МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до лабораторних робіт з дисципліни
«Моделювання та аналіз електромагнітних процесів в складних електромеханічних (електротехнічних) системах та комплексах»
для студентів спеціальності 141
Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(освітня програма «Електромеханічні (електротехнічні) системи та комплекси») денної форми навчання

2021

Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни «Моделювання та аналіз електромагнітних процесів в складних електромеханічних (електротехнічних) системах та комплексах» для студентів спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка (ОП «Електромеханічні (електротехнічні) системи та комплекси») денної форми навчання /Укл.: Д.С. Яримбаш, С.Т. Яримбаш, Д.О. Літвінов – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2021. – 69 с.

Укладачі: Д.С Яримбаш, проф. д.т.н.
С.Т. Яримбаш, доц. д.т.н.
Д.О. Літвінов, ст. викладач

Рецензент: І.А. Назаренко, доц. к.т.н.

Відповідальний за випуск: І.Д. Галушка, зав. лаб.

Затверджено
на засіданні кафедри
«Електричних машин»
Протокол № 1
від 02.03.2021р.

Рекомендовано до видання
НМК Електротехнічного
факультету
Протокол № 1
від 18.03.2021р.

ЗМІСТ

	Вступ.	4
1	Теоретична частина	5
2	Програма скінчено-елементного аналізу FEMM.	9
3	Лабораторні роботи.	14
	Лабораторна робота №1 Застосування методу скінченних елементів при 2D-моделюванні.	14
	Лабораторна робота №2 Визначення МРС та напруженості магнітного поля при накладанні імпульсу струму.	22
	Лабораторна робота №3 Поетапне моделювання електротехнічного пристрою з живленням напруги в залежності від часу її прикладання.	29
	Лабораторна робота №4 Дослідження впливу вихрових струмів на температурний стан струмоведучого елементу. .	32
	Лабораторна робота №5 Моделювання електромагнітного пристрою із відомими формами напруги.	36
	Лабораторна робота №6 Моделювання електромагнітного пристрою із живленням від статичного перетворювача. . . .	43
	Лабораторна робота №7 Моделювання магнітного поля трифазного асинхронного двигуна при загальмованому роторі та електродвигуна із постійними магнітами.	47
	Лабораторна робота №8 Визначення зв'язку між магнітним полем та електричним ланцюгом при описі механічних перехідних процесів.	51
	Лабораторна робота №9 Визначення втрат у сталі трифазної електричної машини із постійними магнітами методом схемно-польового моделювання.	57
	Лабораторна робота №10 Дослідження петлі *B(H)* на зразках електротехнічної холоднокатаної сталі експериментально та методами польового моделювання.	64
	Література.	69

ВСТУП

Електромагнітні процеси у складних електромеханічних (електротехнічних) комплексах нерозривно пов'язані із процесами перетворення енергії у більшості електричних машин із її електромагнітним полем. Тому розрахунок магнітного поля є невідємною частиною розрахунку складних систем та комплексів.

Розрахунок магнітного поля електромеханічної системи включає у себе не тільки визначення значень магнітної індукції та напруженості магнітного поля у різних точках простору, але й інтегральних характеристик – електромагнітних сил, потокозчеплень, індуктивностей обмоток та інших параметрів при заданих розмірах, матеріалів та джерел поля. Для рішення цих задач застосовуються як чисельні так і аналітичні методи.

Серед аналітичних методів, що базуються на теорії електромагнітного поля, можна навести методи, які використовують лінійні та нелінійні схеми заміщення [4,5]. Вони дозволяють створювати достатньо прості та ефективні моделі електричних машин, для реалізації яких не потребується суттєвих затрат обчислювальних ресурсів.

Інший підхід заснований на чисельному моделюванні магнітного поля в об'ємі електричної машини. Він базується на методі скінчених елементів (МСЕ).

Даний лабораторний практикум присвячений ознайомленню студентів із методикою моделювання електромагнітних пристроїв та електромеханічних перетворювачів у програмному середовищі FEMM, яка реалізує МСЕ. Методичні вказівки розглядають можливості застосування програмного продукту FEMM версії 4.01, але може застосовуватися й при роботі з іншими версіями програми [6].

1 ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА

Електромагнітні поля умовно розділяють на наступні типи:

– стаціонарне;

– квазістаціонарне;

– не стаціонарне.

За допомогою рівнянь Максвела, які характеризують електромагнітне поле у загальному випадку, можна знайти математичний вираз для розрахунків окремих видів електромагнітного поля. Рівняння Максвела у диференціальній формі [1],:

$$rot\bar{H} = \bar{J}, \tag{1.1}$$

$$div\bar{B} = 0, \tag{1.2}$$

$$rot\bar{E} = \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \tag{1.3}$$

$$div\bar{D} = \rho_{V_e}, \tag{1.4}$$

де $\bar{H}$ – вектор напруженості магнітного поля;

$\bar{J}$ – вектор сумарної густини струму;

$\bar{E}$ – вектор напруженості електричного поля;

$\bar{B}$ – вектор магнітної індукції (щільність магнітного потоку);

$\bar{D}$ – вектор електричного зсуву (густини електричного потоку);

ρ_{V_e} – об'ємна густина електричних зарядів.

Сумарна густина струму визначається виразом:

$$\bar{J} = \bar{J}_{\text{СТ}} + \bar{J}_{\text{I}} + \bar{J}_{\nu} + \bar{J}_{D}, \tag{1.5}$$

де $\bar{J}_{\text{СТ}}$ – вектор густини струму стороннього (зовнішнього) джерела;

$\bar{J}_{\text{I}}$ – вектор густини індукованих струмів;

$\bar{J}_{\nu}$ – вектор густини струму, що створюється у провіднику, який переміщується зі швидкістю ν по відношенню до спостерігача;

$\bar{J}_{D}$ – вектор густини струму електричного зсуву.

Зв'язок між векторами магнітної індукції та напруженістю магнітного поля визначається виразом:

$$\bar{B} = \mu \cdot \bar{H} + \overline{B_r}, \tag{1.6}$$

де μ – абсолютна магнітна проникність;

$\overline{B_r}$ – вектор залишкової індукції.

Зв'язок між векторами густини електричного потоку та напруженості електричного поля визначається як:

$$\bar{D} = \varepsilon_0 \cdot \bar{E} + \bar{P}, \tag{1.7}$$

де ε_0 – електрична постійна;

$\bar{P}$ – вектор поляризованості.

Проаналізувавши рівняння Максвела (1.1÷1.4), можна відзначити наступні особливості:

- рівняння (1.1) вказує на зв'язок магнітного поля зі струмами у провідниках;
- рівняння (1.2) вказує, що магнітне поле безперервне;
- рівняння (1.3) визначає взаємозв'язок між електричним та магнітним полями;
- рівняння (1.4) встановлює співвідношення між електричним полем та зарядами.

При описі стаціонарного та квазістаціонарного електромагнітних полів будемо враховувати, що механічний рух відсутній:

$$(|\bar{J}_v| = 0).$$

Стаціонарне поле – це поле у якому відсутні перехідні режими та механічний рух. Стаціонарне поле можна розділити на електростатичне та поле від постійного струму. *Електростатичне поле* – це поле, що створюється нерухомими електричними зарядами. Стаціонарне магнітне поле також підрозділяється на: безвихрове та вихрове.

Стаціонарне магнітне поле можна розглядати незалежно від стаціонарного електричного та навпаки (вони не впливають одне на інше). У літературі воно називається: магнітним полем постійного потоку; магнітним полем, постійним у часі; магнітостатичним.

Джерелами такого поля є постійні струми у провідниках, обмотках; постійні магніти. При відсутності зовнішніх джерел стаціонарне магнітне поле є безвихровим. В даному випадку його можна охарактеризувати скалярним магнітним потенціалом $\varphi_м$. Так як справедливий вираз $\bar{H} = -grad(\varphi_м)$, то після ряду перетворень основне рівняння для розрахунку стаціонарного магнітного поля при відсутності джерел можна представити у вигляді:

$$div[\mu \cdot grad(\varphi_м)] - div\overline{B_r} = 0. \qquad (1.8)$$

Якщо поле створюється у повітрі ($\mu = \mu_0$), й відсутня залишкова намагніченість $(|\bar{B}_r| = 0)$, то рівняння (1.8) спрощується, й в результаті отримуємо рівняння Лапласа:

$$div[\mu \cdot grad(\varphi_м)] = 0. \qquad (1.9)$$

За наявністю джерел (провідників зі струмом) поле є вихровим. Для його опису використовуються рівняння (1.1), (1.2) та (1.6), причому у рівнянні (1.1) $\bar{J} = \overline{J_{СТ}}$, тобто:

$$rot\bar{H} = \overline{J_{СТ}}. \qquad (1.10)$$

Розрахунок такого поля проводиться із використанням додаткової спеціальної змінної – векторного потенціалу A, який у свою чергу пов'язаний із магнітною індукцією наступним співвідношенням:

$$rot\bar{H} = \bar{B}. \tag{1.11}$$

Після ряду перетворень можна отримати основне рівняння для розрахунку стаціонарного магнітного поля із джерелами:

$$rot(\mu^{-1} \cdot rot\bar{A}) = \overline{J_{\text{СТ}}} + rot(\mu^{-1} \cdot \overline{B_r}) \tag{1.12}$$

Якщо прийняти значення μ постійним, $\overline{B_r} = 0$, а $div\bar{A} = 0$, то після перетворень з урахуванням:

$$rot(rot\bar{A}) = \nabla \text{x}(\nabla \text{x}\bar{A}) = grad(div\bar{A}) - \nabla^2 \cdot \bar{A}, \tag{1.13}$$

отримаємо рівняння Пуансона:

$$\nabla^2 \cdot \bar{A} = -\mu \cdot \overline{J_{\text{СТ}}}. \tag{1.14}$$

Квазістаціонарним електромагнітним полем називається змінне електромагнітне поле при синусоїдальній зміні його параметрів у часі. Частота цих змін така, що можна знехтувати ефектом запізнення (ефект випромінювання) та струмом зсуву у порівнянні зі струмом провідності.

Так як $\partial\bar{B}/\partial t \neq 0$, то електричне та магнітне поля квазістаціонарного електромагнітного поля неможливо розглядати незалежно одне від іншого. У різних літературних джерелах квазістаціонарне електромагнітне поле також називається гармонійно залежним від часу (*time-harmonic*), або просто гармонійним (*harmonic*). Поле, у якому ефект випромінювання та струм зсуву потрібно враховувати, – швидкозмінне. Поля у більшості електротехнічних пристроях, що працюють на промисловій частоті, можна віднести до квазістаціонарних.

Квазістаціонарне електромагнітне поле задовольняє усім чотирьом рівнянням Максвела (1.1)÷(1.4), а також рівнянням зв'язку (1.6) та (1.7). При цьому вектор сумарної густини струму визначається тільки векторами густини струму зовнішнього та індукованого. Таким чином, рівняння (1.1) набуде наступного вигляду:

$$rot\bar{H} = \bar{J}_{\text{СТ}} + \bar{J}_{\text{І}}, \tag{1.15}$$

Як й для випадку стаціонарного магнітного поля, вводиться векторний потенціал за формулою:

$$\bar{B} = rot\bar{A}. \tag{1.16}$$

Тоді, у загальному випадку, квазістаціонарне магнітне поле можна розрахувати за рівняннями:

$$rot(\mu^{-1} \cdot rot\bar{A}) + \gamma \cdot \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + grad(\mu^{-1} \cdot div\bar{A}) = \overline{J_{\text{СТ}}}, \tag{1.17}$$

$$div[\varepsilon \cdot grad(\varphi)] + \varepsilon \cdot \gamma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \rho_{V_e} = 0. \qquad (1.18)$$

де γ – питома електрична провідність;

ε – абсолютна діелектрична проникність;

φ – скалярний електричний потенціал, який визначається формулою:

$$\bar{E}_I + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = grad\varphi, \qquad (1.19))$$

де $\bar{E}_I$ – вектор напруженості електричного поля, індукованого у розглядаємій точці, магнітним полем яке змінюється у часі, й визначає $\bar{J}_I$ ($\bar{J}_I = \gamma \cdot \bar{E}_I$).

Для електротехнічних пристроїв, де впливом зарядів можна знехтувати, вираз (1.17) спрощується, а рівняння (1.18) перетворюється у тотожність, так як для них $\rho_{V_e} = 0$, φ = 0, отже, $div\bar{A} = 0$ та $grad\varphi = 0$. У результаті отримаємо:

$$rot(\mu^{-1} \cdot rot\bar{A}) + \gamma \cdot \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = \overline{J_{CT}}, \qquad (1.20)$$

У випадку, коли провідник зі швидкістю ν рухається відносно спостерігача у магнітному полі, необхідно враховувати складову

$$\bar{J}_v = \gamma \cdot [v \times \bar{B}] = \gamma \cdot [\bar{v} \times rot\bar{A}]$$

у виразі для вектора сумарної густини струму. Якщо додати цю густину у рівняння (1.20), то воно буде мати наступний вид:

$$rot(\mu^{-1} \cdot rot\bar{A}) + \gamma \cdot \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \gamma \cdot [v \times rot\bar{A}] = \overline{J_{CT}}. \qquad (1.21)$$

Для μ = *const* з урахуванням (1.13) останній вираз перетвориться до виду:

$$\nabla^2 \cdot \bar{A} - \mu \cdot \gamma \cdot \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \mu \cdot \gamma \cdot [\bar{v} \times rot\bar{A}] = -\mu \cdot \overline{J_{CT}}. \qquad (1.22)$$

Нестаціонарним електромагнітним полем називається будь-яке із перерахованих вище типів електромагнітних полів, але у перехідних (не стаціонарних) режимах, наприклад, поле електромагніту постійного/змінного струму у процесі спрацювання від моменту прикладання напруги до обмотки, до усталеного струму в обмотці, включаючи процес обертання ротора/якоря електричної машини.

Нестаціонарне магнітне поле описується системою рівнянь Максвела (1.1)÷(1.7) [2].

2 ПРОГРАМА СКІНЧЕНО-ЕЛЕМЕНТНОГО АНАЛІЗУ FEMM

Програмний пакет FEMM – Finite Element Method Magnetics (магнітні розрахунки методом скінчених елементів) дозволяє на ПК під операційною системою Windows створювати фізико-математичні моделі для розрахунку плоскопаралельного або плоскомеридіанного (симетричного відносно осі) стаціонарного або квазістаціонарного магнітних полів, й також при стаціонарному електростатичному полі визначити польові та ланцюгові параметри та побудувати картини таких полів. При такому моделюванні магнітного поля можливо рішення як лінійних, так і нелінійних задач (у якості нелінійності можна відмітити нелінійність магнітних характеристик матеріалів осердь) [5,6].

Програмне забезпечення (ПЗ) FEMM включає у себе:

– інтерактивну оболонку, що дозволяє керувати роботою пре- та постпроцесора, генератора сіток та різними вирішувачами;

– інтегровану скриптову мову, яка розширює можливості додатку (*Lua*);

– інші програмні засоби, що забезпечують сумісність із інженерно-розрахунковими програмними пакетами, такими як *Mathematica* та використання вбудованих стандартних бібліотек мови програмування Сі. Крім того, у комплекті із програмою постачаються: інструкція користувача (*Manual*) та підручники по розрахунку магнітного (*Tutorial – Magnetic*) та електростатичного (*Tutorial – Electrostatic*) полів. Основу пакету складають декілька програм, які працюють під управлінням інтерактивної оболонки FEMM:

– препроцесор;

– вирішувач (процесор);

– постпроцесор.

У препроцесорі створюється геометрія моделі, задаються властивості її окремих частин (*блоків*), розміри елемента сітки скінчених елементів.

У вирішувачі (процесорі) геометрія оброблюється наступним чином: спочатку будується сіткова модель (*сітка скінчених елементів*), потім розраховується магнітний потенціал.

У постпроцесорі за результатами розрахунку вирішувача будується картина поля ліній магнітного потоку (для стаціонарного

магнітного поля) або картина поля ліній дійсного значення векторного магнітного потенціалу (для квазістаціонарного магнітного поля.

Також у постпроцесорі можна визначати параметри електромагнітного поля в окремих точках моделі та отримувати ряд інтегральних значень (наприклад, потоки, струми, напруги, енергію й т.п.), проводити попередню обробку результатів, будувати графіки змінення різних величин уздовж заданого контуру за допомогою спеціальної програми *femmplot* та зберігати їх у файл.

Для створення моделі та роботи з нею користувач може скористатися одним із наступних режимів: пакетним або інтерактивним.

Пакетний режим припускає створення та роботу із моделями за допомогою скриптів (програм), написаних на вбудованій мові програмування *Lua*. Для створення скриптів користувачу необхідно оволодіти азами мови програмування *Lua* [7],

Перевагою пакетного режиму перед інтерактивним є можливості використання змінних, автоматизації повторних дій щодо побудови, модифікації моделі, отриманню та обробці результатів розрахунку. Пакетний режим дозволяє, наприклад, автоматично змінювати конфігурацію магнітної та електричної систем моделі: рух частин магнітної системи (МС) відносно одна одної, змінення струму у часі для *m*-фазних систем й т.п. Даний режим надає користувачу величезні можливості по автоматизації усього циклу – від побудови моделі до обробки отриманих результатів. А мова програмування *Lua* є достатньо легкою для засвоєння за рахунок простого синтезу.

У інтерактивному режимі користувач працює із моделлю безпосередньо у вікні програми, використовуючи при цьому її інтерфейс. Для роботи у інтерактивному режимі немає необхідності у засвоєнні мови програмування *Lua* та прийомів програмування на ній, але збільшується об’єм ручних операцій по управлінню процесом побудови моделі та отриманням необхідних результатів.

В інтерактивному режимі користувач повинен самостійно, вручну, задати:

– тип вирішуємої задачі;

– положення усіх необхідних елементів: точок моделі, сегменти для їх з’єднання; мітки блоків та їх властивості;

– граничні умови;

– ланцюгові властивості;

– обрати матеріали, та надати їм властивості для всіх елементів моделі й т.п.

Метод розрахунку магнітних систем

У програмному продукті FEMM використовується метод скінчених елементів (МСЕ). За цим методом при двомірній задачі увесь простори, що займається полем, розбивається за допомогою прямих або кривих ліній на окремі частини, що мають достатньо малі, але скінчені розміри. Ці частини й утворюють *сітку скінчених елементів*. При рішенні двомірної задачі скінчені елементи найчастіше мають форму трикутників. Вони розташовуються один відносно іншого таким чином, щоб не було взаємного перекриття частин та пустот (рис.2.1).

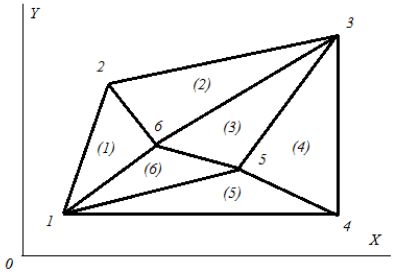


Рисунок 2.1 – Сітка скінчених елементів

Значення шуканих параметрів розраховуються в особливих точках, що називають *вузлами*. Вузли співпадають із вершинами скінчених елементів. Скалярний магнітний потенціал кожного скінченого елемента представляється у вигляді полінома із постійними у межах цього поліному коефіцієнтами. У результаті розрахунку визначається магнітний потенціал у будь-якій точці поля.

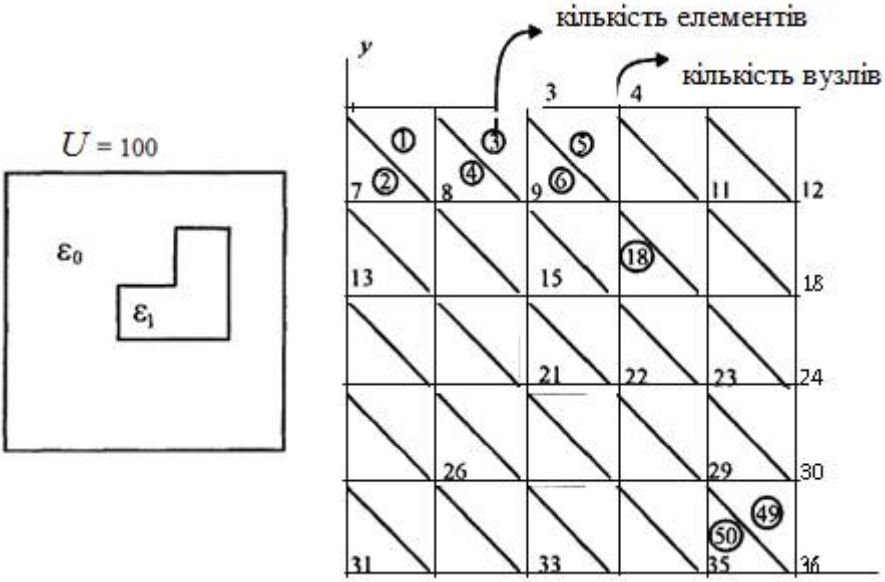
Вихідні дані (геометрія моделі, властивості матеріалів), граничні умови (властивості на межі розподілу двох матеріалів, або інакше кажучи, скалярні магнітні потенціали або векторні потенціали на межах поля чи їх похідні по нормалі до меж) та енергетичні показники (для джерел поля) призводять до системи алгебраїчних рівнянь, яка дозволяє розрахувати шукані коефіцієнти поліномів усіх скінчених елементів.

Після визначення скалярного магнітного потенціалу у будь-якому вузлі поля можливо визначити напруженість магнітного поля, магнітну індукцію та інші параметри. Використання скалярного магнітного потенціалу можливо для розрахунку магнітного поля в

областях безвихрового струму, тобто де відсутні джерела струму. При наявності у дослідженій області струмів або провідників зі струмами, для розрахунку використовується векторний магнітний потенціал $\bar{A}$. Для випадку моделювання плоскопаралельного м агнітного поля, реалізованого у програмі FEMM, векторний магнітний потенціал має тільки одну складову, перпендикулярну площині моделі, тому використання векторного магнітного потенціалу в даному випадку не призводить до різкого ускладнення розрахунку. Перевагою використання векторного магнітного потенціалу є можливість розрахунку як вихрового (поле в областях, зайнятих струмом), так й безвихрового магнітного поля (поле в областях, де відсутні струми, або поле, створене зовнішніми по відношенню до модельованого пристрою струмами).

Приклад використання програми скінчених елементів

Припустимо, що потрібно знайти напруженість електричного поля і розподіл потенціалу у межах геометричної зони, показаної на рис. 2.2.а, де $\varepsilon_1 = 5\square\varepsilon_0$. Сітка скінчених елементів показана на рис. 2.2.б із зазначенням номерів елементів та вузлів.

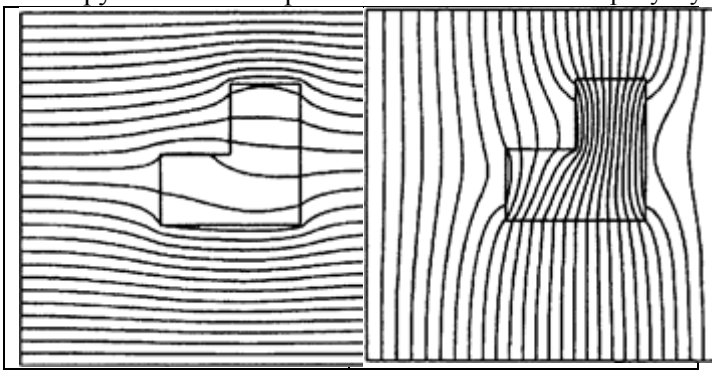


а) б)

Рисунок 2.2 – Геометрична модель (а), для демонстрації використання програми скінчених елементів; скінчено-елементна дискретизація даної моделі (б)

В цьому випадку у домені відсутній статичний заряд, й, отже, RO(I) дорівнює нулю у всіх елементах сітки. Цифри у колах – це номери елементів, інші – номери вузлів. Цифри на осях – розміри.

Еквіпотенційні лінії, отримані для аналогічного випадку при використанні EFCAD FEMM (набагато більш складний програмний пакет), який використовує більшу кількість вузлів, показана на рисунку 2.3.а. Лінії напруженості електричного поля показані на рисунку 2.3.б.



а) б)

Рисунок 2.3 – Еквіпотенційні лінії (а) та лінії напруженості поля (б) для моделі рис. 2.2.а

Відзначимо, що представлена програма містить приблизно 150 рядків коду. Ця програма може розраховувати найбільш реалістичні проблеми, і є набагато більш гнучкою, ніж аналітичні методи, які використовувалися до розробки і впровадження методів FEMM.

Програма скінчених елементів [5].

Основні масиви і змінні:

NNO - кількість вузлів;

NEL - кількість елементів;

NF - кількість ліній із накладеними граничними умовами;

KT (NEL, 6) - номери вузлів в елементі;

NMAT (NEL) – індекс матеріалу для елементу;

SOURCEL (NEL) - значення джерела в елементі;

X (NNO), Y (NNO) - координати вузлів;

NUMBMAT - кількість різних матеріалів;

PROP (6) - покажчик властивостей матеріалів;

AA (NNO, NNO), BB (NNO) - ліва і права глобальна система рівняння;

NCD (NF, 20) - номери вузлів із граничними умовами Діріхле.

3 ЛАБОРАТОРНІ РОБОТИ

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1
Застосування методу скінченних елементів при 2D-моделюванні

Мета роботи – ознайомитися із методами розрахунку електростатичних полів, використовуючи граничні умови для скалярного та векторного потенціалів

Вступ

Для застосування концепцій МСЕ, пропонується використовувати метод Гальоркіна. За фактом, в даний час існує тенденція застосовувати цей метод, а не варіаційний, навіть для статичних випадків, які класично формулювалися із варіаційним методом. Основна причина пов'язана з тим, що за допомогою методу Гальоркіна чисельне формулювання можна встановити безпосередньо із фізичного рівняння, яке визначає явище, замість пов'язаного функціоналу, який досить складно сформулювати.

Представимо дві групи завдань, починаючи з класичного та статичного випадків.

Розрахунок електростатичних полів

Припустимо, що потрібно визначити електричні поля в області високовольтної підстанції з електрично заземленою частиною обладнання, наприклад, трансформатор на рис. 1.1.

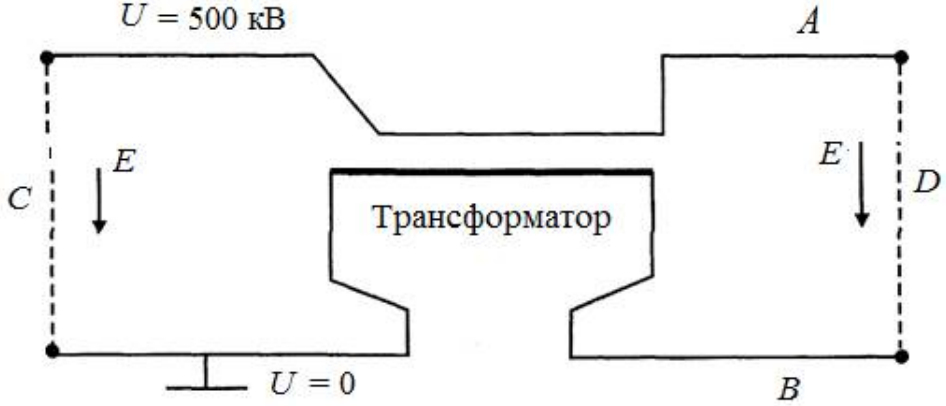


Рисунок 1.1 - Електростатична задача: визначення електричного поля в області із заданими потенціалами на межах

Припустимо, що на прямі *A* та *B* накладені граничні умови (*U* = 500 кВ на лінії *A* та *U* = 0 кВ на лінії *B*). Лінії *C* та *D* замкнені далеко від області трансформатора, так що можна припустити, що поля приблизно вертикальні й, отже, майже дотичні до прямих *C* та *D*. Це припущення дозволяє використовувати граничні умови Неймана для скалярного потенціалу на цих двох межах.

Зверніть увагу, що застосування умови Неймана виконуються, залишаючи ці межі без будь-якого конкретного обмеження або формулювання. Іншими словами, не потрібно робити що-небудь на них. Згенерована сітка скінчених елементів показана на рисунку 1.2.

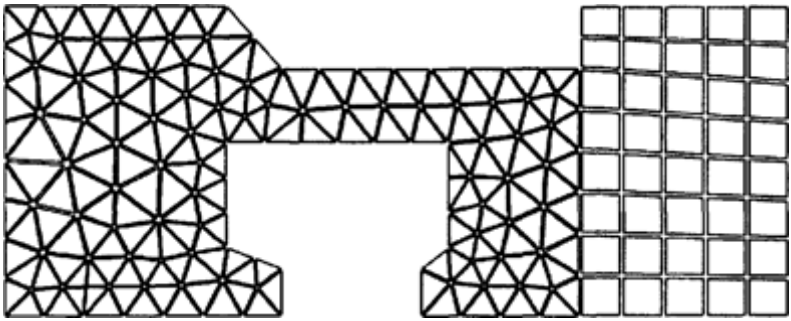


Рисунок 1.2 – Скінчено-елементна дискретизація області розв'язку моделі на рис. 1.1

Після розрахунку методом скінчених елементів, постпроцесор відображає еквіпотенційні лінії, зазначені на рисунку 1.3.

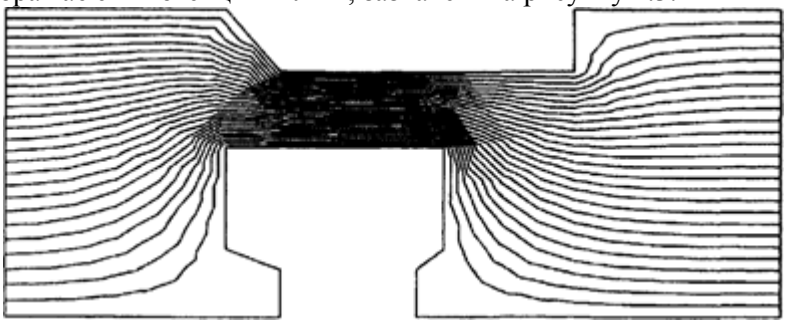


Рисунок 1.3 – Еквіпотенційні лінії моделі на рис. 1.1

При візуальному огляді області із більш високими значеннями градієнтів потенціалів (більш щільні поля) легко помітити. У якості числових результатів модуль надає значення полів, які, якщо необхід-

но, можна порівняти із виміряною напруженістю діелектричного поля матеріалу. Ці дані потім можна використовувати для проектування та забезпечення безпеки.

Розрахунок струмів

Розглянемо розподіл струму в провіднику, який складається із шарів міді та алюмінію (рис. 1.4). Показано різні підходи. Перший використовує формулювання скалярного потенціалу. Рівняння Лапласа в цьому випадку має вигляд:

$$\frac{\partial}{\partial x}\sigma\frac{\partial V}{\partial x}+\frac{\partial}{\partial y}\sigma\frac{\partial V}{\partial y}=0$$

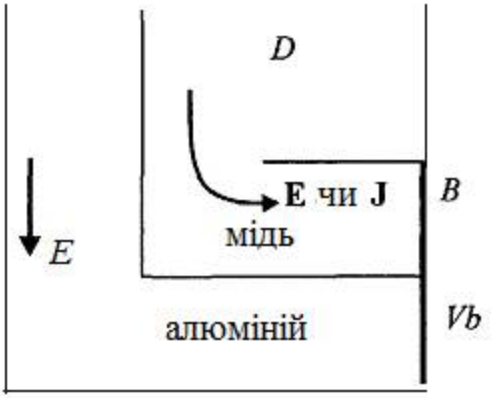
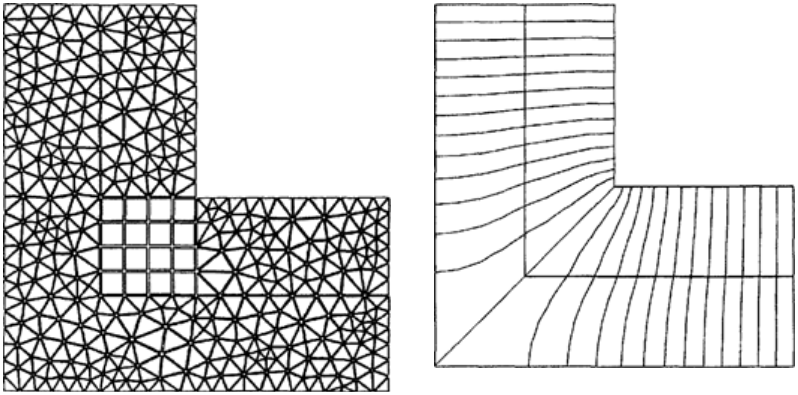


Рисунок 1.4 – Електростатична задача: визначення струмів при використанні скалярного потенціалу із заданими потенціалами на межах

У цьому формулюванні вказані потенціали *U* на лініях *A* та *B* у якості граничних умов. Припускаючи, що поле **E** (чи **J**) має дотик до прямих *C* та *D*, на цих двох межах використовуються граничні умови Неймана. Сітка, створена для цього завдання, показана на рис. 1.5,а, й розподіл еквіпотенційних ліній представлено на рис. 1.5,б.

Цю задачу також можна вирішити за допомогою електричного векторного потенціалу. В цьому випадку необхідно вирішити рівняння:

$$\frac{\partial}{\partial x}\frac{1}{\sigma}\frac{\partial T}{\partial x}+\frac{\partial}{\partial y}\frac{1}{\sigma}\frac{\partial T}{\partial y}=0. \qquad (1.1)$$



а) б)

Рисунок 1.5 - Скінчено-елементна дискретизація (а) області розв’язку та розподіл еквіпотенційних ліній моделі (б)

Використовуючи цей підхід, можна накласти різницю струмів між лініями *C* та *D* (наприклад, $I = 0$ та $I = I_a$), при цьому струм, який перетинає провідники – це I_a. Нагадаємо, що ці значення струму вказані тут в амперах та отримані шляхом ділення фактичного струму на глибину пристрою (відстань, перпендикулярна площині дослідження). У цьому випадку на лініях *A* та *B* існують граничні умови Неймана, це означає, що **J** або **E** перпендикулярні цим лініям.

Еквіпотенційні лінії, отримані після розрахунків методом скінчених елементів, мають вигляд на рис. 1.6, де показано, як магнітний потік розподіляється в області. Струм із великим значенням проходить через мідну частину провідника. Фактично, використовуючи числові дані, надані програмою, струм у міді приблизно на 60% вище, ніж в алюмінії. Так і повинно бути, оскільки провідність міді приблизно на 60% вище, ніж провідність алюмінію.

Вибір формулювання залежить від розв'язуваної проблеми. Якщо пристрій працює із прикладеними напругами, які потім можна використовувати у якості граничних умов Діріхле, слід використовувати електричний скалярний потенціал. З іншого боку, якщо струм відомий, слід прийняти векторний електричний потенціал.

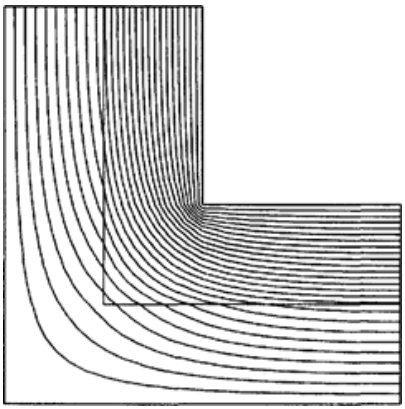


Рисунок 1.6 – Еквіпотенційні лінії моделі (рис. 1.4), при використанні векторного електричного потенціалу *T* (ці лінії струму, перпендикулярні лініям потенціалу на рис. 1.5,б)

Розрахунок магнітного поля – скалярний потенціал

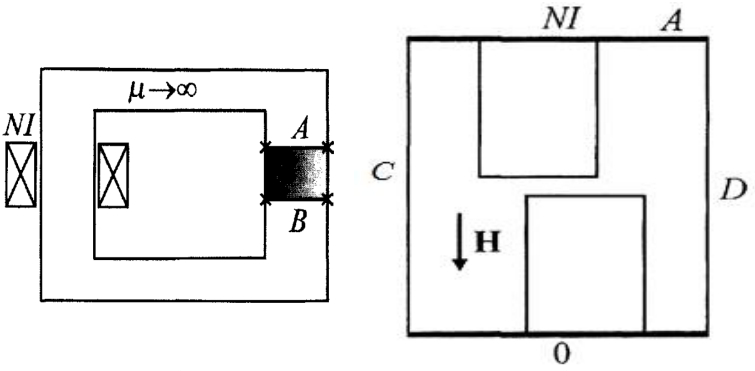
Припустимо, що у повітряному зазорі, показаному на рисунку 1.7,а, є феромагнітні «полюса» (створені пазами у феромагнітному матеріалі на рис. 1.7,б).

Завдання – визначити розподіл магнітного потоку у цій області.

Між лініями *A* та *B* ми накладемо різницю потенціалів, пов'язану із магніторушійної силою ***NI*** котушки. На прямі *C* та *D* можна накласти граничні умови Неймана, розглядаючи поле як дотичне до цих ліній. Граничні умови визначаються також з точки зору магнітного скалярного потенціалу.

На рис. 1.8,а показані еквіпотенційні лінії, отримані після розрахунку МСЕ. У цьому випадку значення ***NI*** дуже низьке, й модель не досягає насичення. Результат на рис. 1.8,б відповідає високому значенню ***NI***, і, оскільки магнітний потік має велике значення, матеріал досягає насичення. Таким чином, можна помітити, що деякі еквіпотенційні лінії проникають у феромагнітний матеріал полюсів. Щоб спростити візуалізацію поля, можна повторити цей аналіз із формулюванням векторного потенціалу. Замість завдання скалярної різниці потенціалів між лініями *A* та *B* вказується різниця магнітного потоку (на одиницю глибини) між лініями *C* та *D*.

На рис. 1.8,а показані еквіпотенційні лінії, отримані після розрахунку МСЕ.

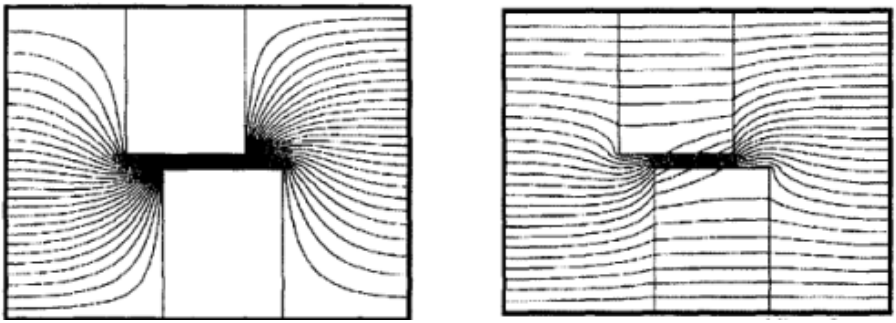


а) б)

а) магнітний ланцюг із зазором між лініями *A* та *B* (з огляду на високе значення магнітної проникності; враховується лише зазор між лініями);
б) розрахунок напруженості магнітного поля із використанням магнітного скалярного потенціалу

Рисунок 1.7 – Задача магнітного поля: розрахунок напруженості магнітного поля за допомогою магнітного скалярного потенціалу.

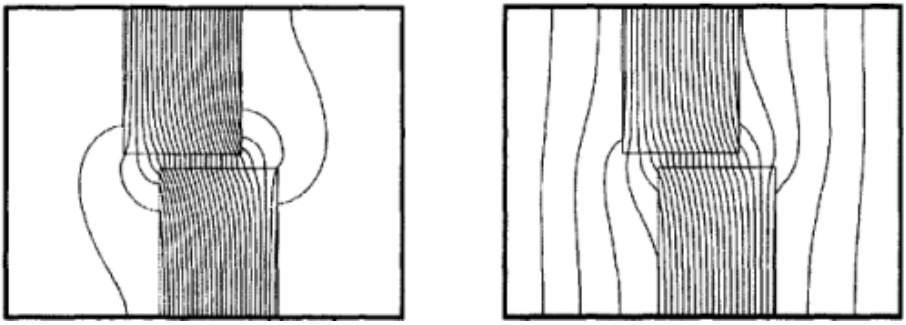
У цьому випадку значення ***NI*** дуже низьке, й модель не досягає насичення. Результат на рис. 1.8,б відповідає високому значенню ***NI***, і, оскільки магнітний потік має велике значення, матеріал досягає насичення. Таким чином, можна помітити, що деякі еквіпотенційні лінії проникають у феромагнітний матеріал полюсів.



а) б)

Рисунок 1.8 – Еквіпотенційні лінії моделі (рис. 1.7,б) при (а) низьких (без насичення) та (б) високих (насичення) значеннях ***NI*** (при використанні магнітного скалярного потенціалу)

Щоб спростити візуалізацію поля, можна повторити цей аналіз із формулюванням векторного потенціалу. Замість завдання скалярної різниці потенціалів між лініями *A* та *B* вказується різниця магнітного потоку (на одиницю глибини) між лініями *C* та *D*.



а) б)

Рисунок 1.9 – Еквіпотенційні лінії моделі (рис. 1.7,б) при (а) низьких (без насичення) та (б) високих (насичення) значеннях магнітного потоку. (при використанні магнітного векторного потенціалу)

Рисунок 1.9 показує магнітні потоки, отримані при ненасиченій та насиченій моделі, відповідно. Зверніть увагу, що на рис. 1.9,б велика частина потоку проходить через повітря, оскільки зубці осердя насичені. Відносна проникність у високонасичених областях **становить приблизно 10.**

Для нелінійного розрахунку із формулюванням скалярного потенціалу використовувався метод Ньютона-Рафсона. Однак перші п'ять ітерацій були виконані із використанням методу послідовного наближення. Результати послідовного наближення були використані в якості початкового рішення методу Ньютона-Рафсона. Рішення зажадало чотирьох ітерацій Ньютона-Рафсона для збіжності, яка була отримана із відносною похибкою 0.001, тобто: значення в усіх вузлах сітки було у межах цієї похибки.

Розрахунок магнітного поля – векторний потенціал

Рисунок 1.10 відноситься до вісесиметричної структури, показаної у поперечному перерізі для візуалізації. При накладанні струму магнітні сили, що створені у повітряному зазорі, притягують нижню рухому частину до верхньої нерухомої частини конструкції. Сила тяжіння між двома частинами була розрахована.

Для розрахунку цієї структури за допомогою ПЗ FEMM дані області показані на рис. 1.10, й входять до пакету програмного

забезпечення. Вісь симетрії повинна збігатися з віссю *Ox*. Лінія *A* (рис. 1.11,а) розташована на деякій відстані від конструкції, оскільки відомо, що поле має природну дисперсію в області повітряного зазору. На лінії *A*, *B*, *C* накладено потенціал A = 0, оскільки магнітний потік не перетинає ці лінії. На лінію *D* також накладаємо $\boldsymbol{A} = 0$, оскільки вісесиметрія завдання змушує виконувати цю умову. На рис. 1.11,б показана сітка, а на рис. 1.12 показано результуючий розподіл потоку. Важливим чисельним результатом в цьому завданні є сила тяжіння на рухомій частині. Ця сила розраховується по лінії *E* (рис. 1.11) із використанням методу тензора напружень Максвелла. Зазвичай весь рухомий елемент повинен бути оточений лінією, по якій розраховується сила, але з огляду на те, що поле має значення тільки на лінії *E*, досить розрахувати силу на цій лінії.

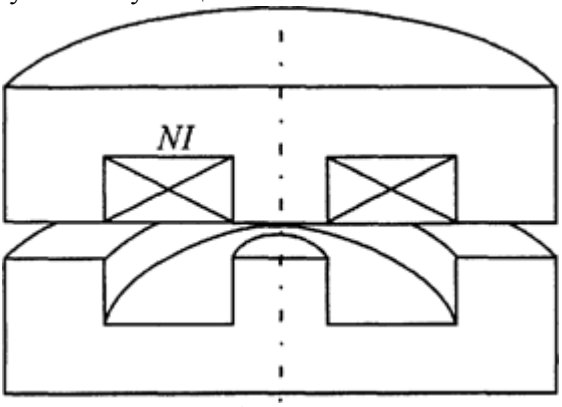
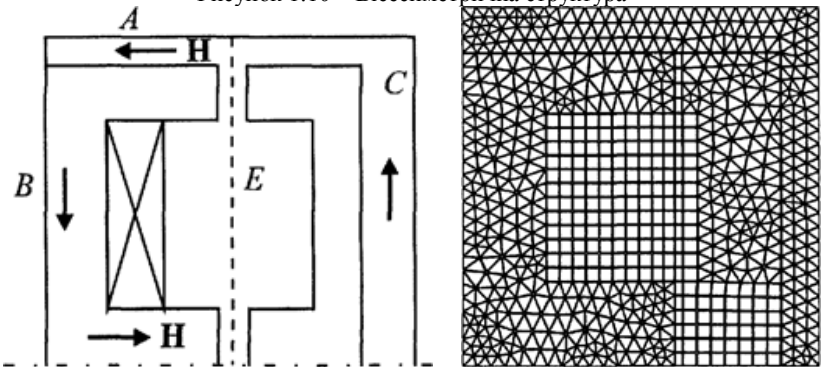


Рисунок 1.10 – Вісесиметрична структура



а) б)

Рисунок 1.11 – Область рішення (для рис. 1.10) (а), яку можна застосувати у програмі скінчених елементів; скінчено-елементна сітка (б) для області рішення

Дві частини магнітного ланцюга розділені зазором (рис.1.10). Верхня частина містить котушку, і вона нерухома. Нижня може вільно рухатися.

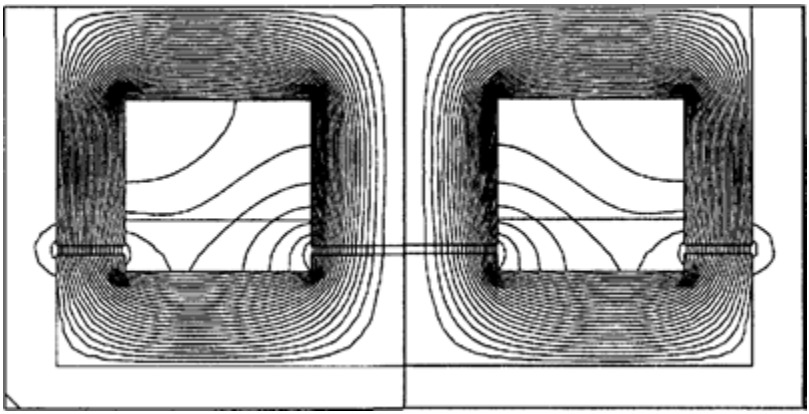


Рисунок 1.12 – Розподіл магнітного потоку для пристрою (рис. 1.10)

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2
Визначення МРС та напруженості магнітного поля при накладанні імпульсу струму

Мета роботи – моделювання розподілу магнітного поля для різних значень швидкостей рухомої частини у електротехнічному пристрої при накладанні імпульсу струму

Пропонується розглянути геометрію рис.2.1, на якому зображений стаціонарний струмопровідний елемент з електромагнітом. Вихрові струми, позначені $\mathbf{J_e}$, індукуються у провідному елементі через зміну у часі зовнішнього струму $\mathbf{J_s}$ у котушці збудження.

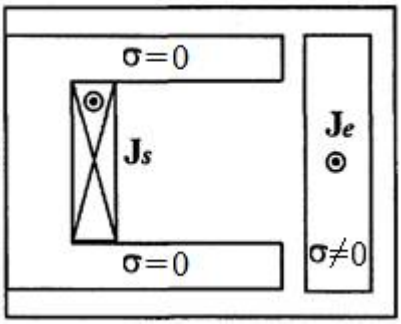


Рисунок 2.1 – Стаціонарний струмопровідний елемент перед електромагнітом.

Вихрові струми індукуються у деталі в залежності від часу дії магнітного поля

Струмопровідна частина феромагнітна з параметрами: $\mu_r = 1000$ та $\sigma = 107$ (С/м). Щоб позначити проблему, яку можна легко зрозуміти, застосуємо густину струму у вигляді хвилі, показаної на рисунку 2.2: цей імпульс струму збільшується від 0 до 2 А/мм^2 за 0.01 с. Висхідна частина має синусоїдальну форму; за час більше за 0.01 с густина струму Js залишається постійною й складає 2 А/мм^2.

На рисунках 2.3,а-б показані результати розрахунку. Перший для часу, рівному 0.01 с, коли проникнення потоку часткове, через вихрові струми, що виникають у провідній частині. Другий, рисунок 2.3,б, показує потік в момент часу, рівний 0.036 с, коли вихрові струми ще малі. Розподіл потоку аналогічний статичному випадку із густиною зовнішнього струму, встановленої на рівні 2 А/мм^2.

Поведінка поля та вихрових струмів наступна:

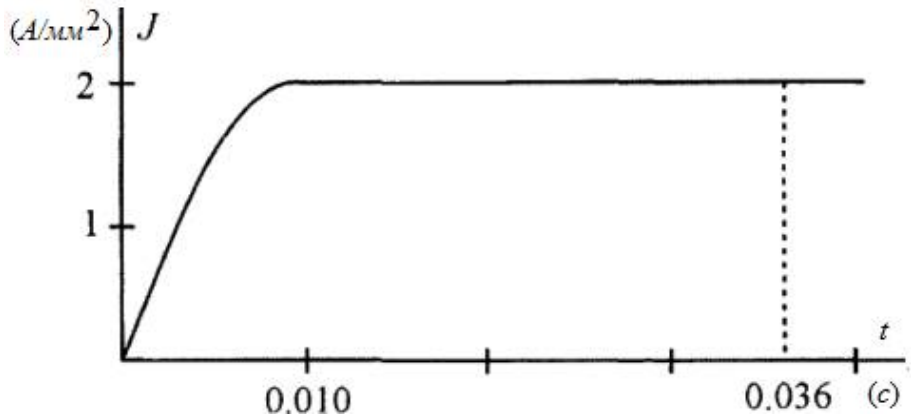
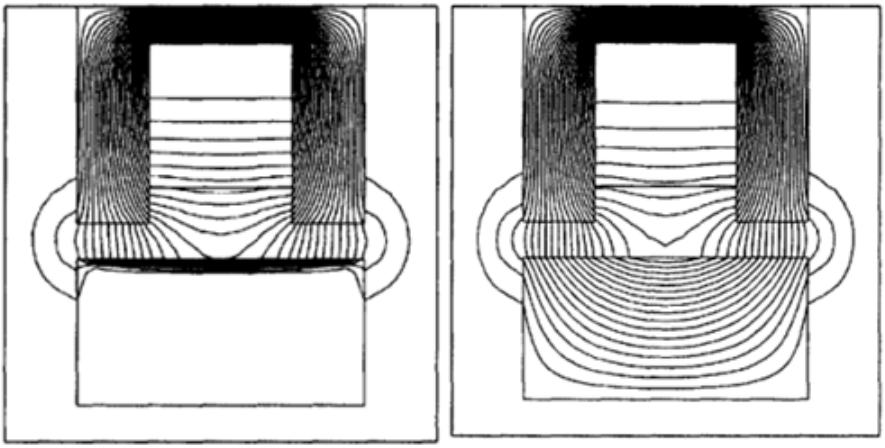


Рисунок 2.2 – Імпульс, який використовується для управління геометрією на рис. 2.1

На рисунку 2.4 показані максимальні негативні потенціали у провідній частині. Вони безпосередньо пов'язані із наведеними струмами. Ці струми зменшуються після $t = 0.01$ с. При $t = 0.040$ с з ці струми значно зменшилися.



а) б)

Рисунок 2.3 – Розподіл потоку при $t = 0.01$ с (а); при $t = 0.036$ с (б);

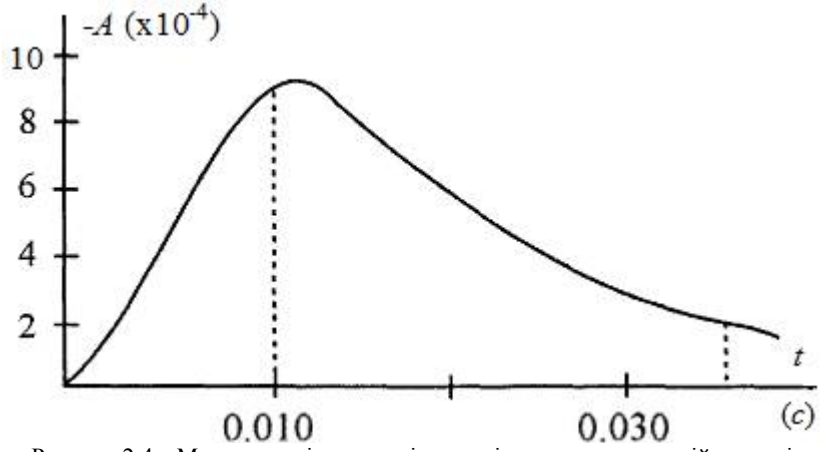


Рисунок 2.4 – Максимальні негативні потенціали у струмоведучій частині

На рисунку 2.5 показані максимальні значення позитивних потенціалів всієї конструкції; вони відповідають потоку, що створюваний прикладеним струмом. Ця крива прагне до значення магнітного потоку для статичного випадку із густиною струму у котушці $J = 2$ А/мм^2.

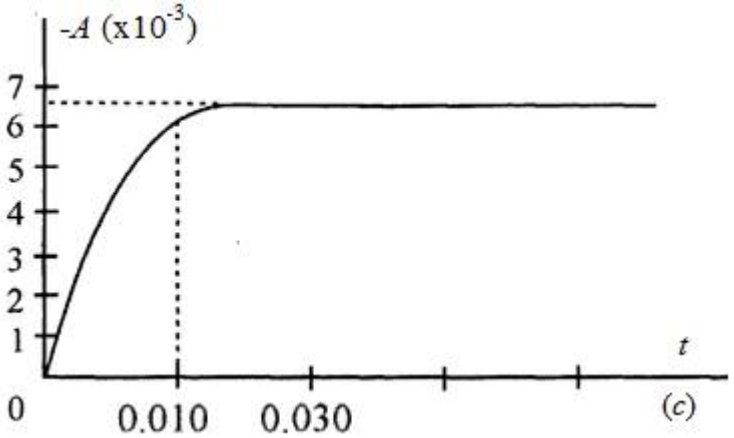


Рисунок 2.5 – Максимальні позитивні потенціали у струмоведучій частині.

Переміщення струмоведучої частини перед електромагнітом

Розглянемо не феромагнітний провідний елемент перед електромагнітом, який живиться постійним струмом, як показано на рисунку 2.6.

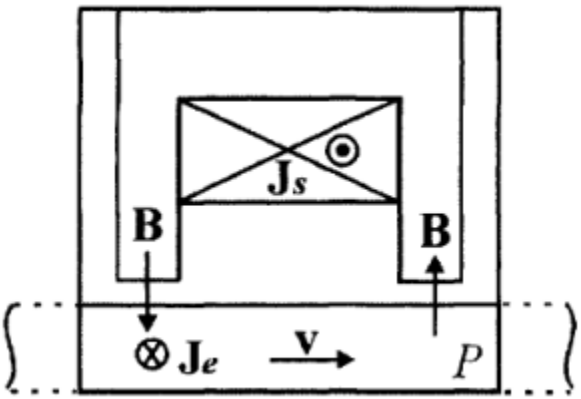


Рисунок 2.6 – Магнітна структура із рухомою частиною.
(вихрові струми індукуються у рухомій частині завдяки швидкості v)

Завдання

Визначити розподіл магнітного поля для різних значень швидкостей рухомої частини.

Рішення показані на рисунках 2.7,а-е. На рис. 2.7,а показано рішення при нульовій швидкості. Поле ідентично статичному рішенню. На рис. 2.7, б, в, г, д,е показані конфігурації поля для рухомого струмоведучого елемента зі швидкостями v = 1, 5, 10, 20 та 30 м/с відповідно. Асиметрія стає більш вираженою зі збільшенням швидкості.

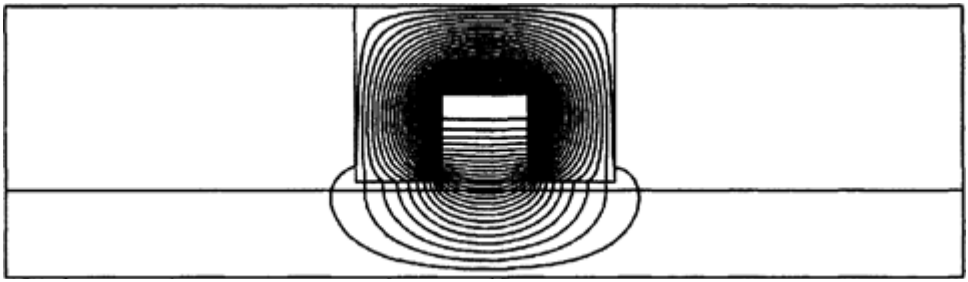


Рисунок 2.7,а – Рішення для геометрії при v = 0 м/с

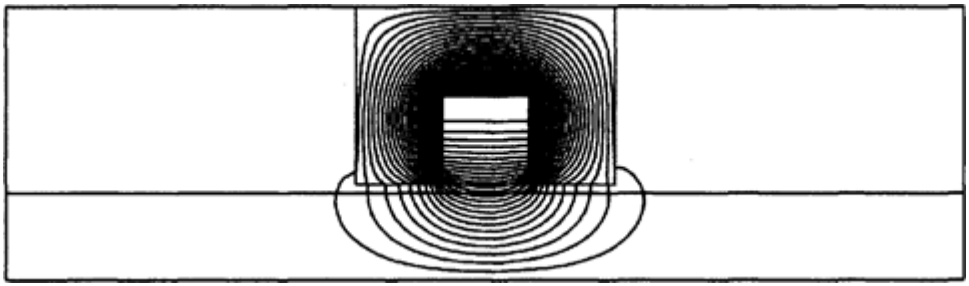


Рисунок 2.7,б – Рішення для геометрії при v = 1 м/с

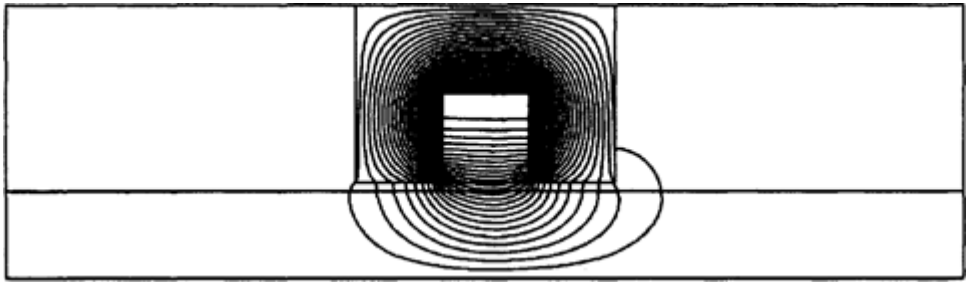


Рисунок 2.7,в – Рішення для геометрії при v = 5 м/с

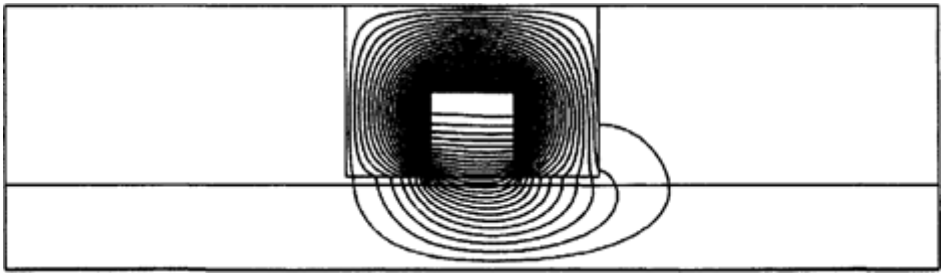


Рисунок 2.7,г – Рішення для геометрії при v = 10 м/с

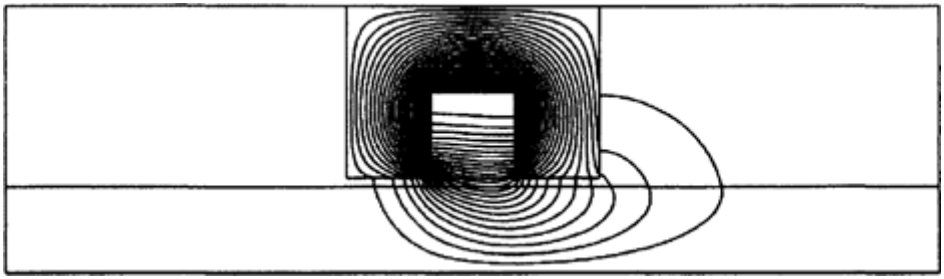


Рисунок 2.7,д – Рішення для геометрії при v = 20 м/с

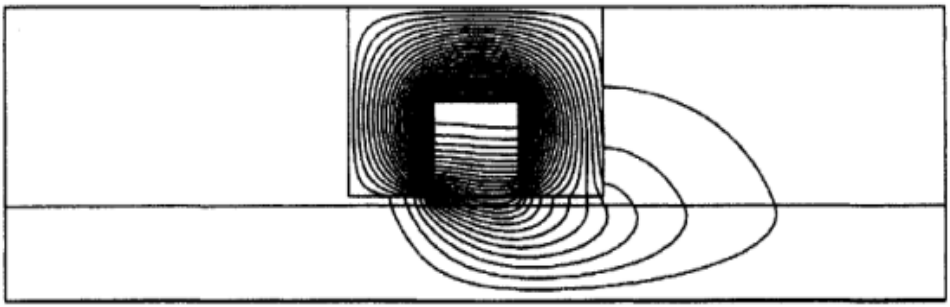


Рисунок 2.7,е – Рішення для геометрії при v = 30 м/с

У цих рішеннях слід відзначити наступні моменти:

а. Форма поля:

- значення вихрового струму отримано через густину $\boldsymbol{J = \sigma v x B}$;

- перед електромагнітом (який живиться струмом, перпендикулярним до площини рисунку), ситуація така, як показано на рис. 2.8;

- щільності магнітного потоку $\mathbf{B_1}$ та $\mathbf{B_2}$ в основному встановлюються у напрямках, показаних на цьому рисунку;

- з рівняння для J вихрові струми $\mathbf{J_{e1}}$ та $\mathbf{J_{e2}}$ перпендикулярні площині.

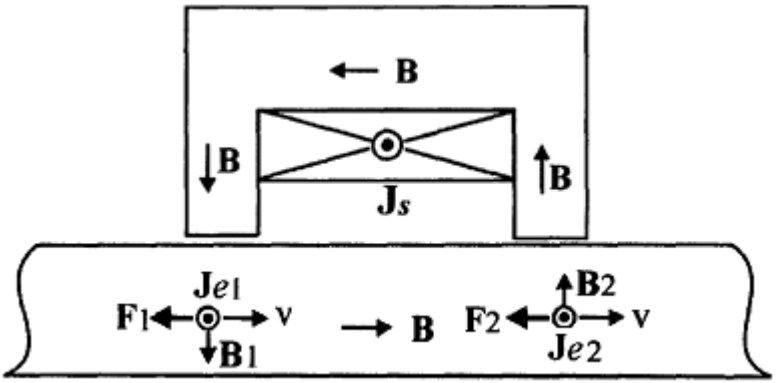


Рисунок 2.8 – Густина струму, напруженості магнітного поля та сили у рухомій частині в залежності від швидкості

б. Сила обумовлена добутком **JxB**:

- об'ємна щільність сили задається формулою **f = JxB**. Якщо дивитися на напрямок вектора на рис. 2.8, то сили $\mathbf{F_1}$ та $\mathbf{F_2}$ протилежні вектору швидкості $\boldsymbol{v}$ струмоведучої деталі.

в. Сила обумовлена тензором Максвелла:

Згідно контурним графіками, що отримані за допомогою МСЕ (рис. 2.7,а-е) поля мають значні компоненти, які є дотичними по відношенню до рухомої частини (рисунок 2.10). Використовуючи тензор напруг Максвелла, ці компоненти створюють сили під кутом 20^o до нормалі. Сили протистоять швидкості рухомої частини.

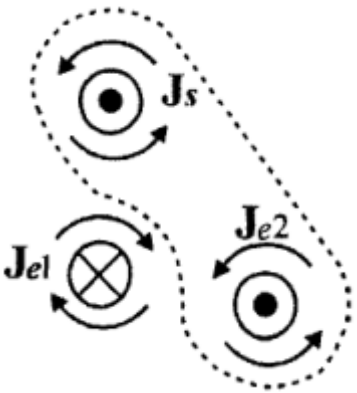


Рисунок 2.9 – Взаємозв'язок між прикладеною та індукованою густиною струмів

На рис. 2.9 показані три струми: $\mathbf{J_s}$ (прикладений струм у котушці), $\mathbf{J_{e1}}$ та $\mathbf{J_{e2}}$ (індуковані струми у рухомому елементі). На підставі їх підсумовування можна зробити висновок, що сумарне поле має вигляд, позначений пунктирною лінією. Це відповідає контурам на рис. 2.7 а-е.

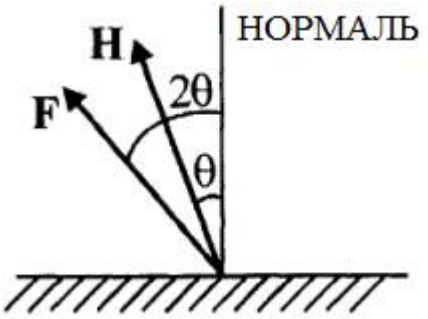


Рисунок 2.10 – Розрахунок сили із використанням тензора напруг Максвелла

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3
Поетапне моделювання електротехнічного пристрою з живленням напруги в залежності від часу її прикладання

Мета роботи – провести порівняльний аналіз аналітичних та чисельних (при моделюванні ПЗ FEMM) розрахунків електротехнічного пристрою із живлячою напругою, без врахування нелінійності сталі

Як приклад даного типу завдань, які можна вирішити при використанні формулювань одночасного рішення рівнянь поля та напруги, в даній роботі пропонується розглянути соленоїд, показаний на рисунку 3.1. Цей пристрій є вісесиметричним, й складається із двох частин, виготовлених зі сталі.

Припустимо, що сталь має лінійні властивостями, й будемо нехтувати вихровими струмами. Ці обмеження накладені, щоб дозволити провести порівняння із аналітичними розрахунками. У цьому прикладі будемо використовувати наступні вихідні дані:

l_1 = 15 мм; l_2 = 30 мм; e = 2 мм, r_1 = 20 мм; r_2 = 25 мм, r_3 = 32 мм, r_4 = 38 мм, n (число витків) = 50; R (опір котушки) = 2 Ом.

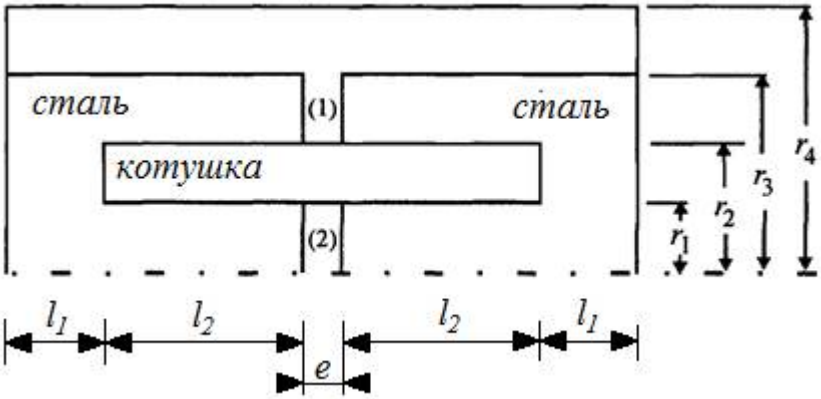


Рисунок 3.1 – Соленоїд із живлячою напругою

На котушку подається ступінчастий імпульс по 10 В (включається при $t = 0$, як показано на рисунку 3.1).

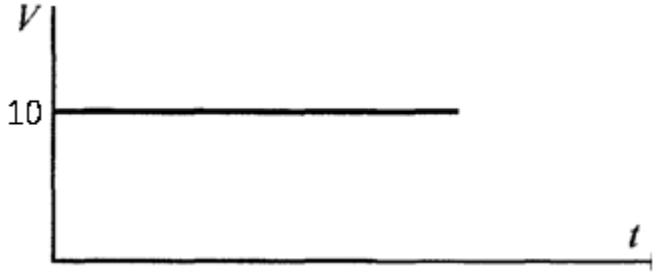


Рисунок 3.2 – Напруга, яка використовується для управління схемою (рис. 3.1)

Оскільки повітряні зазори невеликі, можна розрахувати магнітний ланцюг. Це визначається:

$$h_1 \cdot e + h_2 \cdot e = n \cdot I. \quad (3.1)$$

Рівняння рівноваги потоку:

$$\Phi_1 = \Phi_2;\ B_1 \cdot S_1 = B_2 \cdot S_2;\ \text{або}\ \mu_0 \cdot h_1 \cdot S_1 = \mu_0 \cdot h_2 \cdot S_2 \quad (3.2).$$

Радіуси r_1, r_2 и r_3 розраховані таким чином, щоб $B_1 = B_2$.

Враховуючи, що $\pi \cdot r_1^2 \cong \pi \cdot (r_4^2 - r_3^2)$, отримаємо $h_1 = h_2 = h$, тоді

$$h = \frac{n \cdot I}{2e}. \quad (3.3)$$

У сталому режимі

$$I = \frac{V}{R} = \frac{10}{2} = 5 \text{ А}.$$

Використовуючи числові значення, отримуємо

$$h = 62.5 \text{ кА/м}.$$

Магнітний потік

$$\Phi = \mu_0 \cdot h \cdot S_1 = \mu_0 \cdot h \cdot \pi \cdot r_1^2 = 0.987 \cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Індуктивність

$$L = n \cdot \frac{\Phi}{i} = 0.987 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Оскільки властивості стали лінійні, й відсутні вихрові струми, потік пропорційний струму *I*. У цих умовах індуктивність постійна у перехідному стані. Теоретичне рівняння для *I*(*t*) для RL ланцюга має вигляд

$$I(t) = \frac{V}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right), \tag{3.4}$$

або чисельно

$$I(t) = 5 \cdot \left(1 - e^{-2026/3t}\right)$$

Результати показані на рисунках 3.3 та 3.4. Перша фігура показує розподіл потоку у пристрої. Друга показує залежність струму в котушці від часу.

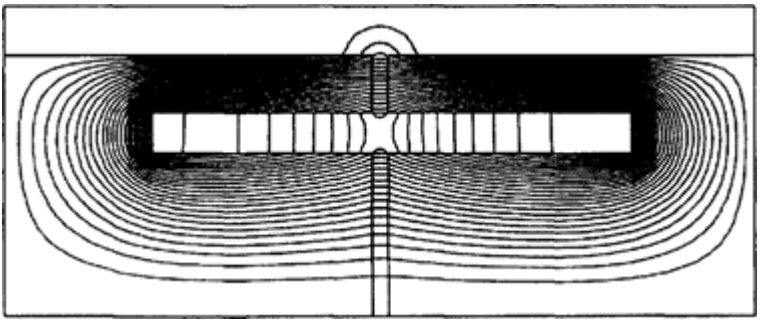


Рисунок 3.3 – Розподіл потоку у соленоїді

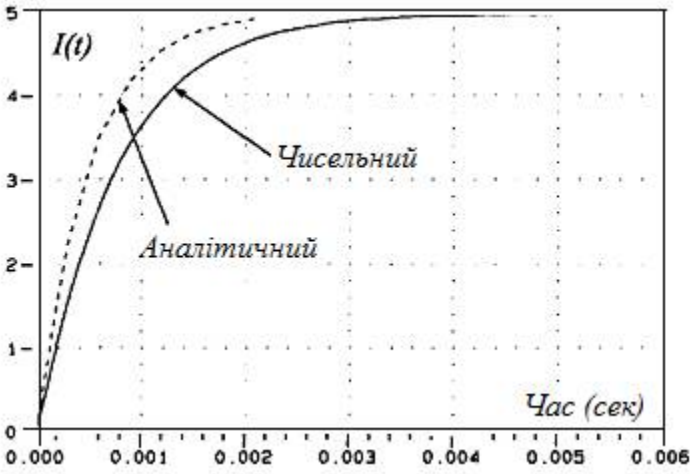


Рисунок 3.4 – Струм в котушці, як функція часу

Фактично, аналітична крива збільшується швидше у порівнянні із чисельними результатами. Основна причина цього полягає в тому, що реальна індуктивність вище аналітичної, оскільки потік, що перетинає соленоїд (рисунок 3.3), збільшує значення індуктивності у порівнянні із теоретичним розрахунком, у якому цей потік не враховується.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4
Дослідження впливу вихрових струмів на температурний стан струмоведучого елементу

Мета роботи – дослідження розподілу температурного стану електротехнічної моделі на базі моделювання засобами FEMM, враховуючи час нагрівання елементу вихровими струмами

Як приклад, пропонується випадок, де вихрові струми розраховувалися за комплексним формулюванням. Для частоти f = 500 Гц (рис. 4.1), використовуючи пристрій (рис.2.6), з пост-процесора були отримані значення вихрових струмів у провідній частині.

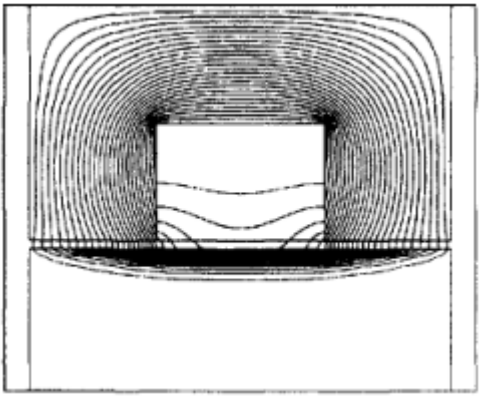


Рисунок 4.1 – Розподіл магнітного потоку при частоті 500 Гц

Оскільки випромінювання і конвекція є граничними умовами для теплових задач, будемо розглядати тільки струмопровідну частину, як показано на рис. 4.2. Оскільки існує поздовжня симетрія, на цьому рисунку представлена тільки половина конструкції. Через згадану симетрію та відсутність переходу тепла через лінію *D*, тут застосовується умова Неймана. Решта три лінії *A* (що займають всю верхню лінію, включаючи частини S_1 та S_2), *B* і *C* є межами із випромінюванням та конвекцією. Зовнішня температура становить 20°C, а коефіцієнт конвекції *h* дорівнює 10 Вт/ м^2□ °C.

Інші дані: ε, *e* і λ, є типовими значеннями для сталі. На цьому рис. 4.2 для областей S_1 та S_2 було отримано від постпроцесора густина вихрових струмів J_1 та J_2, необхідні для розрахунку теплових джерел. Поле, як і вихрові струми, не проникає далі S_2. Очевидно, що форми кривих живлячих джерел S_1 та S_2 апроксимуються шляхом спостереження за розподілом вихрових струмів у секторі постпроцесора. Для отримання більш точних результатів можна було б встановити для кожного кінцевого елемента своє власне джерело, використовуючи отриману у ньому густину вихрових струмів.

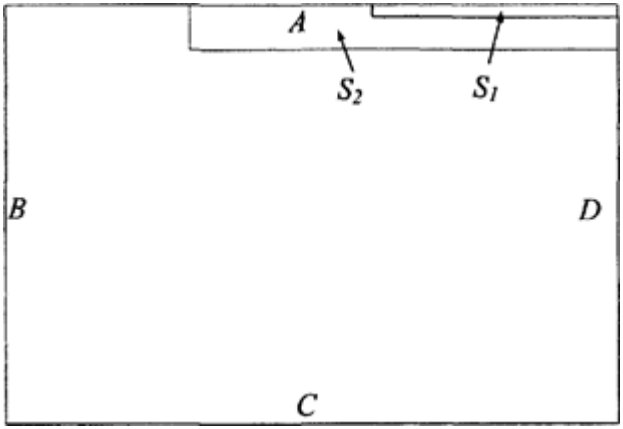


Рисунок 4.2 – Струмопровідна частина із граничними умовами та джерелами тепла

Джерела тепла q_1 та q_2 для S_1 та S_2 відповідно розраховуються за виразом

$$q = \frac{J^2}{\sigma}. \tag{4.1}$$

Оскільки перехідні теплові процеси тривають набагато довше, ніж електромагнітні, тоді можна вважати, що імпульси теплового збудження (q_1 та q_2) накладалися на області S_1 та S_2 із самого початку. Моделювання проводилося для тимчасового інтервалу [0; 960] с.

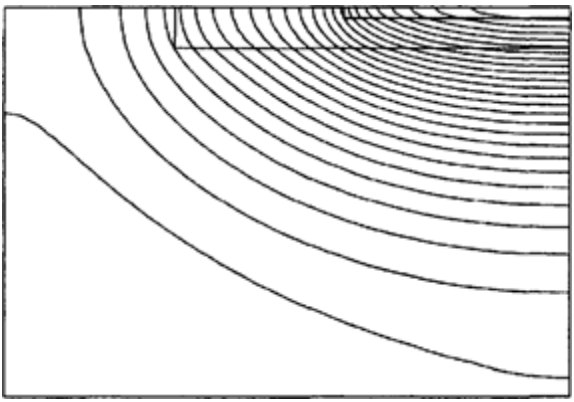


Рисунок 4.3,а – Розподіл температури на момент часу 2.4 с

На рисунках 4.3, а-в представлено розподіл температури для часу обчислення 2.4, 120 та 960 с. Можна спостерігати еволюцію розподілу температури від початку (рис. 4.3,а, нагрів близький до теплових джерел) до проміжної стадії (рис. 4.3,б), поки вона не досягне усталеного режиму, й тоді більше не буде змін розподілу температури у часі (рис. 4.3,в). На рис. 4.4 показана залежність середньої температури від часу.

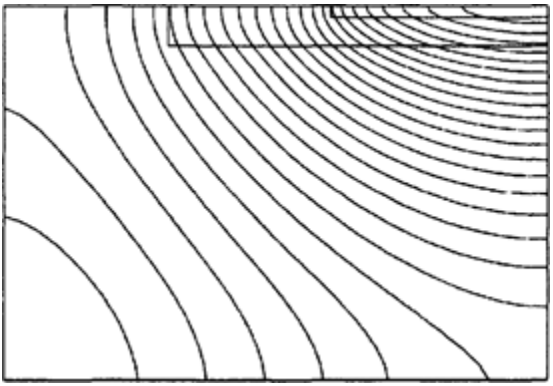


Рисунок 4.3,б – Розподіл температури на момент часу 120 с

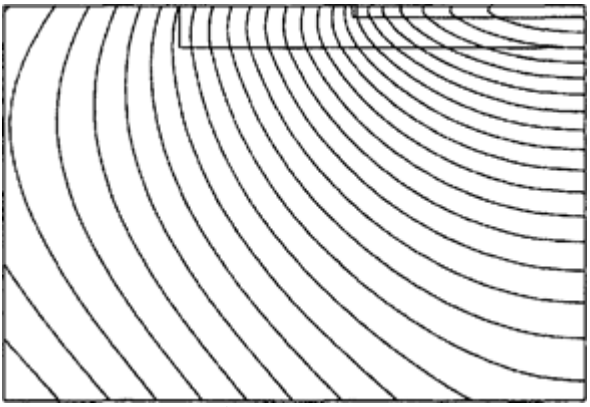


Рисунок 4.3,в – Розподіл температури на момент часу 960 с

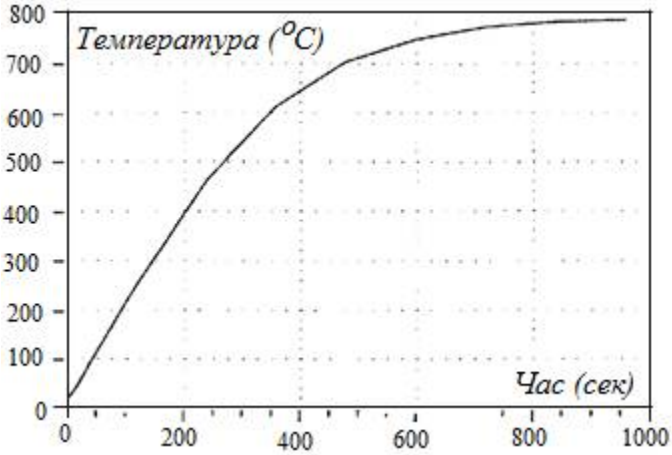


Рисунок 4.4 – Еволюція середньої температури

Можна помітити, що в момент часу, близькому 900 с, було досягнуто стійкого режиму за температурою, й існує достатня відповідність між результатами, отриманими за допомогою покрокової часової процедури із розрахунком, який виконується вирішувачами для статичного випадку, коли компонент $\partial T/\partial t$ не враховується.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5
Моделювання електромагнітного пристрою із відомими формами напруги

Мета роботи – моделювання електричних машин із синусоїдальною живлячою напругою, враховуючи послідовне або паралельне з'єднання струмоведучих частин

Вступ

Електричні машини – це електромагнітні пристрої зі складною геометрією і явищами, наявністю обертових частин, магнітним насиченням та індукованими струмами. Тому їх моделювання за допомогою МСЕ вимагає особливих підходів.

По-перше, ці пристрої живляться напругою. Крім того, в даний час це часто зустрічаються електричні машини, які живляться від статичних перетворювачів, й рівняння їх поля необхідно записувати за допомогою зовнішніх електричних/електронних ланцюгів.

Другий аспект, пов'язаний із перетворенням енергії – це обертання ротора. який необхідно моделювати з урахуванням обертового моменту.

Ці лабораторні роботи присвячені спеціальним формулюванням та використанням методів моделювання електричних машин і електромагнітних пристроїв, що живляться від зовнішніх електричних ланцюгів або статичних перетворювачів.

Представимо кілька прикладів по існуючим (розглянутим) формулюванням. Покажемо два типи моделювання:

- моделі, в яких джерела напруги, що подається на обмотки, відомі;
- моделі з урахуванням зовнішніх ланцюгів живлення.

Основна увага буде приділятися фізичному значенню та типовим застосуванням представлених (вище) формулюванням, а не суворо кількісним результатам.

Трифазний асинхронний двигун

На рис. 5.1 показана область дослідження конструкції, у якій статор має обмотку з тонких провідників, розташовану у чотирьох пазах. Аперіодичні граничні умови накладаються на дві радіальні лінії, що обмежують область; граничні умови Діріхле ($A = 0$) накладаються у межах зовнішнього діаметру статора.

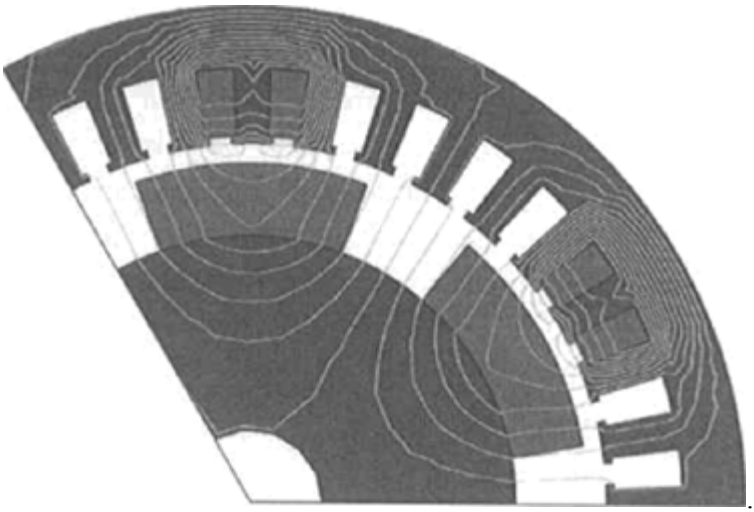


Рисунок 5.1 – Електромагнітний пристрій із масивними алюмінієвими стрижнями

У двох правих пазах статора провідники входять у паз, а у двох сусідніх пазах провідники виходять з області дослідження. У ротор поміщені два масивних алюмінієвих провідника (стрижні), які будемо вважати замкнутими.

На обмотку статора подається синусоїдальна напруга. Оскільки алюмінієві стрижні з'єднуються і розміщуються уздовж квадратурної вісі, струми у стрижнях повинні мати однакову амплітуду, але протилежні напрямки. Пряма вісь розташована між двома котушками статора, де локалізується основний магнітний потік, а квадратурна вісь зміщена на 90 електричних градусів відносно прямої осі. Очевидно, квадратурна вісь збігається із котушками обмотки статора. Рисунок 5.2 показує густину індукованого струму для часового кроку, коли був отриманий рис. 5.1. Можна помітити, що фактично величини індукованих струмів однакові, але мають протилежні напрямки. Цей результат аналогічний тому, що можна було б отримати, використовуючи класичне двомірне моделювання, у якому усі масивні провідники короткозамкнені.

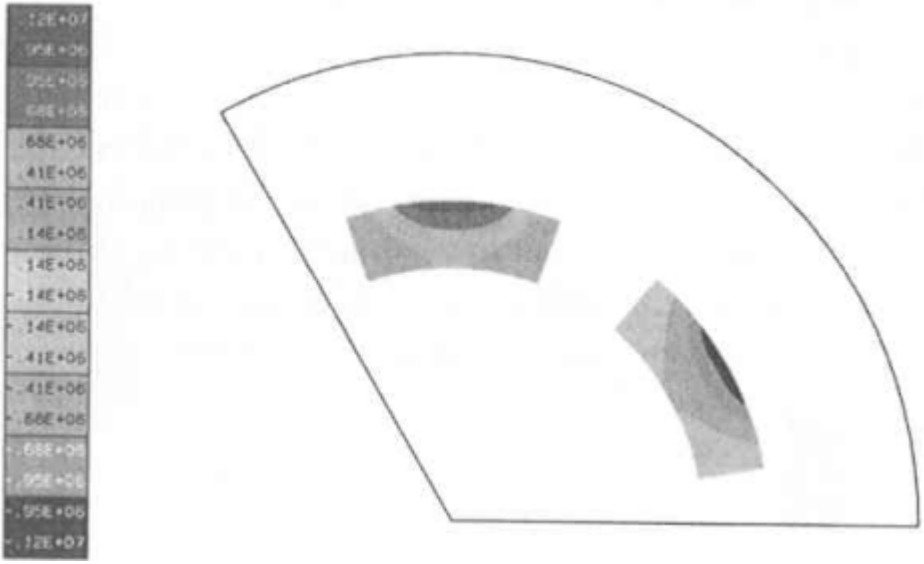


Рисунок 5.2 – Розподіл індукованих струмів у короткозамкнених алюмінієвих стрижнях

Тепер представимо, що стрижні не замкнуті, хоча напруга так само прикладена. Результуючий магнітний потік, який показаний на рисунку 5.3. графічно дуже схожий на Рисунок 5.1, але має інші чисельні результати. Для його моделювання встановимо більше значення опору r ($1x10^6$ Ом).

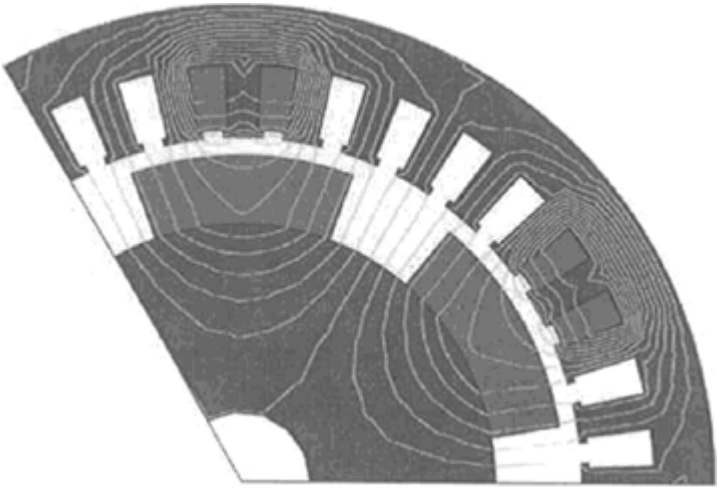


Рисунок 5.3 – Пристрій з ізольованими алюмінієвими стрижнями

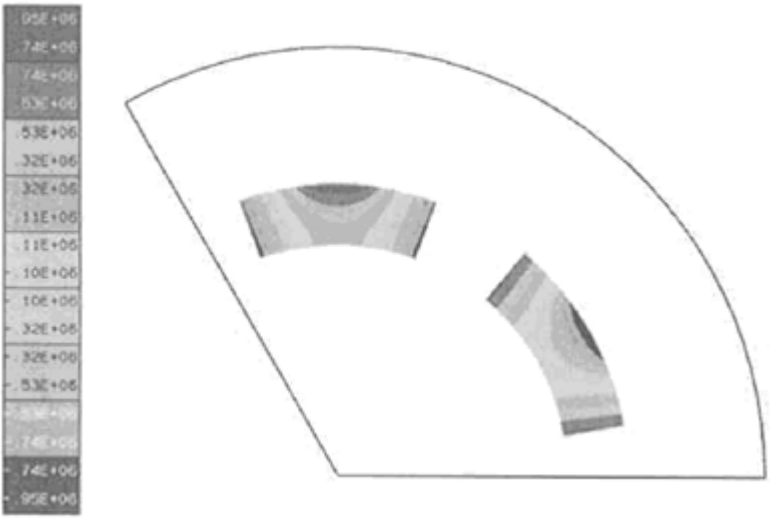


Рисунок 5.4 – Результати густини струму, при ізольованих стрижнях

В цьому випадку повні струми у стрижнях (отримана інтегруванням густина струму по поверхні провідника) дорівнюють нулю. Однак густина струму не дорівнює нулю, й всередині стрижнів повинна існувати густина струму протилежно спрямована. Це можна побачити на рис. 5.3, а також на рис. 5.4. Видно, що екстремальне (максимальне або мінімальне) значення густини струму існує поблизу радіального зазору, а також на бічних сторонах стрижнів. Такі результати не можуть бути отримані класичними 2D-формулами, коли передбачається, що стрижні повинні бути закорочені

Другий приклад, пов'язаний із масивними провідниками в обмотці статора (можливо провідники прямокутного перетину, для двигунів великої потужності), показаний на рис. 5.5. Розглянемо чотирьохполюсний асинхронний двигун із відповідним розподілом магнітного потоку. У цьому випадку моделювання виконується в умовах гальмування ротора при прикладені трифазної синусоїдальної напруги до затискачів обмотки статора.

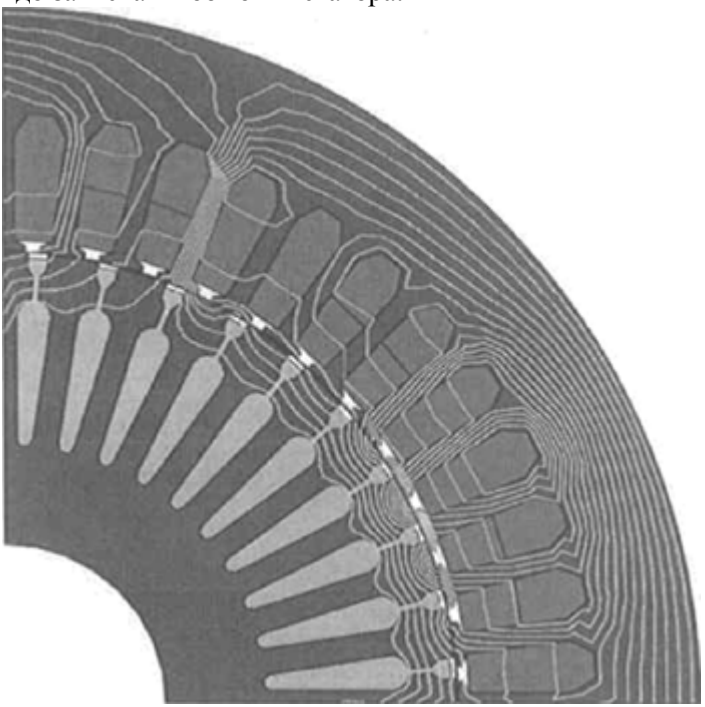
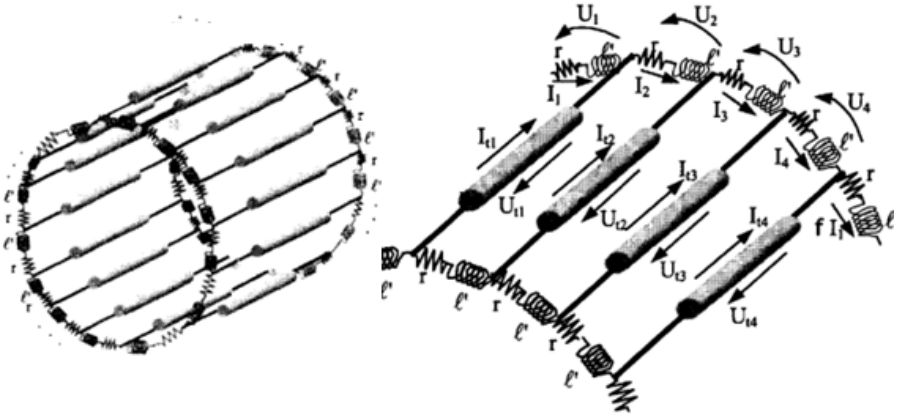


Рисунок 5.5 – Розподіл магнітного потоку у чотирьохполюсному асинхронному двигуні (масивні стрижні ротора тут змодельовані з урахуванням замкнутого кільця)



а) б)

Рисунок 5.6 – Паралельно з'єднані і короткозамкнені жили (а) (скорочена область дослідження); зони осердя ротора (б) через великі за величиною індуковані струмів, що виникають у стрижнях

Статичний електромагнітний пристрій

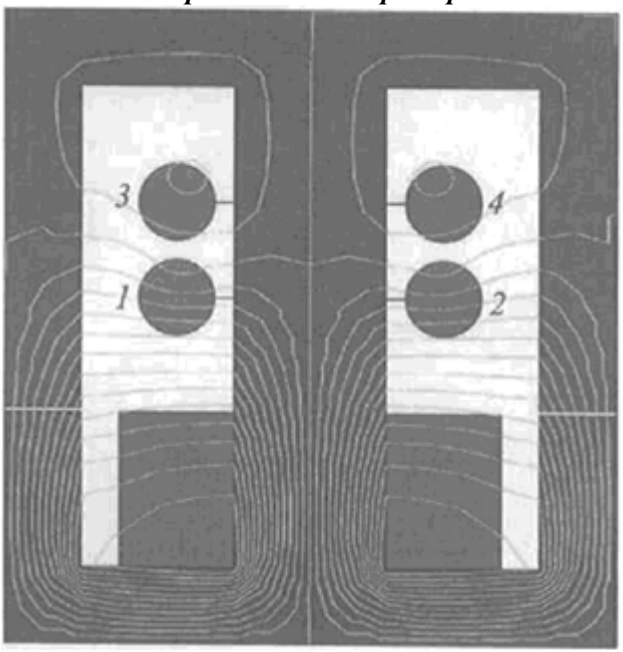


Рисунок 5.7 – Трансформатор із тонкими провідниками у первинній обмотці та масивними послідовно з’єднаними провідниками у вторинній обмотці

На рисунку 5.7 показаний трансформатор, у якого первинна обмотка складається із тонких дротяних жил, й на них подається змінна напруга. Вторинна обмотка закорочена і складається з чотирьох послідовно з'єднаних шин, як показано на рисунку.

При моделюванні, опір $R_{зовн}$ враховує опір «головних» провідників до третього знаку, при напрузі $U_{1T} = 0$. На рис. 5.8 показані розрахункові криві струму, отримані для двох обмоток при прикладанні напруги до первинної обмотки. Як можна побачити, вторинні струми мають однакові значення, але різні за напрямками в залежності від місця розташування, оскільки обидві сторони з'єднані послідовно. Знову класичне формулювання (усі провідники будуть неявно короткозамкнені) не дає правильних результатів.

\

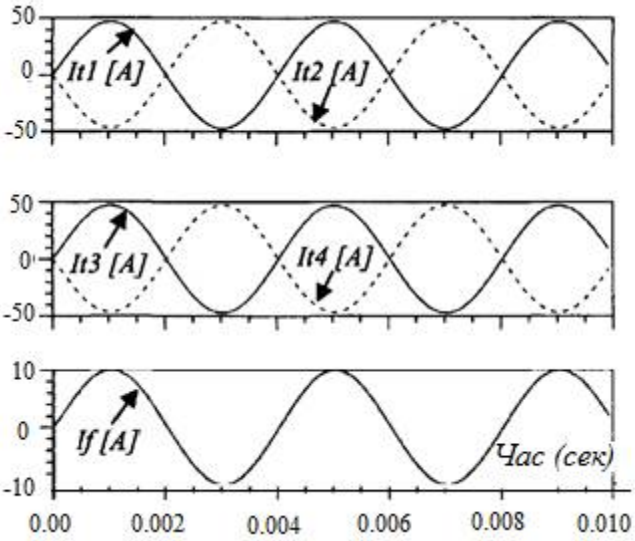


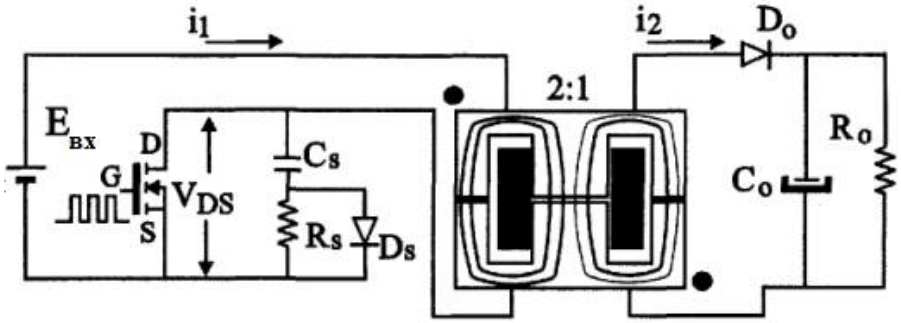
Рисунок 5.8 – Усталені струми у трансформаторі (рис.5.7)

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №6
Моделювання електромагнітного пристрою із живленням від статичного перетворювача

Мета роботи – провести порівняльний аналіз експериментальних даних та даних отриманих за допомогою комбінованого моделювання рівнянь магнітного та електричного ланцюгів складного статичного електротехнічного пристрою

Приклад комбінованого моделювання рівнянь магнітного поля та електричного ланцюга - зворотний перетворювач, представлений на рис. 6.1.

Вхідна напруга постійного струму $\mathbf{E_{вх}}$ становить 100 В, вихідна напруга складає 24 В, а частота перетворювача становить 20 кГц.

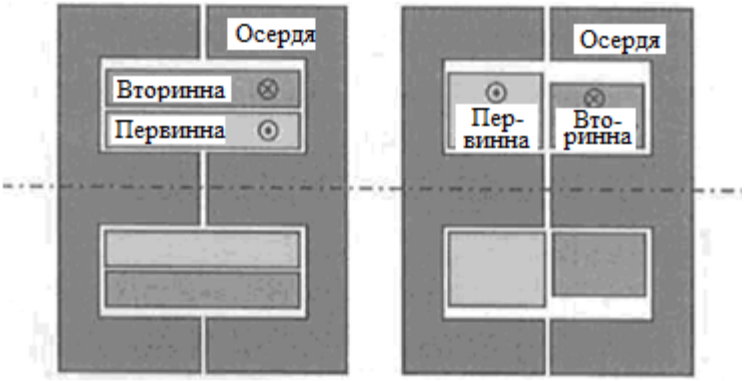


i_1 – струм у первинній обмотці; i_2 – струм у вторинній обмотці.
V_{DS} – напруга транзистора; C_s - демпферний конденсатор (10^{-10} Ф);
R_s – демпферний резистор (270 Ом); D_0 – вихідний випрямляючий діод;
D_s – демпферний діод; C_0 – конденсатор вихідного фільтра (1000 мкФ);
R_0 – навантажувальний реостат (9.5 Ом).
Рисунок 6.1 – Зворотній перетворювач із феритовим трансформатором

Трансформатор, показаний на рисунку 6.1, був побудований із використанням вісесиметричного феритового осердя. Рівняння матричного типу дійсні для вісесиметричного уявлення електромагнітних пристроїв шляхом зміни матричних членів SS, N, P та Q.

Первинна і вторинна обмотки трансформатора, для перетворювального пристрою, має відповідно 16 і 8 витків. Було протестовано два види розташування обмоток, як показано на рисунку 6.2.

Конструкція **А** складається з первинної і вторинної обмоток, які накладається на осердя у вигляді однієї котушки. У конструкції **В** первинна і вторинна обмотки розділені на дві окремі котушки.



А **Б**

Рисунок 6.2 - Різне розташування обмоток трансформатора: вертикальне (А) та горизонтальне (Б) розміщення

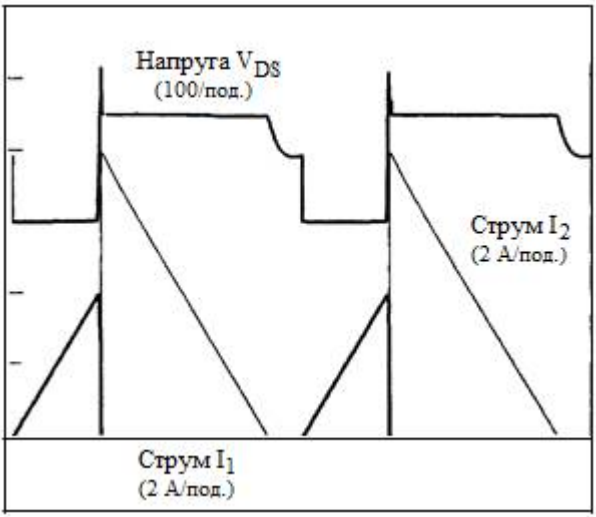


Рисунок 6.3 – Результати моделювання конструкції при розташуванні обмотки за схемою **А**

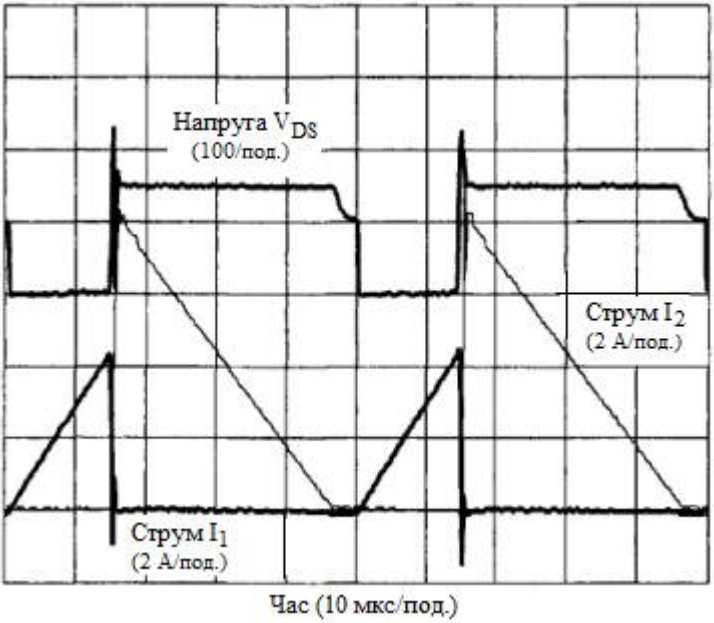


Рисунок 6.3 – Результати експерименту конструкції
при розташуванні обмотки за схемою **А**

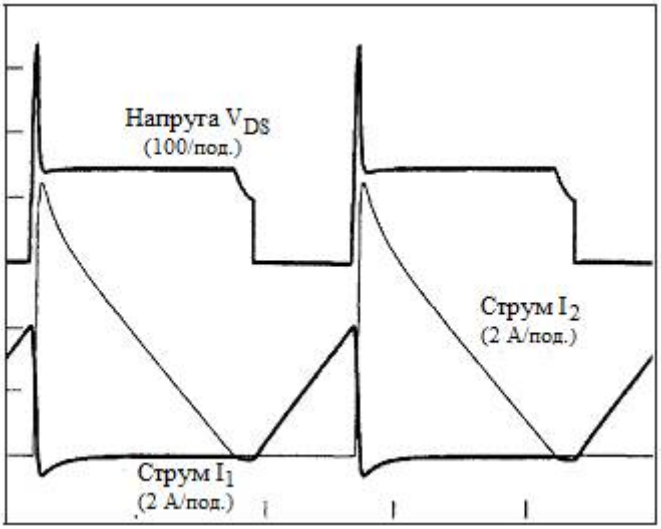


Рисунок 6.3 – Результати моделювання конструкції
при розташуванні обмотки за схемою **Б**

Результати моделювання та експериментів показані на рис. 6.3-6.6. Можна помітити, що потік розсіювання (й, отже, індуктивність розсіювання) у конструкції **В** більше, ніж відповідний потік в пристрої **А**. Цей суттєвий момент було б дуже важко кількісно оцінити за допомогою аналітичних підходів. Так як збільшення індуктивності розсіювання призводить до більш високого значення пікової напруги транзистора у пристрої **В** (рисунок 6.4,б) у порівнянні із конструкцією **А** (рисунок 5.3,б).

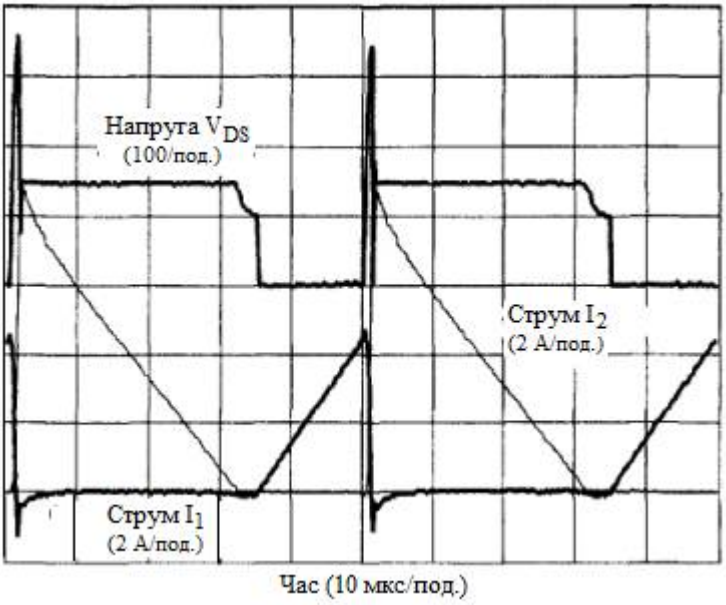


Рисунок 6.3 – Результати експерименту конструкції
при розташуванні обмотки за схемою **Б**

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №7

Моделювання магнітного поля трифазного асинхронного двигуна при загальмованому роторі та електродвигуна із постійними магнітами

Мета роботи – за допомогою методу рухомої смуги змоделювати процес обертання електричної машини при загальмованому роторі без навантаження, враховуючи скос пазів в осерді ротора

Пропонується розглянути ***трифазний асинхронний двигун***, змодельований при загальмованому роторі. У даній роботі потрібно змоделювати електричну машину при неробочому ході із підведеною трифазною номінальною напругою. Моделювання руху виконується за допомогою методу рухомої смуги, реалізованої у ПЗ FEMM. На рис. 7.1 показана приклад сітки повітряного зазору із позначенням рухомої смуги.

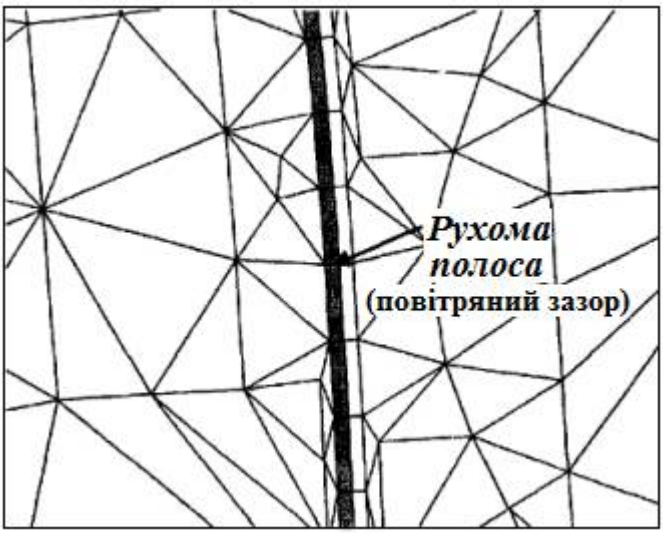


Рисунок 7.1 – Деталь сітки повітряного зазору трифазного асинхронного двигуна

Приклад графіка розподілу поля при неробочому ході показаний на рис. 7.2. Можна помітити, що, на відміну від випадку із загальмованим ротором, магнітний потік більш інтенсивно проникає в осердя ротора.

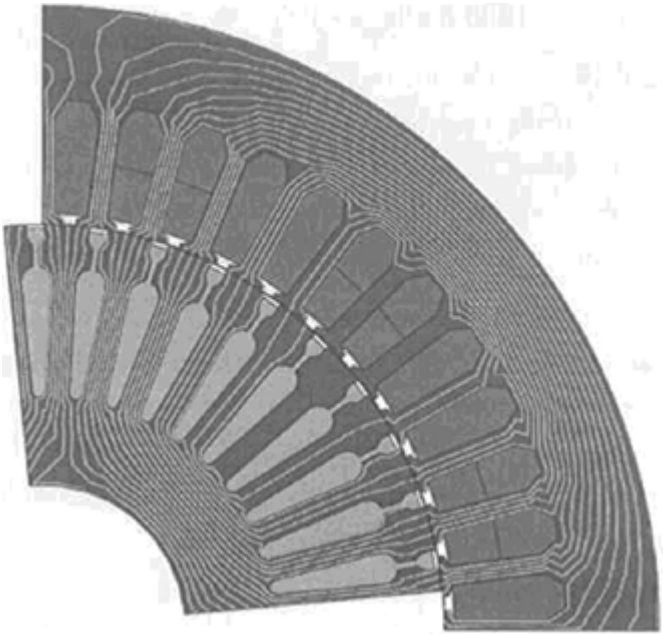


Рисунок 7.2 – . Розподіл поля у трифазному асинхронному двигуні при НХ

Розрахункові та виміряні струми в обмотці статора наведені у табл. 7.1, й це показує достатню точність представленого методу.

Таблиця 7.1 – Фазні струми асинхронного двигуна при НХ

Розрахункове значення струму, А	Виміряне значення струму, А
10.782	10.72

Двигун із постійним магнітом

На рисунку 7.3 представлена структура, сітка і розподіл поля у чотирьохполюсній електричній машині із постійними магнітами. Через геометричну та магнітну симетрії розрахункова область становить одну чверть машини з аперіодичними граничними умовами.

Трифазна обмотка статора з'єднана за схемою зірка (Y). Без навантаження робота машини в генераторному режимі при постійній швидкості показана на наступних двох рисунках. На рис. 7.4 представлена напруга між фазами та нейтраллю, а на рис. 7.5 напруги між фазами, розраховані, відповідно, для прямих та скошених пазів.

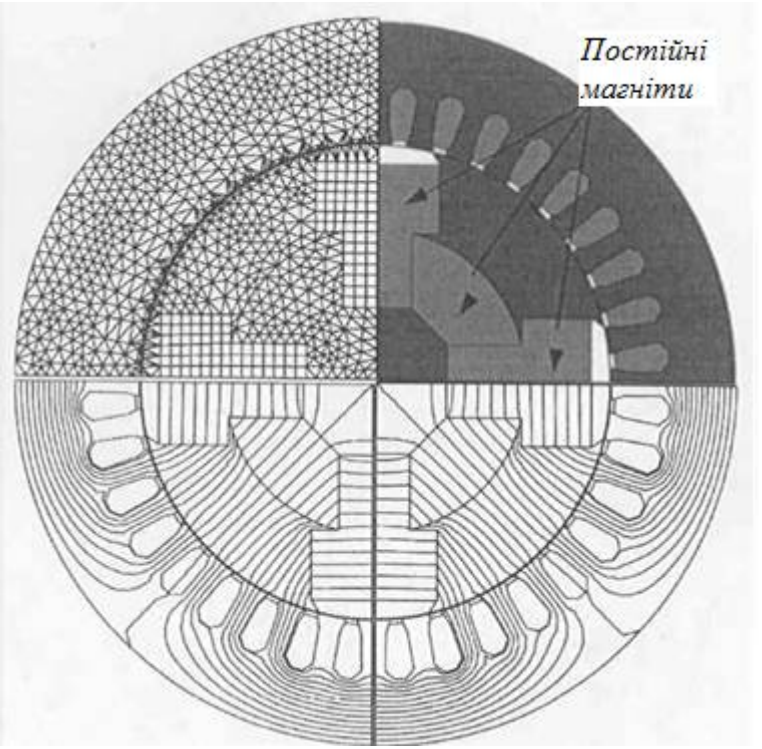


Рисунок 7.3 – Машина з постійними магнітами: матеріали, сітка і магнітне поле без навантаження

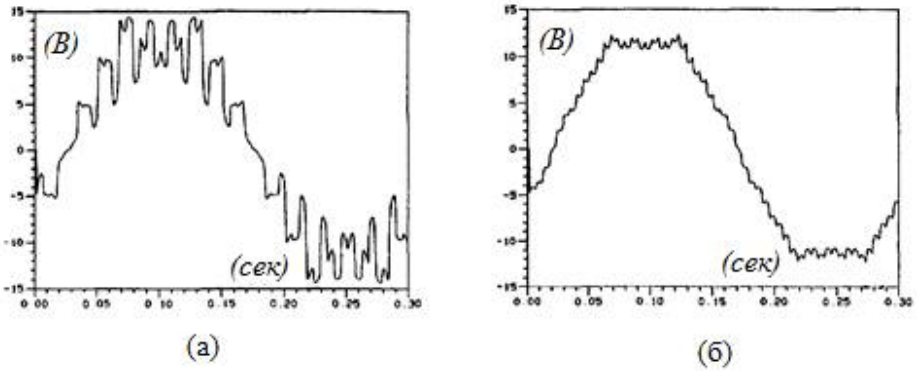


Рисунок 7.4 – Напруги між фазою і нейтраллю для генератора з постійними магнітами:
(а) прямі пази статора; (б) скошені пази

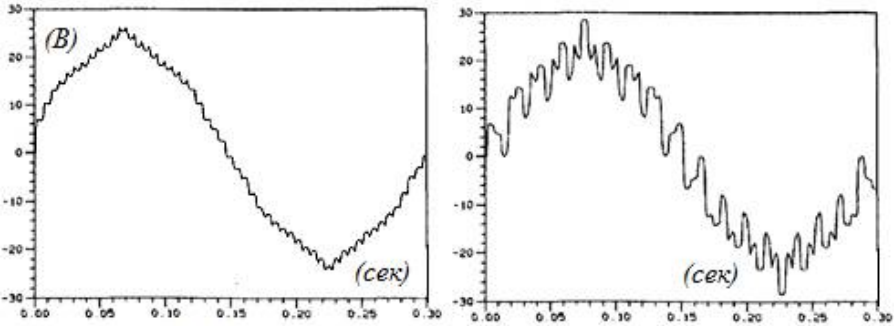


Рисунок 7.5 – Міжфазні напруги для генератора із постійними магнітами:
(а) прямі пази статора; (б) скошені пази

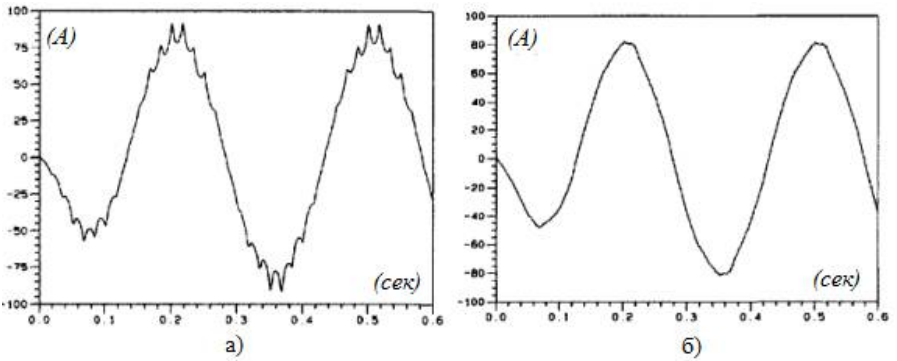
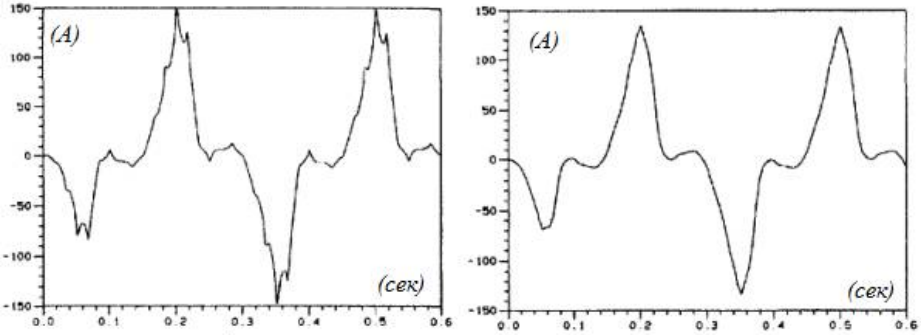


Рисунок 7.6 – Струм у короткозамкненому генераторі із постійними магнітами та схемою з'єднання обмотки – Y без нульового проводу:
(а) прямі пази статора; (б) скошені пази

Спостерігається вплив скосу на зменшення вмісту гармонік у формах сигналів напруги. При подальшому моделюванні генератор замикається накоротко на 0 с. Рис. 7.6,а показує струм у перехідному режимі для машини без скоса пазів, а рис. 7.6,б - для машини зі скосом. Рисунки 7.7 були отримані при роботі генератора у режимі короткого замикання, але тепер із підключеним нейтральним проводом. Порівнюючи результати на рис. 7.6 із результатами, представленими на рис. 7.7, навіть для машини зі скошеними пазами можна помітити наявність інших гармонік, що генеруються при використанні нейтрального проводу та схеми з'єднання Y.

Для даного моделювання задається швидкість двигуна. Однак у багатьох додатках, як, наприклад, у перехідному пусковому режимі електродвигуна, швидкість заздалегідь невідомі, й має бути розрахована. Для цього необхідно взяти до уваги механічний обертовий момент та оцінити положення статора відносно до ротора.



а) б)

Рисунок 7.7 – Струм у короткозамкненому генераторі із постійними магнітами та схемою з'єднання обмотки - Y із нульовим проводом:
(а) прямі пази статора; (б) скошені пази

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №8
Визначення зв'язку між магнітним полем та електричним ланцюгом при описі механічних перехідних процесів

Мета роботи – дослідження обертового моменту в електричних машинах, враховуючи математичне та схемно-польове моделювання при описі пуску електродвигунів

У даній лабораторній роботі треба враховувати декілька явищ, в тому числі: зв'язок між рівняннями поля та ланцюга живлення, з'єднання масивних провідників ротора, розрахунок крутного моменту та швидкості обертання.

Для експериментальних дослідів за базовий приймається однофазний двополюсний асинхронний двигун з короткозамкненим ротором, що має 24 паза статора та 28 пазів ротора. Через симетрію, мінімально можлива область, яка використовує аперіодичні граничні умови, становить половину машини. Статор являє собою обмотки із двох тонких провідників, основна з яких (р) і допоміжна (а), їх магніт-

ні осі яких перпендикулярні одна відносно одної. На рис. 8.1 показана розрахункова область для цієї машини.

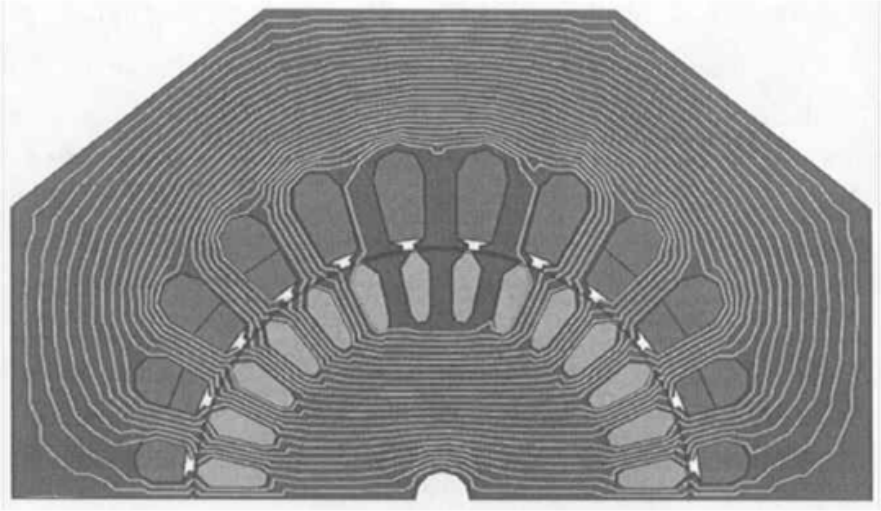


Рисунок 8.1 – Розрахункова область для моделювання однофазного асинхронного двигуна

Пуск двигуна здійснюється за зовнішнім електричним ланцюгом та являє часову залежність від робочих характеристик. Ця електрична схема показана на рис. 8.2. Основна і допоміжна обмотки, відповідно, представлені блоками ***W*p** та ***W*a**.

Опір ***R*(*t*)**, підключено паралельно конденсатору С, являє собою ППТК (пристрій із позитивним температурним коефіцієнтом), значення опору якого залежить від температури. Цей компонент приймає мінімальне значення опору при запуску (4 Ом) та велике (10 кОм) при збільшенні температури через циркуляцію струму.

Напруга ***v*(*t*)** прикладена до зовнішнього ланцюга; $i_p(t)$ та $i_a(t)$ - струми в основній та допоміжній обмотках.

Основне призначення ППТК – управляти роботою допоміжної обмотки під час пуску двигуна. На цьому етапі по основній обмотці циркулює великий струм, й, оскільки ППТК має низький опір, струм допоміжної обмотки, що протікає у конденсаторі, практично дорівнює нулю.

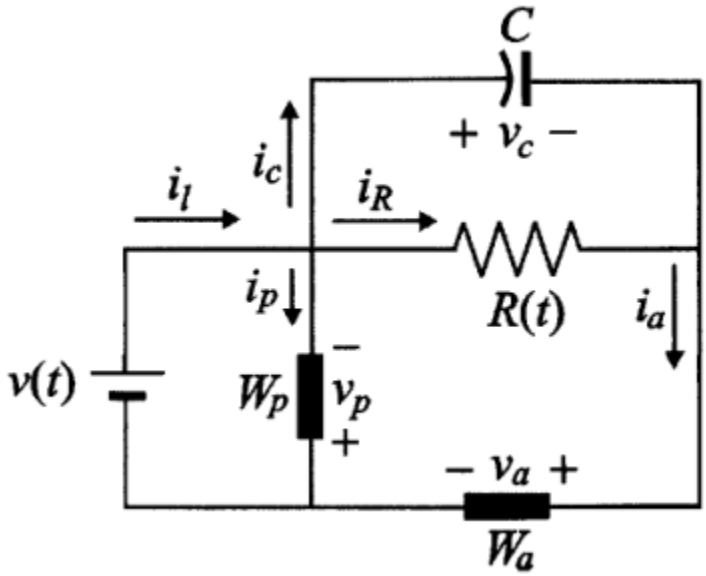


Рисунок 8.2 – Схема живлення обмоток статора асинхронного двигуна

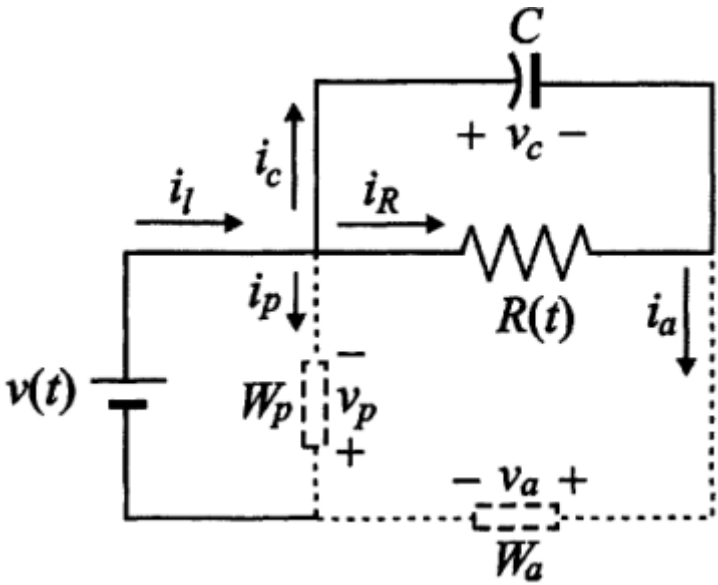


Рисунок 8.3 – Граф електричної схеми асинхронного двигуна (суцільні лінії)

Через декілька часток секунди після запуску опір ППТК значно зростає. Конденсатор С починає працювати, щоб підвищити ККД двигуна. При цьому струм на допоміжній обмотці значно знижується. Час, коли ***R(t)*** змінює своє значення з 4 Ом на 10 кОм (0.3 секунди), що було отримано експериментально та використовувалося у процедурах моделювання. Матриці від $\mathbf{G_1}$ до $\mathbf{G_5}$, які відносяться до ланцюга живлення на рис. 8.2, а також вектор $\boldsymbol{E_c}$ можна отримати із графа схеми, показаного на рис. 8.3.

У даній роботі необхідно представити аналітичне визначення цих матриць, які також можуть автоматично визначатися із використанням методології, представленій у лекційному матеріалі

На рис. 8.3 маємо наступні елементи:

а. Елементи відгалуження: ***v*** та ***C***.

б. Елементи зв'язку: ***R(t)***, ***W*****p** та ***W*****a**.

Рівняння для цього випадку приймають вид:

$$\frac{d}{dt}v_c = G_1 \cdot v_c + G_2 \cdot v + G_3 \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ i_a \end{bmatrix}, \tag{8.1}$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_a \end{bmatrix} = G_4 \cdot v_c + G_5 \cdot v + G_6 \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ i_a \end{bmatrix}, \tag{8.2}$$

де $\boldsymbol{v_c}$ – єдина змінна стану зовнішнього ланцюга живлення.

Аналізуючи цю електричну схему (рис. 8.2), можна сказати:

$$\frac{d}{dt}v_c = \frac{1}{C}\cdot i_c = \frac{1}{C}\cdot\left(i_e - i_p - i_R\right) = \frac{1}{C}\cdot\left(i_p + i_a - i_p - \frac{v_c}{R(t)}\right) \rightarrow$$

$$\frac{d}{dt}v_c = \frac{1}{C}\cdot\left(i_a - \frac{v_c}{R(t)}\right), \tag{8.3}$$

$$\frac{d}{dt}v_c = -\frac{1}{R(t)\cdot C}v_c + \frac{1}{C}\cdot i_a, \tag{8.4}$$

$$v_c = v, \tag{8.5}$$

$$v = v_c + v_a. \tag{8.6}$$

Тоді 8.1 та 8.2 можна переписати, як:

$$\frac{d}{dt}v_c = -\frac{1}{R(t)\cdot C}\cdot v_c + [0]\cdot v + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_p \\ i_a \end{bmatrix}, \tag{8.7}$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}\cdot v_c + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}\cdot v + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_p \\ i_a \end{bmatrix}. \tag{8.8}$$

Тепер можна представити деякі результати, пов'язаних із пуском асинхронного двигуна. При даному моделюванні не враховується момент на валу двигуна. Частота прикладеної синусоїдальної напруги становить 60 Гц, а її середньоквадратичне значення 115 В. Розрахункові криві струмів основної та допоміжної обмоток показані на рис. 8.4. Відносна похибка, між виміряними та експериментальними значеннями повного лінійного струму $i_e = i_p + i_a$, у сталому режимі склала 4%.

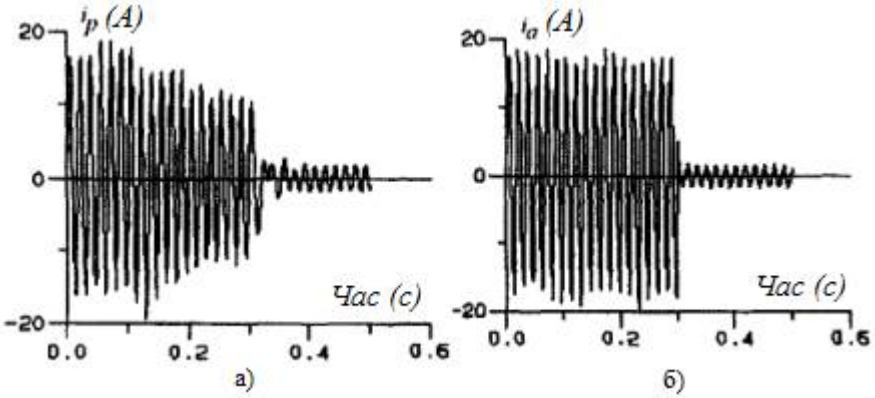


Рисунок 8.4 – Стуми: в основній i_p (а) та допоміжній i_a (б) обмотках двигуна

Крива миттєвого значення електромагнітного моменту показана на рис. 8.5. Цей результат був отриманий за допомогою тензора напруг Максвелла, інтегрованого на шарі чотирикутних елементів за межами рухомої смуги.

Ефект зміни опору ***R(t)***, що виникає через 0.3 с, можна спостерігати на рис. 8.4-8.5. Особливо помітна зміна струму в обмотках статора. Крива швидкості як функція часу представлена на рис. 8.6. Оскільки двигун працює без навантаження, швидкість у сталому режимі близька до синхронної.

На кривих швидкості та обертового моменту можна помітити наявність коливань із частотою, яка у два рази перевищує свої значення при живленні двигуна в усталеному режимі. Ця подвійна частота характерна для роботи однофазних асинхронних двигунів.

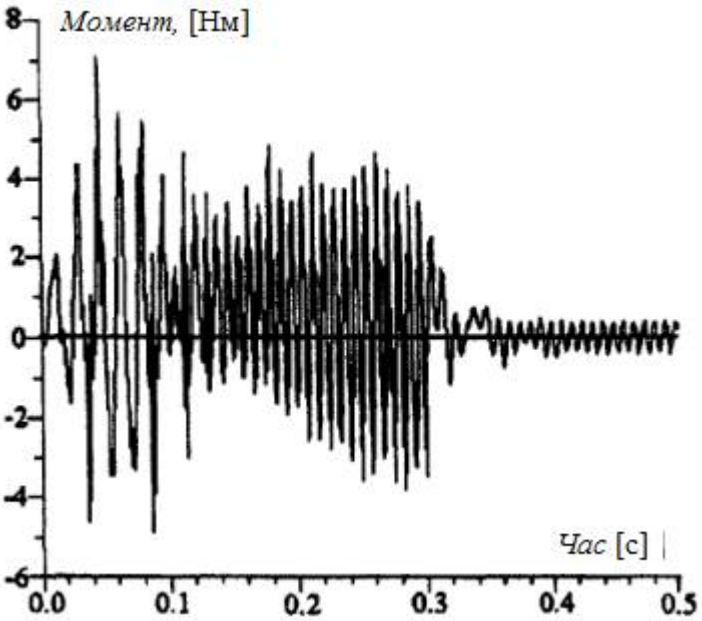


Рисунок 8.5 – Миттєве значення електромагнітного моменту

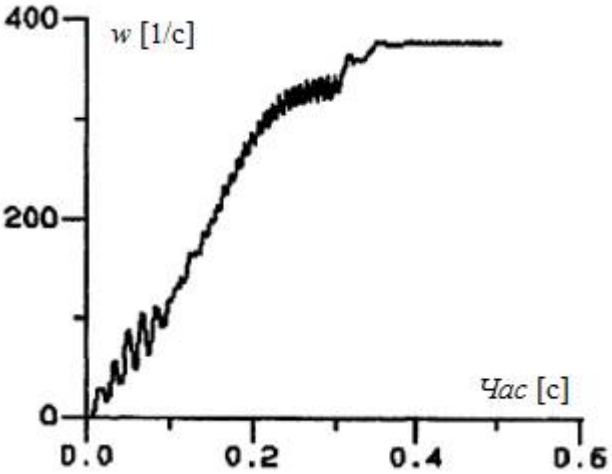


Рисунок 8.6 – Швидкість асинхронного двигуна як функція часу

Відповідно до класичної теорії машин, магніторушійна сила кожної обмотки статора може бути розкладена на дві складові: перша обертається у тому ж напрямку, що і ротор, а інша у протилежному. Кожна з них індукує свою складову струму ротора.Крім того, якщо дивитися з боку статора, там з'являються дві хвилі магніторушійної сили: одна обертається у тому ж напрямку поля, що створюється статором, а інша у протилежному. Взаємодія між магнітними хвилями та протилежно спрямованими магніторушійними силами, створює при високих оборотах ротора крутний момент пульсації, який має подвійну частоту у порівнянні з живильною напругою, але не створює середнього обертового моменту. Однак робота із більш високою частотою збільшує втрати у сталі двигуна.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №9
Визначення втрат у сталі трифазної електричної машини із постійними магнітами методом схемно-польового моделювання

Мета роботи – за результатами схемно-польового моделювання електричної машини, визначити втрати в осерді (магнітної системи), враховуючи нелінійні властивості електротехнічної сталі

На рис. 9.1 показана конструкція трифазної машини із постійними магнітами, побудованої засобами ПЗ FEMM. У цій машині рухома частина – зовнішня. Вона виконана з 22 полюсами у зовнішньому роторі (постійними магнітами), а статор має 18 пазів.

З огляду на таку кількість полюсів та пазів, розрахунок поля можна виконувати на половині машини. Втрати у сталі були розраховані за формулами [3], в діапазоні швидкостей при розімкненому ланцюзі статора. У цьому випадку втрати у сталі виникають через зсув постійного магніту та ротора.

На даному прикладі, використати методологію розрахунку втрат у сталі, які не впливають на джерела магнітного поля. Параметри, для використання цих розрахунків, наведені у табл. 9.1.

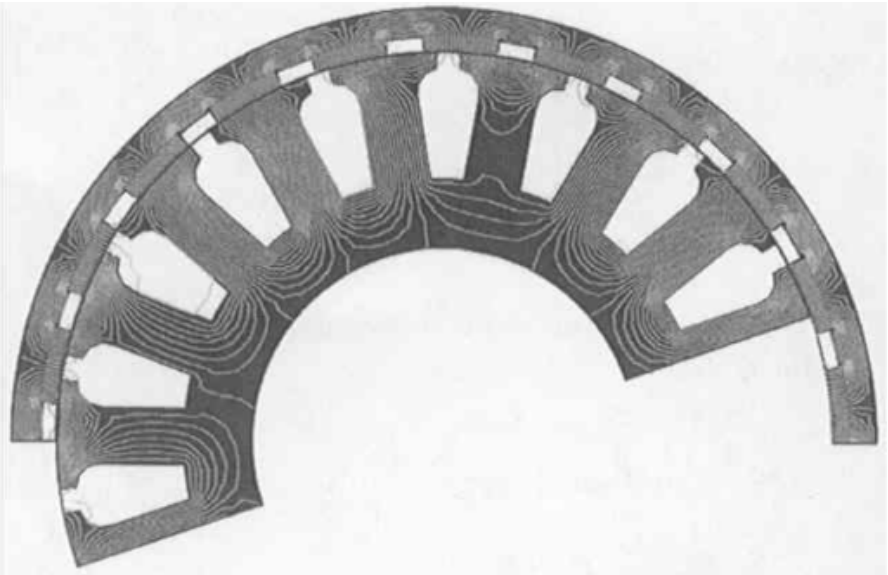


Рисунок 9.1 – Структура та лінії магнітного потоку електродвигуна із постійними магнітами без навантаження

Таблиця 9.1 – Параметри, які використовуються при розрахунку втрат у сталі

$\frac{1}{m_v} \cdot \eta$	α	$\frac{1}{m_v} \cdot \frac{\sigma d^2}{12}$	$\frac{1}{m_v} \cdot \sqrt{\sigma \cdot G \cdot V_0 \cdot S}$
0.0371	1.58	$0.187 \cdot 10^{-3}$	$0.11 \cdot 10^{-3}$

Результати розрахунків і вимірювань показані на рисунку 9.2. Можна спостерігати прийнятну відповідність між розрахунковими та виміряними результатами, незважаючи на:

- невизначеність у характеристиках постійного магніту;
- невизначеність у точному знанні параметрів, що використовувались у розрахунках та наведених у табл. 9.1.;
- неточність у моделюванні втрат на гістерезис.

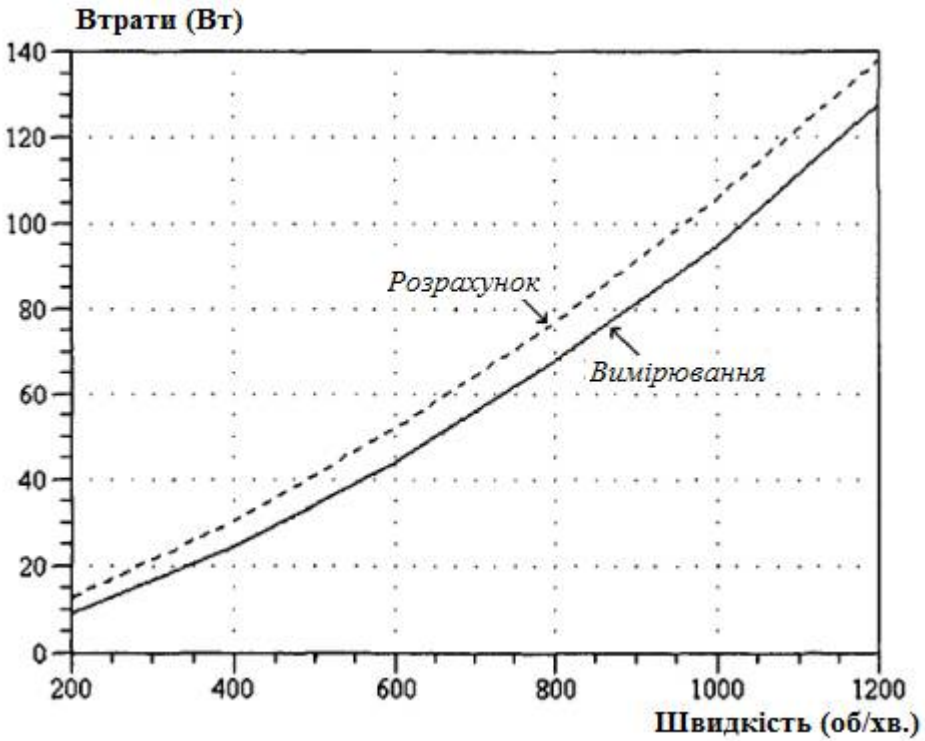


Рисунок 9.2 – Втрати у сталі у двигуна із постійними магнітами як функція швидкості обертання ротора.

Кращою методикою повинна була бути оцінка втрат на гістерезис безпосередньо у петлі B (H). В такому випадку необхідна теоретична модель. За останні сто років було розроблено декілька моделей гістерезису. Серед них найбільш широко використовуються відомі методи Прейзаха та Джєйлза-Атертона (ДА). Тут буде показано використання другого, тому що він заснований на фізичній поведінці магнітних матеріалів, й тому, що його простіше реалізувати на числових кодах.

Приклади петель гістерезису, отриманих за допомогою методу ДА.

На рисунку 9.3 представлена крива безгістерезисного намагнічування (БГН) і крива першого намагнічування як функція магнітного поля. Можна помітити різницю між безгістерезісним намагнічуванням (де механізм магнітних доменів не розглядається) та першої кривої намагнічування (де враховуються деформації доменів через зворотне та незворотне намагнічування).

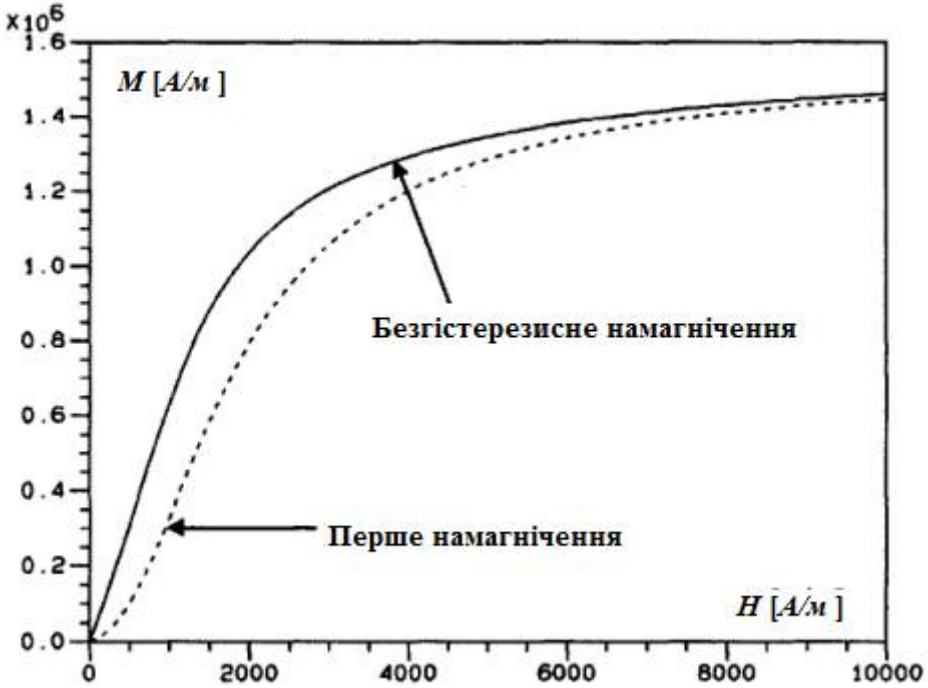


Рисунок 9.3 – Безгістерезисна та перша криві намагнічування

На рис. 9.4 показані незворотні та зворотні компоненти намагніченості. Нагадаємо, зворотна намагніченість пов'язана із низькими значеннями H (див. шкалу). Зі збільшенням насичення незворотна намагніченість стає переважаючою.

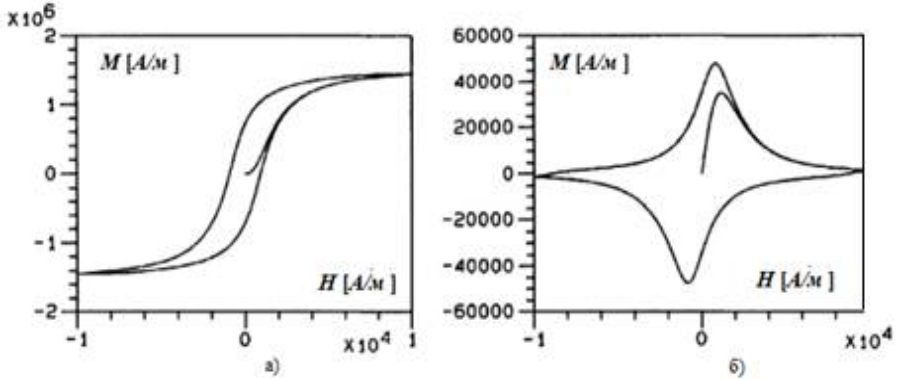


Рисунок 9.4 – Незворотні (а) та зворотні (б) намагніченості

Криві М(Н), а також В(Н) показані на рис. 9.5.

Для цих петель гістерезису параметри методу ДА наступні:

$M_s = 1.6 \cdot 10^6$ А/м; $a = 1000$ А/м; $k = 1000$ А/м; $c = 0.1$; $\alpha = 0.001$

Показано вплив параметрів на петли гістерезису на рис. 9.6-9.9.

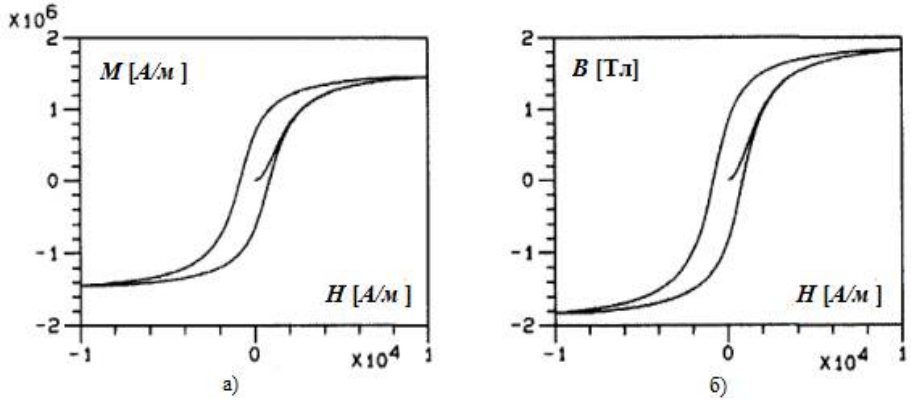


Рисунок 9.5 – Петлі ***M(H)*** та ***B(H)*** гістерезису

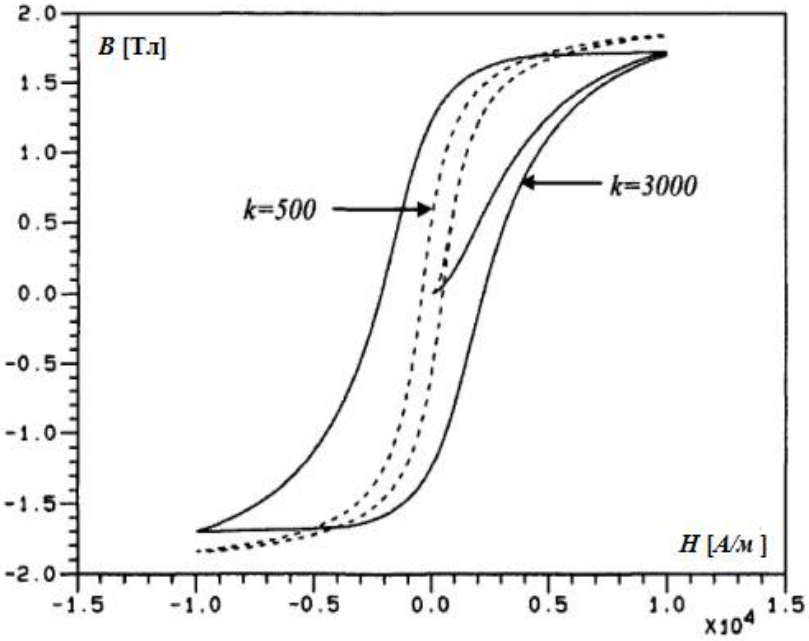


Рисунок 9.6 – Петлі гістерезису для різних значень ***k***

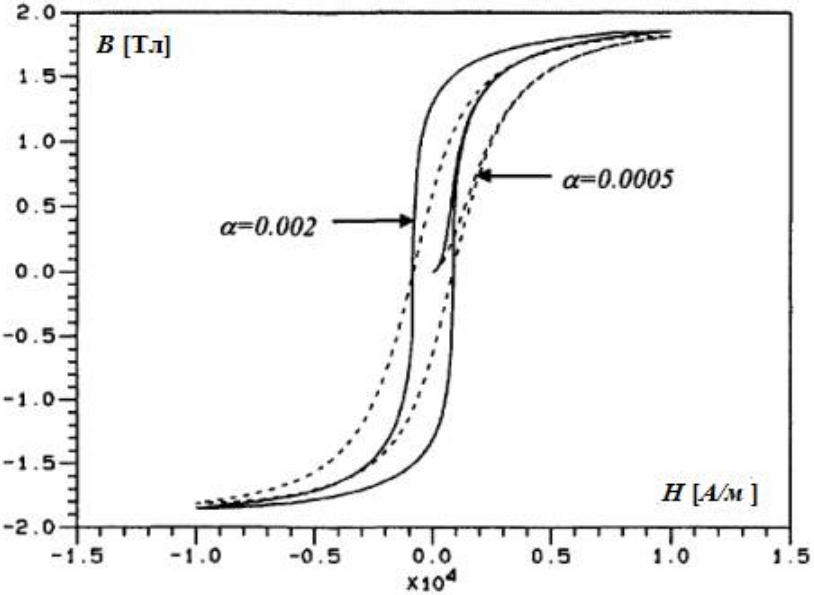


Рисунок 9.7 – Петлі гістерезису для різних значень **α**

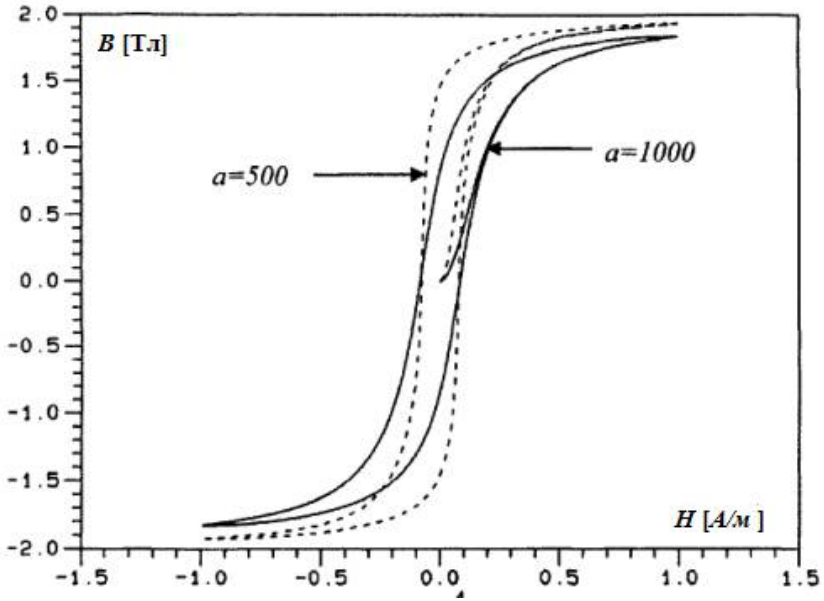


Рисунок 9.8 – Петлі гістерезису для різних значень ***a***

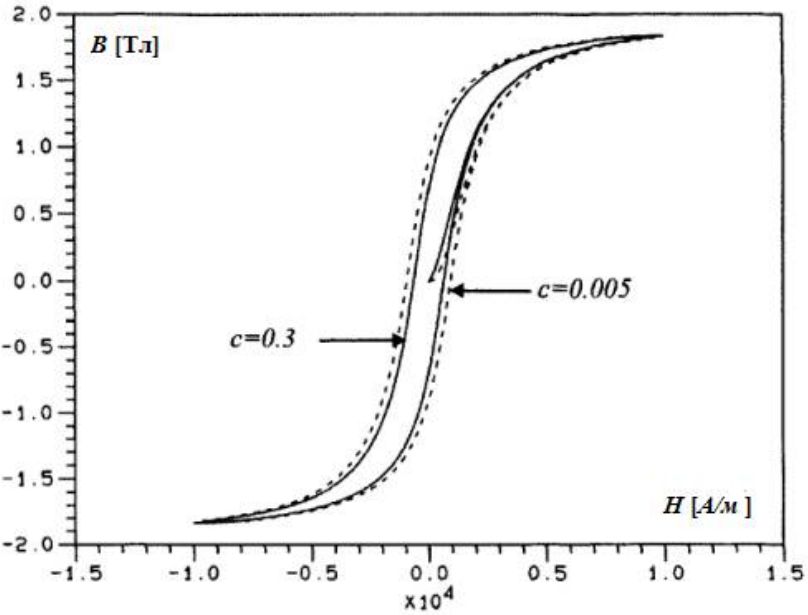


Рисунок 9.9 – Петлі гістерезису для різних значень ***c***

З цих результатів видно, що:

- варіації змінної ***k*** розширюють петлю та змінюють коерцитивну силу;

- зміни параметра ***α*** змінює прямокутність петлі, а також змінює значення залишкової індукції або намагніченості;

- присутні варіанти зміни форми петлі;

- зміна параметра ***c*** змінює початкову намагніченість, яка пов'язана зі зворотною намагніченістю. Щоб оцінити втрати на гістерезис, розраховується поверхня *A*. Чисельними методами цю поверхню можна визначити за правилом паралелограма

$$A(t+\Delta t) = A(t) + \left[\frac{H(t+\Delta t) + H(t)}{2}\right] \cdot [B(t+\Delta t) - B(t)], \text{Дж/м}^3.$$

Використовуючи це рівняння, розрахунок поверхні *A* кривої ***B(H)*** для осердя трансформатора дав наступний результат *A* = 558.42 (Дж/м^3). Це більш точне значення, ніж значення обчислене раніше. Відповідно, для практичних петель гістерезису матеріалу (сталі) рекомендується процедура інтегрування.

ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №10
Дослідження петлі *B(H)* на зразках електротехнічної холоднокатаної сталі експериментально та методами польового моделювання

Мета роботи: Провести експериментальні дослідження зразків електротехнічної сталі на апараті Епштейна із прикладеною синусоїдальною напругою. Змоделювати дослідні зразки та визначити втрати у сталі певних марок. Для ілюстрації обліку втрат у сталі при 2D-моделюванні та розрахунках магнітного поля застосувати метод скінчених елементів.

На рисунку 10.1 показано приклад розподілу індукції у дослідній області осердя трансформатора.

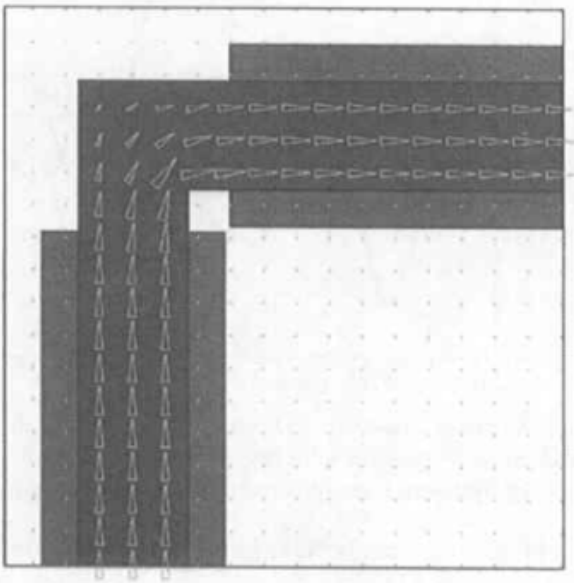


Рисунок 10.1 - Розподіл індукції та розрахунок області осердя трансформатора в апараті Епштейна

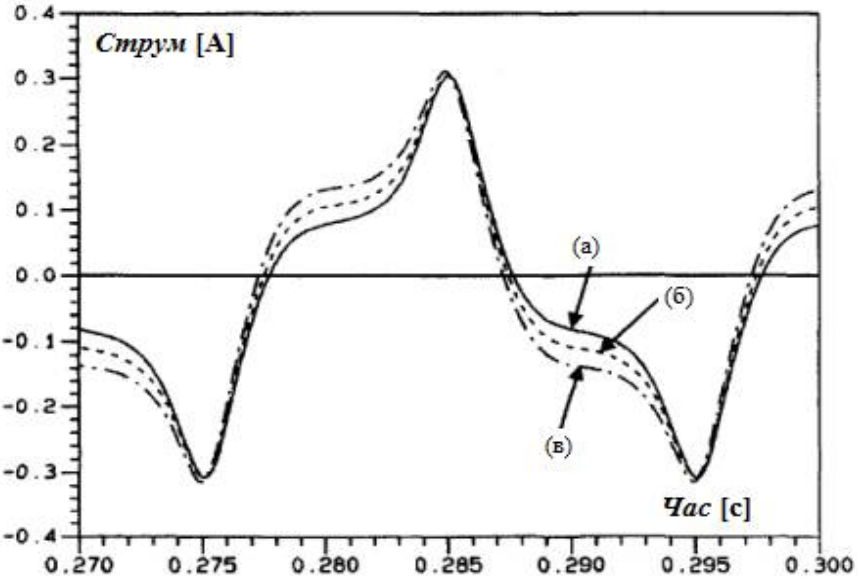


Рисунок 10.2 – Осцилограми струму при розгляді різних складових втрат у стали: а) тільки гістерезисні втрати; б) гістерезис та втрати на вихрові струми; в) гістерезис, вихрові струми та аномальні втрати

На рис. 10.2 показано приклад розрахованої форми кривої струму, з урахуванням магнітного гістерезису. На цьому ж рисунку представлений змодельований струм, при врахуванні вихрових струмів у листах сталі. Третя форма хвилі струму отримується при одночасному моделюванні гістерезису, вихрових струмів та аномальних втрат. Можна помітити, що, як і очікувалося, включення різних складових втрат збільшує гармонійні складові циркулюючого струму в обмотках трансформатора.

На рисунку 10.3 показані відповідні змодельовані характеристики ***B(H)*** з урахуванням усіх складових втрат.

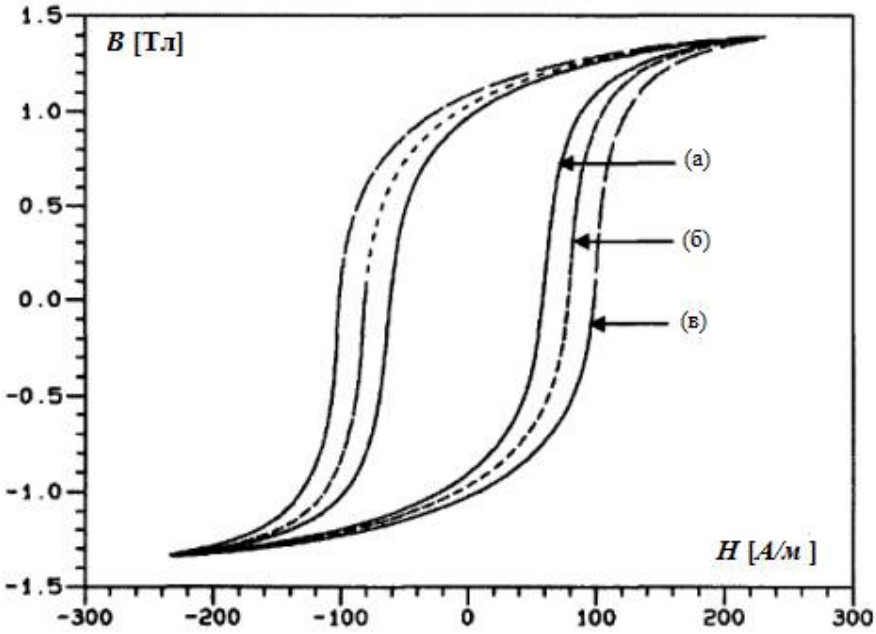


Рисунок 10.3 – Характеристики B(H) з урахуванням: (а) тільки гістерезисних втрат; (б) гістерезисні та втрати від вихрові струми; (в) гістерезис, вихрові струми та аномальні втрати

Аналізуючи рис. 10.3, можна помітити, від кривих (а) до (в), що облік різних складових втрат призводить до збільшення петель ***B(H)***. Методологія, яка враховує втрати при розрахунках з використанням МСЕ, була підтверджена шляхом порівняння результатів моделювання та експериментів.

Для конкретного набору металевих листів розрахункова (тонка лінія) та виміряна (товста лінія) форми хвилі струму при роботі на низькій частоті показані на рис. 10.4. В результаті на апарат Епштейна подавалася синусоїдальна напруга, й враховувалися тільки втрати на магнітний гістерезис. Інші результати також представлені на рис. 10.5-10.6 для робочої частоти 50 Гц. У цих випадках, крім магнітного гістерезису, при моделюванні послідовно враховувалися також вихрові струми та аномальні втрати. На рис. 10.6можна побачити, що петля ***B(H)***, як і очікувалося, стає більше при включенні різних складових втрат.

Рисунок 10.4 – Виміряні і розраховані форми кривої струму при частоті 1 Гц

З цих результатів можна помітити, що результати моделювання, з урахуванням усіх втрат досить точно узгоджуються з експериментальними результатами.

Можна відзначити, що облік втрат у сталі при розрахунках магнітного поля у складних електротехнічних пристроях, таких як електричні машини, все ще залишаються проблемою, тому що присутні не тільки змінні поля. Щоб включити до розрахунків обертові поля, які присутні в електричних машинах, необхідно оцінити втрати за допомогою векторних моделей. Це поточна, й досить складна область дослідження, яка й надалі повинна поширюватися та вдосконалюватися.

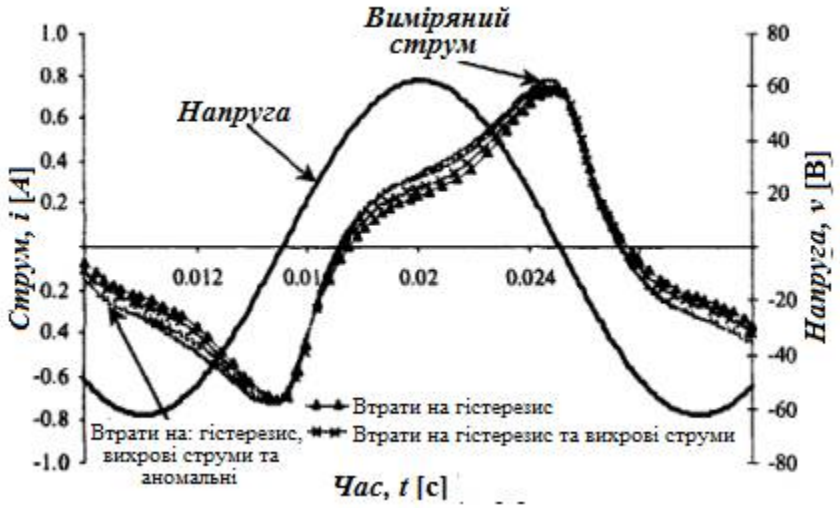


Рисунок 10.5 – Виміряні і розраховані форми кривої струму при 50 Гц

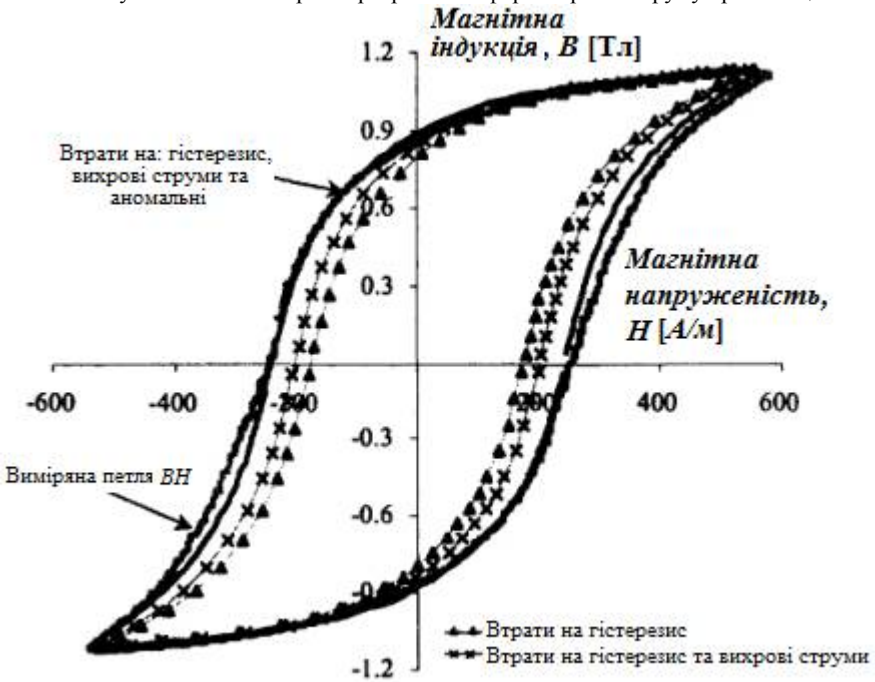


Рисунок 10.6 – Виміряні і розраховані форми кривої струму при частоті 50 Гц

ЛІТЕРАТУРА

1. Байда Е.И. Расчет электромагнитных и тепловых полей с помощью программы FEMM. Приложения / Е.И. Байда. – Харьков, 2015. — 147 с.

2. Буль О.Б. Методы расчета магнитных систем электрических аппаратов: Магнитные цепи, поля и программа FEMM: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / О.Б. Буль. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 336 с.

3. FEMM. Режим доступу: http://www.femm.info/wiki/HomePage.

4. Инкин А.И. Электромагнитные поля и параметры электрических машин: учеб. Пособие. – Новосибирск: ООО «Издательство ЮКЭА», 2002.- 464 с.

5. Joao Pedro A. Bastos, Nelson Sadowski. Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods/Copyright © 2003 by Marcel Dekker, Inc. All Rights Reserved. /ISBN: 0-8247-4269-9.

6. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. User's Manual. Version 4.0; June 17, 2004 (dmeeker@ieee.org i http://www.femm.info)

7. Ierusalimschy R., de Figueiredo L.H., Celes W. Reference Manual of the Programming Language Lua 4.0 (http://www.lua.org/manual/4.0/)

8. A. Kost, J. P. A. Bastos, K. Miethner, L. Janicke, "Improvement of nonlinear impedance boundary conditions," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, pp. 573-576.

9. D. Deas, P. Kuo-Peng, N. Sadowski, A. M. Oliveira, J. L. Roel, J. P. A.Bastos, "2-D FEM modeling of the tubular linear induction motor taking into account the movement," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, pp. 1165-1168.

10. N. Sadowski, N. J. Batistela, J. P. A. Bastos, M. Lajoie-Mazenc, "An inverse Jiles-Atherton model to take into account hysteresis in time-stepping finite-element calculations," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, March 2002, pp. 797-800.