Виходячи з густини струму 3 А/мм⁽²⁾ (табл. 2.2), переріз обмотувального дроту встановлено на рівні 30 мм².

Поперечний переріз осердя можна розрахувати за законом індукції Фарадея для синусоїдального збудження:

$$A_c = \frac{\sqrt{2}U_{ac1}}{2\pi f_{min} N_p B_{max}} \quad (2.30)$$

де U_{ac1} розраховується при максимальній напрузі постійного струму $U_{dc1}=1200$ В, N_p - кількість витків, яка, враховуючи 27 В/виток, дорівнює 20, $f_{min}= 17$ кГц і максимальну густину потоку $B_{max}= 0,3$ Тл відповідно до табл. 2.1 і табл. 2.2. Нарешті, слід врахувати розміри доступних І-подібних сердечників, тому поперечний переріз сердечника встановлено на рівні 12,5 см².

Розташування обмоток визначається з метою досягнення необхідної індуктивності витку $L_f= 15$. Розміри осердя розраховуються за допомогою нескладних арифметичних дій. Отримані розміри трансформатора представлені на рис. 2.5 і рис. 2.6.

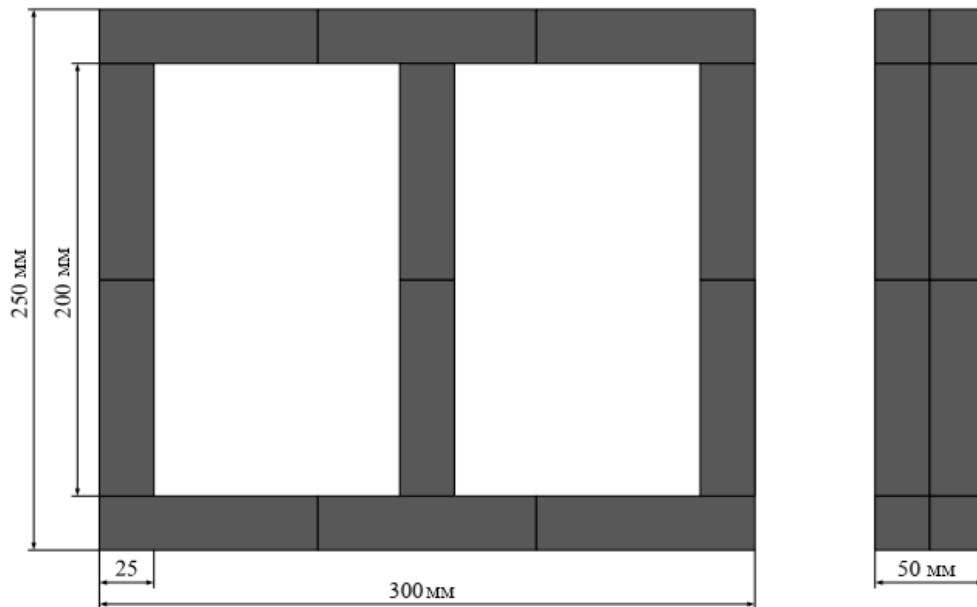


Рисунок 2.5 - Розміри осердя 3-фазного СЧТ

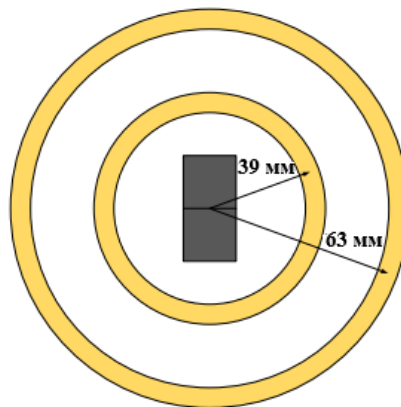


Рисунок 2.6 - Радіус обмотки 3-фазного СЧТ

2.4.1 Конструкція обмотки та втрати потужності

Опір обмотки трансформатора постійному струму можна просто розрахувати, виходячи з розмірів. Однак опір змінному струму набагато складніше обчислити через ефекти екранування та близькості.

Нормований опір змінному струму монолітного дроту визначається як:

$$K_d = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} \quad (2.31)$$

Він є функцією частоти, провідності дроту, діаметру дроту, кількості жил, коефіцієнта пакування та кількості шарів обмотки. Очевидно, що найкращі характеристики досягаються для найтоншого дроту, але через механічні обмеження для великих дротів діаметр дроту обмежений до 0,1 мм. Було обрано одношарову обмотку. Кругла форма обмотки була необхідна через високий радіус вигину дроту.

Оцінка R_{AC} вимагає розкладання струму обмотки за гармоніками для того щоб розрахувати K_d для кожної гармоніки. Ідеалізований струм обмотки можна розрахувати за допомогою формули для двох екстремальних випадків згідно з таблицею 2.1:

- номінальний режим з $U_{dc1} = U_{dc2} = 1200$ В,
- погіршений режим з $U_{dc1} = 1200$ В та $U_{dc2} = 0.8U_{dc1}$.

Ідеалізовані осцилограми напруги та струму представлені на рис. 2.7 для номінального режиму та на рис. 2.8 для погіршеного режиму. Відповідний гармонійний розклад представлений на рис. 2.9. Видно, що в погіршеному режимі спостерігається більший струм, але гармонійні спотворення струму вищі в номінальному режимі.

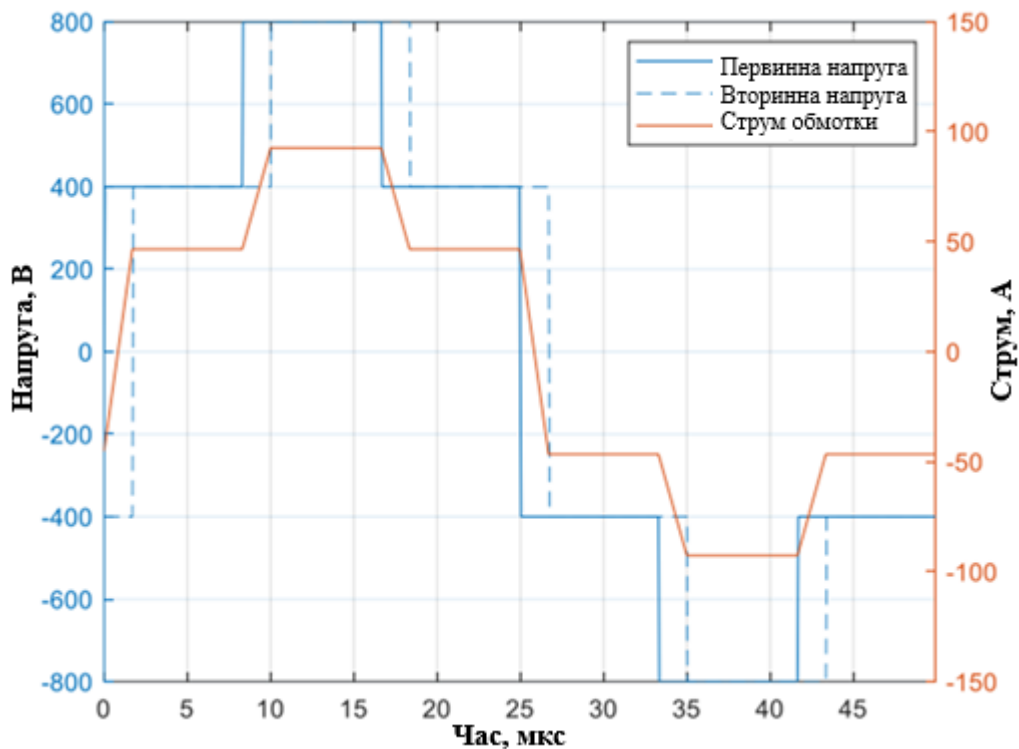


Рисунок 2.7 - Ідеалізовані осцилограми напруги та струму ПАМЗ для номінального режиму

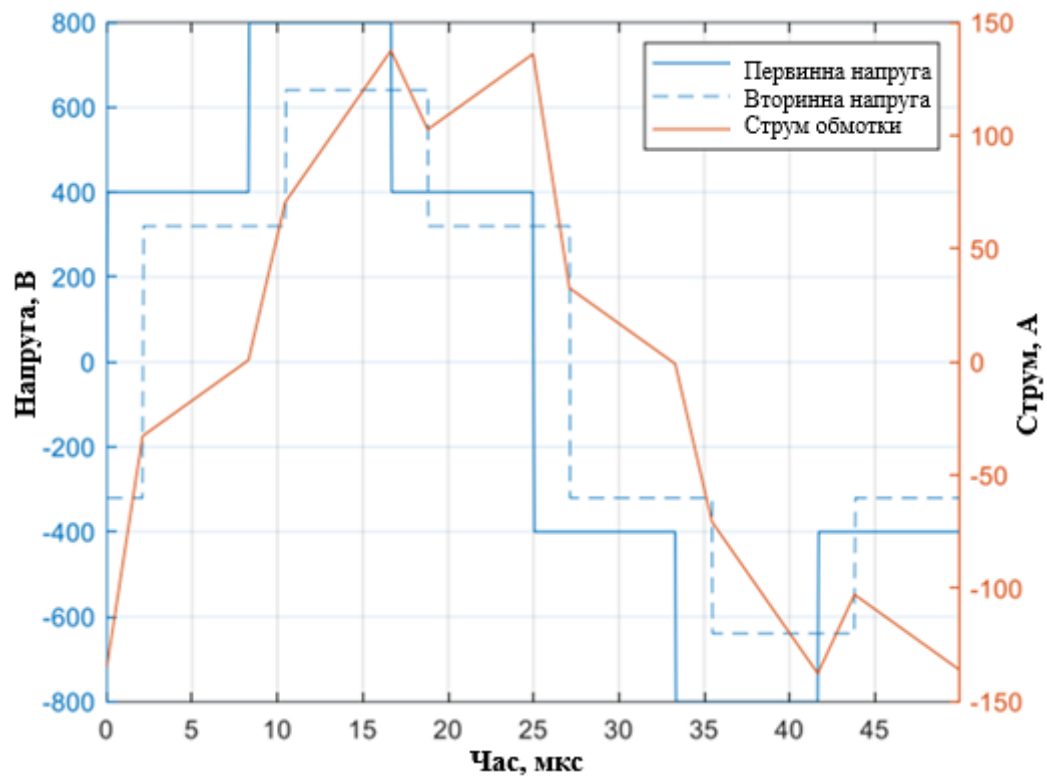


Рисунок 2.8 - Ідеалізовані осцилограми напруги та струму ПАМЗ для погіршеного режиму

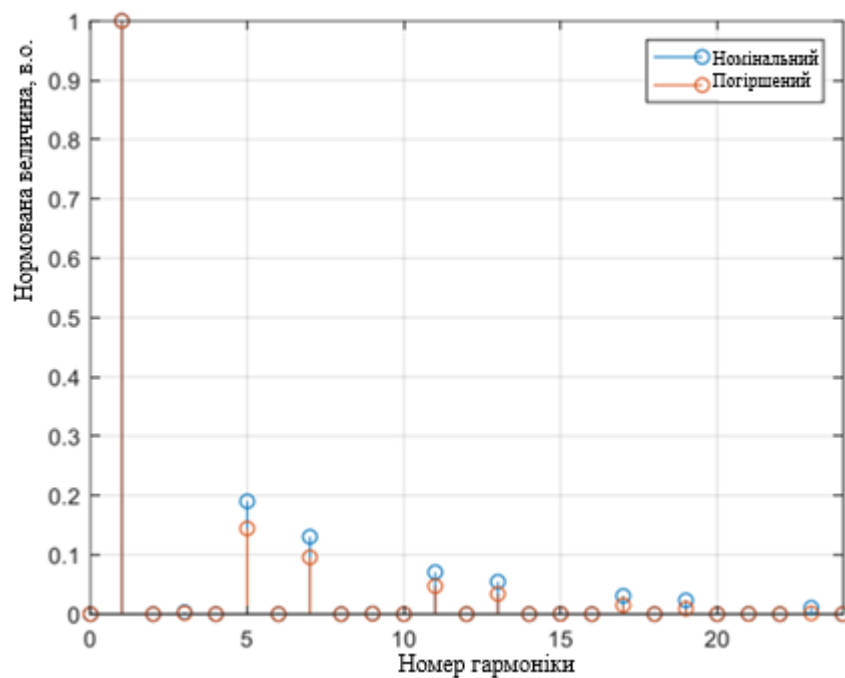


Рисунок 2.9 - Гармоніки струму обмотки ПАМЗ для номінального режиму та погіршеного режиму

Завдяки гармонікам струму, представленим на рис. 2.9, можна розрахувати нормований опір змінному струму для номінального режиму, як показано на рис. 2.10.

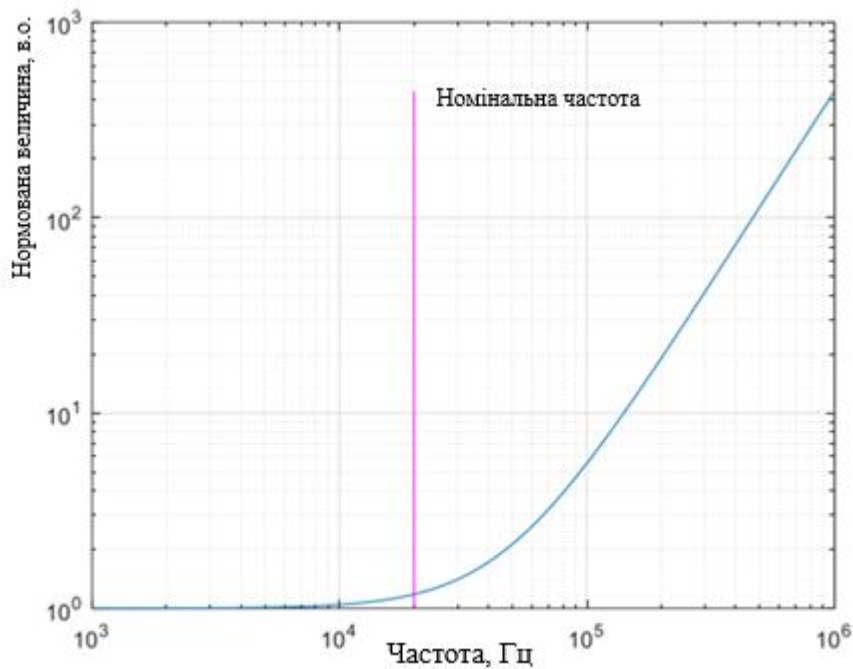


Рисунок 2.10 - Нормований змінний опір дроту для номінального режиму при 60°C

Крім того, можна розрахувати коефіцієнт втрат на гармоніках струму, який показує надлишкові втрати, спричинені певною гармонікою h :

$$K_{\text{втр}} = (h) = \frac{K_{dh} I_h^2}{\sum_{k=1} I_h^2} \quad (2.32)$$

Це вказує на вплив гармонік струму на втрати в обмотці. Обмотка без скін-ефекту і ефекту близькості, що дорівнює 1 на основній частоті і 0 на будь-якій іншій гармоніці. На рис. 2.11 видно, що для обраного літцендрату 5-а гармоніка додає майже 20% втрат потужності в номінальному режимі, тоді як в погіршеному режимі вона становить лише 10%. Також видно, що гармоніки вище 13-ї мають незначний вплив на втрати потужності в обмотці, навіть якщо коефіцієнт опору K_d є дуже високим, як показано на рис. 2.10.

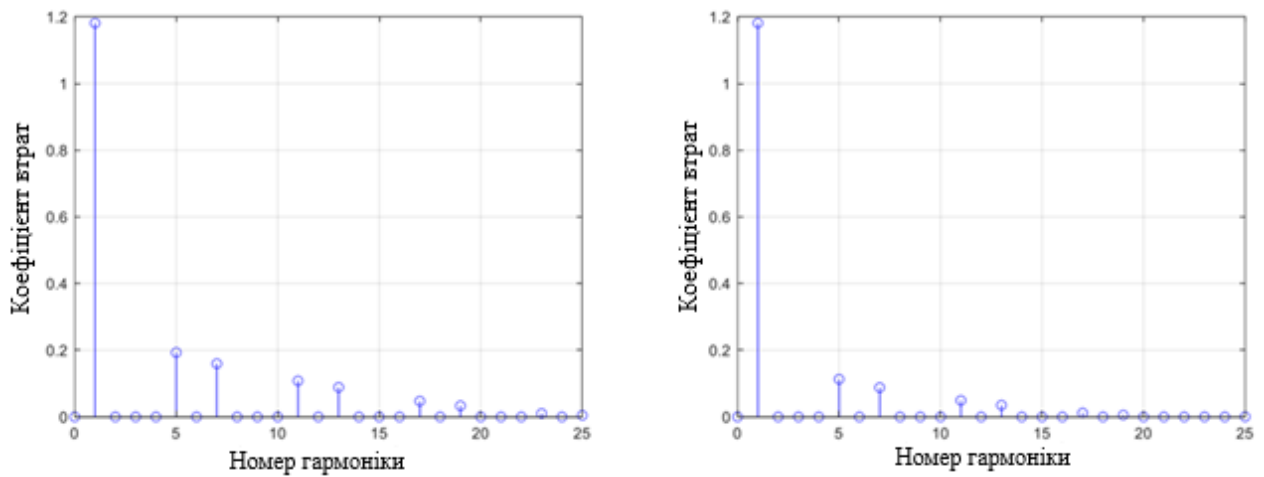


Рисунок 2.11 - Коефіцієнт втрат гармонік струму для номінального режиму (ліворуч) та погіршеного режиму (праворуч) при 60°C

Нарешті, втрати потужності в обмотці можна розрахувати для 6 обмоток як:

$$P_w = \sum_{k=1}^6 I_{RMS\ k}^2 R_{AC_k} \quad (2.33)$$

де $I_{RMS\ k}$ - середньоквадратичний струм k-ї обмотки.

Розрахункові параметри обмотки наведено в таблиці 2.3. Еквівалентний послідовний опір вищий у номінальному режимі через вищі гармонічні спотворення. Однак середньоквадратичний струм обмотки вищий у режимі деградації. Загалом, втрати потужності в обмотці вищі в режимі деградації, тому це слід враховувати при тепловому розрахунку.

Таблиця 2.3. Конструктивні параметри обмотки при 60°C

	Номінальний режим	Погіршений режим
Еквівалентний послідовний опір R_{ac}	16,5 мОм	13,6 мОм
Середньоквадратичний струм обмотки I_{RMS}	65 А	92 А
Втрати потужності обмотки P_w	206 Вт	347 Вт

2.4.2 Конструкція осердя та втрати потужності

Аналітичне рівняння втрат потужності в активній зоні для синусоїдального збудження було запропоновано Штейнмецем. Повна формула, що враховує температуру активної зони, визначається наступним чином:

$$P_{c_{\sin}} = k f^{\alpha} B_{\max}^{\beta} k_T V_c \quad (2.34)$$

$$k_T = c_0 - c_1 T + c_2 T^2 \quad (2.35)$$

де f - частота, $B_{\max}$ - максимальна густина потоку, V_c - об'єм активної зони, T - температура активної зони, c_0, c_1, c_2 - температурні коефіцієнти і k, α, β - коефіцієнти Штейнмеца, представлені в таблиці 2.4.

В запропоновано модифікацію формули втрат потужності для несинусоїдальних збуджень, але з використанням лише коефіцієнтів Штейнмеца. Втрати потужності в осерді визначаються як:

$$P_c = k_i k_T V_c (2 B_{\max})^{\beta - \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{u_1(t)}{N_1 A_c} \right|^{\alpha} dt \quad (2.36)$$

де u_1 - напруга первинної обмотки 1, $T = \frac{1}{f}$ (с), N_1 - кількість витків первинної обмотки, A_c - переріз осердя і k_i визначається як:

$$k_i = \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} \left(0.2761 + \frac{1.7061}{\alpha + 1.354} \right)} \quad (2.37)$$

Таблиця 2.4 Коефіцієнти Штейнмеца для фериту

Параметр	Значення
k	3.2
α	1.46
β	2.75
c_0	2.45
c_1	$3.1e^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
c_2	$1.65e^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$

Оцінка втрат в осерді вимагає знання форм кривих напруги та густини потоку. Ідеалізовану криву густини потоку можна побудувати так, як показано на рис. 2.12 і зафіксовано максимальну густину потоку $B_{max} = 0.27 \text{ Т}$.

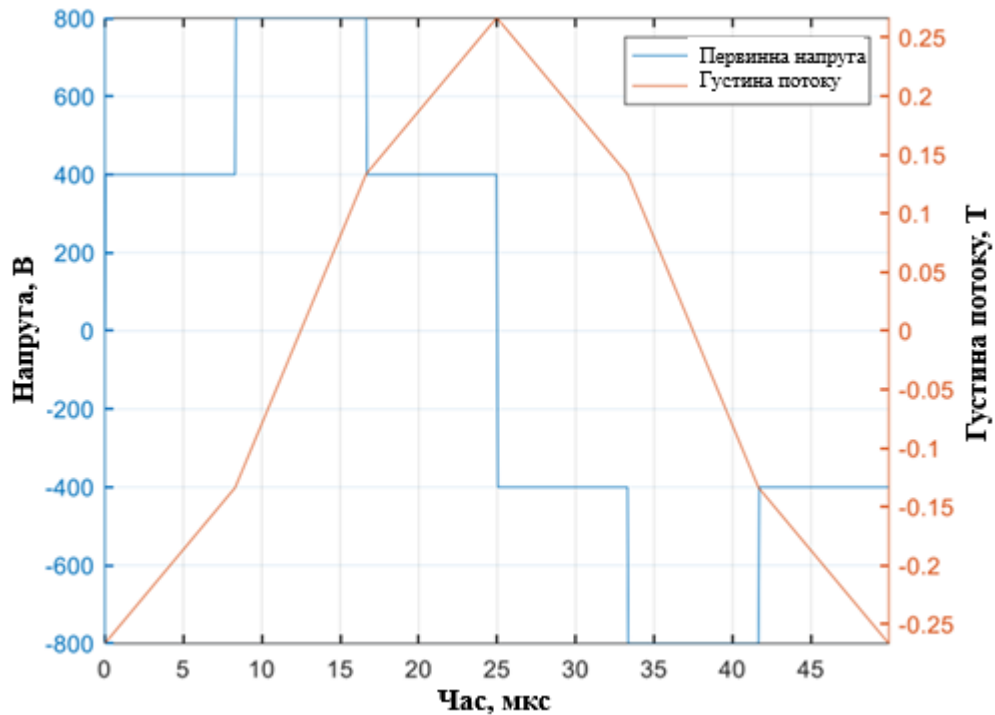


Рисунок 2.12 - Ідеалізовані осцилограми напруги та густини потоку ПАМЗ

Знаючи форму кривої напруги і максимальну густину потоку, втрати потужності в осерді можна розрахувати за формулою (2.36). Втрати потужності в осерді становлять 255 Вт при 120°C.

Крім того, аналіз чутливості виконано для синусоїдальної напруги згідно з (2.34), оскільки вона простіша в реалізації і дає результати, порівнянні з (2.36). Аналізуючи рис. 2.13, можна помітити, що для даної теплової схеми ферит можна використовувати в широкому діапазоні частот, але максимальна густина потоку повинна зменшуватися зі збільшенням частоти. Мінімальні втрати в сердечнику спостерігаються при 95°C, а втрати потужності подвоюються при низьких і дуже високих температурах. Щоб уникнути теплових втрат, максимальну температуру активної зони слід утримувати нижче 100...120°C, щоб уникнути теплових втрат.

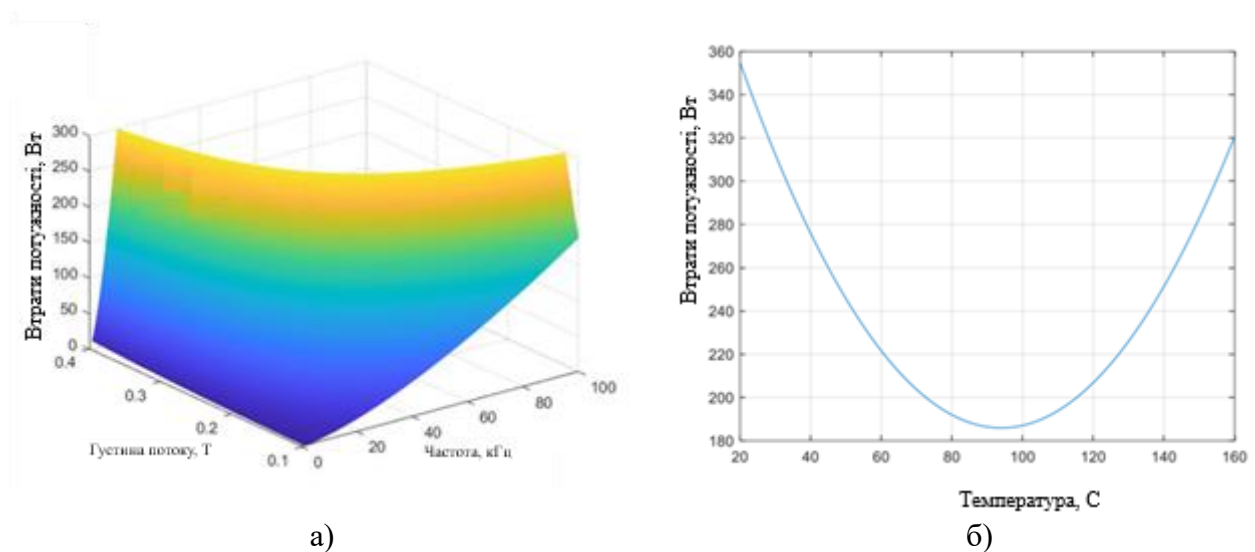


Рисунок 2.13 - Аналіз чутливості втрат в осерді для синусоїдальної напруги: а) при різній частоті та густині потоку при 120°C, б) при різній температурі при 20 кГц

2.4.3 Конструкція 3-фазного СЧТ

Детальне 3D-креслення 3-фазного СЧТ представлено на рис. 2.14.

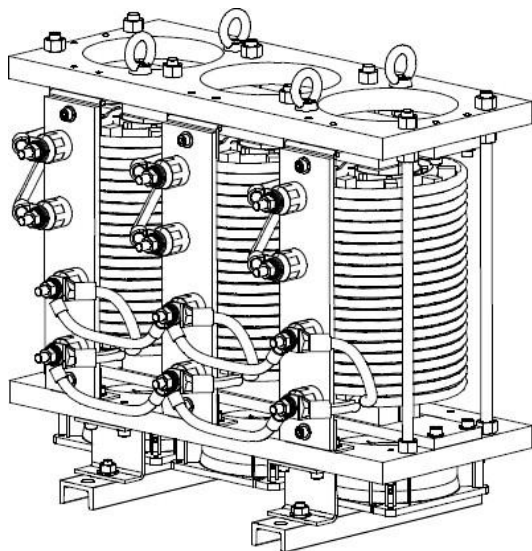


Рисунок 2.14 - 3D-креслення 3-фазного СЧТ

Вага 3-фазного СЧТ становить 36 кг. Це призводить до щільності потужності трансформатора 4 кВА/кг при S_n . Порівнянний трансформатор на 50 Гц при 400 В і природному повітряному охолодженні має щільність потужності менше 0,4 кВА/кг [3]. Трифазний СЧТ на 20 кГц більш ніж у 10 разів легший за трифазний трансформатор 50 Гц.

2.5 Висновки до розділу

У цьому розділі було представлено математичну модель СЧТ в ізолюваному DC-DC перетворювачі. Розглянуто методи моделювання трансформаторів і використано енергетичний метод Лагранжа для отримання фізично вмотивованої моделі для аналізу схеми. Розглянуто макроскопічні моделі магнітного гістерезису та удосконалено модель Прейсаха зі зворотним зв'язком. Детально описано конструкцію трифазного трансформатора на 20 кГц для ізолюваного силового перетворювача постійного струму потужністю 100 кВт на 1,2 кВ. Особливу увагу приділено конструкції обмоток і осердя, а також втратам потужності, які є найбільш важливими аспектами трансформатора з високою питомою потужністю.

3 НАУКОВО-ДОСЛІДНИЦЬКИЙ РОЗДІЛ

3.1. Результати теплового моделювання середньочастотного трансформатора

Для розрахунку температури СЧТ було розроблено 3D-модель трансформатора. Модель, представлена на рис. 3.1, була на чотири розрахункові області, а властивості матеріалу були задані наступним чином:

- Ω_1 - однорідна феритова серцевина з теплопровідністю $\lambda = 4,25 \text{ Вт / мК}$, питомою теплоємністю $c = 750 \text{ Дж/кгК}$, густиною $\rho = 4800 \text{ кг/м}^3$,
- Ω_2 - обмотка дроту; запропоновано теплову модель дроту, яка показує, що поперечна теплопровідність нижче 1 Вт/мК ,
- Ω_3 - фонові область з температурою повітря 40°C ,
- Ω_4 об'єм вентиляторів з тими самими властивостями матеріалу, що й.

Коефіцієнт випромінювання осердя та обмотки встановлено на рівні $\varepsilon = 0,8$. Розглянуто турбулентний потік повітря.

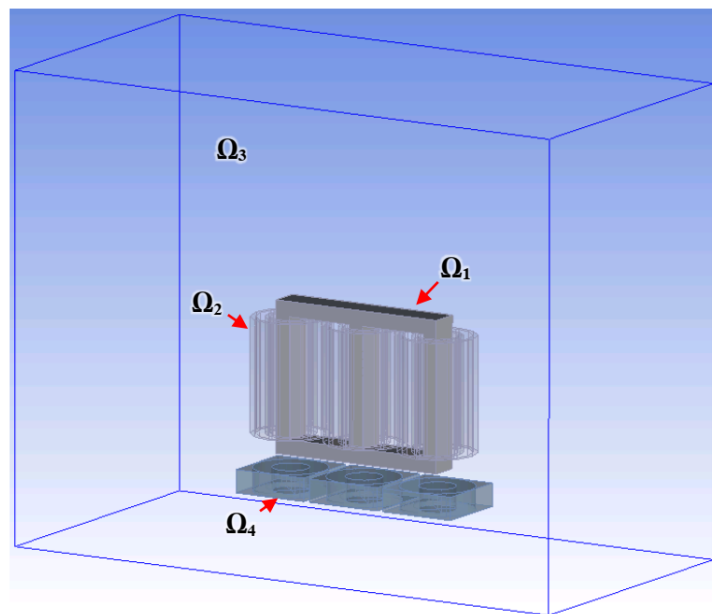


Рисунок 3.1 - 3D модель трансформатора та область моделювання для симуляції з урахуванням доменів: Ω_1 сердечник, обмотка Ω_2 , Ω_3 фонові область з температурою повітря 40°C , Ω_4 вентилятори

Модель була дискретизована, як показано на рис. 3.2. Сітка складається з 2,5 мільйонів елементів. Процедура побудови сітки $I_{\text{серпак}}$ використовує тетраедричні, гексаедричні, поліедричні, пірамідальні або елементи.

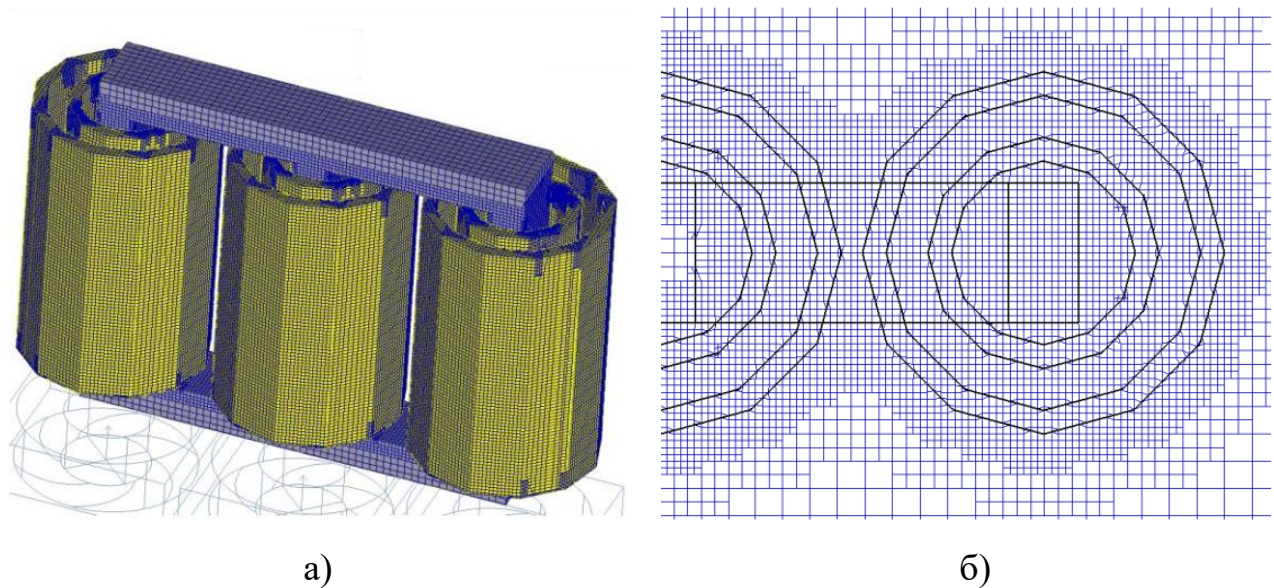


Рисунок 3.2 - Сітка для моделювання: а) побудована на осерді та обмотках, б) побудована на площині, що проходить горизонтально через середину колони
потік повітря $\text{м}^3/\text{год}$

Три вентилятори були реалізовані з лінеаризованою кривою тиск-витрата, як показано на рис. 3.3.

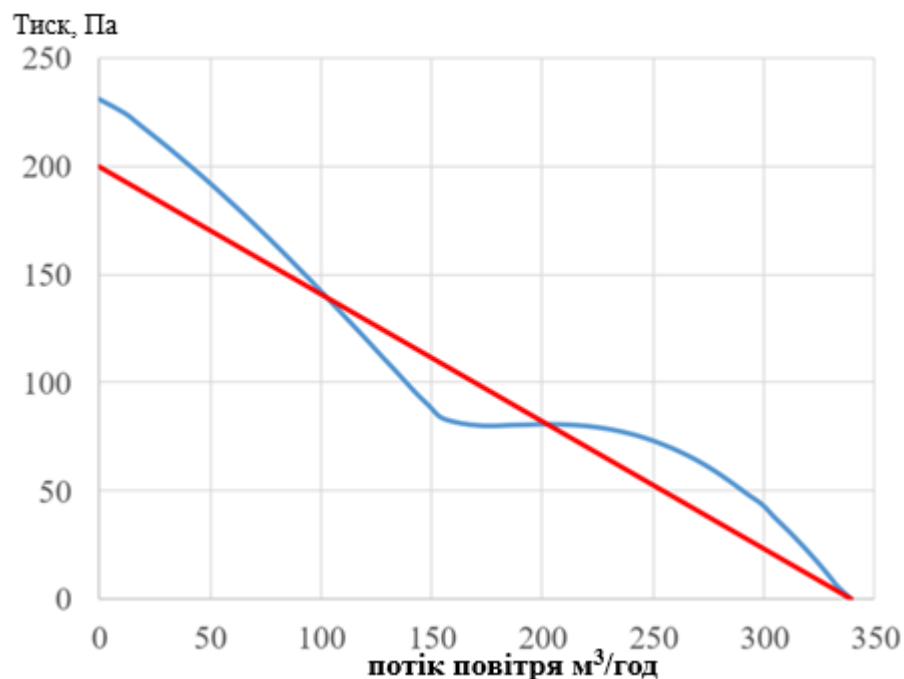


Рисунок 3.3 - Крива вентилятора (синій) та лінеаризована крива для моделювання (червоний)

Джерело тепла було визначено відповідно до втрат потужності, що відповідають погіршеному режиму. Результат моделювання представлений на рис. 3.4, де показано розподіл температури на фронтальній площині, що проходить вертикально через середину трансформатора. Температура "гарячої точки" в осерді становить 122°C, що знаходиться на межі проектної температури, а середня температура - 93°C. Температура гарячої точки обмотки становить 90°C, тоді як її середня температура 57°C, що дає комфортний розрахунковий запас. На рис. 3.5 вектори швидкості повітря показані на площині бокового огляду, що проходить вертикально через середину трансформатора. Видно, що обмотки добре охолоджуються завдяки повітрю, що проходить між обмотками. Сердечник охолоджується не дуже добре.

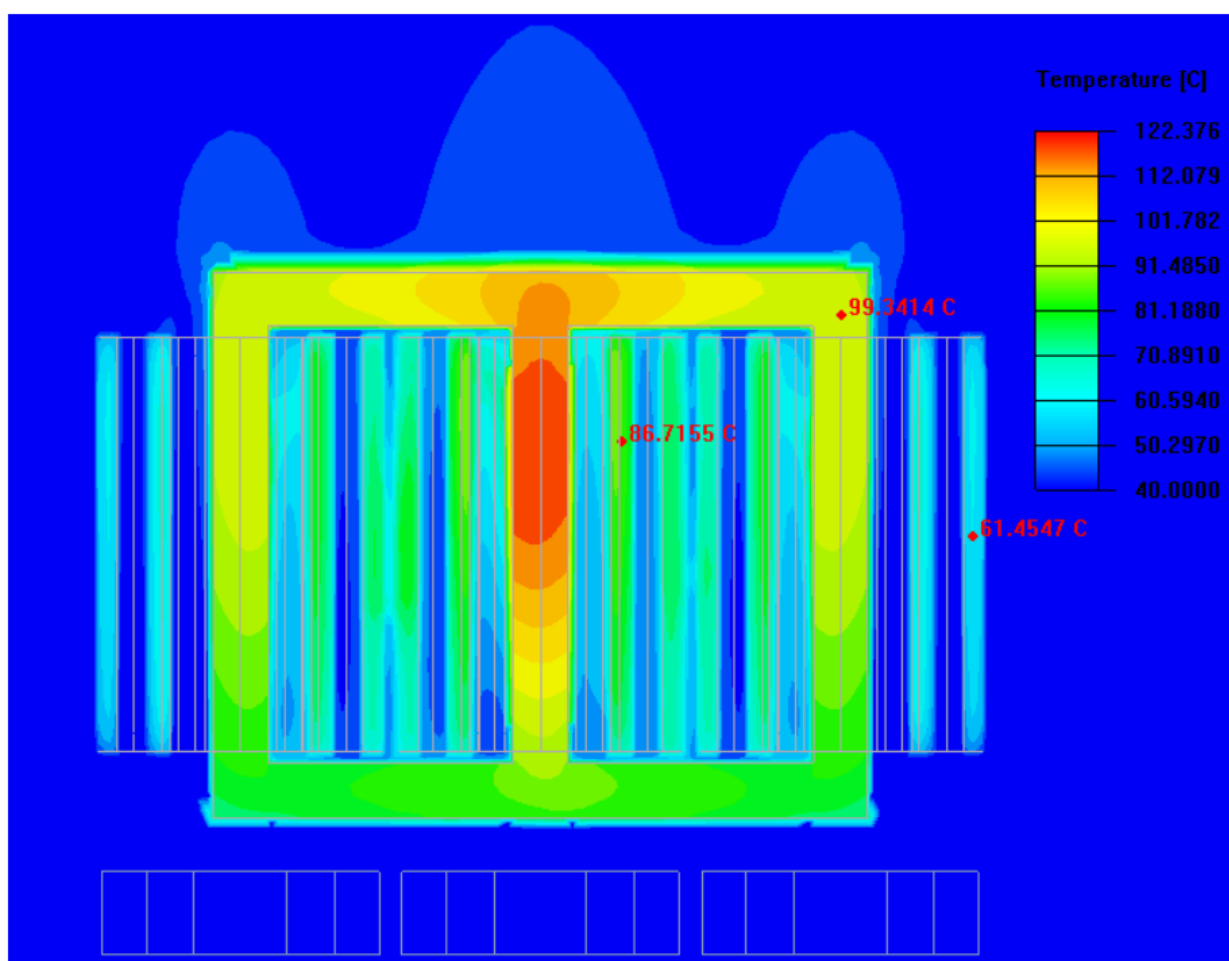


Рисунок 3.4 - Результат теплового моделювання в усталеному режимі, що показує розподіл температури на площині, яка проходить вертикально через середину трансформатора, вигляд спереду

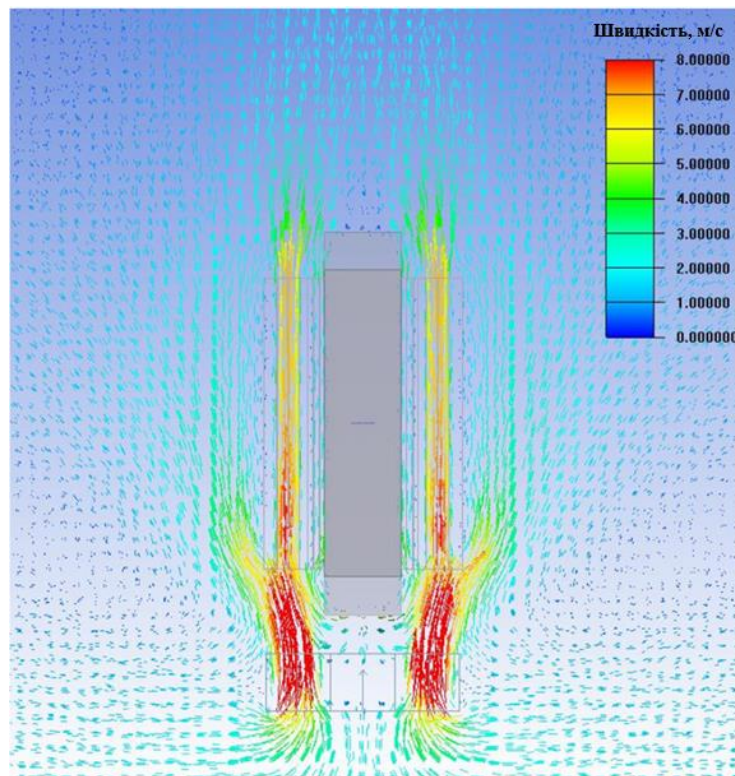


Рисунок 3.5 - Результат теплового моделювання в усталеному режимі, що показує вектори швидкості повітря на площині, яка проходить вертикально через середину трансформатора, вигляд збоку

3.2 Трансформаторна скінченно-елементна модель

У структурі осердя трансформатора, що характеризується конструктивною періодичністю (феромагнітний матеріал - повітряний проміжок, феромагнітний матеріал - діамагнітний матеріал і т.д.) можна використовувати техніку однорідності або багатомасштабні методи для опису магнітних властивостей (питомий опір однорідності осердя, еквівалентна магнітна проникність, еквівалентна $B(H)$ і т.д.). Використання методу однорідності для аналізу МСЕ ступінчастих з'єднань у сталевих листових трансформаторах. Метод однорідності отримав подальший розвиток у 2D МСЕ сталевих листових осердь та аморфних осердь. Для підвищення точності магнітних розрахунків було запропоновано МСЕ вищого порядку та покроковий метод.

3D модель СЧТ була розроблена і розглянуто спрощену геометрію для досягнення швидкого моделювання без зниження точності. Було

проаналізовано різні 3D-моделі обмотки і знайдено циліндричну обмотку з найкращим співвідношенням продуктивності та часу обчислень. Модель було розділено на три обчислювальні області, як показано на рис. 3.6. Область Ω_1 - це об'єм обмоток, область Ω_2 - об'єм осердя, а область Ω_3 складається з повітря, що оточує СЧТ. Властивості матеріалу вважаються ізотропними та однорідними, тому рівняння Максвелла можна спростити:

$$\nabla \cdot H = \begin{cases} j & \Omega_1 \\ \sigma E & \Omega_2 \\ 0 & \Omega_3 \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\nabla \cdot E = -\frac{\partial B}{\partial t}; \quad \nabla \cdot B = 0; \quad B = \nabla \cdot A \quad (3.2)$$

де $\sigma = 0,25$ С/м при 25°C . Магнітна проникність μ , яка для нелінійних властивостей описує зв'язок між dB і dH у визначальному рівнянні.

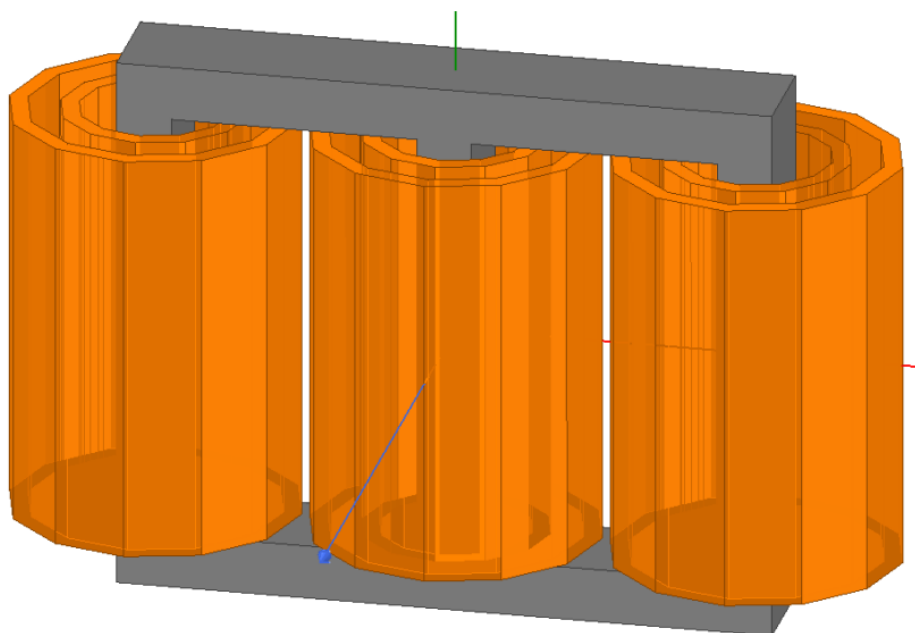


Рисунок 3.6 - 3D модель СЧТ, розділена на три обчислювальні області: Ω_1 об'єм обмоток помаранчевий, Ω_2 об'єм осердя сірий, Ω_3 - повітря що оточує (білий)

Сердечник та обмотка були дискретизовані, як показано на рис. 3.1. Сітка складається з 267 тисяч тетраедричних квадратичних елементів рис.3.7.

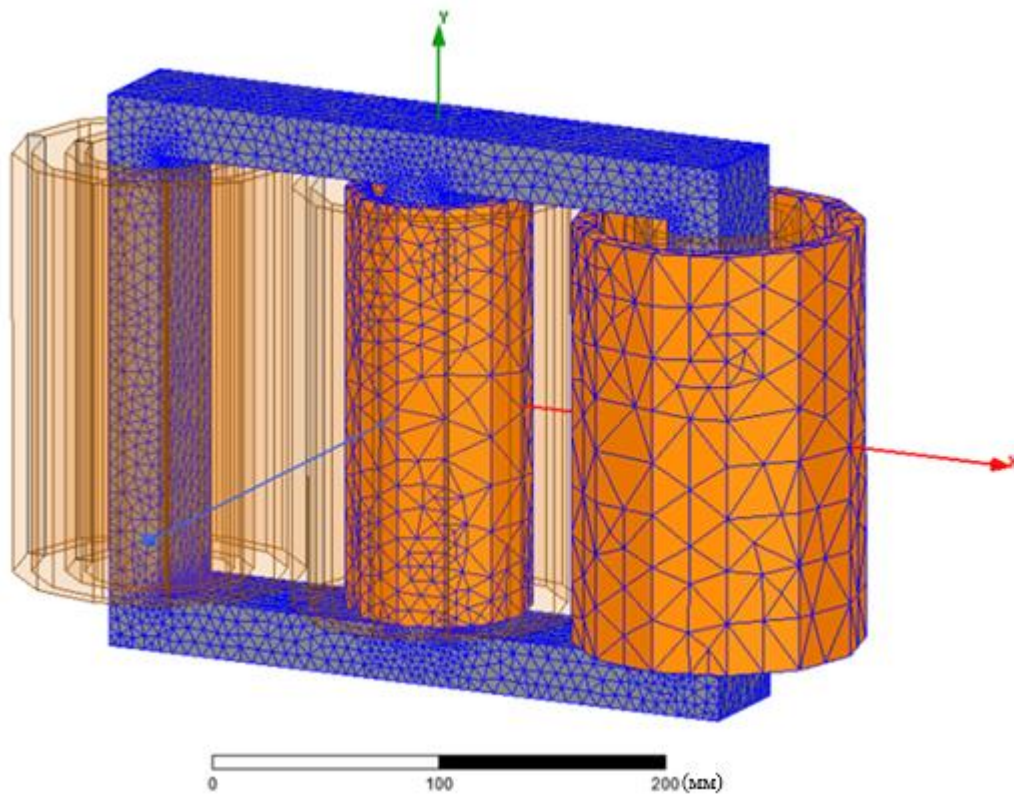


Рисунок 3.7 - Сітка для моделювання МСЕ, графік на поверхні осердя та вибрані обмотки

3.2.1 Магнітостатичне моделювання за методом скінченних елементів

Для розрахунку багатовимірної характеристики $\Phi(\Theta)$, необхідної для моделі схеми, було проведено серію магнітостатичних симуляцій з різними магніторухливими силами МРС. Розглядаючи векторну групу Y_u , серію симуляцій можна скоротити, оскільки сума первинних МРС дорівнює нулю, як і вторинних. На практиці визначають первинну і вторинну МРС як:

$$\Theta_p = [\Theta_1 \quad \Theta_2 \quad \Theta_3] \quad (3.3)$$

$$\Theta_s = [\Theta_4 \quad \Theta_5 \quad \Theta_6] \quad (3.4)$$

де $\Theta_1, \Theta_3, \Theta_4$ і Θ_6 мають дискретні значення, A – поворотів.

$$\Theta_2 = -\Theta_1 - \Theta_3 \quad (3.5)$$

$$\Theta_5 = -\Theta_4 - \Theta_6 \quad (3.6)$$

На рис. 3.8 наведено приклад результату магнітостатичного моделювання. Величина густини потоку відкладена на поверхні осердя, що відповідає МРС $\Theta_1 = 200$ А, $\Theta_2 = -100$ А, $\Theta_3 = -100$ А і $\Theta_4 = \Theta_5 = \Theta_6 = 0$ А.

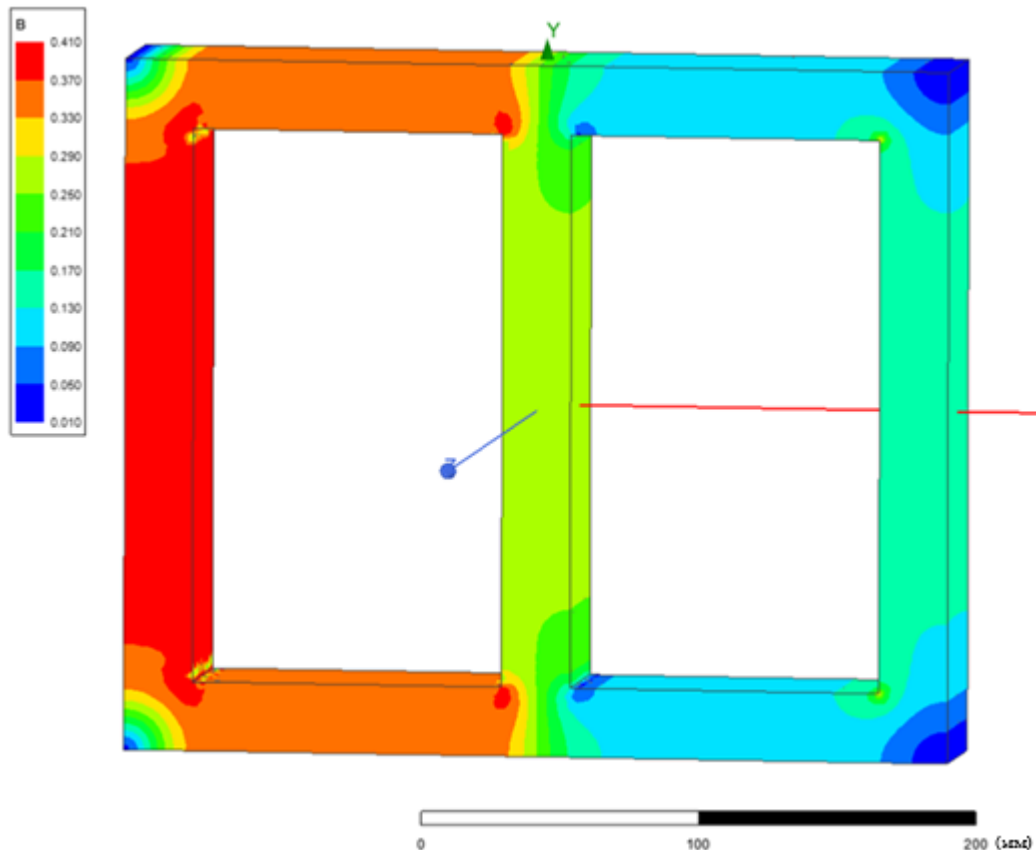


Рисунок 3.8 - Величина густини магнітного потоку B на поверхні осердя при збудженні $\Theta_1 = 200$ А, $\Theta_2 = -100$ А, $\Theta_3 = -100$ А і $\Theta_4 = \Theta_5 = \Theta_6 = 0$ А

3.2.2 Моделювання потоку намагнічування

Модель трансформатора, представлена в розділі 2, вимагає розділення $\Phi(\Theta)$ на потік намагнічування і потік витоку. Потік намагнічування визначається завдяки магнітостатичному моделюванню, Потік намагнічування бічних колон Φ_{m1} і Φ_{m3} вимірюється в осерді для того, щоб мінімізувати внесок потоку витоку. Розраховується потік намагнічування центральної колони:

$$\Phi_{m2} = -\Phi_{m1} - \Phi_{m3} \quad (3.7)$$

На рис. 3.9 представлено результат серії магнітостатичних симуляцій для колонки А і відповідну поверхневу інтерполяцію. Намагнічуючий потік Φ_{m1} представлений як функція намагнічуючої МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2} . Ефект магнітного перехресного насичення можна спостерігати, оскільки форма кривої $\Phi_{m1}(\Theta_{g1}, \Theta_{g2}=\text{const.})$ залежить від значення Θ_{g2} . Максимальне значення намагнічувального потоку становить 0,55 мВб, що відповідає густині магнітного потоку 0,44 Тл.

На рис. 3.10 представлено результат для колони В. Намагнічуючий потік Φ_{m2} представлено як функцію намагнічуючої МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2} . Порівняно з Φ_{m1} спостерігається симетрія для Θ_{g1} і Θ_{g2} .

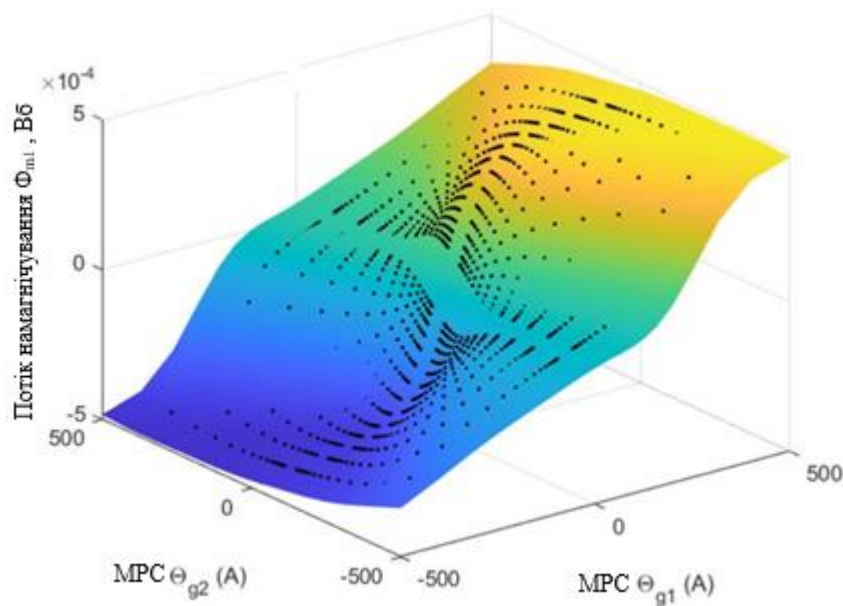


Рисунок 3.9 - Потік намагнічування Φ_{m1} як функція намагнічування МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2}

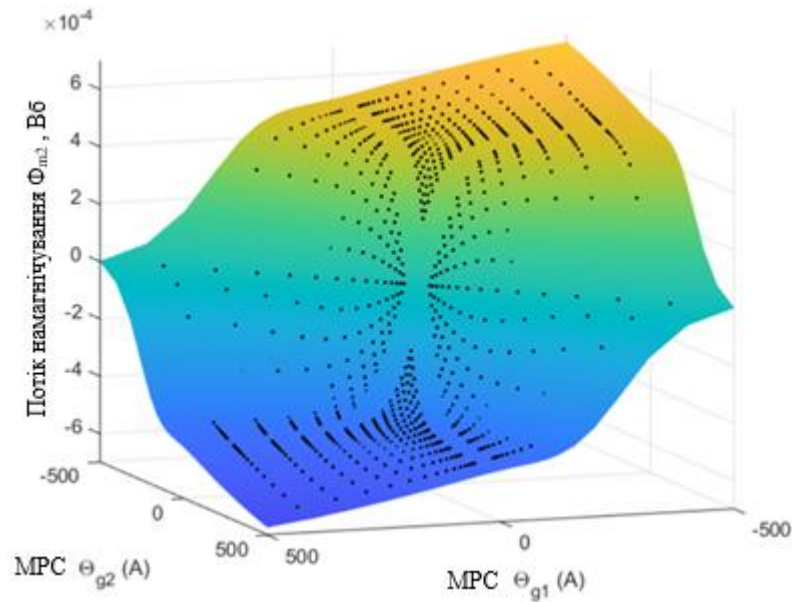


Рисунок 3.10 - Потік намагнічування Φ_{m2} як функція намагнічування МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2}

Завдяки поверхневій інтерполяції намагнічувального потоку Φ_m можна легко обчислити часткові похідні $\partial\Phi_m/\partial\Theta_g$. Часткові похідні для колони А подано на рис. 3.11 для $\partial\Phi_{m1}/\partial\Theta_{g1}$ і рис. 3.12 для $\partial\Phi_{m1}/\partial\Theta_{g2}$. Значення $\partial\Phi_{m1}/\partial\Theta_{g1}$ завжди додатні, з максимальним значенням 4,6 мкГн/А, що відповідає індуктивності перемагнічування для узагальнених контурних струмів 1,8 мГн. Максимальне значення $\partial\Phi_{m1}/\partial\Theta_{g2}$ становить 1,5 мкГн/А і відповідає індуктивності взаємного намагнічування для узагальнених контурних струмів 0,6 мГн. Функції часткових похідних безпосередньо використовуються в моделі, представлений у розділі 2, для обчислення значень динамічної матриці індуктивності.

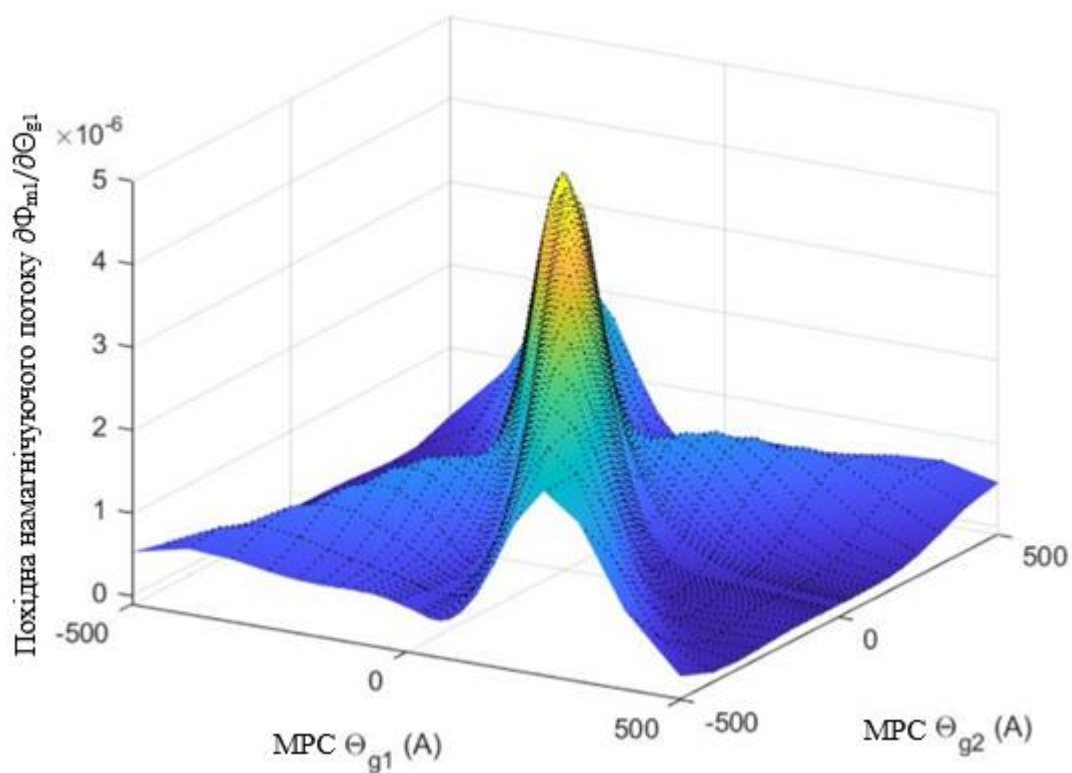


Рисунок 3.11 - Часткова похідна намагнічуючого потоку $\partial\Phi_{m1}/\partial\Theta_{g1}$ як функція намагнічуючого МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2}

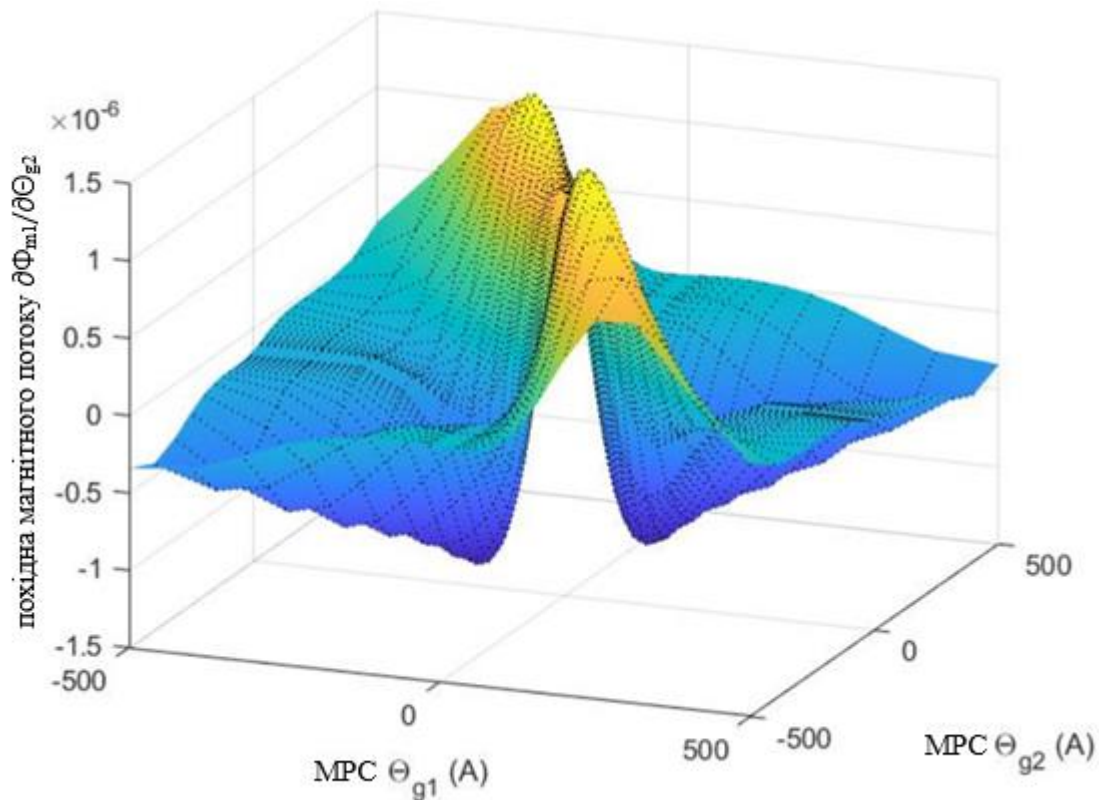


Рисунок 3.12 - Часткова похідна магнітного потоку $\partial\Phi_{m1}/\partial\Theta_{g2}$ як функція намагніченості МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2}

3.2.3 Моделювання потоку витоку

Потік витоку $\Phi\sigma(\Theta)$ розраховується згідно з (2.7), де зв'язок потоку береться безпосередньо з серії магнітостатичного моделювання. На рис. 3.13 представлено результат для обмотки 1 і відповідну поверхневу інтерполяцію. Потік витоку $\Phi_{\sigma 1}$ представлений як функція МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2} . Видно, що крива $\Phi_{\sigma 1}(\Theta_{g1}, \Theta_{g2}=\text{const.})$ не є лінійною і її форма залежить від значення Θ_{g2} . Однак, для подальшого аналізу приймається лінеаризована $\Phi_{\sigma 1}(\Theta_{g1}, \Theta_{g2}=\text{const.})$, яка не залежить від Θ_{g2} .

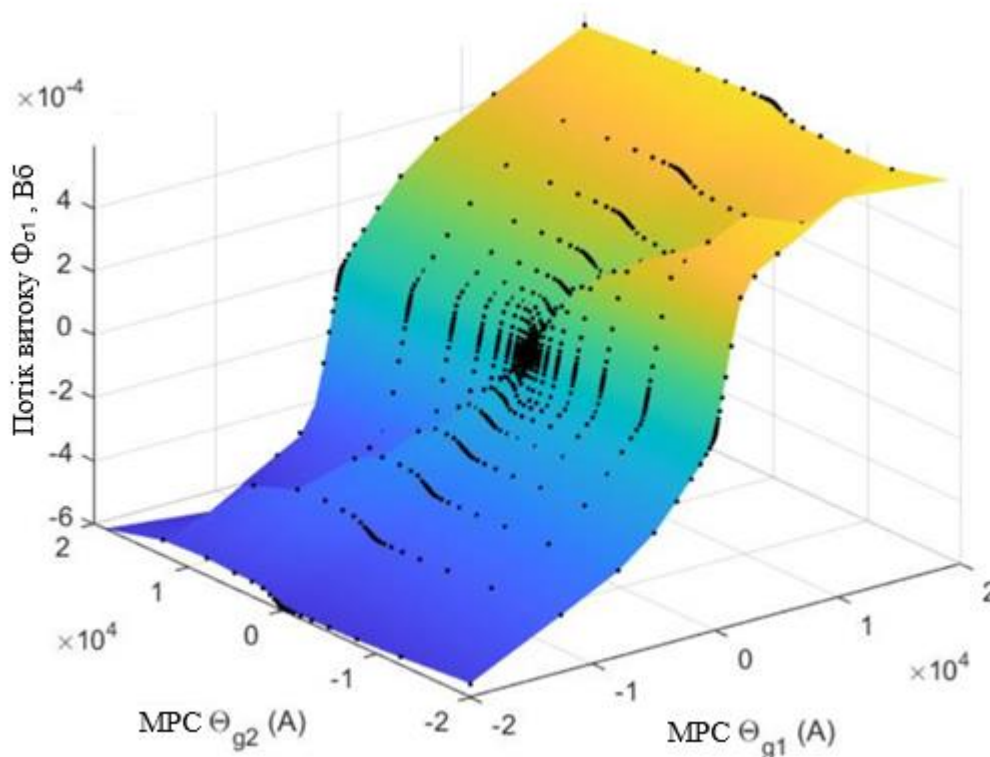


Рисунок 3.13 - Потік витоку $\Phi_{\sigma 1}$ як функція МРС в узагальнених координатах Θ_{g1} і Θ_{g2}

Матриця індуктивності витоку для узагальнених контурних струмів розраховується за формулою:

$$\mathbf{L}_{\sigma g} = \begin{bmatrix} N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 1}}{\partial \theta_{g1}} N_p & N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 1}}{\partial \theta_{g2}} N_p & N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 1}}{\partial \theta_{g3}} N_s & N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 1}}{\partial \theta_{g4}} N_s \\ N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 2}}{\partial \theta_{g1}} N_p & N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 2}}{\partial \theta_{g2}} N_p & N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 2}}{\partial \theta_{g3}} N_s & N_p \frac{\partial \Phi_{\sigma 2}}{\partial \theta_{g4}} N_s \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ N_s \frac{\partial \Phi_{\sigma 6}}{\partial \theta_{g1}} N_p & N_s \frac{\partial \Phi_{\sigma 6}}{\partial \theta_{g2}} N_p & N_s \frac{\partial \Phi_{\sigma 6}}{\partial \theta_{g3}} N_s & N_s \frac{\partial \Phi_{\sigma 6}}{\partial \theta_{g4}} N_s \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Матриця індуктивностей витоків для фазних струмів представлена в таблиці 3.1. Індуктивності витоків для центральної колони (позначена NA) не розраховуються запропонованим методом, але вони не використовуються в моделі. Завдяки лінеаризації потоку витоків матриця індуктивностей витоків є симетричною.

Таблиця 3.1. Матриця індуктивності витоків (мкГн)

$L_{\sigma k,n}$	n=1	n=2	n=3	n=4	n=5	n=6
k=1	56.1	NA	-2.9	48.2	NA	-2.4
k=2	-9.4	NA	-9.4	2.0	NA	2.0
k=3	-2.9	NA	56.1	-2.5	NA	48.2
k=4	48.2	NA	-2.5	56.1	NA	-2.1
k=5	-11.4	NA	-11.4	-15.5	NA	-15.5
k=6	-2.4	NA	48.2	-2.1	NA	56.1

Еквівалентна індуктивність витоків класичної моделі трансформатора для колонки A $L_{\sigma A}$ можна обчислити за допомогою:

$$L_{\sigma A} = L_{\sigma 1,1} - L_{\sigma 1,4} + L_{\sigma 4,4} - L_{\sigma 4,1} \quad (3.9)$$

Його можна легко виміряти на наявному трансформаторі. Значення $L_{\sigma C}$ розраховується відповідно. Значення $L_{\sigma B}$ не розраховується за допомогою запропонованого методу.

3.3 Висновки до розділу

У цьому розділі представлено результати моделювання прототипу СЧТ, включаючи теплові. Розроблена скінченно-елементну модель трансформатора, яка дозволяє визначити характеристику магнітного потоку $\Phi(\Theta)$. Змодельовано вплив паразитних повітряних проміжків на еквівалентну магнітну проникність, середню довжину повітряного проміжку і втрати потужності. Вивчено вплив магнітного перехресного насичення та індуктивності взаємних витоків. Визначено еквівалентну магнітну індукцію, еквівалентну магнітну проникності та середню довжину повітряного проміжку в 3-фазному багатоповітряному феритовому осерді СЧТ.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

4.1.1 Безпека при виготовленні друкованих плат

При розробці системи автоматичного повороту фотоелектричних модулів першим етапом виготовлення пристрою є витравлювання друкованих плат.

Сучасна технологія виготовлення друкованих плат складається з великої кількості різних механічних, фотохімічних і хімічних операцій.

При виконанні технологічних процесів виготовлення друкованих плат можуть виникнути наступні небезпеки і шкідливості: ураження електричним струмом, вибухо- і пожежонебезпека, термічний опіки, хімічний опік, небезпека травмування механічними пристроями, ураження шкірних покривів і отруєння, шум, вібрація, світловий вплив газорозрядних ламп.

Більшість матеріалів і речовин, що застосовуються при виготовленні друкованих плат, є небезпечними для здоров'я і життя людини. Шкідливі речовини та їх пари можуть проникати в організм людини через органи дихання, шкіру і травний тракт.

Вдихання хімічних речовин у будь-якому агрегатному стані (газ, пари, пил) призводить до ураження верхніх дихальних шляхів і до загальнотоксичного ефекту при всмоктуванні речовин в кров. У травний тракт шкідливі речовини потрапляють при вживанні води, їжі та курінні на ділянках виготовлення друкованих плат.

Нагрівання розчинів веде до інтенсивного паротворення і виділенню газів, що несуть з собою частинки розчину, а це призводить до збільшення забруднення атмосфери виробничих приміщень. Так, хлоровані вуглеводні (трихлоретилен, тетрахлоретан) при дії на них сонячного світла або відкритих джерел полум'я утворюють нову речовину – газ фосген (надзвичайно небезпечний), а при реагентному методі очищення відпрацьованих вод від сполук ціану може утворитися хлорціан. Попадання кислоти в лужний ціаністий електроліт, змішування кислих і ціаністих стоків або вентиляційних викидів може призвести до утворення ціаністого водню. Процеси знежирення,

травлення, електрохімічної обробки і хімічного фрезерування супроводжуються виділенням парів кислот і лугів і надходженням їх в зону дихання.

Багато шкідливих речовини потрапляють в організм через шкіру, особливо небезпечні хромові композиції, концентровані кислоти, луги та розчинники.

У відділеннях приготування електролітів завжди має місце висока концентрація пилу і парів токсичних речовин, особливо під час розтарування матеріалів, дозування, приготування розчинів, змішування сипучих компонентів і транспортних операцій.

При ціаністому мідненні і срібленні утворюється ціанистий водень, який надходить в атмосферу, в цих випадках відчувається запах мигдалю. Поява ціанідів у повітрі над ваннами – результат виносу дрібних крапельок електроліту бульбашками газів (водню і кисню), що виділяються на електродах при електролітичній дисоціації, а також випаровування розчинів. Ціанистий водень утворюється в результаті контакту ціанистого розчину з вуглекислотою. У ванн оксидування виявляються пари лугу, у ванн декапірування – пари соляної кислоти, у ванн освітлення алюмінію азотною кислотою – оксиди азоту, у ванн кадміювання – оксиди кадмію; при нікелювання – ціанистий водень, при хромуванні – хромовий ангідрид, при очищенні свинцевих анодів – пил свинцю.

Однією з умов забезпечення безпеки праці є потоковість виробництва у відповідності з технологічною послідовністю окремих операцій, передбачаючи автоматизацію і механізацію процесів, а також централізація приготування електроліту. Пульти оператора автоматичних ліній з програмним керуванням повинні бути віддалені від ванн на певну відстань, що виключає вплив на працюючих небезпечних і шкідливих виробничих факторів.

При неможливості автоматизації процесів повинна бути забезпечена комплексна механізація окремих операцій – підготовчих, транспортних, фінішних, зокрема, завантаження плат у ванни та їх вивантаження.

Особлива увага приділяється заміні токсичних речовин менш токсичними або нетоксичними, заміні шкідливих операцій менш шкідливими. Всі робочі місця обладнуються витяжною вентиляцією, а працюючі застосовувати засоби індивідуального захисту органів дихання, очей і шкірних покривів.

4.1.2. Техніка безпеки при експлуатації електрообладнання та електромереж

До обслуговування електрообладнання допускаються особи не молодше 18 років, які не мають медичних протипоказань, що заважають виконанню робіт, що отримали вступний і первинний інструктажі на робочому місці, виробниче навчання, перевірку знань.

Електромонтер повинен знати схему електропостачання об'єктів виробництва, повинен мати навички прийомів технічних методів обслуговування електроустановок. Він забезпечується усіма засобами індивідуального захисту та спецодягом. Інструменти і засоби захисту повинні бути випробувані, справні та використовуються за призначенням.

При експлуатації діючих електроустановок застосовують електрозахисті засоби та запобіжні пристосування. Ручне включення і відключення устаткування напругою понад 1000 В необхідно виконувати в діелектричних рукавичках, колошах або на килимку. Відключення виконують таким чином: відключають роз'єднувачі, знімають плавкі вставки запобіжників, від'єднують привод мережі. Після вивішування плаката перевіряють відсутність напруги на відключеній ділянці мережі. В оперативному журналі роблять запис про відключення. Включення проводять тільки після відмітки в журналі про закінчення робіт із зазначенням відповідальної особи.

Безпека виконання забезпечується також організаційними заходами. До них відноситься оформлення роботи нарядів, оформлення допуску до роботи, нагляд під час виконання роботи.

Наряд є письмовим дозволом на роботу в електроустановках, що визначає місце, час, початок і закінчення робіт; умови безпечного його проведення, склад бригади та осіб, відповідальних за безпеку. Без наряду по усному чи письмовому розпорядженню, але з обов'язковим записом в журналі можуть виконуватися такі роботи, як прибирання приміщень до огороження електрообладнання, чистка кожухів, доливка масла в підшипники, догляд за колекторами, контактними кільцями, щітками, заміна запобіжників. При роботі з електроустановками напругою до 1000 В без зняття напруги необхідно:

захистити розташовані поблизу робочого місця інші струмовідні частини, що знаходяться під напругою, до яких можливий випадковий дотик; працювати в діелектричних калошах або стоячи на ізолюючій підставці, або на діелектричному килимі; застосовувати інструмент з ізолюючими рукоятками (у викруток, крім того, повинен бути ізольований стрижень), за відсутності такого інструменту користуватися діелектричними рукавичками.

При виконанні робіт без зняття напруги на струмовідних частинах за допомогою ізолювальних засобів захисту необхідно: тримати ізолювальні частини засобів захисту за рукоятки до обмежувального кільця; розташовувати ізолюючі частини засобів захисту так, щоб не виникла небезпека перекриття по поверхні ізоляції між струмоведучими частинами двох фаз чи замикання на землю; користуватися тільки сухими і чистими ізолювальними частинами засобів захисту з непошкодженим лаковим покриттям.

При виявленні порушення лакового покриття чи інших несправностей ізолювальних частин засобів захисту користування ними має бути негайно припинене.

Щозмінні огляди електрообладнання та мереж повинен проводити черговий електрик. При огляді слід звертати увагу на наступне: відсутність змін стану електрообладнання при його функціонуванні; ступінь корозії, фарбування труб, кріпильних елементів; справність введів проводів та кабелів в електроустановку; справність заземлюючих пристроїв; наявність попереджувальних плакатів та знаків маркування на вибухонебезпечному електрообладнанні; наявність всіх передбачених конструкцією болтів, що кріплять елементи оболонки (вони повинні бути добре затягнуті); потрапляння на електрообладнання бризок, крапель і пилу.

При виявленні ненормальної роботи силового трансформатора черговий електрик повинен вивести його з роботи з обов'язковим дотриманням усіх заходів особистої безпеки, використовуючи необхідні засоби індивідуального захисту. Таке відключення проводиться при: сильному нерівномірному шумі і потріскуванні всередині трансформатора; ненормальному і постійно зростаючому нагріванні трансформатора при

номінальному навантаженні і роботі пристроїв охолодження; викид масла з розширювача або розриві діафрагми вихлопної труби; течі масла з пониженням його рівня нижче мінімально допустимого.

При цьому робиться запис в оперативному журналі і повідомляється відповідальному за електрогосподарство.

Правила технічної експлуатації електроустановок споживачів і правил техніки безпеки при експлуатації електроустановок споживачів вимагають проводити регулярні огляди та ремонт електромереж, а також вимірювання опору та ізоляції.

4.2. БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.2.1. Проведення планування заходів цивільного захисту на підприємстві у випадку надзвичайних ситуацій

Екологічна обстановка у світі останніми роками погіршилась і вважається несприятливою. Засоби масової інформації майже щодня повідомляють про надзвичайні ситуації, що відбуваються у світі: лісові пожежі, повені, цунамі, землетруси, обвали, зсуви, селеві потоки, виверження вулканів, урагани, смерчі, снігові й пилові бурі та інші стихійні лиха, аварії і катастрофи на підприємствах і транспорті, що супроводжуються загибеллю людей, руйнуванням населених пунктів і об'єктів господарювання, у тому числі й у сільському господарстві, а часто забрудненням і зараженням довкілля.

Щорічно в нашій країні виникають надзвичайні ситуації природного та техногенного характеру, що призводить до загибелі багатьох людей і значних матеріальних збитків.

Масштаби, характер руйнувань і кількість постраждалих людей залежать від типу, масштабу і місця аварії, катастрофи або стихійного лиха, від швидкості розвитку надзвичайної ситуації, особливостей регіону, об'єктів господарювання і населених пунктів, що опинилися в районі надзвичайної ситуації. Таку ситуацію можна порівнювати з воєнними діями. Для проведення рятувальних робіт потрібне залучення великої кількості людей і матеріальних

ресурсів, а несподіваний розвиток подій скорочує час на підготовку і проведення таких заходів.

Зниження масштабів людських втрат та матеріальних збитків, запобігання надзвичайним ситуаціям техногенного і природного характеру, ліквідація їх наслідків є важливою загальнодержавною проблемою і одним з найважливіших завдань органів виконавчої влади, всіх органів керування цивільної оборони, керування всіх рівнів, спеціалістів і населення. Кардинальне вирішення проблем захисту населення і територій України від НС, зменшення їх соціально-економічних і екологічних наслідків можливе лише шляхом проведення цілого комплексу заходів.

У значній мірі досягнення цієї мети залежить від уміння керівників усіх рівнів (від об'єктового до урядового), спрогнозувати усі можливі наслідки НС, чітко спланувати заходи щодо їх запобігання та ліквідації, організувати керування під час їх виконання, високого стану готовності до дій у НС органів керування, сил і населення. Кодекс цивільного захисту України від 02.10.2012 №5403-VI, ст. 130]. Виконання всіх умінь, завдань, перш за все, буде залежати від якості планування та повноти виконання запланованих заходів на об'єктовому рівні.

Суть планування заходів ЦЗ, на випадок НС полягає в аналізі стану ЦЗ;

- оцінка обстановки, яка може скластися при виникненні аварій, катастроф і стихійних лих та застосування противником сучасних засобів ураження;
- розробка заходів, спрямованих на захист населення та підвищення стійкості функціонування в мирний час та в особливий період;
- установлення послідовності, строків, способів здійснення намічених заходів і виконавців та визначенні необхідних ресурсів для їх проведення.

Головною метою планування заходів ЦЗ є створення умов для:

- організованого і своєчасного проведення заходів захисту робітників, службовців, їх сімей і населення, яке мешкає в зоні можливого ураження;
- забезпечення успішного проведення рятувальних і невідкладних робіт (РіНР) при ліквідації наслідків НС техногенного та природного характеру;
- участі в територіальній обороні та антитерористичній діяльності в особливий період.

Планування має бути також спрямоване на те, щоб запобігти або максимально знизити людські та матеріальні втрати, а також забезпечити життєдіяльність галузі, регіону підпорядкованих їм об'єктів і населення у разі виникнення вищезазначених ситуацій.

При плануванні заходів ЦЗ на особливий період повинно забезпечуватися взаємне узгодження і ув'язка їх із заходами мобілізаційного розгортання народного господарства та заходами, які проводять військове командування та органи керування ЦЗ.

Планування повинно бути реальним, цілеспрямованим, конкретним, точним, гнучким, перспективним, базуватися на глибоко продуманих рішеннях, обґрунтованих розрахунках та враховувати специфіку і особливості діяльності. Воно повинно здійснюватися завчасно та забезпечувати своєчасний ввід планів ЦЗ в дію, особливо під час раптового виникнення НС техногенного та природного характеру і в особливий період.

Документами для планування є укази Президента України, законодавчі акти ВРУ, постанови та розпорядження КМУ, «План реагування на НС державного рівня», витяги з рішення начальника ЦЗ області, району по організації та веденню ЦЗ на території області або району, витяг з «Плану організації евакозаходів та визначення місць розміщення евакуйованого населення».

На об'єктах господарювання повинні бути розроблені два плани, а саме:

- дій з попередження та ліквідування НС (на мирний час);
- цивільного захисту (на воєнний час).

Головна мета цих планів – максимальне зниження людських та матеріальних втрат у будь-яких умовах обстановки.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

З проведених досліджень можна зробити наступні висновки.

Проведено аналітичний огляд сучасних силових перетворювачів та пов'язаних з ними технологій. Представлено схеми ізольованих DC-DC перетворювачів з особливим акцентом на подвійному активному мості. Розглянуто ключові компоненти ізольованих DC-DC перетворювачів.

Представлено математичну модель СЧТ в ізольованому DC-DC перетворювачі. Розглянуто методи моделювання трансформаторів і використано енергетичний метод Лагранжа для отримання фізично вмотивованої моделі для аналізу схеми. Розглянуто макроскопічні моделі магнітного гістерезису та удосконалено модель Прейсаха зі зворотним зв'язком. Детально описано конструкцію трифазного трансформатора на 20 кГц для ізольованого силового перетворювача постійного струму потужністю 100 кВт на 1,2 кВ. Особливу увагу приділено конструкції обмоток і осердя, а також втратам потужності, які є найбільш важливими аспектами трансформатора з високою питомою потужністю.

Представлено результати моделювання прототипу СЧТ, включаючи теплові. Розроблена скінченно-елементну модель трансформатора, яка дозволяє визначити характеристику магнітного потоку $\Phi(\Theta)$. Змодельовано вплив паразитних повітряних проміжків на еквівалентну магнітну проникність, середню довжину повітряного проміжку і втрати потужності. Вивчено вплив магнітного перехресного насичення та індуктивності взаємних витоків. Визначено еквівалентну магнітну індукцію, еквівалентну магнітну проникність та середню довжину повітряного проміжку в 3-фазному багатоповітряному феритовому осерді СЧТ,

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. A. Demenko, R. M. Wojciechowski, and J. K. Sykulski, "2-D Versus 3-D Electromagnetic Field Modeling in Electromechanical Energy Converters," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 897–900, Feb. 2014.
2. M. Dolinar, D. Dolinar, G. Stumberger, B. Polajzer, and J. Ritonja, "A Three-Phase Core-Type Transformer Iron Core Model With Included Magnetic Cross Saturation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 2849–2851, Oct. 2006..
3. T. Guillod, "Modeling and Design of Medium-Frequency Transformers for Future Medium-Voltage Power Electronics Interfaces," *ETH Zurich*, 2018.
4. M. Jesenik, M. Beković, A. Hamler, and M. Trlep, "Analytical modelling of a magnetization curve obtained by the measurements of magnetic materials' properties using evolutionary algorithms," *Applied Soft Computing*, vol. 52, pp. 387–408, Mar. 2017.
5. Завіша, І. С., Філюк, Я. О. (2024). Інноваційні підходи до підвищення ефективності обмоток трансформаторів у сучасних енергетичних системах. Збірник тез доповідей XIII Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій“, 290.
6. В.Ю. Верешко, Я.О. Філюк. Вплив мережевого інвертора на ефективність перетворення струму, що генерується фотоелектричною системою. Матеріали X Міжнародної науково-практичної конференції молодих учених та студентів «АКТУАЛЬНІ ЗАДАЧІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ» – Тернопіль 24-25 листопада 2021 року.
7. Електропривід рухомої опромінювальної установки / Андрійчук, В. А., Наконечний, М. С., Філюк, Я. О, Костик Л. М., Козак І.Р. // Вісник Хмельницького національного університету: 2023. — №6. —С. 44-48.
8. Kinetics of narrow-spectrum LED glow under pulsed power / Volodymir Andriichuk, Myroslav Nakonechnyi, Yaroslav Filiuk // *Semiconductor physics, quantum electronics and optoelectronics*, 2023. — Vol 26, P. 230-235. DOI: <https://doi.org/10.15407/spqeo26.02.230>

9. Андрійчук, В. А., Костик, Л. М., Філюк, Я. О., & Наконечний, М. С. (2024). Дослідження перехідних процесів в електричному колі з світлодіодами. *Technical Electrodynamics/Tekhnichna Elektrodynamika*, (2).
10. Microprocessor Control of the Electric Drive of Variable Radiation Installation and Ensuring of Operation Reliability // Andriychuk V., Kostyk, L., Filiuk Ya., Nakonechnyi M., Babiuk S. (2024). *Science and Innovation*, 2024. 20(5). Pp.62–70. ISSN 2409-9066.
11. P. A. Kyaw, J. Qiu, and C. R. Sullivan, “Analytical Thermal Model for Inductor and Transformer Windings and Litz Wire,” in 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2018, pp. 1–9
12. M. Leibl, G. Ortiz, and J. W. Kolar, “Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 110–123, Mar. 2017
13. Коваль В.П. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи магістра для здобувачів другого рівня вищої освіти за ОПП Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка/ В.П. Коваль, М.Г. Тарасенко, О.А. Буняк, Л.Т. Мовчан – Тернопіль: ТНТУ, 2024. – 51 с.
14. Стручок В.С. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної та заочної (дистанційної) форм навчання / В.С.Стручок. — Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., 2022. — 156 с.