МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ В. Н. КАРАЗІНА
ФІЗИКО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
Кафедра інформаційних технологій в фізико-енергетичних системах

Пояснювальна записка

до дипломної роботи
за освітньо-кваліфікаційним рівнем магістр

«Моделювання колектора електромагнітної енергії»

Виконав: студент 2 курсу, групи НФ-64
Лабза С.В.
Спеціальність:
105 Прикладна фізика та наноматеріали
Освітня програма: Комп’ютерна фізика
Керівник: к.ф.-м.н., доц. Лісіна О.Ю.

Рецензент:
д.ф.-м.н., професор
каф. інформатики та
прикладної математики ХНАДУ
Колодяжний В.М.

Харків – 2022 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна

Навчально-науковий інститут комп'ютерної фізики
Кафедра інформаційних технологій в фізико-енергетичних системах
Рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень) магістр
Спеціальність 105 Прикладна фізика та наноматеріали

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ проф. Костянтин Нємченко

"____" _____20___року

З А В Д А Н Н Я

НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ (ПРОЕКТ)

Лабзі Сергію Віталієвичу

1. Тема роботи «Моделювання колектора електромагнітної енергії»

керівник роботи к.ф.-м.н. Лісіна О.Ю.

затверджені наказом по університету від 21.12.2021 року № 0210-05/2288

2. Строк подання студентом роботи 13 травня 2022 року

3. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Основна частина дипломної роботи представлена чотирма

розділами. Перший розділ дипломної роботи містить загальну інформацію про колектори електромагнітної енергії. Другий розділ представляє детальну інформацію про алгоритми моделювання енергетичних колекторів. Третій розділ присвячений опису обчислювального експерименту, присвяченого комп'ютерному моделюванню колектора електромагнітної енергії. Четвертий розділ присвячений застосуванню енергетичних колекторів на практиці.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Вибір теми, узгодження, закріплення за кафедрою
2	Робота над літературою та іншими джерелами
3	Затвердження теми на кафедрі
4	Написання вступу до роботи та першого розділу
5	Написання другого розділу
6	Написання третього розділу
7	Написання четвертого розділу
8	Завершення написання дипломної роботи (висновки та література)
9	Подача науковому керівнику, доробка зауважень
10	Відгук, рецензія, підготовка до захисту
11	Попередній захист на кафедрі
12	Захист

5. Дата видачі завдання _____ 2021 року

Студент _____ **Сергій ЛАБЗА**

Керівник роботи _____ **Ольга ЛІСІНА**

РЕФЕРАТ

Лабза Сергій. Моделювання колектора електромагнітної енергії.

Дипломна робота представлена на 55 сторінках; складається з вступу, 4 розділів та висновків; містить 41 рисунок, 4 таблиці, список використаної літератури з 38 найменувань.

Мета даної роботи – математичне та комп'ютерне моделюваня колектора електромагнітної енергії для подальшої оптимізації його ККД

Об'єкт дослідження – колектор електромагнітної енергії.

Предмет дослідження – математична та комп'ютерна модель колектора електромагнітної енергії.

Розроблено середовище для математичного та комп'ютерного моделювання колекторів електромагнітної енергії з метою подальшої оптимізації ККД та інших вагомих факторів. Запропонований І-подібний сердечник призначений для поглинання електромагнітної енергії від великого змінного струму. І-подібний сердечник може спрямовувати більше магнітного потоку, додавши пару пластин колектора магнітного потоку на обох кінцях стрижня. Це послаблює поле розмагнічування сердечника і дозволяє зібрати більше енергії. Оскільки лінію магнітного поля можна згинати за допомогою високопроникних магніто-м'яких матеріалів, пропонується високоефективна котушка у формі сітки. Результати обчислювального експеримента показують, що вихідна потужність може досягати 4,5 мВт, якщо І-подібну котушку помістити в щільність магнітного потоку 6,5 мкТрмс. Густина потужності 7,28 мкВт/см^3. Тому запропонована конструкція може бути дуже ефективною для забезпечення датчиків моніторингу стану.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ЕЛЕКТРОМАГНИТНІ КОЛЕКТОРИ, ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ, РЕКТЕНИ

РЕФЕРАТ

Лабза Сергей. Моделирование коллектора электромагнитной энергии.

Дипломная работа представлена на 72 страницах; состоит из введения, 4 глав и выводов; содержит 41 рисунка, 4 таблицы, список использованной литературы из 38 наименований.

Цель данной работы – математическое и компьютерное моделирование коллектора электромагнитной энергии для дальнейшей оптимизации его КПД.

Объект исследования – коллектор электромагнитной энергии.

Предмет исследования – математическая и компьютерная модель коллектора электромагнитной энергии.

Разработана среда для математического и компьютерного моделирования коллекторов электромагнитной энергии с целью дальнейшей оптимизации КПД и других значимых факторов. Предлагаемый I-образный сердечник предназначен для поглощения электромагнитной энергии от большого переменного тока. I-образный сердечник может направлять большее количество магнитного потока, добавив пару пластин коллектора магнитного потока на обоих концах стержня. Это ослабляет поле размагничивания сердечника и позволяет собрать больше энергии. Поскольку линию магнитного поля можно сгибать с помощью высокопроницаемых магнито-мягких материалов, предлагается высокоэффективная катушка в форме сетки. Результаты вычислительного эксперимента показывают, что выходная мощность может достигать 4,5 мВт, если I-образную катушку поместить в плотность магнитного потока 6,5 мкТрмс. Плотность мощности 7,28 мкВт/см^3. Поэтому предложенная конструкция может быть очень эффективна для обеспечения датчиков мониторинга состояния.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ КОЛЛЕКТОРЫ, ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ, РЕКТЕНЫ

ABSTRACT

Labza Sergey. Modeling of electromagnetic energy collector.

Thesis is presented on 55 pages; consists of an introduction, 4 chapters and conclusions; contains 41 figures, 4 tables, a list of references from 38 items.

The purpose of this work is mathematical and computer modeling of the electromagnetic energy collector for further optimization of its efficiency.

The object of research is an electromagnetic energy collector.

The subject of research is a mathematical and computer model of an electromagnetic energy collector.

An environment for mathematical and computer modeling of electromagnetic energy collectors has been developed to further optimize efficiency and other important factors. The proposed I-shaped core is designed to absorb electromagnetic energy from high alternating current. The I-shaped core can direct more magnetic flux by adding a pair of magnetic flux collector plates at both ends of the rod. This weakens the demagnetization field of the core and allows you to collect more energy. Because the magnetic field line can be bent with highly permeable soft magnetic materials, a highly efficient mesh coil is available. The results of the computational experiment show that the output power can reach 4.5 mW if the I-shaped coil is placed in a magnetic flux density of 6.5 μTrms. Power density 7.28 μW / cm^3. Therefore, the proposed design can be very effective for providing condition monitoring sensors.

KEYWORDS: ELECTROMAGNETIC COLLECTORS, ENERGY EFFICIENCY, RECTENNA

ЗМІСТ

ВСТУП.....8
1 ЕЛЕКТРОМАГНИТНІ КОЛЕКТОРИ ЕНЕРГІЇ**Ошибка! Закладка не определена.**
1.1. Принцип збору енергії.....13
1.2. Конструкція колектора електромагнітної енергії: І-образна.....15
1.3. Конструкція колектора електромагнітної енергії: у формі сітки **Ошибка! Закладка не определена.**
1.4. Вибір основного матеріалу 26
2 МОДЕЛЮВАННЯ ТА СИМУЛЯЦІЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО КОЛЕКТОРА....30
2.1. Створення математичної моделі колектора електромагнітної енергії....30
2.2. Скінченноелементний аналіз силового кабелю.....47
2.3. Аналітичне моделювання колекторів електромагнітної енергії.....53
3 ПЕРЕВІРКА ЕКСПЕРИМЕНТУ ТА РЕЗУЛЬТАТ.....57
3.1. Налаштування експерименту.....57
3.2. Результат експерименту 59
3.3. Проектування схеми 63
4 МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЗАСТОСУВАННЯ.....66
ВИСНОВКИ.....70
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....71

ВСТУП

Зі стрімким розвитком глобальної урбанізації та збільшенням електричного обладнання [1] безпечно та стабільно постачати більше електроенергії споживачам через лінії електропередачі буде все складніше. Існує кілька відповідних заходів, таких як будівництво більшої кількості обладнання для передачі електроенергії, підвищення напруги та класів струму в лініях електропередачі, а також застосування кількох технологій розумних мереж [2]. Однак високий струм і напруга можуть прискорити старіння ліній електропередач [3], спричиняючи більше збоїв живлення. Моніторинг стану (наприклад, температура навколишнього середовища та лінії електропередачі, швидкість і напрямок вітру, лінійний струм, прогин та обмерзання) може виявляти проблеми та виправляти їх одночасно [4, 5]. На додачу, моніторинг стану в режимі реального часу є основою для застосування технологій інтелектуальних мереж [6]. Однак ці датчики моніторингу часто живляться від батарейок, що обмежує термін служби цих датчиків і може призвести до забруднення навколишнього середовища [7]. Замінити батареї вручну для всієї мережі займає багато часу та дорого. Навколо ліній електропередач і підстанцій є декілька видів енергії [8]. Якщо її вдасться ефективно зібрати, щоб задовольнити потреби в енергії датчиків моніторингу, це буде багатообіцяючим альтернативним енергетичним рішенням. Енергія навколишнього середовища, яку можна зібрати, включає сонячну енергію, енергію вітру та електромагнітну енергію [8, 9]. Технологія сонячної енергії найчастіше використовується і є відносно зрілою, але вона сильно впливає на навколишнє середовище і має погану стабільність. Сонячну панель потрібно регулярно очищати, щоб підвищити ефективність збору. Вітроенергетичне обладнання вразливе до пошкоджень сильними погодними умовами. Навколо високовольтних ліній і підстанцій є сильне електромагнітне поле. Порівняно з сонячною енергією та енергією вітру електромагнітна енергія є більш стабільною та надійною [9]. В даний час багато досліджень зосереджені на збиранні електромагнітної енергії.

Таким чином, задача створення ефективного колектора електромагнітної енергії із навколишнього середовища є задачею актуальною.

Порядок напруги та струму для повітряної лінії електропередачі або підстанцій зазвичай становить 10KVrms–103KVrms та 10Arms–103Arms відповідно. Частота силового обладнання 50 Гц або 60 Гц. National Grid у Великобританії провела поглиблене дослідження електромагнітного поля навколо різних опор, струмів, напруг та інших факторів впливу [10]. Їхні розрахункові результати показали, що щільність магнітного потоку під повітряними лініями електропередачі 400 kVrms, 500Arms, L12 може досягати 7 μTrms, а висота вимірювання становить 2 м над землею. Якщо струм вищий або відстань між комбайном і лінією електропередачі ближче, щільність магнітного потоку сильніше. Роско та ін. обстежив щільність магнітного потоку підстанцій 400 кВср [11] і вказав, що 50% результатів вимірювань знаходяться в діапазоні 13–59 мкКрмс на внутрішніх підстанціях і 1,7–3,9 мкКрмс на зовнішніх підстанціях. Залежно від того, чи безпосередньо вони контактують з джерелом енергії (високовольтні лінії, підстанції тощо), електромагнітні комбайни поділяють на контактні та окремо стоячі. Ці енергозбирачі можна використовувати для живлення датчиків, які контролюють напругу, температуру лінії, струм, напругу, провисання та температуру навколишнього середовища на лініях електропередачі або навколо них. Збір енергії електричного поля залежить від ємнісного зв'язку [8, 12, 13]. Hubert Zangl та ін. досліджували трубку збирача електричної енергії діаметром 30 см і довжиною 55 см, яка була безпосередньо змонтована на лінії електропередачі змінного струму 150 кВ. Досягнута потужність становила близько 370 мВт[13]. Конструкція комбайна проста, але динамічне навантаження може знизити ККД схеми [9]. Інший електричний комбайн був сконструйований шляхом реалізації плаваючої ємності між лінією електропередачі та землею [8]. Однак установка може бути складною, оскільки верхня пластина повинна бути безпосередньо підключена до лінії електропередачі. У роботі [12] мідний лист завдовжки 20 см був встановлений

на трипровідній лінії електропередачі змінного струму для отримання максимальної потужності електричного поля 65 мкВт. Його легко встановити, але ланцюг потрібно підключити до заземлення.

Електромагнітні накопичувачі енергії із закритою тороїдальною котушкою, встановленими на лініях електропередачі, залежать від трансформаторів струму (ТТ) [14–20]. Замкнута електромагнітна ланцюг на лініях електропередач може зібрати більше енергії. Повітряний проміжок був введений на сердечник для запобігання насичення серцевини [21], де потужність 14,36 мВт була зібрана з лінії електропередачі 13,5 А. У роботі [22] розроблено концентратор потоку. Запропоновано Х-подібну жилу з 300 витками дроту і довжиною 6,4 см, яку наклеювали на провідник 800 А. Його щільність потужності може досягати 2,2 мВт/см3. За допомогою комбайнів контактного типу можна зібрати більше енергії. Однак, оскільки пристрій кріпиться до кабелю, його незручно встановлювати і ремонтувати, а зайва вага буде навантажуватися на лінії електропередач. Ядро може досягти насичення при збільшенні струму.

У роботі [23] запропоновано автономний комбайн електричної енергії, який можна розташувати поблизу лінії електропередачі або підстанції та гнучко встановлювати. Через великий імпеданс на пластинчастому конденсаторі, на підстанції 400 кВ було зібрано лише 176 мкВт потужності. Що стосується окремо стоячих електромагнітних збирачів енергії, то в [24] був запропонований композитний магніто-механо-електричний (ММЕ) консоль. Результати випробувань показали, що максимальна щільність потужності може досягати 11,73 мкВт/см3 при 100 мкВт. Однак генератор ММЕ необхідно розташувати дуже близько до лінії електропередачі з великим струмом для отримання достатньої потужності.

Іншим способом збору електромагнітної енергії є використання котушки на основі закону індукції Фарадея [11, 25–29]. Оскільки сердечник котушки не утворює замкнутий контур, утвориться поле розмагнічування. Ефективна проникність набагато нижча, ніж відносна проникність, а зібрана енергія різко

зменшується. Тасіро та ін. вибрав котушку Брукса із залізним стрижнем для збору енергії від магнітного поля 21,2 мкТат 60 Гц і отримав потужність 6,32 мВт [26]. Великі втрати на вихровий струм в серцевині обмежували електромагнітну енергію, яку можна зібрати. Така ж проблема матеріальних втрат також виникла в [11]. Їхні результати показали, що чавунний стрижень довжиною 50 см з 40 000 витків дроту може зібрати лише 833 мкВт під впливом магнітного поля 18,5 мкТл при 50 Гц. ,е Густина потужності харвестера становила 0,85 мкВт/см3 (1,61 мкВт/см3, якщо його помістити в те саме магнітне поле, що й у дослідженні Tashiro et al. [26]). Юань та ін. запропонував спеціальну конструкцію форми сердечника та вибрав відповідний матеріал серцевини для індуктивної котушки. Сердечник-метелик може спрямовувати більше магнітного потоку в сердечник [28], а спіральний сердечник може збільшити шлях магнітного потоку [29]. Проте було важко виготовити особливу форму сердечника та намотати велику кількість мідних дротів на сердечник, що обмежувало діапазон застосування. Таким чином, автономний комбайн для збирання енергії, який відповідає вимогам (високий збір енергії, стабільність роботи, низька вартість, а також простий у виготовленні та установці) фактичного застосування все ще недостатньо розроблений.

Метою даної роботи є створення нових методів проектування, щоб зібрати більше електромагнітної енергії, зменшити втрати магнітного сердечника та зробити установку та намотування зручними.

Завдання, які були вирішені для досягнення мети роботи:

- Проведено аналіз існуючих колекторів електромагнітної енергії
- Запропоновані нові методи проектування колекторів електромагнітної енергії
- Запропонован більш ефективний шлях розробки окремо стоячих колекторів електромагнітної енергії
- Розроблено високоефективний сітчастий сердечник колектора

Об’єктом даної роботи є колектор електромагнітної енергії

Предмет роботи – оптимізація методів проектування колекторів електромагнітної енергії

Синтезуючи попередні дослідження окремо стоячих індукційних котушок, у цій роботі будуть запропоновані нові методи проектування, щоб зібрати більше електромагнітної енергії, зменшити втрати магнітного сердечника та зробити установку та намотування зручними. Запропоновано більш ефективний шлях розробки окремо стоячих електромагнітних збирачів енергії. Магнітне поле в запропонованому І-подібному сердечнику можна значно збільшити, а коефіцієнт розмагнічування значно зменшити. Таким чином, можна отримати більше енергії. Крім того, розроблено також високоефективне сітчасте ядро. У порівнянні з І-подібним сердечником, його вага легша, а потужність більше.

1. ЕЛЕКТРОМАГНИТНІ КОЛЕКТОРИ ЕНЕРГІЇ.

1.1. Принцип збору енергії

Це дослідження зосереджено на зборі електромагнітної енергії від повітряних ліній електропередач. Сердечник магнітно-м'якого стрижня з намотаною котушкою показано на Рис. 1.1. Напругу холостого ланцюга котушки (Vcoil) можна знайти за законом магнітної індукції Фарадея:

$$V_{coil} = N\omega B_{ex} A \mu_{eff} \tag{1.1}$$

де N – кількість витків котушки, ω – кутова частота струму лінії передачі в рад/с, Bex – густина зовнішнього магнітного потоку в T_{rms}, A – ефективна площа поперечного перерізу сердечника в $м^2$, μ_{eff} – це ефективна проникність, пов’язана з формою та властивостями матеріалу серцевини.

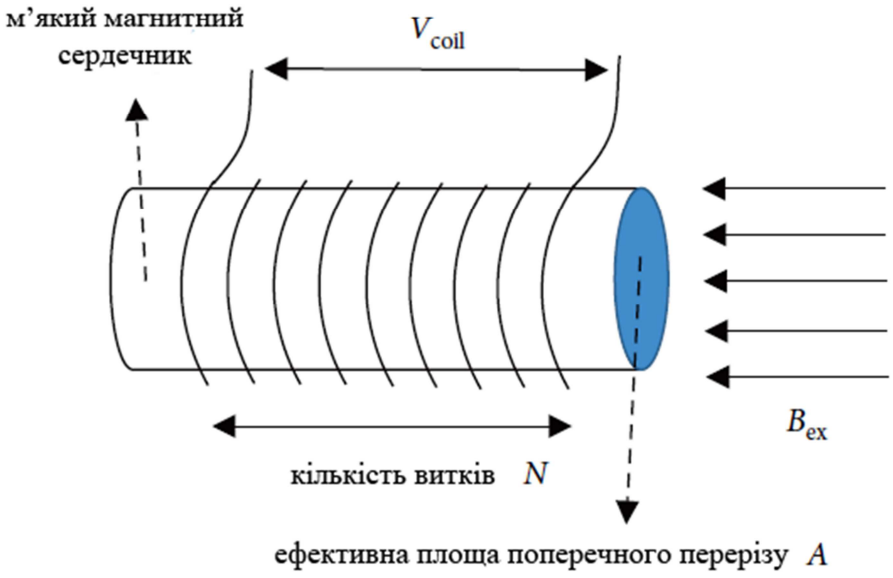


Рис. 1.1. Котушка, яка збирає електромагнітну енергію від змінного магнітного поля.

Еквівалентна схема збиральної котушки з навантаженням показана на Рис. 1.2. Для компенсації індуктивності котушки індуктивності L_{coil} додано компенсаційний конденсатор $C = 1/(w^2 L_{coil})$. R_{coil} — це опір котушки, який складається з опору мідного дроту R_{copper} та еквівалентного опору сердечника R_{core}. Виходячи з принципу максимальної передачі потужності, відповідне навантаження має бути рівним опору котушки, а максимальна вихідна потужність має вигляд:

$$P_{load} = \frac{\left(\frac{v_{coil}}{2}\right)^2}{R_{coil}} \tag{1.2}$$

Щільність потужності енергетичного колектора може бути розрахованою за формулою:

$$\rho_{power} = \frac{V_{coil}^2}{4R_{coil}Vol} \tag{1.3}$$

де Vol – загальний об’єм енергозбирального колектора в м^3.

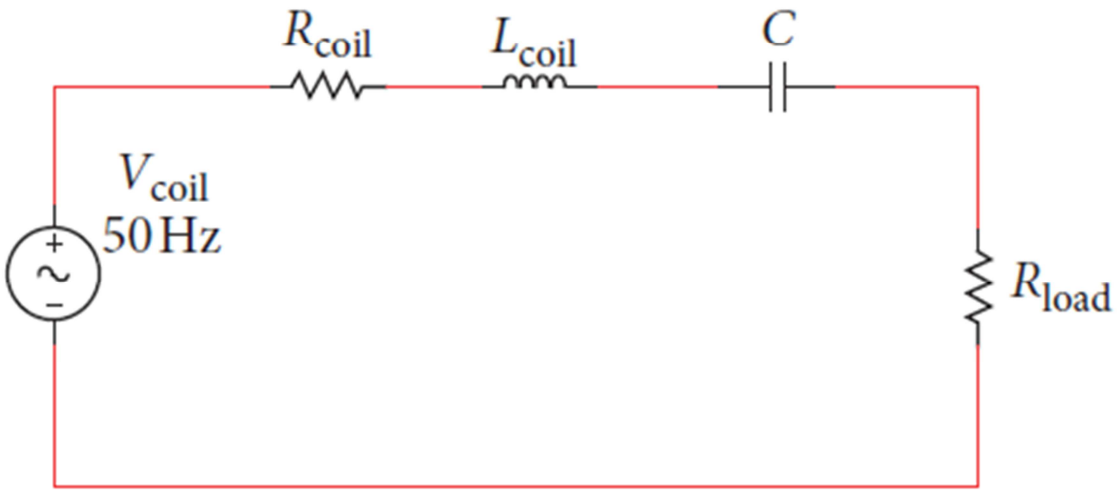


Рис. 1.2. Принципова схема збиральної котушки з узгодженим навантаженням.

1.2. Конструкція колектора енергії: I-образна.

Напруга холостого ланцюга котушки Vcoil пов’язана з N, ω, B_{ex}, A та μ_{eff}, де ω і B_{ex} пов’язані із зовнішнім середовищем магнітного поля, яке не можна змінити зміною пристрою збирання енергії. Припустимо, що довжина сердечника і номер обмотки N незмінні, а A та μ_{eff} безпосередньо залежать від конструкції енергозбирача. Оскільки пристрій збирання енергії не утворює замкнутий контур, це призводит,ь до розмагнічування поля. Ефективна проникність μ_{eff} набагато нижча за відносну проникність μ_r для однорідного циліндричного сердечника. Так, μeff можна отримати наступним чином [30]:

$$\mu_{eff} \approx \frac{\mu_r}{1+N_d\mu_r} \tag{1.4}$$

де N_d- коефіцієнт розмагнічування, пов'язаний з формою серцевини, а відносна проникність μ_r пов'язана з матеріалом серцевини. Якщо співвідношення довжини рівномірної циліндричної серцевини l до діаметра d дорівнює $m = l/d$, N_d можна розрахувати за формулою Стонера [30]:

$$N_d = \frac{1}{m^2-1}\left[\frac{m}{\sqrt{m^2-1}}\ln\left(m+\sqrt{m^2-1}\right)-1\right] \tag{1.5}$$

З (1.4) і (1.5) ефективна проникність μ_{eff} пов’язана з відносною проникністю μ_r і формою серцевини. На Рис. 1.3 показано співвідношення між μ_{eff} і m, μ_r.

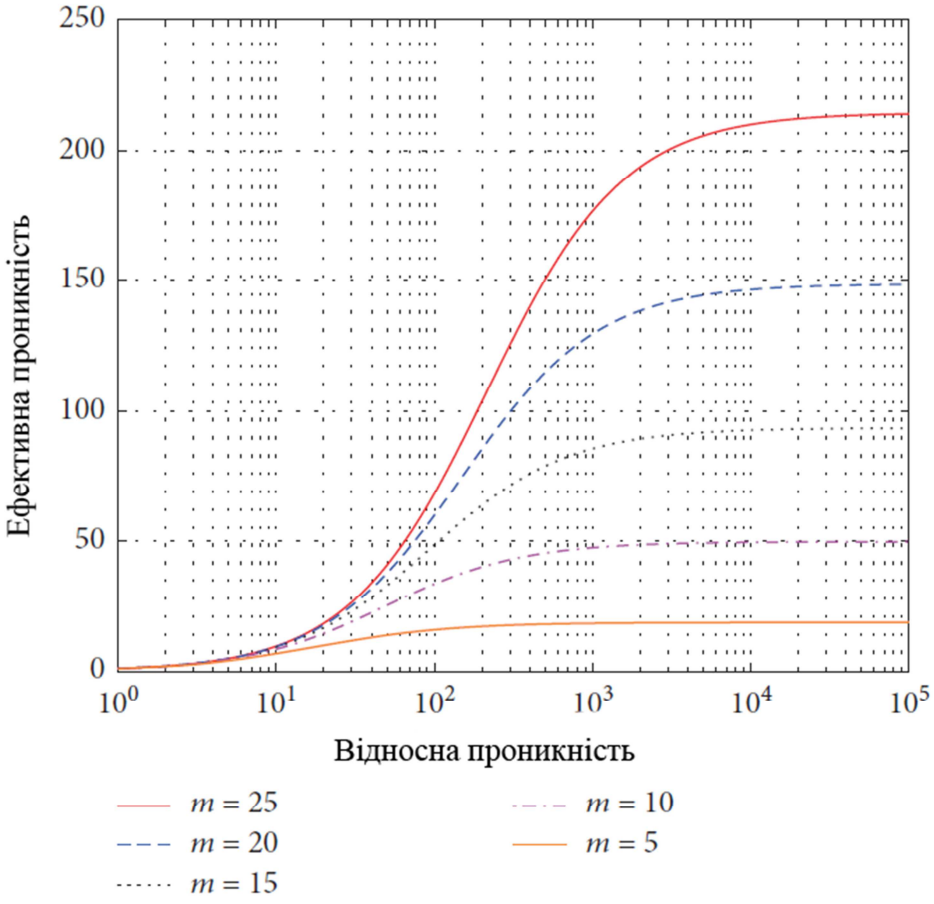


Рис. 1.3. Ефективна проникність п'яти різних відношень довжини до діаметра як функція відносної проникності

На Рис.1.3 показано співвідношення між μ_{eff} і m, μ_r; якщо задано m, при збільшенні відносної проникності ефективна проникність зростає і, нарешті, стає стабільною з точкою перегибу μ_r. Враховуючи відносну проникність, ефективна проникність збільшується із зростанням m. Насправді m менше 15 через обмеження розміру в практичному застосуванні. Тому відносна проникність повинна бути лише вище 1000, що дозволяє отримати майже максимальне значення ефективної проникності. Для довгого і тонкого стрижня ефективна проникність вища, але він займає більше місця і легко руйнується. Щоб збільшити ефективну проникність, у цій роботі розроблено I-подібне ядро, яке додає дві великі пластини на обох кінцях. Як показано на Рис. 1.4, воно в основному базується на таких принципах:

(1) Виходячи з теореми Гаусса про електромагнітне поле, магнітний потік від одного кінця до серцевини чисельно дорівнює потоку через інший кінець. Ядро може спрямовувати більше магнітного потоку від великих пластин на обох кінцях і посилює магнітне поле в середині ядра.

(2) Великі пластини на обох кінцях можуть розділити магнітний заряд для північного і південного полюсів і зменшити поле розмагнічування в середині I-подібного сердечника.

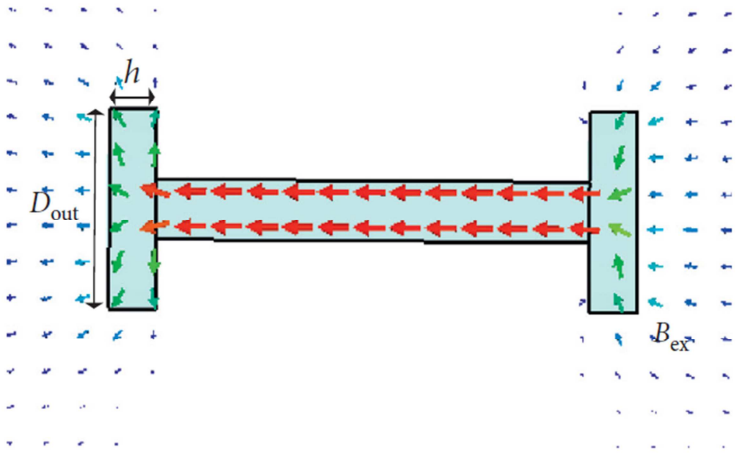


Рис. 1.4. Схематичний вигляд магнітного потоку, спрямованого I-подібним сердечником (h – товщина пластини, D_{out} – діаметр колекторних пластин, B_{ex} – щільність зовнішнього магнітного потоку).

Дизайн колектора має наступний вигляд:

(1) На малюнку 1.5 зображено два селективних сердечника: один являє собою стрижень (a) без кріплення, а інший є I-подібним сердечником (b) з парою магнітних колекторних пластин.

(2) Ядро є ідеальним матеріалом з провідністю нуль і відносною проникністю 2000.

(3) Номер обмотки N дорівнює 100 для всіх жил (діаметр обмотки та питомий опір для мідного дроту становлять 0,33 мм та 0,22 Ом/м відповідно)

(4) Сердечник поміщений в те саме змінне магнітне поле, яке генерується котушкою Гельмгольца (6,5 мкМ при 50 Гц)

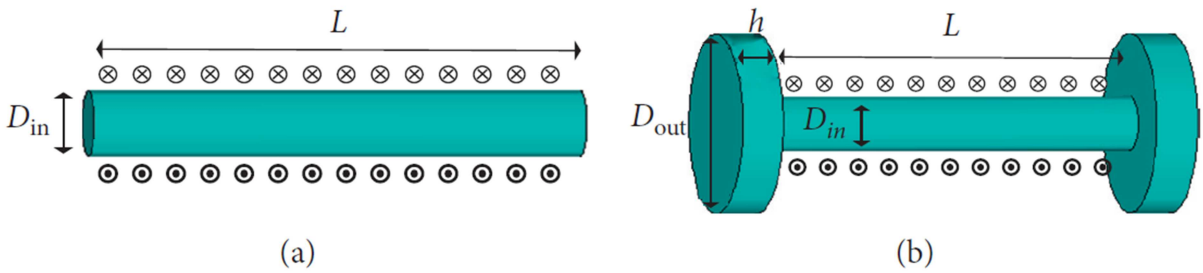


Рис. 1.5. (а) звичайний соленоїд з D_{in} =3,2 см і L= 23 см і (б) I-подібний сердечник з D_{out} = 10,5 см, h = 2,5 см, D_{in} = 3,2 см і L = 23 см.

Провідність осердя встановлюється на нуль, щоб виключити втрати на вихровий струм. Втрати на гістерезис ігноруються через низькочастотне електромагнітне поле та низьку коерцитивну силу. Таким чином, можна дослідити магнітні властивості двох серцевин різної форми. Comsol Multiphysics використовується для моделювання двох серцевин: спочатку моделюється магнітний сердечник, він встановлюється як феритовий матеріал Mn-Zn, а потім додається мідна котушка.

Для створення необхідного магнітного поля була використана пара Гельмгольца. Діаметр котушки Гельмгольца 1 м. Відстань до пари 50 см. Кожна котушка має 30 витків мідного дроту. Змінний струм в котушці становить 121 м для створення однорідного змінного магнітного поля 6,5 мкТл при 50 Гц. Колектор був розміщений в середині пари Гельмгольца. Опір навантаження R_{load} такий самий, як опір котушки R_{coil}. Потім до схеми додається компенсаційний конденсатор, як пояснюється в розділі 2.1. Це утворює петлю збору енергії. Потім виміряється напругу V_{coil} на навантаженні. Вихідну потужність можна розрахувати за допомогою (1.2).

Як показано на Рис. 1.6, щільність потоку в середині запропонованого I-образного сердечника (b) (0,62 mTrms) є відносно більшою, ніж стрижень (a)

(0,2 mTrms), що підтвердило доцільність попередньої теоретичної моделі (Рис. 1.4).

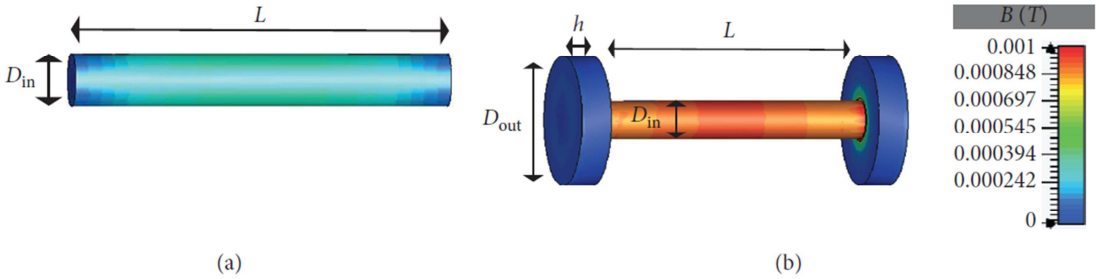


Рис. 1.6. Змодельована щільність магнітного потоку всередині (а) звичайного соленоїда та (б) I-подібного сердечника при застосуванні зовнішньої щільності магнітного поля 6,5 мкТрмс.

Як показано в Табл. 1.1, опір мідного дроту на I-образній жилі такий самий, як і на стрижні, але ефективна проникність I-образної жили набагато більша. Відповідно до (1.2) і (1.3), його напруга холостого ходу та вихідна потужність I-образного сердечника в 3 і 9 разів більше, ніж у стрижня. Хоча об’єм I-подібного сердечника більше, ніж у стрижня, його щільність потужності все одно в 3 рази більше, ніж у стрижня. Тому I-подібне ядро демонструє кращу продуктивність, ніж стрижневе.

Таблиця 1.1

Параметри двох сердечників (μ_r = 2000 і N= 100).

Тип сердечника	стрижень (a)	I-подібний (b)
Ефективна проникність	30.15	95.98
Опір проводу (Ω)	2.21	2.21
Напруга холостого ходу (mV_{RMS})	4.95	15.76
Вихідна потужність (мкВт)	2.77	28.08
Об'єм сердечника ($см^3$)	185.0	617.9
Щільність потужності ($нВт/см^3$)	15.0	45.4

З метою оптимізації вихідної потужності I-образного сердечника проведено параметричне дослідження пластини магнітного колектора потоку товщиною h, довжиною внутрішнього стрижня L, діаметром пластини колектора магнітного потоку D_{out} і діаметром внутрішнього стрижня D_{in}.

Як показано на Рис. 1.7, для заданих D_{out} (10,5 см) і D_{in} (3,2 см), теоретично, зі збільшенням L відстань між двома магнітними полюсами збільшується, внаслідок чого поле розмагнічування слабшає, а ефективна проникність значно зростає. Коли h збільшується, більше магнітного потоку може спрямовуватися в сердечник, і магнітні полюси утворюються на більшій відстані. Це призводить до зменшення поля розмагнічування і збільшення напруги холостого ходу. Таким чином, довший внутрішній стрижень і пара більш товстих пластин колектора магнітного потоку можуть зібрати більше енергії з магнітного поля. Як показано на Рис. 1.8, коли вказано h (2,5 см) і L (23 см), у міру збільшення D_{out} в ядро може направлятися більше магнітного потоку, що дозволить розподілу поверхневих магнітних полюсів стати більш дискретним, що призводить до значне збільшення напруги холостого ланцюга. Коли D_{in} зменшується, опір мідного дроту стає нижчим, що призводить до збільшення вихідної потужності. Однак об’єм I-образного сердечника значно збільшується при використанні пари більших пластин, що повільно збільшує щільність потужності котушки порівняно з меншими пластинами. Але щільність потужності найбільшої пластини залишається найвищою, коли D_{in} більше 2,3 см, як показано на Рис. 1.9.

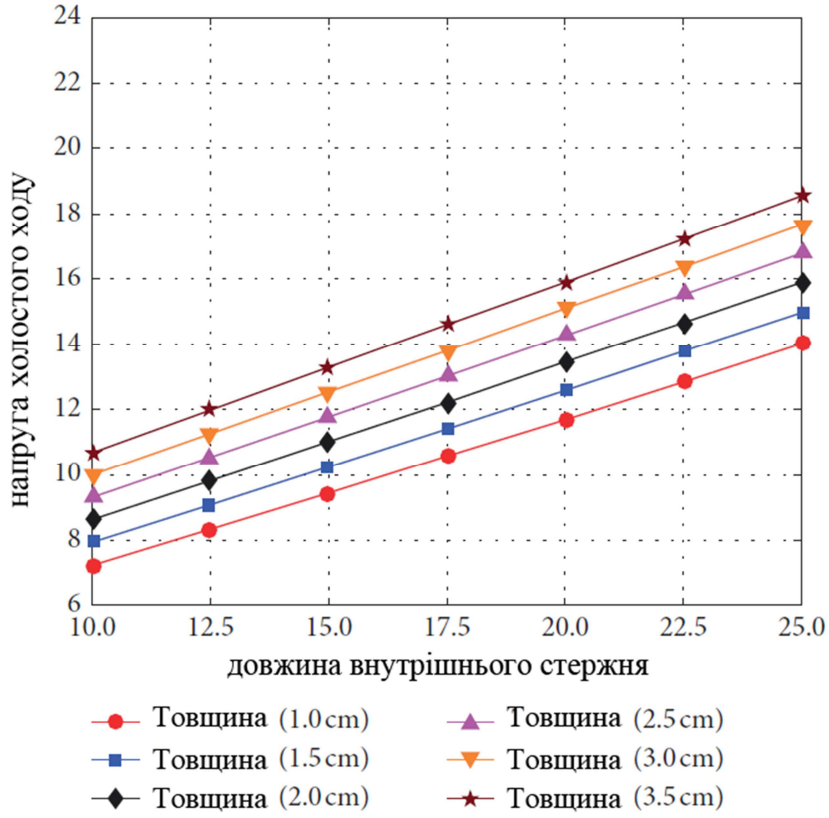


Рис. 1.7. Напруга холостого ходу I-образних котушок з різною довжиною внутрішнього стрижня *L* як функція товщини пластини *h*.

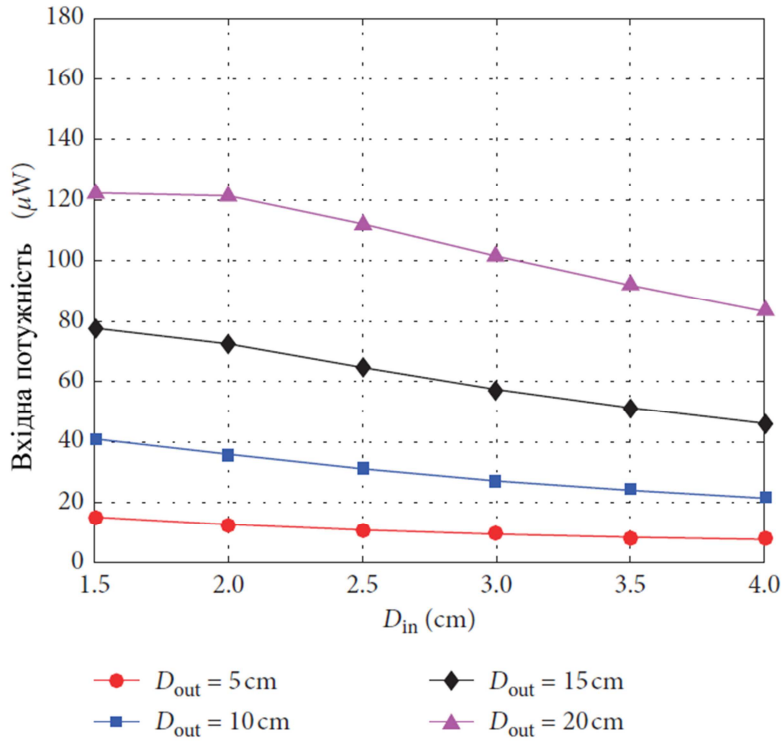


Рис. 1.8. Вихідна потужність I-образних котушок з різними внутрішніми діаметрами D_{in} як функція діаметра пластини D_{out}.

Таким чином, I-подібний сердечник, який містить довгий і тонкий внутрішній стрижень і пару товстих і великих магнітних колекторних пластин, може генерувати більшу вихідну потужність. Зберігаючи h і L незмінними, більш тонкий внутрішній стрижень, який перевищує 2,3 см, і пара більших пластин можуть призвести до збільшення як вихідної потужності, так і щільності потужності.

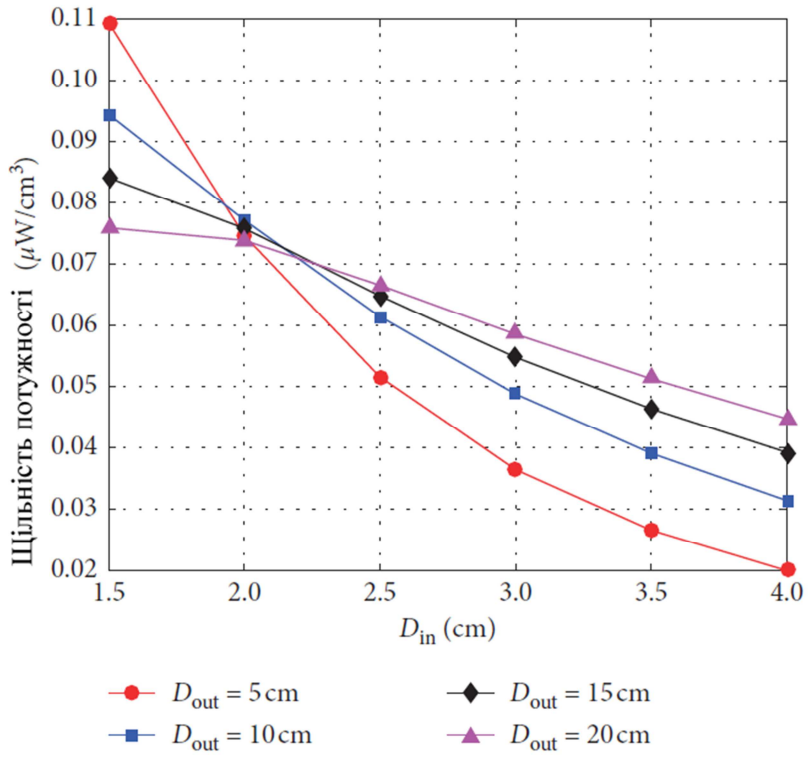


Рис. 1.9. Щільність потужності I-подібних котушок з різними внутрішніми діаметрами D_{in} як функція діаметра пластини D_{out}.

1.3. Конструкція колектора енергії: у формі сітки.

Як показано на Рис. 1.10, лінія поля (зовнішній магнітний потік) може бути зігнута високопроникним магнітно-м'яким матеріалом. Хоча блок (a) і блок (b) мають однаковий розмір, блок (b) може спрямовувати більше магнітного потоку, ніж блок (a), завдяки його більш дискретному розподілу. Блок (b) і блок (c) мають однакову сферу напрямного магнітного потоку, але об'єм блоку (b) менший за об'єм блоку (c).

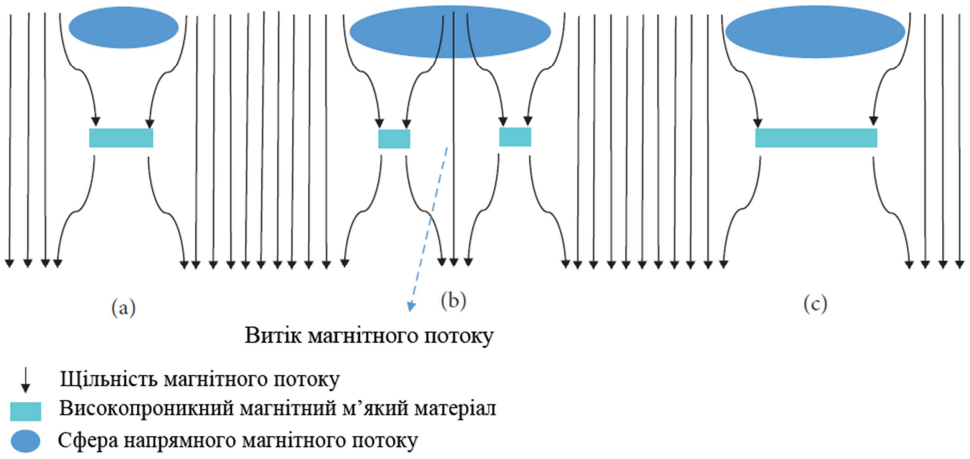


Рис. 1.10 Схематичний вигляд вигину лінії поля різними розмірами високопроникного магнітно-м'якого матеріалу.
Об'єм (а) = об'єм (б) <об'єм (в).

Таким чином, можна сконструювати більш ефективний сітчастий накопичувач енергії, як показано на Рис. 11. У порівнянні з I-подібним сердечником, показаним на Рис. 1.5(b), магнітні колекторні пластини сітчастого сердечника є порожнистими. Зверніть увагу, що сітчасте ядро (a) і сітчасте ядро (b) мають однаковий зовнішній діаметр D_{out} з I-подібним сердечником відповідно.

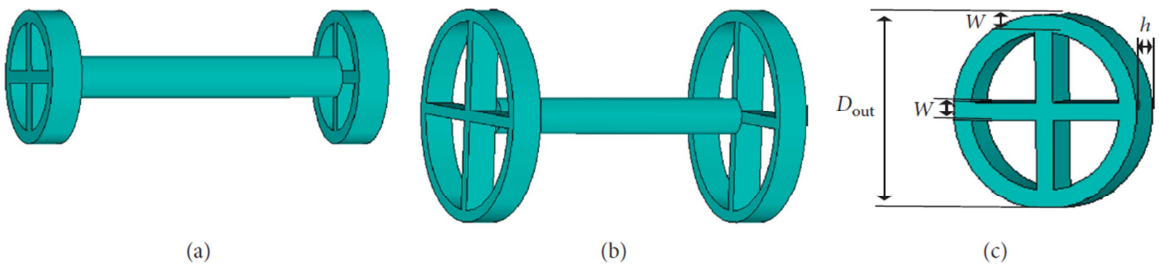


Рис. 1.11. Ядро у формі сітки (a) має такий самий D_{out}, що й I-подібне ядро (D_{out} = 10,5 см, h = 2,5 см і W= 1 см); сітчасте ядро (b) має такий же об'єм, як і I-подібне (D_{out} = 18,5 см, h= 2,5 м і W= 1 см); (c) схема пластини колектора магнітного потоку у формі сітки для обох сердечників у формі сітки.

Котушка у формі сітки також моделюється за допомогою програмного забезпечення Comsol Multiphysics. Як показано на Рис. 1.12, змодельоване середовище таке ж, як і I-подібна котушка, описана в розділі 1.2. Завдяки тому, що порожниста котушка у формі сітки (a) має той самий D_{out}, що й суцільна I-подібна котушка, обидві вони мають майже однакову сферу напрямного магнітного потоку, завдяки чому вони мають майже однакову напругу холостого ходу. Однак об'єм котушки у формі сітки (a) менший, ніж у I-образної котушки. В результаті щільність потужності котушки у формі сітки (a) вища на 44%. розрахунковий результат показаний на Рис. 1.13. порожниста котушка у формі сітки (b) має такий же об'єм *Vol*, як і суцільна I-подібна котушка, але магнітні колекторні пластини сітчастої котушки (b) більші за ті, що мають I-подібну котушку, що дозволяє спрямовувати більше магнітного потоку, і можна отримати більшу напругу холостого ходу (в 1,6 рази більше, ніж у I-образної котушки, коли μr дорівнює 2000). Як показано на Рис. 1.13, щільність потужності котушки у формі сітки (b) може досягати в 2,6 рази більше, ніж у I-образної котушки.

Загалом, у порівнянні з I-подібною котушкою, вага котушки у формі сітки легша, а щільність потужності більша. Якщо I-подібна котушка і котушка у формі сітки мають однакову вагу (об'єм), котушка у формі сітки може спрямовувати більше магнітного потоку і досягати більшої вихідної потужності.

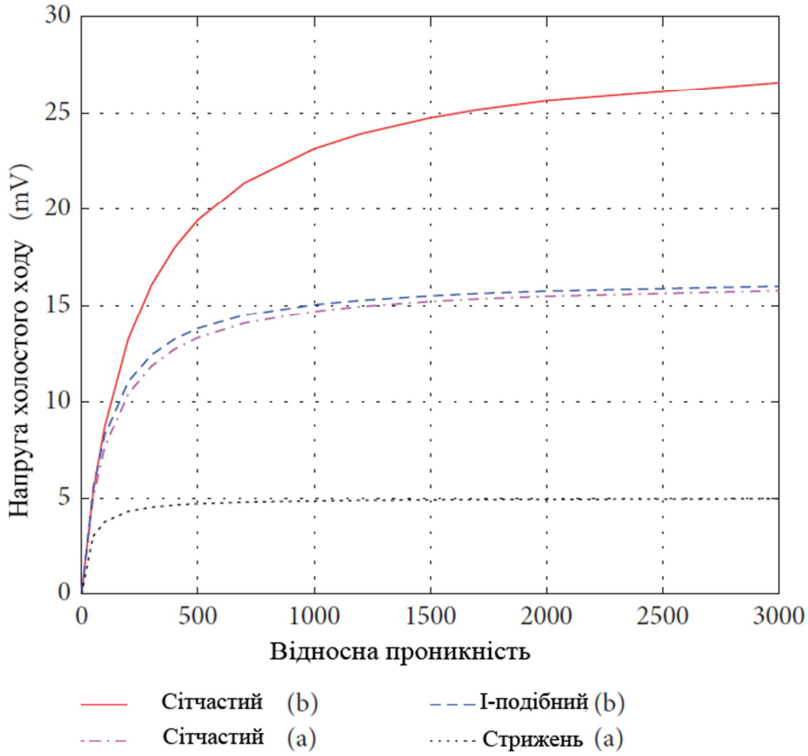


Рис. 1.12. Змодельована напруга холостого ходу чотирьох котушок при застосуванні зовнішньої щільності магнітного потоку 6,5 мкМ.

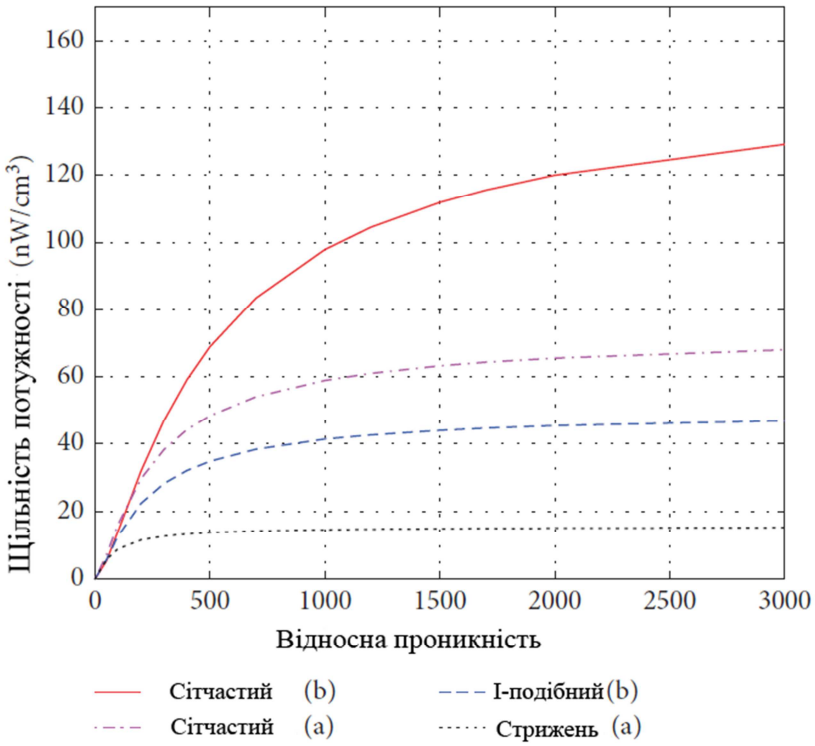


Рис. 1.13. Розрахована щільність потужності чотирьох котушок при застосуванні зовнішньої магнітної щільності 6,5 мкМ.

1.4. Вибір основного матеріалу

Як видно з (1.2), вихідна потужність P залежить від напруги холостого ходу V_{coil} та опору котушки R_{coil}. На V_{coil} може впливати матеріал серцевини на ефективну проникність μ_{eff} і ефективну площу поперечного перерізу A серцевини. На R_{coil} може впливати еквівалентний опір сердечника R_{core}.

Ефективна проникність серцевини μ_{eff} зображена на Рис. 1.14 як функція відносної проникності. Ефективна проникність збільшується зі збільшенням відносної проникності. Дві криві стають насиченими зі збільшенням μ_r, і їх точка коліна з'являється, коли μ_r становить приблизно 300 і 1000 для ядра стрижня і I-образного ядра відповідно. Як наслідок, μ_r матеріалу серцевини принаймні наближається до 1000, що більше підходить для I-образного сердечника.

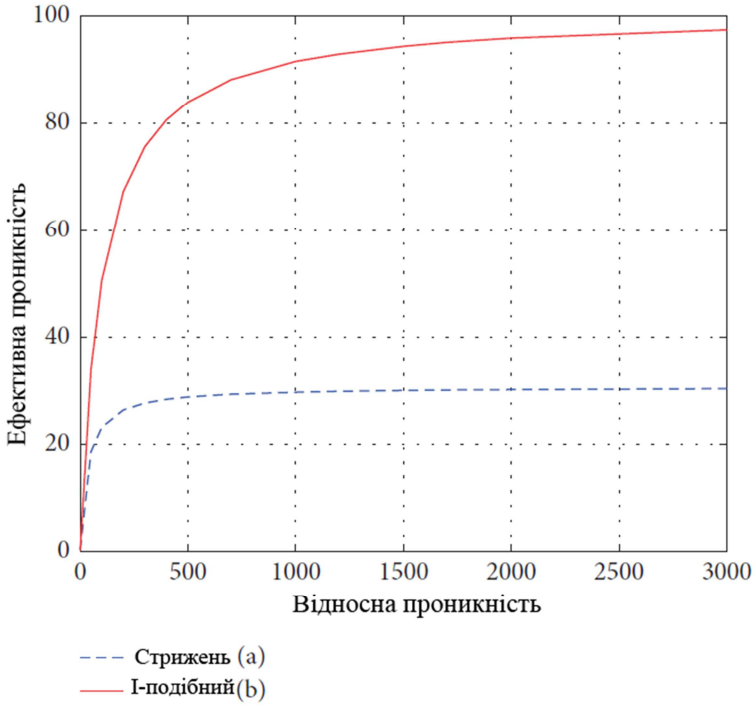


Рис. 1.14. Ефективна проникність двох серцевин як функція відносної проникності.

У результаті скін-ефекту, що виникає в ядрі, і магнітний потік має тенденцію поширюватися вздовж поверхні шляху, це призводить до зменшення *A*. Глибину скіна можна отримати наступним чином:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0\mu_{eff}}} \tag{1.6}$$

де ρ – питомий опір матеріалу серцевини в Ом, ω – кутова частота струму лінії передачі в рад/с, μ_0 – вакуумна проникність, що дорівнює $4\pi \times 10{-}7$ H/m, μ_{eff} – ефективна проникність. Як показано в (1.6), більший ρ призводить до більшої глибини шкіри. μ_{eff} I-образного ядра становить близько 100, а ω встановлено на 50 Гц. Для звичайного магнітно-м'якого матеріалу ρ залізо-кремнієвого сплаву, аморфного та нанокристалічного сплаву, нікель-залізного сплаву та матеріалу магнітно-м'якого сплаву – все це порядку мкОм [31, 32]. Його максимальна глибина скіну не перевищує 1 см, що менше ніж внутрішній діаметр стрижня D_{in} для I-образного сердечника, і скін-ефект не можна ігнорувати. М'який ферит Mn-Zn належить до неметалевих матеріалів і широко використовується як магнітний матеріал, його ρ надзвичайно вищий, ніж у кремнієвої сталі та магнітно-м'якого сплаву (зазвичай у величині Ωm [33]), а глибина скина значно перевищує діапазон діаметрів внутрішнього стрижня. Як наслідок, D_{in} можна розглядати як діаметр ефективного поперечного перерізу, а скін-ефект можна ігнорувати, коли ми вибираємо Mn-Zn м'який ферит як матеріал серцевини [27–29]. Також можна використовували Mn-Zn жили для збору енергії під лініями електропередач. Крім того, автори в [34, 35] використовували Mn-Zn для інших енергозбиральних машин.

Для еквівалентного опору R_{core} в магнітом'якому сердечнику, коли його поміщають у змінне магнітне поле, виникають три втрати, включаючи втрати на вихровий струм, втрати на гістерезис та залишкові втрати. При використанні магнітно-м'якого матеріалу з низькою коерцитивною силою

втрати на гістерезис та залишкові втрати можна ігнорувати в цьому додатку, оскільки він розміщений на частоті надзвичайно низької потужності (50 Гц) і дуже слабкому магнітному полі (зазвичай в мкТл). Тут в основному розглядаються втрати на вихрові струми, і споживана потужність втрат на вихрові струми може бути отримана наступним чином:

$$\omega_{eddy} = \frac{S}{2k\rho}\left(\frac{dB_{in}}{dt}\right)^2 \tag{1.7}$$

де S — площа поперечного перерізу в м^2, ρ — питомий опір матеріалу сердечника в Ом, B_{in} — внутрішня щільність магнітного потоку сердечника в Trms, k — коефіцієнт форми. Коли I-подібне ядро поміщають в змінне магнітне поле з частотою 50 Гц, W_{eddy} обернено пропорційний ρ. Для I-подібного сердечника встановіть μ_r на 2000, питомий опір матеріалу ρ становить 1 мкОм (типове значення ρ для кремнієвої сталі та магнітно-м’якого сплаву) і 6,5 Ом (типове значення ρ для Mn-Zn). м'який ферит) відповідно. Результат моделювання густини вихрових струмів у поперечному перерізі середини I-подібного сердечника показана на Рис. 1.15. На краю сердечника вихровий струм може бути більше 500 А/м^2 на Рис. 15(a) і менше 0,006 А/м2 на Рис. 15(b). Вихровий струм створює протилежне магнітне поле, яке протистоїть зовнішньому магнітному полю, і споживає електромагнітну енергію у вигляді тепла. У порівнянні з ідеальною напругою V_{coil} розімкнутого ланцюга 15,8 мВ, коли ρ нескінченний (провідність дорівнює нулю), моделювання показує, що V_{coil} зменшується до 12,4 мВ на Рис. 1.15(a), але залишається незмінним на Рис. 1.15(b). Як наслідок, R_{core} можна ігнорувати, коли вибрано Mn-Zn м’який ферит.

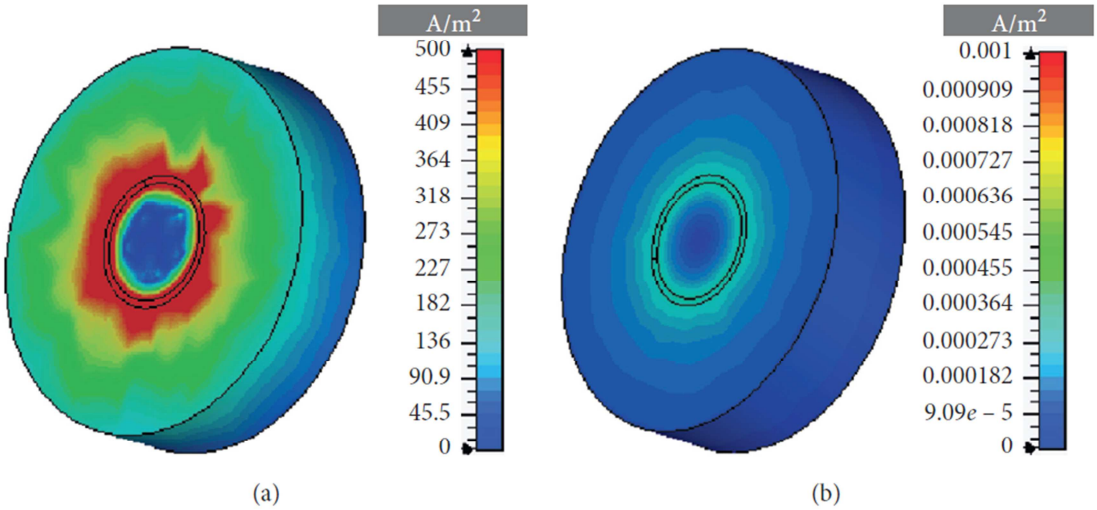


Рис. 1.15. Густина вихрового струму всередині сердечника, коли μ_r = 2000. (a) Питомий опір ρ становить 1 мкОм і (b) питомий опір ρ становить 6,5 Ом.

Таким чином, відносна проникність м’якого фериту Mn-Zn становить приблизно 2000, що вище точки коліна 1000, а питомий опір матеріалу порядку Ом, і скін-ефект і втрати на вихровий струм можна ігнорувати. Таким чином, м’який ферит Mn-Zn є найбільш підходящим матеріалом для застосування та вимог.

РОЗДІЛ 2. МОДЕЛЮВАННЯ ТА СИМУЛЯЦІЯ ЕНЕРГЕТИЧНОГО КОЛЕКТОРА.

Ідея створення колектора електромагнітної енергії з’явилась досить давно та може бути простежена до початку 50-х років минулого віку. За основу пристрою береться звичайна антена, яка настроєна на ту чи іншу частоту. В коливальний контур, який пов'язаний з антеною, включається нелінійний пристрій, що випрямляє (діод). Отриманий струм надалі може бути використаний у зовнішньому навантаженні. Комбінація антени і діода має в англомовній літературі своє найменування - ректенна. Якщо взяти достатню кількість ректен, вийде ректенна решітка, на виході у якої можна отримати значний струм.

Цей підхід використовується передачі електромагнітної енергії на відстань. В 1976 Вільяму Брауну вдалося передати за допомогою НВЧ-пучка потужність 30 кВт на відстань в 1 милю. У цьому експерименті ККД ректени перевищив 80%. Зараз існують проекти з трансформації сонячної енергії з орбіти Землі на НВЧ-випромінювання з наступним прийомом енергії на землі ректенними ґратами. Найбільш перспективним є проект колектора на довжині хвилі 10,2 мкм, що відповідає максимуму випромінювання абсолютно чорного тіла при кімнатній температурі. Складність реалізації такого проекту пов'язана з тим, що для нього необхідно розробити діод, який працював би близько 30 ТГц.

2.1. Створення математичної моделі колектора електромагнитної енергії

У класичній теорії чорного тіла щільність електромагнітної енергії $\rho(\lambda, T)$ при заданій температурі T на одиницю дліни волни λ визначається формулой Планка $\rho = \frac{8\pi hc}{\lambda^5}\left(e^{\frac{hc}{K_B T\lambda}} - 1\right)^{-1}$, де h,c,$K_B$ – постійні Планка, швидкості світа та Больцмана. Щільність випромінювання ρ має максимум на длині хвилі $\lambda_{\max}$, яка визначається законом усунення $\lambda_{max} = \frac{0.201 \cdot hc}{K_B T}$. Якщо

підставити в закон усунення типову температуру приміщення T=300K, то можна визначити λ_{max}=10,2 мкм. Отримана дліна входить в інфрачервоний діапазон.

У роботі [30] розвивається ідея з'єднання антени та випрямляючого діода для детектування електромагнітної енергії з довжиною хвилі в околиці інфрачервоного максимуму λ_{max}=10,2 мкм. Як діод використовувався бар'єрний діод Шотки розміром 0,03 мкм, антена вибиралася довжиною 30 мкм. У роботі стверджується, що на виході ректени після впливу CO_2 лазером на довжині хвилі 10,6 мкм і потужністю 0,55 Вт було отримано випрямлену напругу 173 нВ.

В роботі [38] Особливу увагу зосереджено розробки діодів для довжин хвиль порядку 10 мкм. Вже анонсовано нанопроект, який називається "Цілком новий тип сонячних елементів". Мається на увазі, що, на відміну від звичайних сонячних елементів, планується, що ці пристрої будуть збирати енергію в інфрачервоному діапазоні. Проект поміщений у конкретний продукт, який друкується на тонкій пластиковій підкладці. На підкладці розміщується безліч пов'язаних коливальних контурів з ректен, з щільністю 10^{10} контурів на 8 квадратних дюймів. Проте, ці продукти поки що не надійшли у комерційне виробництво.

У цьому розділі буде розглянуто (на рівні схемотехніки та обчислювального експерименту) проект електромагнітного пристрою, призначеного для перетворення енергії електромагнітного шуму на постійний струм корисного навантаження. Шум при цьому моделювався за допомогою формули

$$E = E(t) = E_{noise}\xi(t) \quad (2.1)$$

де E(t) - миттєве значення напруги джерела шуму, t – час, $\xi(t)$ – нормальний стаціонарний випадковий процес із середнім 0 та стандартним відхиленням 1 для кожного значення часу t, E_{noise} - позитивна константа –

амплітуда, або стандартне відхилення нормально розподіленого шуму. Крім того, вважається, що для абияких двох моментів часу t та t’:

$$\overline{E(t)E(t')} = \begin{cases} E_{noise}^2, t = t' \\ 0, t \neq t' \end{cases} \quad (2.2)$$

де черта зверху означає звичайне математичне очікування.

Передбачається, що енергія у формі електромагнітного поля є некогерентною та заповнює певний обсяг у просторі. Це дозволяє говорити про потенційну множину джерел електромагнітного шуму. Призначення модельованого пристрою перетворити некогерентну розподілену в просторі енергію в високоорганізовану форму, наприклад, постійний або квазіпостійний електричний струм, що протікає через корисну нагрузку. Такий пристрій надалі називатимемо колектором некогерентної розподіленої в просторі електромагнітної енергії.

Сформулюємо цілі моделювання, адекватність яким розглянемо як критерій побудови математичної моделі колектора електромагнітної енергії:

1) побудувати сімейство колекторів з різною топологією ректен;

2) виробити критерій відбору оптимальної конструкції колектора;

3) побудувати конструктивну математичну модель сімейства колекторів.

Оскільки джерел шуму може бути безліч, так необхідно

1) побудувати приймач кожному за джерел;

2) закласти можливість знімання енергії з кожного з приймачів

3) приготувати спосіб передачі струму у корисне навантаження від усіх приймачів колектора.

Як приймач енергії шуму розглянемо звичайний послідовний RLC-коливальний контур з діодом. Знімання енергії на корисне навантаження R_{load} здійснюватимемо з ємності C. На Рис. 2.1 наведена електрична схема приймача шуму разом з контуром знімання корисного електричного струму J, через резистор R_{load} .

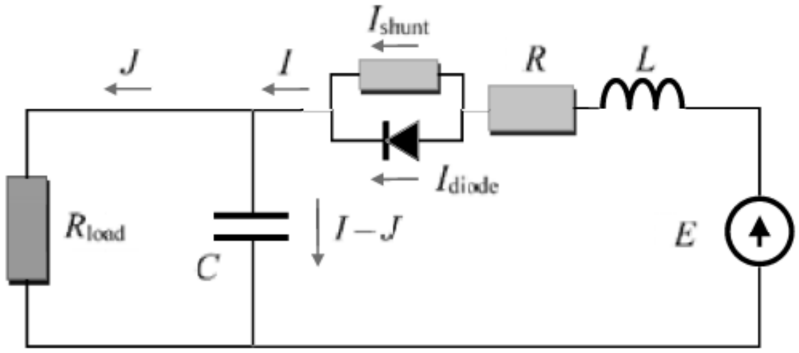


Рис. 2.1. Електрична схема окремого приймача шуму та контур знімання електричного струму

Діод на Рис.2.1 розглядається надалі як ідеальний. Такий діод прийнято описувати вольт-амперною характеристикою виду:

$$I = I_d(e^{\frac{U}{U_d}} - 1) \tag{2.3}$$

де I_d, U_d= const > 0 — характерні параметри струму та напруги діода. Якщо звернути функцію (2.2), то отримаємо формулу залежності напруги від струму діода:

$$U = \phi_d(I) = U_d \ln(1 + \frac{I}{I_d}) \tag{2.4}$$

Нехай є N приймачів шуму. Виникає проблема їхнього ув'язування в єдине ціле. При цьому, звичайно ж, повинен бути сформульований критерій, що дозволяє вибрати оптимальний спосіб поєднання приймачів шуму та налаштування його параметрів. Як такий критерій виберемо ККД перетворення енергії шуму в енергію корисного навантаження.

На рис.2.2 наведено одну з можливих конструкцій колектора. В якості альтернативи схемою композиції можна розглянути схему, в якій діод знаходиться не всередині коливального контуру, а в ланцюзі навантаження. У схемі на рис.2.2 N приймачів енергії шуму взаємодіють лише через корисне навантаження, а один з одним не пов'язані.

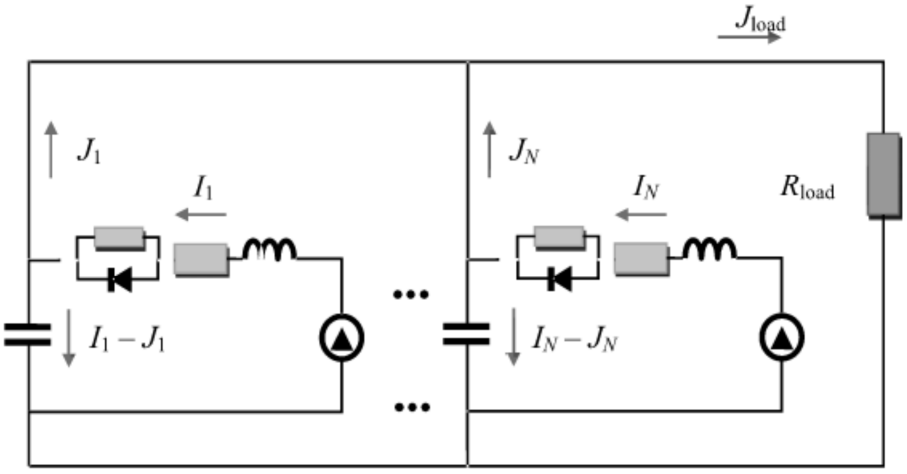


Рис. 2.2. Принципова схема колектора

2.1.1. Приймальник шума.

Розглянемо докладніше математичну модель приймача шуму, принципова схема якого наведено на рис. 2.1.

Дотримуючись законів Кірхгофа, запишемо рівняння для коливального RCL-контуру та заряду Q на конденсаторі, тоді, враховуючи позначення струмів I, J та їх напрямки, представлені на рис.2.1, отримаємо

$$\begin{cases} L\dot{I} + RI + R_{shunt}\dot{I}_{shunt} + \frac{Q}{C} = E \\ \dot{Q} = I - J \end{cases} \tag{2.5}$$

де точка, як завжди, позначає операцію диференціювання за часом t; R,C,L - опір, ємність та індуктивність у приймачі шуму відповідно; R_{shunt}- опір, що шунтує діод; I_{shunt} - струм, що тече через шунтуючий опір.

Зазначимо, що комбінація діода та шунтуючого опору дозволяє без ускладнень використовувати стандартні MATLAB вирішувачі систем диференціальних рівнянь як для чисельного розрахунку окремого приймача шуму, так і всього колектора в цілому.

Для оцінки струму корисного навантаження J запишемо у відповідність до другого закону Кірхгофа рівняння для падіння напруги в контурі навантаження, тоді

$$R_{load}J - \frac{Q}{c} = 0 \tag{2.6}$$

Складаючи баланс напруг у контурі діода та шунтуючого опору, знайдемо

$$R_{shunt}I_{shunt} = \phi_d(I_{diode}) \tag{2.7}$$

де I_{diode}- струм, поточний через діод. Враховуючи, що $I = I_{shunt} + I_{diode}$, знайдемо струм через діод і підставимо у (7), тоді отримаємо

$$R_{shunt}I_{shunt} = \phi_d(I - I_{shunt}) \tag{2.8}$$

Враховуючи представлення для функції ϕ_d у (2.4) отримаємо трансцендентне рівняння, що пов'язує I_{shunt} з I, тобто. можна говорити про функцію $I_{shunt} = I_{shunt}(I)$

Враховуючи (4), (6), (8), перепишемо систему рівнянь (5) у наступному еквівалентному вигляді:

$$\begin{cases} \dot{I} = \frac{1}{L}E_{noise}\xi - \frac{R}{L}I - \frac{R_{shunt}}{L}I_{shunt} - \frac{R_{load}}{L}J \\ \dot{J} = \frac{1}{CR_{load}}(I - J) \\ R_{shunt}I_{shunt} = U_d \ln(1 + \frac{I - I_{shunt}}{I_d}) \end{cases} \tag{2.9}$$

Визначимо миттєві потужності джерел шуму та навантаження за формулами:

$$W_{noise} = EI, W_{load} = R_{load}J^2 \tag{2.10}$$

Обезрозміримо задачу (2.9), (2.10), вводячи характерні величини часу [t], заряду [Q], струму [I], напруги [U], опору [R] та потужності [W] згідно з формулами:

$$[t] = t_0 = \sqrt{LC}, [Q] = Q_0 = CE_{noise}, [I] = I_0 = E_{noise}\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{2.11}$$

$$[U] = U_0 = E_{noise}, [R] = R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, [W] = W_0 = E_{noise}^2\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Враховуючи (2.11) введемо безрозмірні параметри задачі:

$$V_1 = \frac{R}{R_0}, V_2 = \frac{R_{shunt}}{R_0}, V_3 = \frac{R_{load}}{R_0}, V_4 = \frac{E_{noise}}{U_d}, V_5 = \frac{I_0}{I_d} \quad (2.12)$$

Безрозмірні параметри V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 визначають відповідно рівень активних втрат (загасання) в коливальному контурі або величину зворотну добротності коливального контуру, величину шунтуючого опору, рівень корисного навантаження, відношення амплітуди напруги шуму до параметра також відношення характерного струму в контурі параметра струму діода.

Враховуючи (2.11), (2.12), перепишемо перші два рівняння (2.9) у безрозмірному вигляді, тоді:

$$\begin{cases} \dot{I} = \xi - V_1 I - V_2 h(I) - V_3 J \\ \dot{J} = \frac{1}{V_3}(I - J) \end{cases} \quad (2.13)$$

де $I_{shunt} = h(I)$. Функція $h(I)$ знаходитьсяпутем розв'язання трансцендентного рівняння виду

$$V_2 V_4 h = \ln(1 + V_5(I - h)) \quad (2.14)$$

Нарешті, враховуючи (2.10) — (2.12), перепишемо миттєві потужності шуму та навантаження у безрозмірному вигляді:

$$W_{noise} = \xi I, W_{load} = V_3 J^2 \quad (2.15)$$

2.1.2. Чисельне розв'язання рівнянь приймача шуму

Система рівнянь (2.13) визначає динаміку струмів у приймачі шуму та контурі корисного навантаження. Система (2.13) являє собою пару звичайних

диференціальних рівнянь, в якій струм $I_{shunt} = h(I)$ шунтуючого опору знаходиться шляхом розв'язання трансцендентного рівняння (2.14).

Треба зробити ряд зауважень щодо алгоритму чисельного розв'язання системи рівнянь (2.13), (2.14).

По-перше, опишемо чисельний спосіб апроксимації випадкової функції $\xi(t)$ на відрізку часу $[0, T_f]$. На відрізку інтегрування $[0, T_f]$ системи рівнянь (2.13) задаємо рівномірну сітку $t_i = \tau i, i = 0,1 \dots N_r$ де $\tau = \frac{T_f}{N_r}$ - крок сітки. Визначимо у вузлах сітки $t_i = \tau i, i = 0,1 \dots N_r$ набір випадкових величин, кожна з яких підпорядковується нормальному закону:

$$\{\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_{N_r}\}. \tag{2.16}$$

За конкретним набором (2.16) будуємо кубічний сплайн $\tilde{\xi}(t)$ який будемо розглядати як комп'ютерну апроксимацію випадкового процесу ξ(t). Треба зазначити, що дробовий та термічний шум добре апроксимуються так званим білим шумом. Апроксимація джерела у вигляді білого гаусовского шуму тим краще, що більше значення точок сітки N_r за часом береться. Зрозуміло, що правою межею частотного діапазону шуму $\tilde{\xi}(t)$ виступає частота $f_{max} \approx \frac{N_r}{T_f}$, яка тим більше, чим більше вузлів сітки N_r.

Було побудовано чисельний приклад (Рис.2.3) випадкового процесу $\tilde{\xi}(t)$ з деякої випадкової реалізації (2.16) при $T_f = 5,\ N_r = 5000$. У цьому випадку$f_{max} \approx 1000$.

```
 %Побудова випадкового процесу з випадкової реалізації та відповідного Фур'є-спектру
clear all
%N - число точок з інтерпольованого %випадковому процесі Tf=5; N = 20001;
tau=Tf/(N-1); t = (0:N-1)*tau;
%Nr - число точок, у яких випадковим чином
%відповідно до нормального закону розігруються
%значення напруги джерела Nr=5000; tr=0:Tf/Nr:Tf;
%Визначаємо випадкову реалізацію згідно з %нормальним законом у вузлах тимчасової сітки
ksi=randn (1, length (tr) );
%Виробляємо кубічну інтерполяцію
for i=1:N
 y(i) = interpl (tr, ksi, t (i), 'pchip');
end
% Малюємо фрагмент випадкового процєсу, отриманого
% після інтерполяції
subplot(1,2,1), plot(t(1:150),y(1:150),'LineWidth',2)
%Знаходимо спектр випадкового процесу за допомогою
%швидкого перетворення Фур'є
NFFT = 2^nextpow2(N); Y = fft(y,NFFT)/N;
f = 1/(2*tau)*linspace(0,1,NFFT/2);
% Будуємо графік спектра випадкового процесу
subplot(1,2,2), plot(f,2*abs(Y(1:NFFT/2)))
```

Рис. 2.3. Чисельний приклад випадкового процесу

На Рис.2.4 наведено результат роботи програми. Зліва на рис.2.3 наведено фрагмент динаміки випадкового процесу $\tilde{\xi}(t)$. На Рис.2.3 справа побудований Фурє-спсктр випадкового процесу $\tilde{\xi}(t)$. Виразно видно, що амплітуда коливань із частотою $f>f_{max}$ нехтує малою порівняно з амплітудою з частотного інтервалу $[0,f_{max}]$. З огляду на те, що розподіл Планка швидко спадає при частотах, помітно більших частоти, на яку доводиться максимум випромінювання чорного тіла при кімнатній температурі, у подальших чисельних розрахунках можна вибирати невеликі значення частоти f_{max} і відповідно величини N_r для моделювання джерела шуму.

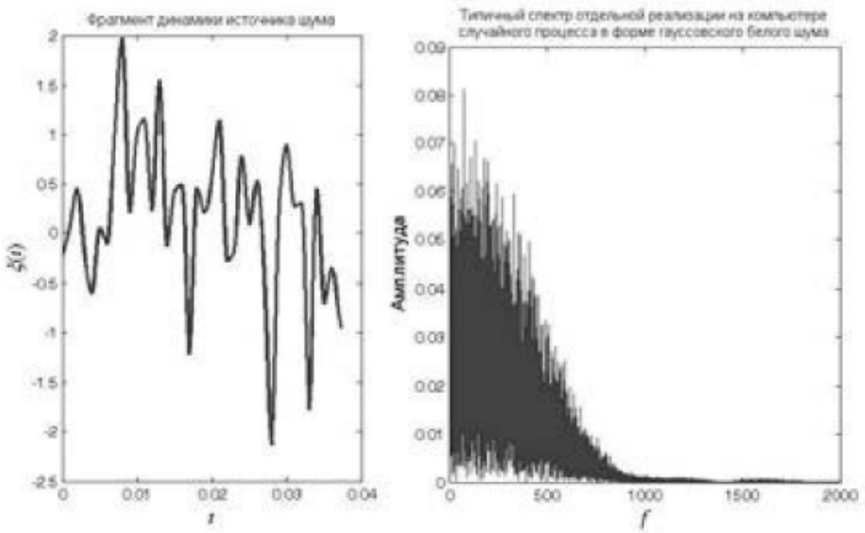


Рис. 2.4. Приклад комп'ютерної апроксимації джерела $\tilde{\xi}(t)$ у формі гаусівського білого шуму

2.1.3. Чисельне розв’язання рівнянь колектора

Розглянемо пристрій, представлений на Рис.2.2, як колектор розподіленої некогерентної електромагнітної енергії. Для даного пристрою коливальні контури - приймачі енергії шуму не взаємодіють один з одним безпосередньо, але пов'язані через загальне навантаження.

На Рис.2.2 наведена електрична схема колектора, що розглядається, зі стрілками, що визначають позитивний напрямок струмів у ланцюгах. Враховуючи рис.2.2 і слідуючи другому закону Кірхгофа, визначимо рівняння для струмів у коливальних контурах:

$$L\dot{I}_1 + RI_1 + R_{shunt}I_{shunt}(I_1) + \frac{Q_1}{C} = E_1$$

$$\dots\ \dots\ \dots \qquad (2.17)$$

$$L\dot{I}_N + RI_N + R_{shunt}I_{shunt}(I_N) + \frac{Q_N}{C} = E_N$$

де $E_i = E_{noise}\xi_i, i = 1..N$ - випадкові функції, що описують напругу джерел шуму; N - число приймачів шуму в колекторі; $I_{shunt}(I) = h(I)$. Як і вище, для окремого приймача шуму вважаємо, що випадкові функції $\xi_i(t), i = 1..N$ є нормальними стаціонарними випадковими процесами із середнім 0 і стандартним відхиленням 1.

Слідуючи першому закону Кірхгофа, наведемо рівняння для опису динаміки зарядів на конденсаторах:

$$\begin{cases} \dot{Q}_1 = I_1 - J_1 \\ \dots \\ \dot{Q}_N = I_N - J_N \end{cases} \tag{2.18}$$

Для контуру із навантаженням другий закон Кірхгофа дає рівняння:

$$R_{load} J_{load} - \frac{Q_i}{C} = 0, i = 1 \dots N \tag{2.19}$$

де ток в загрузці $J_{load} = \sum_{k=1}^{N} J_k$.

Знайшовши заряди $Q_1, Q_2, \dots Q_N$ з (2.19) та підставивши у (2.18) та просумувавши рівняння (2.18), отримуємо:

$$J_{load} = \frac{1}{NCR_{load}} \left(\sum_{k=1}^{N} I_k - J_{load}\right) \tag{2.20}$$

Слідуючи другому закону Кірхгофа в контурі с діодом, отримуємо наступні рівняння:

$$R_{shunt} h(I_i) = \phi_d\big(I_i - h(I_i)\big), i = 1 \dots N \tag{2.21}$$

де ϕ_d – вольт-амперна характеристика діода.

Результуюча система рівнянь, яка описує колектор електромагнітної енергії, має вигляд:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{1}{L} E_1 - \frac{R}{L} I_1 - \frac{R_{shunt}}{L} h(I_1) - \frac{R_{load}}{L} J_{load} \\ \dots \dots \dots \dots \dots \\ \dot{I}_N = \frac{1}{L} E_N - \frac{R}{L} I_N - \frac{R_{shunt}}{L} h(I_N) - \frac{R_{load}}{L} J_{load} \\ \dot{J}_{load} = \frac{1}{NCR_{load}} \left(\sum I_k - J_{load}\right) \\ \frac{h(I)}{R_{shunt} h} = U_d \ln\left(1 + \frac{I-h}{I_d}\right). \end{cases} \tag{2.22}$$

Система рівнянь (2.22) є системою нелінійних звичайних диференціальних рівнянь N + 1 порядку. Переведемо систему (2.22) у безрозмірний вигляд за тим самим алгоритмом, як і для окремого приймача шуму, тоді отримаємо:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \xi_1 - \nu_1 I_1 - \nu_2 h(I_1) - \nu_3 J_{load} \\ \dots\ \dots\ \dots\ \dots \\ \dot{I}_N = \xi_N - \nu_1 I_N - \nu_2 h(I_N) - \nu_3 J_{load} \\ \dot{J}_{load} = \frac{1}{N\nu_3}(\sum I_k - J_{load}) \end{cases} \quad (2.23)$$

де

$$\frac{h(I)}{\nu_2 \nu_4 h} = \ln(1 + \nu_5(I - h)) \quad (2.24)$$

Безрозмірні коефіцієнти $\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_5$ у рівняннях (2.23), (2.24) визначені у (2.11).

Запишемо вирази для потужностей шуму та корисного навантаження в колекторі електромагнітної енергії:

$$W_{noise} = \sum_{k=1}^{N} \xi_k I_k, \quad W_{load} = R_{load} J_{load}^2 \quad (2.25)$$

і визначимо ККД, РЄ колектора за формулою (2.17).

Система рівнянь (2.23), (2.24) визначає динаміку струмів у контурах приймачах шуму та в контурі корисного навантаження колектора в безрозмірному вигляді.

Для чисельного розв’язання рівнянь (2.23),(2.24) було створено програмне забезпечення у системі MATLAB (Рис. 2.5).

Editor - C:\Program Files\Polyspace\R2019b\bin\collector.m

collector.m

```
function collector
global N tr ksi nul nu2 nu3 nu4 nu5
%Визначаємо безрозмірні параметри задачі
nul = 0.1; nu2=le2; nu3=3e-2; nu4=le2; nu5=le2;
N=15; Nr=100; Tf=10; tr=0:Tf/Nr:Tf;
% Визначаємо початковий момент часу
% роботи центрального процесора
t_initial=cputime;
ksi=randn(N,length(tr)) ;
%Вирішуємо систему рівнянь
y0=zeros(N+1,1);
[t y]=odell3(@F,[0 Tf],y0);
%Підраховуємо потужності шуму та навантаження
for i=1:length(t)
Wnoise(i)=0;
for j=1:N
Wnoise(i)=Wnoise(i)+interpl(tr,ksi(j,:),t(i),'pchip')*y(i,j);
end
Wload(i)=nu3*y(i,N+1)^2;
end
Wnoise_aver=0; Wload_aver^0;
for i=1:(length(t)-1)
Wnoise_aver=Wnoise_aver+ ...
0.5*(Wnoise(i)+Wnoise(i+1))*(t(i+1)-t(i));
Wload_aver=Wload_aver+...
0.5*(Wload(i)+Wload(i+1) ) * (t(i + 1) -t(i)) ;
end
%Виводимо середні потужності пуму та навантаження
Wnoise_aver=Wnoise_aver/Tf
Wload_aver=Wload_aver/Tf
%Виводимо ККД пристрою
CE=100*(Wload_aver/Wnoise_aver)
% Малюємо динаміку потужностей шуму та навантаження
subplot(1, 1, Wnoise,z,Wload)
% Малюємо динаміку струму навантаження
subplot(1,2,2)
plot(t,y(:,N+1))
%Виводимо підсумковий час роботи програми
dt_time=cputime-t_initial;
%Обчислюємо праву частину системи % диференціальних рівнянь
function f=F(t,y)
global N tr ksi nul nu2 nu3
f=zeros(N+1,1);
for i=1:N
f(i)=interpl(tr,ksi(i,:), t,'pchip')-...
                    nul*y(i)-nu2*h(y(i))-nu3*y(N+1);
end
f(N+1)=(sum(y)-2*y(N+1))/(K*nu3);
%Визначаємо функцію, яка повертає
%початкове значення в ітераційній
%послідовності розв'язку трансцендентного рівняння
function y=h(I)
global nu2 nu4 nu5
if I>-1/nu5
    y=fzero(@(Ish)1+nu5*(I-Ish)-...
        exp(nu2*nu4*Ish),log(1+nu5*I)/(nu2*nu4));
end
if K==1/nu5
y=fzero(@(Ish)1+nu5*(I-Ish)-exp(nu2*nu4*Ish),I+1/nu5);
end
```

Рис. 2.5. Програма для чисельного розв’язання систем рівнянь (2.23), (2.24)

Результати чисельного розв'язання системи рівнянь (2.23), (2.24) представлені на Рис.2.6, де наведено типові профілі потужностей шуму та навантаження від часу (лівий графік), а також струму в навантаженні (правий графік). Графіки на рис.2.10 були отримані за допомогою програми Рис. 2.5.

Рішення системи рівнянь (2.23), (2.24) будувалися з нульових початкових даних. ККД (2.17) приймача шуму при вибраних значеннях параметрів (2.12) і за деякої реалізації випадкової функції g(t) виявився рівним CE = 67%. Розрахунки ККД за інших випадкових реалізацій функції $\tilde{\xi}(t)$ варіювалися в межах відсотка. Правий графік на рис.2.4 демонструє явний ефект випрямлення струму корисного навантаження.

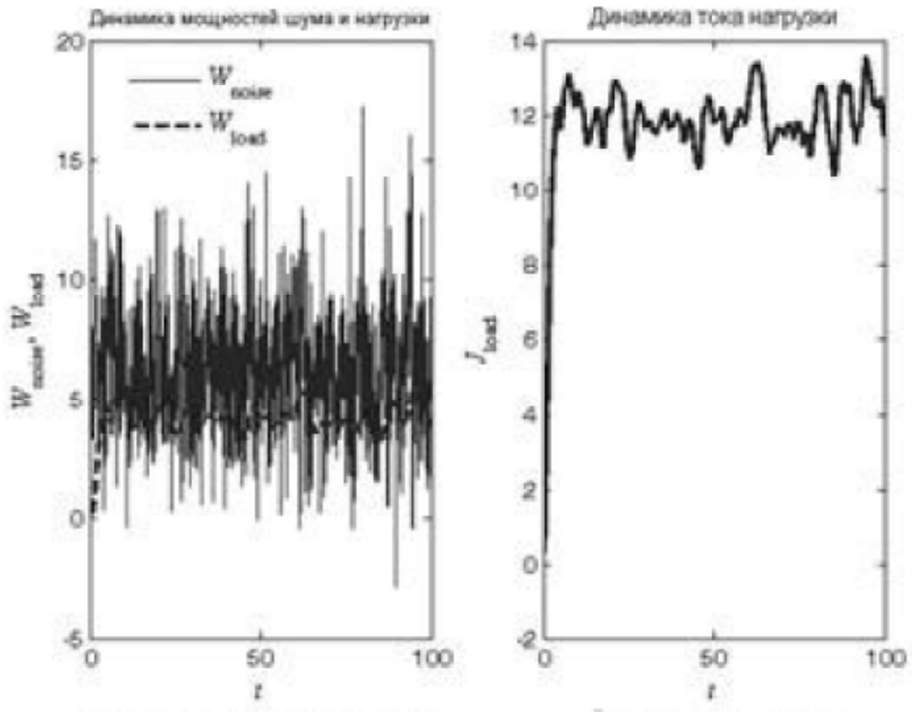


Рис. 2.6. Динаміка потужностей шуму та навантаження (лівий графік) та динаміка струму навантаження (правий графік)

Для вивчення залежності ККД колектора від значення корисного навантаження ν_3 також було створено програмне забезпечення.

Editor - C:\Program Files\Polyspace\R2019b\bin\CollectorKKD.m

CollectorKKD.m

```
function CollectorKKD
global N tr ksi nul nu2 nu3 nu_1 nu5
%Визначаємо безрозмірні параметри задачі
nul = 0.1; nu2=1e2; nu4=1e2; nu5=1e2;
% Беремо набір значень навантаження
n3=[1e-3,1e-2,0.1,1,10];
N=15; Nr=100; Tf=10; tr=0:Tf/Nr:Tf;
% Визначаємо початковий момент часу
% роботи центрального процесора
t_initial=cputime;
ksi=randn(N,length(tr));
%Запускасм цикл підрахунку ККД колектора при
%різних значення навантаження
for n=1:length(n3)
    nu3=n3(n);
%Вирішуємо систему рівнянь
y0=zeros(N+1,1);
[t y] = odell3 ( @F, [0 Tf], y0);
%Підраховуємо потужності шуму та навантаження
for i=1:length(t)
    Wnoise(i)=0;
    for j=1:X
        Wnoise(i)=Wnoise(i)-interpl(tr,ksi(j,:),t(i),'pchip')*y(i,j);
    end
    Wload(i)=nu3*y(i,N+1)^2;
end
Wnoise_aver=0; Wload_aver=0;
for i=1:(length(t)-1)
    Wnoise_aver=Wnoise_aver+0.5*(Wnoise(i)-Wnoise(i+1))*(t(i+1)-t(i));
    Wload_aver=Wload_aver+0.5*(Wload(i)+Wload(i+1))*(t(i+1)-t(i));
```

```
    Wnoise_aver=Wnoise_aver+0.5*(Wnoise(i)-Wnoise(i+1))*(t(i+1)-t(i));
    Wload_aver=Wload_aver+0.5*(Wload(i)+Wload(i+1))*(t(i+1)-t(i));
end
%Знаходимо ККД пристрою
CE(n)=100*(Wload_aver/Wnoise_aver);
end
%Малюємо залежність ККД пристрою від навантаження
semilogx(n3,CE,'-*','LineWidth',1.8)
%виводимо результуючий час роботи програми
dt_time=cputime-t_initial
%Обчислюємо праву частину системи диференціальних рівнянь
function f=F(t,y)
global N tr ksi nul nu2 nu3
f=zeros(N+1,1);
for i=1:N
f (i)=interpl(tr,ksi(i,:),t,'pchip')-...
    nul*y(i)-nu2*h(y(i))-nu3*y(N+1);
end
f(N+1)=(sum(y)-2*y(N+1))/(N*nu3);
% Визначаємо функцію, яка повертає початкове значення в ітераційній
%послідовності рішення трансцендентного рівняння
function y=h(I)
    global nu2 nu4 nu5
if I<=1/nu5
    y=fzero(@(Ish)1+nu5*(I-Ish)-...
        exp (nu2 * nu4 * Ish>, log (1 + nu5 * I) / (nu2 * r.u4));
end
if I>1/nu5
    y=fzero (@(Ish)1+nu5*(I-Ish)-exp(nu2*nu4*Ish),I+1/nu5);
end
```

Рис. 2.7. Побудова залежності ККД колектора від значення корисного навантаження

На Рис. 2.8 представлений результат роботи програми з Рис. 2.7

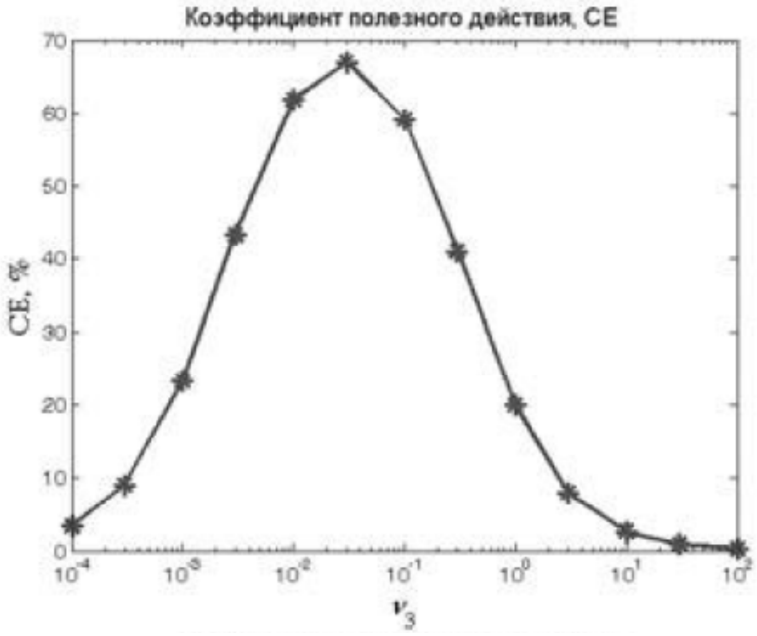


Рис. 2.8. Залежність ККД колектора (N=100) від величини корисного навантаження ν_3

Аналіз графіка на Рис.2.8 показує наявність максимуму ККД, що говорить про необхідність узгоджувати величину корисного навантаження з параметрами колектора для максимально ефективного перетворення енергії шуму на корисну енергію. Якщо порівняти рис.2.8 з рис.2.5, можна помітити таку обставину. Максимум ККД одного приймача шуму й у колектора з N= 100 реалізується при величинах навантаження $\nu_3 \sim 1$ та $\nu_3 \sim 0.03$ відповідно, тобто. опір навантаження, що забезпечує максимум ККД, помітно зменшився.

На рис.2.9(а) наведено графіки залежності ККД, CE від параметра ν_3 при різному числі N приймачів шуму в колекторі (у всіх розрахунках вважалося, що ν_1= 0,1, ν_2 = 100, ν_4 = 100, ν_5= 100, T_f= 100, N_r = 500). Видно, що з зростанням N максимум ККД зрушується вліво, тобто оптимальний опір навантаження ν_{3opt} зменшується. На Рис. 2.9(б) наведено графік залежності оптимального значення корисного навантаження ν_{3opt} від N.

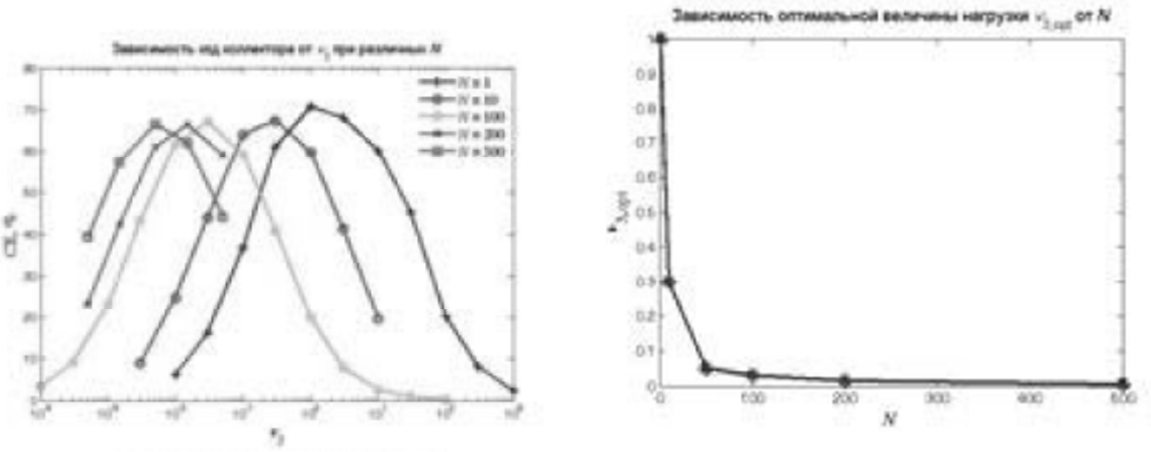


Рис. 2.9. а) Залежність ККД колектора від ν_3 при різному числі N приймачів шуму; б) Залежність оптимальної величини навантаження ν_{3opt} від N

Враховуючи лінійну залежність оптимальних потужностей шуму та навантаження від числа приймачів шуму (Рис.2.10), оцінимо по порядку величини потужність, що знімається, у розмірній формі. Згідно Рис. 2.10 можна вважати, що $W_{noiseopt}{\sim}6\cdot10^{-2}N$. Враховуючи, що $CE{\sim}7\cdot10\hat{}-1$ (70%) для потужності, що знімається у безрозмірній формі маємо таку формулу:

$$W_{loadopt} = CE\cdot W_{noiseopt}{\sim}4.2\cdot10^{-2}N \tag{2.26}$$

Беручи до уваги розмірність потужності W_0 в (2.7), запишемо потужність, що знімається, у розмірній формі:

$$W_{loadopt}{\sim}4.2\cdot10^{-2}N\cdot E_{noise}^2\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{2.27}$$

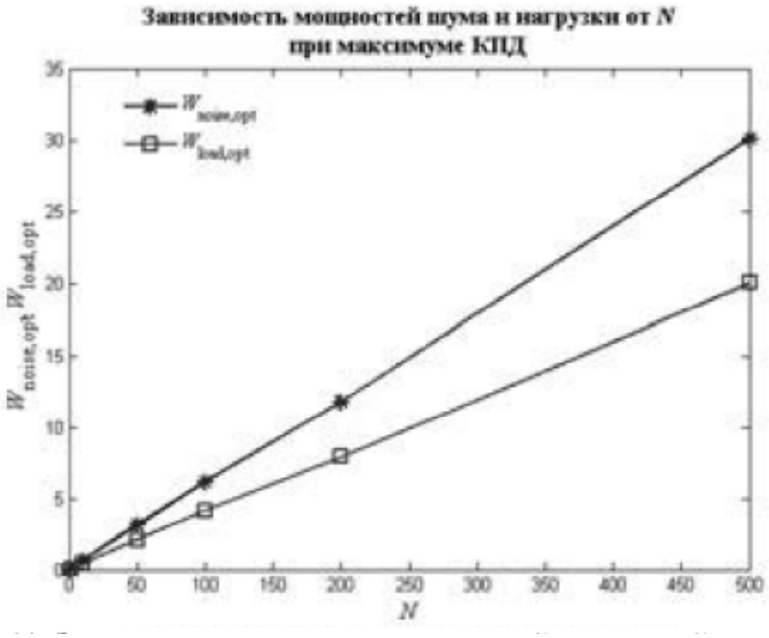


Рис. 2.10. Залежності оптимальних значень потужностей шуму та навантаження від числа N приймачів шуму в колекторі

2.2. Скінченноелементний аналіз силового кабелю.

Моделювання щільності магнітного потоку (ЩМП) навколо вихідного електричного кабелю електричного трансформатора виконується в COMSOL Multiphysics. Зазвичай для з'єднання електричних трансформаторів з навантаженням використовуються два типи ізольованих кабелів (одножильний і трижильний). Одножильний кабель діаметром 20 мм показаний на Рис. 2.11. Кабель складається з дев'ятнадцяти провідних мідних проводів і складається з подвійних шарів ізоляції.

Для струму кабелю 72А двовимірний електромагнітний аналіз одножильного ізольованого кабелю виконується в COMSOL Multiphysics і вздовж поперечного перерізу кабелю розподіл ЩМП навколо струмопровідної жили показано на Рис. 2.12. Моделювання показує, що ЩМП, створювана струмом, що протікає, є інтенсивною на відстані 4 мм від центру кабелю. Однак цей відносно високий рівень ЩМП недоступний для збирачів енергії, оскільки він знаходиться в ізоляції кабелю. Для

електродинамічних збирачів енергії ЩМП фактично присутня поза ізоляції кабелю, яка знаходиться на радіальній відстані 10 мм від центру кабелю.



Рис. 2.11. Одножильний ізольований кабель для передачі електроенергії.

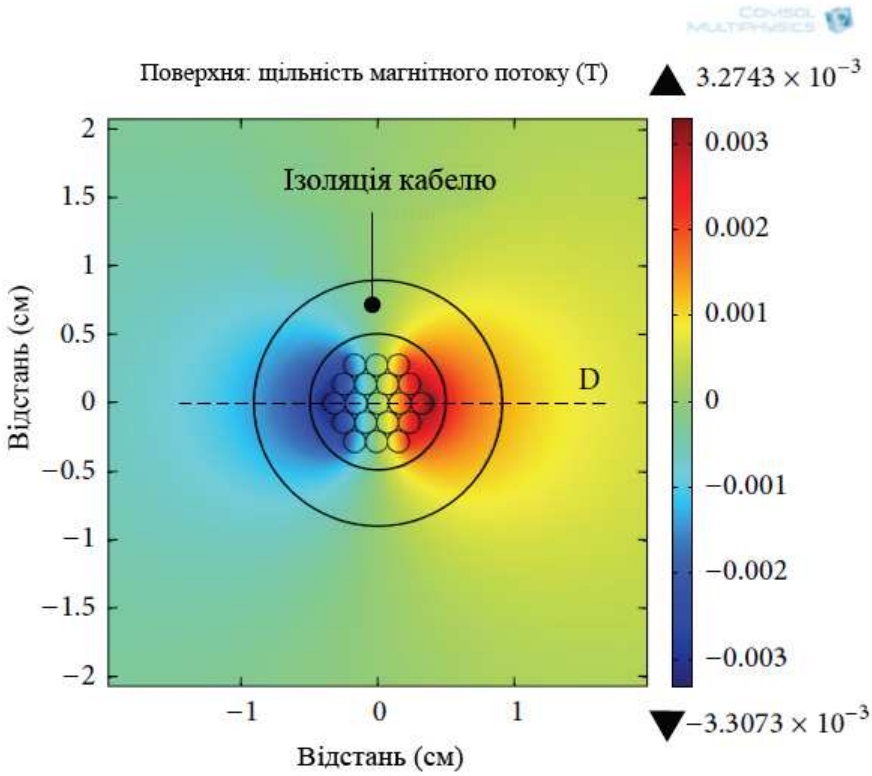


Рис. 2.12. Розподіл ЩМП по перерізу одножильного ізольованого кабелю при амплітуді струму 72 А.

Для трьох різних рівнів струму (12, 30 і 72 А) в лінії електропередачі результати моделювання для ЩМП щодо радіальної відстані від центру

силового кабелю показані на Рис. 2.13. На цих рівнях струму величина ЩМП вздовж лінії D (Рис. 2.12) отримано та зображено на Рис. 2.13. ЩМП дорівнює нулю в центрі жили кабелю; проте, рухаючись назовні в радіальному напрямку від центру кабелю, ЩМП збільшується. На відстані приблизно 4 мм (лінія E на Рис. 2.13) ЩМП є оптимальною; однак він різко зменшується, коли досягає зовнішньої поверхні ізоляції кабелю (лінія E на Рис. 2.13). Для накопичення енергії оптимальна ЩМП недоступна, оскільки знаходиться всередині ізоляції кабелю. Найбільш доцільне розташування електродинамічного збирача енергії насправді починається від зовнішньої поверхні ізоляції. На зовнішній поверхні ізоляції (10 мм, радіальна відстань) доступні ЩМП 0,21, 0,56 і 1,2 мТл при амплітудах струму 12, 30 і 72 А відповідно. Радіальна відстань від 10 до 15 мм становить найбільш ймовірне положення для зовнішніх електродинамічних накопичувачів енергії. На Рис. 2.14 показані лінії ЩМП уздовж поперечного перерізу кабелю при амплітуді струму 72А в лінії електропередачі. Усі лінії ЩМП є концентричними щодо периферії ізоляції кабелю.

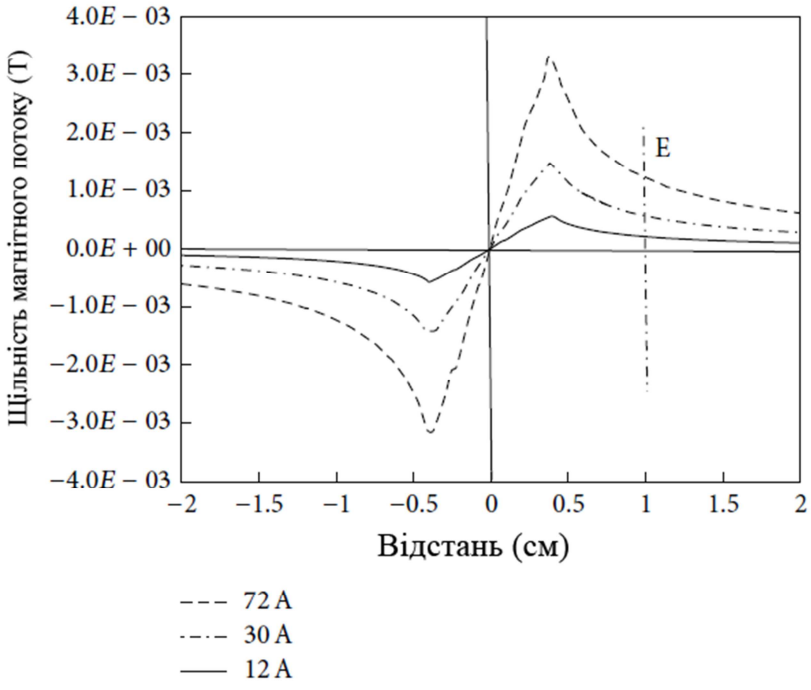


Рис. 2.13. ЩМП як функція радіальної відстані від центру кабелю (лінія D на Рис. 2.2).

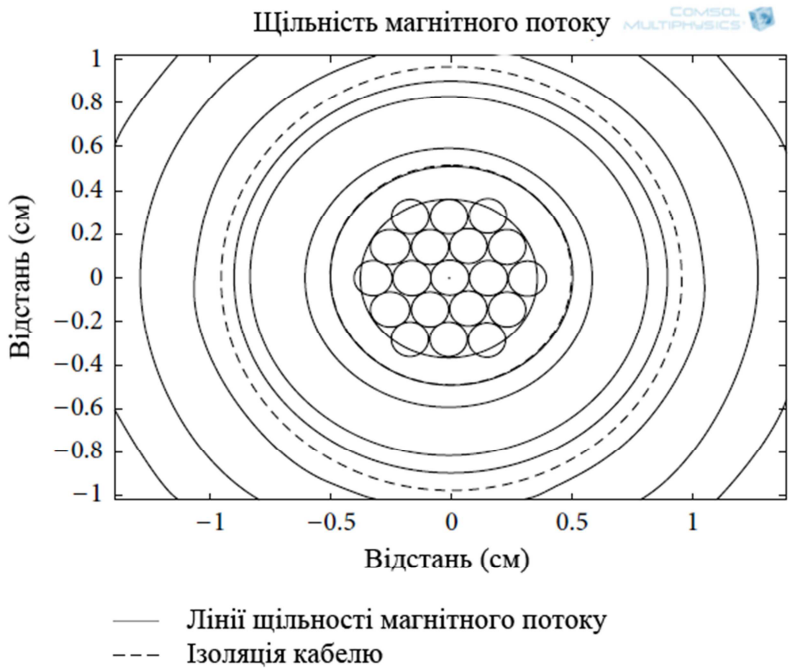


Рис. 2.14. Лінії ЩМП уздовж поперечного перерізу одножильного ізольованого кабелю при амплітуді струму 72А.

У трижильному кабелі кожна жила діаметром 6 мм складається з 7 провідних мідних проводів і шару ізоляції. Три ізольовані жили укладені в ізоляцію основного кабелю, а загальний діаметр кабелю становить 20 мм, як на Рис. 2.15.



Рис. 2.15. Трижильний ізольований кабель для передачі електроенергії.

Також було виконано двовимірний електромагнітний аналіз трижильного кабелю, і на Рис. 2.9 зображено ЩМП, що оточує провідні жили при струмі кабелю 72 А. Високий розподіл ЩМП (2,75 мТл) виникає всередині ізоляції кабелю та поблизу внутрішньої поверхні кабелю. зовнішнє ізоляційне покриття (Рис. 2.16), окрім цих областей, через скасування протилежної полярності ЩМП, розподіл ЩМП є відносно нижчим.

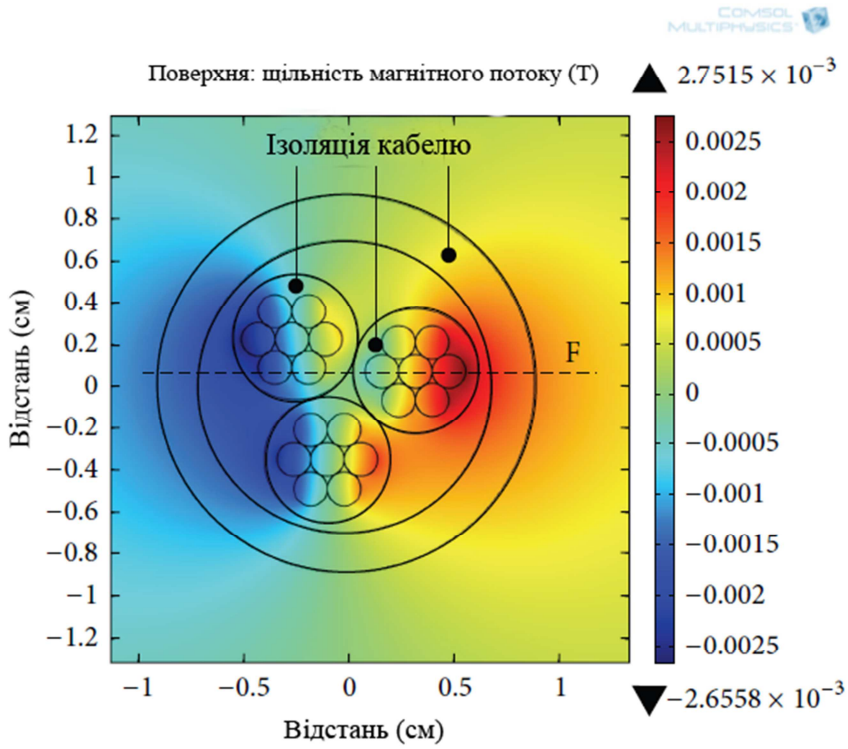


Рис. 2.16. Розподіл ЩМП уздовж поперечного перерізу трижильного кабель на рівні струму 72 А.

При рівнях струму кабелю 12, 30 і 72 А величина ЩМП (вздовж лінії F на Рис. 2.16) як функція відстані представлена на Рис. 2.17. Поблизу центру кабелю кабель демонструє нижчі значення ЩМП, що приписується до скасування протилежної полярності ЩМП у цьому місці. Однак через суперпозицію ліній магнітного поля оптимальні щільності магнітного потоку 0,44, 1,23 і 2,7 мТл доступні всередині ізоляції кабелю (приблизно на радіальній відстані 5,6 мм). Після цього ЩМП значно зменшується і поблизу зовнішньої поверхні кабелю (лінія G на Рис. 2.17), ЩМП 0,21, 0,56 і 1,14 мТл

доступні при поточних рівнях 12, 30 і 72 А, відповідно, що становить приблизно так само, як і у випадку моделювання одножильного кабелю.

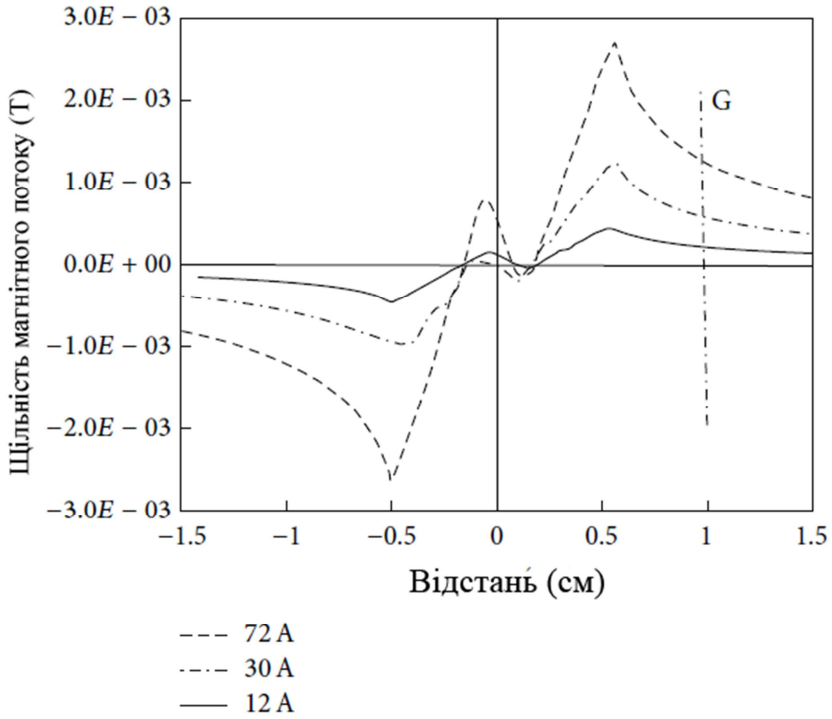


Рис. 2.17. ЩМП як функція радіальної відстані від центру кабелю (лінія F на Рис. 2.16).

На Рис. 2.18 показані лінії ЩМП, що утворюються при пропусканні струму 72 А по трижильному кабелю. У одножильному кабелі (Рис. 2.18) усі лінії ЩМП є круглими та концентричними з круглою периферією кабелю. Однак для трижильного кабелю лінії ЩМП всередині кабелю мають форму з трьома шипами (трикутною), які потім виступають у вигляді концентричних кіл за межами ізоляції кабелю.

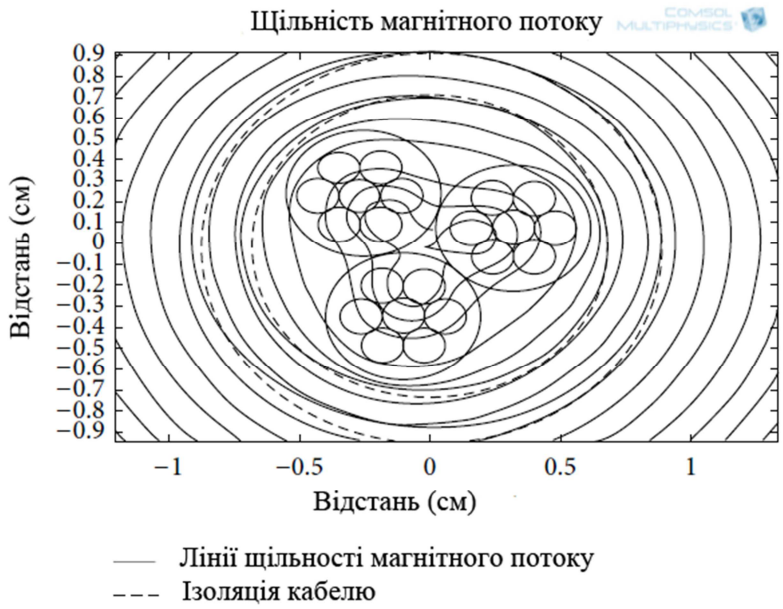


Рис. 2.18. Лінії ЩМП уздовж поперечного перерізу трижильного кабелю на рівні струму 72 А.

2.3. Аналітичне моделювання електродинамічних колекторів енергії.

У силовому кабелі, коли протікає електричний струм, щільність блукаючого магнітного потоку [22, 31], що створюється навколо нього, залежить від струму кабелю I(t), магнітної проникності μ матеріалу серцевини кабелю та радіальної відстані r від центральної лінії кабелю.

$$B_\theta(t) = \frac{\mu I(t)}{4\pi r} \tag{2.28}$$

Невелика зміна

$$dB_\theta(t) = \frac{-\mu I(t)}{4\pi}\frac{1}{r^2}dr \tag{2.29}$$

в щільності магнітного потоку вздовж радіальної відстані dr призводить до рівняння

$$B_\theta(t) = \frac{-\mu I(t)}{4\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r^2} dr \quad (2.30)$$

для щільності паразитного магнітного потоку навколо електричного кабелю в термінах радіальних відстаней r_1 (від центру кабелю до внутрішньої сторони мідної котушки або кільцевої пластини) і r_2 (від центру кабелю до зовнішнього краю мідної котушки або кільцевої пластини).

2.2.1. Аналітичне моделювання для індуктивного колектора енергії

За законом Фарадея індукована напруга

$$V(t) = -N \int \frac{dB_\theta(t)}{dt} dA \quad (2.31)$$

в котушці індуктивного накопичувача енергії можна отримати з щільністю магнітного потоку B, площею окремого витка котушок A і кількістю витків котушки N.

Для котушки колектора зону петлі

$$A = h \int_{r_1}^{r_2} dr \quad (2.32)$$

одного витка котушки можна отримати з висоти котушки h і радіальних відстаней r_1 і r_2.

Підставляючи (2.30) і (2.32) в (2.31), виходить індукована напруга

$$V(t) = -N \frac{\mu}{4\pi} h \frac{dI(t)}{dt} \iint_{r_1}^{r_2} \frac{1}{r^2} dr dr \quad (2.33)$$

в котушці колектора.

Для змінного струму $I(t) = I_0 sin\omega t$ в силовому кабелі (2.33) зводиться до генерації напруги

$$V(t) = -N\omega I_0 \frac{\mu}{4\pi} h \frac{(r_2 - r_1)^2}{r_2 r_1} cos\omega t =$$

$$= -N\omega I_0 \frac{\mu}{4\pi} h \frac{\omega^2}{r_2 r_1} cos\omega t \quad (2.34)$$

з точки зору ширини котушки $\omega = r_2 - r_1$, частоти ω та амплітуди I_0 струму кабелю.

2.2.2. Аналітичне моделювання ємнісного енергетичного колектора.

Між кільцеподібними паралельними пластинами ємнісного накопичувача енергії згортається щільність розсіяного магнітного поля B створює змінне електричне поле E, яке можна отримати з рівняння Максвелла [31]

$$\nabla \times B = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} \quad (2.35)$$

де μ_0 і ϵ_0 — магнітна проникність і діелектрична проникність вільного простору відповідно.

Завихрення

$$\nabla \times B = \frac{1}{r}\left[\frac{\partial}{\partial r}(rB_\theta)\right]\hat{z} \quad (2.36)$$

щільності розсіяного магнітного поля B навколо кабелю та (2.30) дає рівняння

$$\nabla \times B = \frac{-\mu I(t)}{4\pi}\frac{1}{r}\left[\frac{\partial}{\partial r}\left(\int_{r_1}^{r_2}\frac{1}{r}dr\right)\right]\hat{z} = \frac{-\mu I(t)}{8\pi}\left[\frac{1}{r_2^2} - \frac{1}{r_1^2}\right]\hat{z} \quad (2.37)$$

яке, підстановлене в (2.35), забезпечує аналітичну модель змінного електричного поля

$$\frac{\partial E}{\partial t} = \frac{-\mu I(t)}{8\pi\mu_0\epsilon_0}\left[\frac{1}{r_2^2} - \frac{1}{r_1^2}\right]\hat{z} \tag{2.38}$$

між пластинами колектора в перерахунку на радіальну відстань r_1 від центру троса до внутрішньої сторони кільцевої пластини і радіальну відстань r_2 від центру троса до зовнішньої сторони кільцевої пластини.

Для змінного струму $I(t) = I_0 sin\omega t$ інтегрування (2.38) з відповідним часом дає електричне поле

$$E = \frac{-\mu}{8\pi\mu_0\epsilon_0}\left[\frac{1}{r_2^2} - \frac{1}{r_1^2}\right] I_0\omega\cos(\omega t)\hat{z} \tag{2.39}$$

між пластинами колектора як функція часу, яка може бути використана для отримання індукованої напруги

$$V = \frac{E}{g} = \frac{-\mu}{8\pi g\mu_0\epsilon_0}\left[\frac{1}{r_2^2} - \frac{1}{r_1^2}\right] I_0\omega\cos(\omega t)\hat{z} \tag{2.40}$$

для ємнісного накопичувача енергії як функція зазору g між кільцевими пластинами.

РОЗДІЛ 3. ПЕРЕВІРКА ЕКСПЕРИМЕНТУ ТА РЕЗУЛЬТАТ

3.1. Налаштування експерименту

Хоча стрижневий сердечник і I-подібний сердечник можна легко отримати на деяких фабриках магнітних матеріалів, сердечник у формі сітки не може бути легко виготовлений, оскільки його потрібно формувати та вирізати. У цьому експерименті концепція I-образного сердечника була продемонстрована шляхом тестування I-подібного сердечника та стрижня. Пара котушок Гельмгольца, як показано на Рис. 3.1, була створена для генерації однорідного змінного електромагнітного поля для імітації електромагнітного середовища поблизу лінії електропередачі. Діаметр котушки Гельмгольца 1 м, намотування 30 витків мідного дроту. За допомогою змінного струму 120 мАрм, який виводиться функціональним генератором (RIGOL, DG4162), що проходить через котушку Гельмгольца, можна створити щільність магнітного потоку 6,5 мкТрмс.

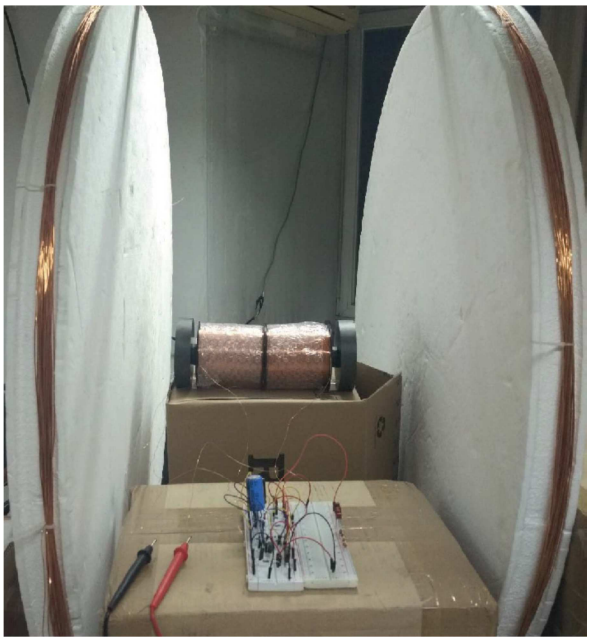


Рис. 3.1 Пара Гельмгольца створена для генерації однорідного змінного електромагнітного поля в лабораторії.

Параметри стрижневого стрижня та I-подібного сердечника наведені в Табл. 3.1. Стержневий сердечник і пара магнітних колекторних пластин виготовляються, як показано на Рис. 3.2. I-подібний сердечник можна

комбінувати з стрижневим сердечником і пластинами. . Розміри сердечників такі ж, як показано на Рис.1.5, а в якості матеріалу серцевини використовується м’який ферит Mn-Zn [36] (μr становить 2300 ± 25% і питомий опір матеріалу 6,5 Ом).

Таблиця 3.1.

Порівняння стрижневого та I-образного колектора енергії.

Тип сердечника	Стержень	I-подібний
Розмір сердечника	D_{in}=3.2см, L=23см	D_{in}=3.2см, L=23см, D_{out}=10.5см, h=2.5см.
Матеріал сердечника	Mn-Zn м'який ферит	
Обмотки	10000/20000/30000/40000	
Діаметр дроту	0,33 мм	
Коефіцієнт заповнення	62,5%	
Розмір котушки	10000 обмоток: D_{in} = 4 см, D_{out} = 5,2 см, L = 9,6 см 20000 обмоток: D_{in} = 4 см, D_{out} = 8 см, L = 9,6 см 30000 обмоток: котушка (1) D_{in} = 4 см, D_{out} = 5,2 см, L = 9,6 см; котушка (2) Din = 4 см, D_{out} = 8 см, L = 9,6 см 40000 обмоток: котушка (1) D_{in} = 4 см, D_{out} = 8 см, L = 9,6 см; котушка (2) D_{in} = 4 см, D_{out} = 8 см; L = 9,6 см	

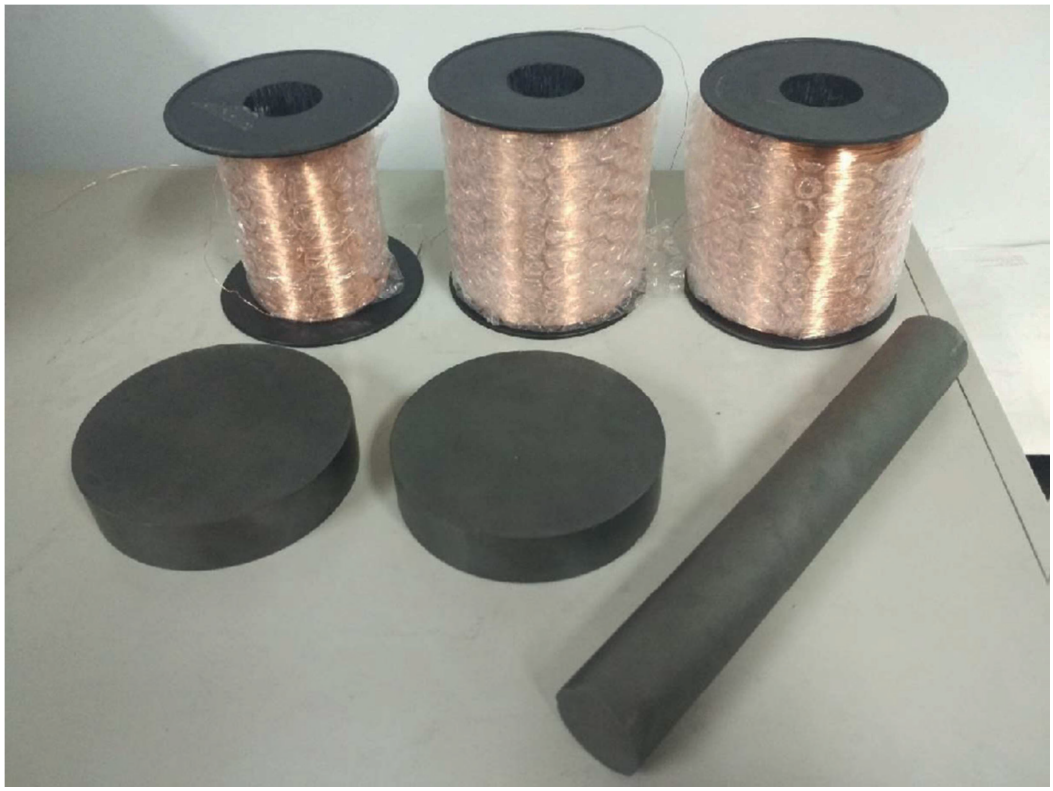


Рис. 3.2. Огляд стрижня, пари магнітних колекторних пластин і трьох котушок з номером обмотки 10000, 20000 і 20000 зліва направо відповідно.

Для зручності намотування дроту вводять три однакові котушки. , їх числа обмоток становлять 10000, 20000 і 20000 відповідно. Діаметр обмотки і питомий опір для мідного дроту становлять 0,33 мм і 0,22 Ом/м відповідно. Розміри котушки показані на Рис. 3.2. Сердечник можна вставити в котушку, яка має відмінну комбінацію, щоб отримати різні номери намотування.

3.2. Результат експерименту

У котушку Гельмгольца вводять два сердечника зі збільшенням числа обмоток і мультиметром вимірюють напругу холостого ходу. Як показано на Рис. 3.3, виміряні значення напруги добре узгоджуються з теоретичними, а виміряна напруга I-образної форми в 2,7 рази перевищує напругу стрижня. Зазначається, що результати експерименту на стрижні дещо вищі за значення моделювання. Це повинно бути в основному викликано початковим діаметром обмотки (4 см), який трохи більше діаметра сердечника (3,2 см),

що призводить до більшого магнітного потоку через котушку. Однак для I-образного сердечника втрата сердечника не враховується під час моделювання, також колекторні пластини не повністю стикаються з обома кінцями стрижня, а на кожній контактній поверхні I-образного стержня є повітряні зазори, що призводить до незначного зниження загальної ефективної проникності та зниженої вимірюваної напруги, ніж теоретичні значення.

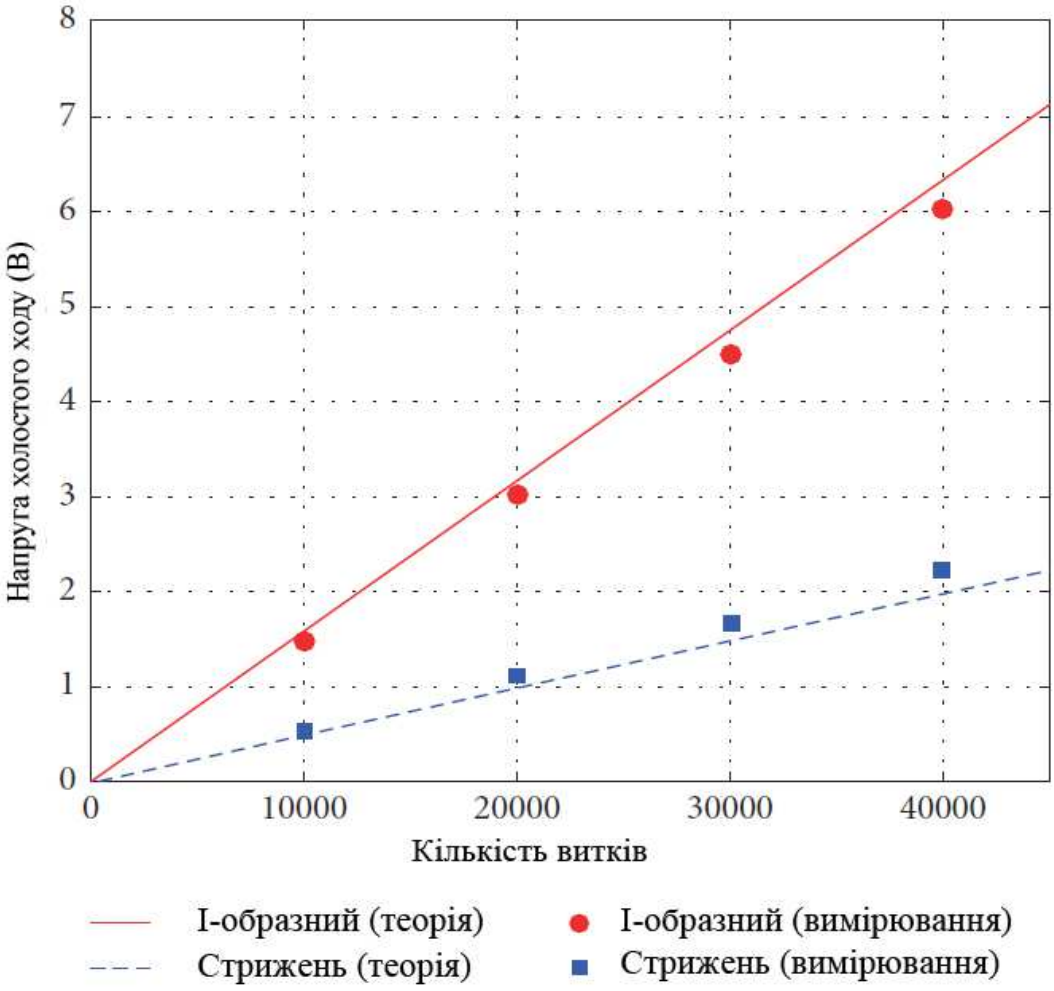


Рис. 3.3. Напруга холостого ходу двох котушок як функція від кількості витків.

Опір міді R_{copper} можна розглядати як опір котушки R_{coil}, коли використовується м’який ферит Mn-Zn. Теоретично мідний дріт можна намотувати від діаметра стрижня (3 см), а довжина інтервалу — це довжина

стрижня (23 см). Однак на практиці мідний дріт намотується від зовнішнього діаметра котушки (4 см), а довжина інтервалу — це внутрішня довжина котушки (9,6 см), що призводить до збільшення опору міді. Як показано на Рис. 3.4, кількість витків 30000 поєднується з котушками на 10000 і 20000. Кількість витків 40000 поєднується з двома однаковими котушками на 20000 оборотів. В результаті R_{copper} збільшується на 40,2%, 50,7%, 27,1% і 20,7% для кількості витків 10000, 20000, 30000 і 40000 відповідно.

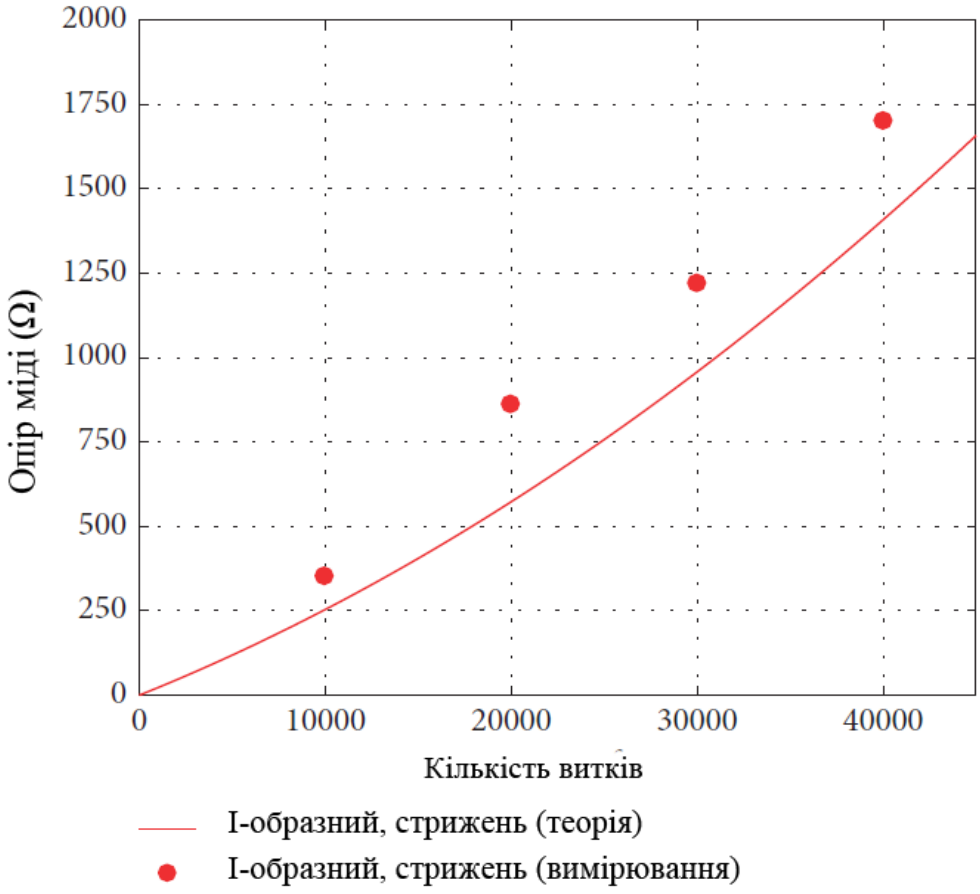


Рис. 3.4. Опір міді двох котушок як функція від кількості витків.

Схема з компенсуючим конденсатором і узгодженим навантаженням побудована для отримання максимальної вихідної потужності для збираючої котушки. З одного боку, в цьому експерименті не вдалося знайти ідеальний компенсуючий конденсатор, який зменшує вимірювану вихідну потужність. З іншого боку, з (2) вихідна потужність прямо пропорційна квадрату напруги холостого ланцюга і обернено пропорційна опору котушки. Як показано на

Рис. 3.5, у цьому експерименті для I-подібного сердечника нижча напруга холостого ланцюга та більший опір міді порівняно з теорією можуть знизити вихідну потужність. В результаті вихідна потужність значно зменшується. Для стрижневого сердечника більша напруга холостого ходу та більший опір міді порівняно з теорією можуть компенсувати вплив на вихідну потужність. Це дозволяє виміряній вихідній потужності добре узгоджуватися з теоретичною.

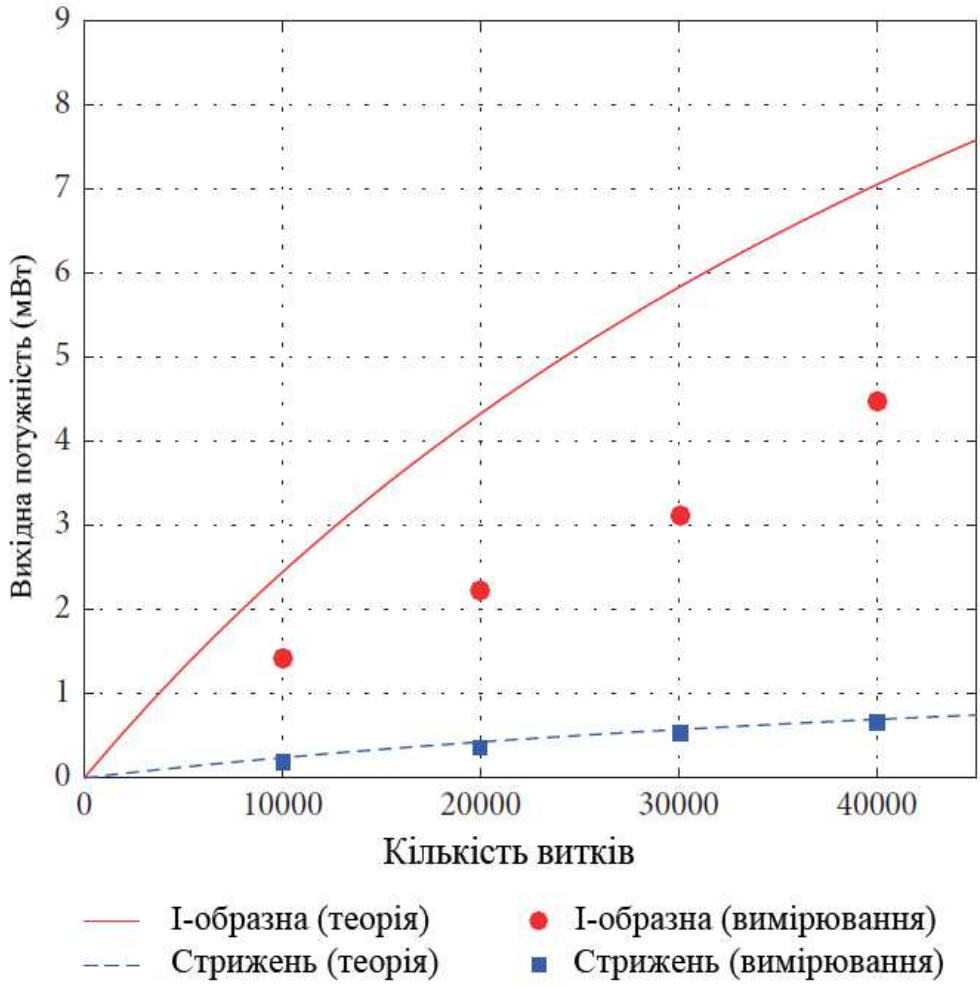


Рис. 3.5. Вихідна потужність двох котушок як функція числа витків.

Однак вихідна потужність I-образного сердечника все ще вище, ніж у звичайного стрижневого сердечника. У цьому випадку виміряна вихідна потужність I-образного (4,5 мВт) у 6,8 разів перевищує потужність стрижня (665 мкВт) з 40000 витків. Крім того, як показано на Рис. 3.6, щільність

потужності I-образної котушки становить 7,28 мкВт/см3 з 40000 витками, що вдвічі більше, ніж у стрижневої котушки в тому ж електромагнітному середовищі.

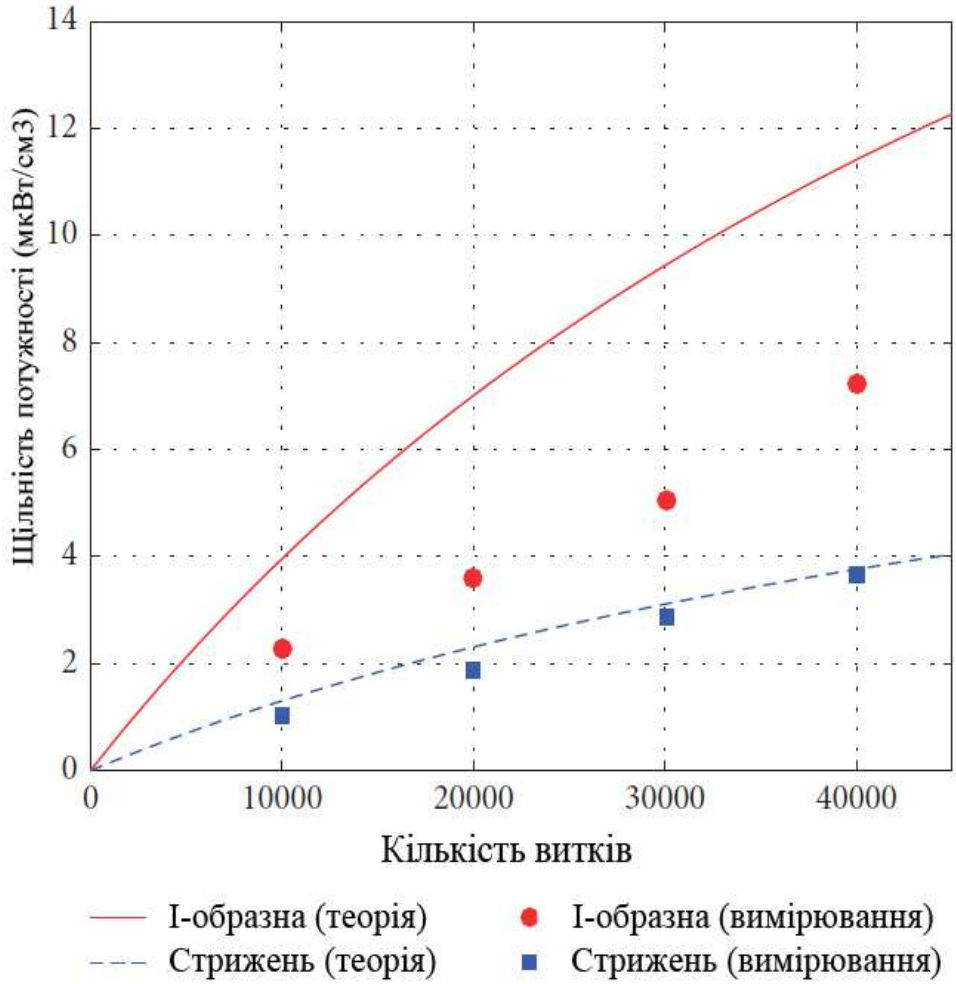


Рис. 3.6. Щільність потужності двох котушок як функція кількості витків.

3.3. Проектування схеми.

Для того, щоб електромагнітний колектор енергії приводив в дію низькоенергетичне навантаження та перевірив особливості I-образної котушки з автономним живленням, як показано на Рис. 3.7, розроблено схему [11, 35], що містить ланцюг накопичувача (частина A), буфер ланцюг (частина B) і навантаження (частина C).

Для ланцюга запам’ятовування (частина A) C1 — компенсуючий конденсатор, C2 — накопичувальний конденсатор (4700 мкФ), а D1 і D2 — діоди Шотткі, які утворюють подвійну схему випрямлення напруги. Для буферної схеми (частина B) стабілітрон D3 забезпечував опорну напругу на негативний вхід компаратора струму (LT1017). R2, R3, R4, R5 і R8 є резисторами зниження напруги. R1, R6 і R7 є захисними резисторами. Q1 і Q2 - це перемикачі MOSFET.

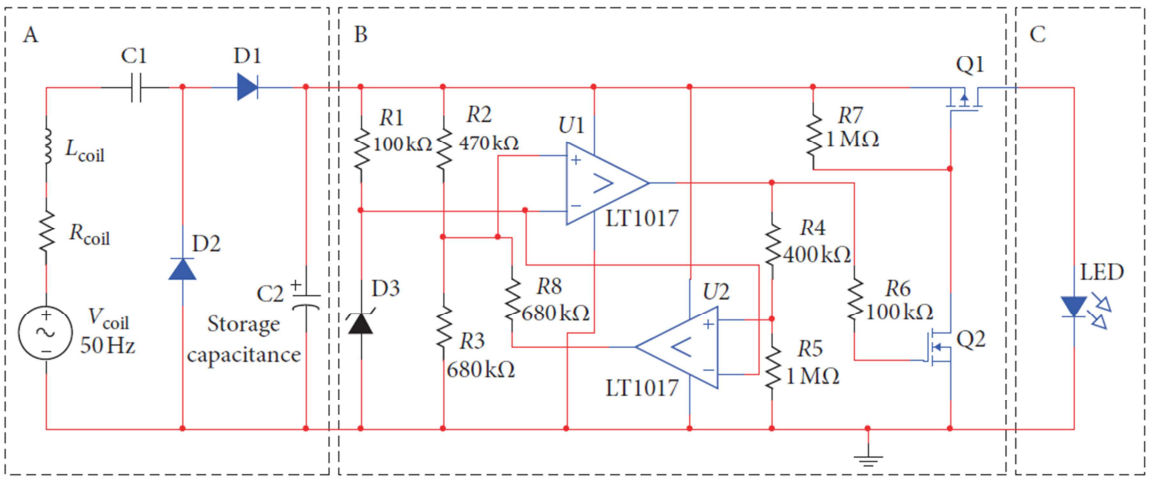


Рис. 3.7. Еквівалентна схема комплектного окремо стоячого електромагнітного колектора енергії.

Випробувальна схема проілюстрована на Рис. 3.8. В якості тестового колектора використовується I-подібна котушка з 40000 витків, її максимальна вихідна потужність в експерименті становить 4,5 мВт. Коли навантаженням є потужний червоний світлодіод, він періодично світився, напруга C2 зросла з 2,1 В (UL) до 4,0 В (UH) через період 14 с, це відповідає енергії E = 0,5C2 ($UH^2 - HL^2$) = 27,2 мДж, а час світіння світла близько 0,2 с. Середня потужність може становити до 136 мВт. Ця конструкція може бути використана для живлення датчиків, які потребують високої робочої потужності. Коли навантаженням є ще один малопотужний червоний світлодіод, він продовжував світитися, і напруга C2 стабілізувалася на рівні

4,0 В (UR), а струм навантаження стабілізувався в 0,6 мА (UR), що показано на Рис. 3.4. Таким чином, споживана потужність світлодіодного світла становить 2,4 мВт, а ефективність усієї схеми становить близько 53%.



Рис. 3.8. Справжня тестова схема, призначена для керування малопотужним червоним світлодіодом, мультиметри використовувалися для вимірювання напруги та струму світлодіода.

РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЗАСТОСУВАННЯ.

У цьому експерименті виміряні значення напруги I-образної котушки добре узгоджуються з змодельованими, що підтверджує концептуальну модель, розглянуту в попередньому розділі. I-подібна котушка з 40000 витками може отримувати максимальну вихідну потужність 4,5 мВт, коли щільність зовнішнього магнітного потоку досягає 6,5 μTrms, чого може бути достатньо для безперервного керування невеликим малопотужним бездротовим датчиком [37]. В експерименті магнітне поле було згенеровано котушкою Гельмгольца. Щоб переконатися, що схема буде працювати для практичних застосувань, генероване поле в експерименті вибирається трохи нижче реального магнітного поля землі. Якщо енергії, зібраної в експерименті, достатньо для живлення пристрою, насправді магнітне поле землі трохи сильніше, і зібраної енергії має бути достатньо для живлення того самого пристрою. Оскільки мідні дроти намотуються від зовнішнього діаметра котушки (4 см) замість діаметра стрижня (3 см), опір міді збільшився, а фактична вихідна потужність зменшилася приблизно на 20%. Але з іншої точки зору, I-подібну котушку, яка поєднується з парою пластин колектора магнітного потоку, стрижнем і деякими котушками, легше зробити та зібрати, щоб задовольнити фактичну потребу в енергії. I-подібний сердечник, розроблений та випробуваний у цій роботі, порівнюється з кількома існуючими конструкціями електромагнітних колекторів енергії та у Табл. 4.1 перелічено їх ключові параметри, включаючи довжину, кількість обмоток, діаметр дроту, рівень щільності магнітного потоку, максимальну вихідну потужність та щільність потужності.

Таблиця 4.1.

Порівняння різних конструкцій енергетичного колектора з існуючих досліджень і запропонованого I-подібного колектора.

Параметр	Bow-tie	Стрижень	Гвинтові	I-образні
Довжина	15см	50см	15см	28см
Щільність магнітного потоку	7 μTRMS	7 μTRMS	7 μTRMS	7 μTRMS
Кількість обмоток	40000	40000	2000	40000
Діаметр дроту	0,14мм	Невідомо	0,4мм	0,33мм
Максимальна вихідна потужність	360 мкВт	833 мкВт	2,86 мВт	5,2 мВт
Щільність потужності	1,86 мкВт/см3	0,12 мкВт/см3	9,8 мкВт/см3	8,4 мкВт/см3

Також було проведено тест, щоб оцінити чутливість конструкції до фізичного обертання енергетичного колектора проти лінії електропередачі. При вертикальному повороті комбайна на 45° вихідна напруга падає на 10%. При вертикальному повороті комбайна на 90° напруга падає на 75%. При горизонтальному повороті комбайна на 45° вихідна напруга падає на 10%. Напруга падає на 85%, якщо комбайн повернути вертикально на 90°. Це вказує на те, що комбайн має дуже стабільну продуктивність відносно зміщення.

Коли колектор розташовується ближче або далі від лінії електропередачі, щільність магнітного поля буде різною, тому зібрана потужність буде різною в результаті. Оскільки повітряна лінія електропередачі розташована над землею, чим вище розміщений енергетичний колектор над землею, це означає, що енергетичний колектор знаходиться ближче до лінії електропередач; отже, магнітне поле вище. Але зазвичай протягом перших кількох метрів ефект відносно невеликий. Наприклад, для стандартної повітряної лінії електропередачі (400 кВ L12)

рівень магнітного поля оцінюється на висоті 1м/2м над землею, а також на рівні землі в [39]. Можна помітити, що при збільшенні висоти від рівня землі до 1 м і 2 м над землею відповідне магнітне поле становить 5 мкТл, 6 мкТл і 7 мкТл відповідно. Результати в роботі ґрунтуються на магнітному полі 6,5 мкТл, що представляє місце на висоті приблизно 1,5 м над землею. Зібрана потужність на різних відстанях від джерела живлення/лінії зазвичай пропорційна квадрату рівня магнітного поля.

Тому для збільшення вихідної потужності для зовнішнього стану I-подібну котушку слід розташувати в положенні ближче до лінії електропередачі або підстанції для збільшення зовнішньої щільності магнітного потоку. Ефективність всієї схеми збирання енергії можна підвищити, вибравши більш відповідний опір навантаження [38]. Оскільки окремо стояча I-подібна котушка може бути встановлена на пілоні, вага та розмір колектора можна відповідно збільшити в певному діапазоні. Для самої котушки пара більших пластин і довший внутрішній стрижень можуть знизити коефіцієнт розмагнічування і значно збільшити ефективну проникність, а кількість обмоток для котушок і кількість I-образних котушок можна збільшити. Крім того, інтеграція енергії з кількох джерел є ще одним кращим способом живлення датчика, і він може інтегрувати електромагнітну енергію та сонячну енергію для досягнення додаткових переваг різних джерел енергії, щоб постачання було більш стабільним.

Розглянуто приклад автоматичної метеостанції, яка складається з трьох частин: датчиків (80 мВт), збірника даних (70 мВт) і модуля зв’язку (500 мВт). Його загальна необхідна потужність становить близько 650 мВт. Якщо I-подібну котушку з 40000 витків, яка перевіряється в цьому експерименті, розмістити на 2 метри нижче повітряних ліній електропередачі 400KVrms, 500Arms, L12, зовнішня щільність магнітного потоку для I-образної котушки може досягати 20,5 μTrms, що призводить до максимального вихідна потужність збільшується до 44,8 мВт. Тому автоматична метеостанція може

працювати кожні 15 хвилин, якщо для моніторингу, запису та надсилання даних потрібно максимум 1 хвилина.

І-подібну котушку порівняли з іншими нещодавно зареєстрованими конструкціями. Юань та ін. запропонував дві спеціальні конструкції форми серцевини, включаючи форму краватки-метелика та спіральну форму, як наведено в таблиці 3, і обидві конструкції було важко виготовити [28, 29]. Намотати дроти на гвинтову котушку було непросто, а витки обмотки були обмежені її структурою. Максимальна розрахункова вихідна потужність їх гвинтового сердечника становила 2,86 мВт, коли його помістили в щільність магнітного потоку 7 мкТрмс; щільність потужності гвинтового сердечника становила 9,8 мкВт/см3. Якщо І-подібну котушку, розроблену в цьому документі, помістити в те саме зовнішнє магнітне середовище, вихідна потужність становитиме 5,2 мВт, а щільність потужності становитиме 8,4 мкВт/см3, що забезпечує більш високу потужність і подібну щільність потужності, і це може легше виготовляти та збирати. У порівнянні з І-образною котушкою пропонується більш високоефективна котушка сітчастої форми. Його вага легше, але кількість енергії, що збирається, майже така ж. Якщо І-подібний сердечник замінити сердечником у формі сітки з такою ж вагою, щільність потужності може бути збільшена більш ніж на 160% з моделюванням і досягти 21,8 мкВт/см3 за прогнозом, коли його помістити в щільність магнітного потоку 7 μTrms, що в 2 рази більше, ніж у конструкції сердечника гвинтової форми.

Тривалість життя батарей, які живлять системи датчиків, стає вузьким місцем у багатьох програмах. Батареї часто вистачає на 3 роки. Замінити батареї вручну для всієї мережі – це трудомістко і дорого. Термін служби пропонованих електромагнітних комбайнів значно довший. Електромагнітні енергійні колектори можуть стабільно працювати в будь-яких погодних умовах, а термін їх служби становить до 20 років.

ВИСНОВКИ

Мета та задачі, поставлені в цій роботі, були виконані. А саме:

- Синтезуючи попередні дослідження окремо стоячих індукційних котушок, у цій роботі були запропоновані нові методи проектування, для зібрання більшої кількості електромагнітної енергії, зменшення втрат магнітного сердечника.
- Запропоновано більш ефективний шлях розробки окремо стоячих електромагнітних збирачів енергії. Магнітне поле в запропонованому I-подібному сердечнику можна значно збільшити, а коефіцієнт розмагнічування значно зменшити. Таким чином, можна отримати більше енергії.
- Розроблено високоефективне сітчасте ядро. У порівнянні з I-подібним сердечником, його вага легша, а потужність більше.
- Проведено обчислювальний експеримент для розрахунку параметрів колектора електромагнітної енергії

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

[1] R. Madlener and Y. Sunak, “Impacts of urbanization on urban structures and energy demand: what can we learn for urban energy planning and urbanization management?” Sustainable Cities and Society, vol. 1, no. 1, pp. 45–53, 2011.

[2] A. S. Meliopoulos, G. Cokkinides, R. Huang et al., “Smart grid technologies for autonomous operation and control,” IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 2, no. 1, pp. 1–10, 2011.

[3] M. M. I. Bhuiyan, P. Musilek, J. Heckenbergerova, and D. Koval, Evaluating @ermal Aging Characteristics of Electric Power Transmission Lines, CCECE 2010, Calgary, AB, USA, 2010.

[4] I. Albizu, E. Fernandez, A. Mazon, J. Bengoechea, and E. Torres, “Hardware and software architecture for overhead line rating monitoring,” IEEE Trondheim, vol. 2011, pp. 1–6, 2011.

[5] D. Zhang, W. Li, and X. Xiong, “Overhead line preventive maintenance strategy based on condition monitoring and system reliability assessment,” IEEE Transactions on Power Systems, vol. 29, no. 4, pp. 1839–1846, 2014.

[6] V. C. Gungor, B. Lu, and G. P. Hancke, “Opportunities and challenges of wireless sensor networks in smart grid,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 10, pp. 3557–3564, 2010.

[7] R. J. M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, and R. Mertens, “Micropower energy harvesting,” Solid-State Electronics, vol. 53, no. 7, pp. 684–693, 2009.

[8] R. Moghe, Y. Yang, F. Lambert, and D. Divan, “A scoping study of electric and magnetic field energy harvesting for wireless sensor networks in power system applications,” IEEE, vol. 2009, pp. 3550–3557, 2009.

[9] F. Guo, H. Hayat, and J. Wang, “Energy harvesting devices for high voltage transmission line monitoring,” IEEE, vol. 2011, pp. 1–8, 2011.

[10] N. Grid, “On-line calculator | EMFs.info, ”2017.

[11] H. Kim, D. Choi, S. Gong, and K. Park, “Stray electric field energy harvesting technology using MEMS switch from insulated AC power lines,” Electronics Letters, vol. 50, no. 17, pp. 1236–1238, 2014.

[12] N. M. Roscoe and M. D. Judd, “Harvesting energy from magnetic fields to power condition monitoring sensors,” IEEE Sensors Journal, vol. 13, no. 6, pp. 2263–2270, 2013.

[13] H. Zangl, T. Bretterklieber, and G. Brasseur, “Energy harvesting for online condition monitoring of high voltage overhead power lines,” 2008.

[14] J. P. Amaro, F. J. Ferreira, R. Cortesão, and J. Landeck, “Energy harvesting for zigbee compliant wireless sensor network nodes,” 2012.

[15] F. U. Khan, “Energy harvesting from the stray electromagnetic field around the electrical power cable for smart grid applications,” @e Scientific World Journal, vol. 2016, p. 1, 2016.

[16] M. P. dos Santos, D. A. Vieira, Y. P. Rodriguez, C. P. de Souza, T. O. De Moraes, and R. C. Freire, “Energy harvesting using magnetic induction considering different core materials,” 2014.

[17] J. D. Boles, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, T. A. Burress, C. W. Ayers, and J. A. Baxter, “Inductive power harvesting for a touchless transmission line inspection system,” 2016.

[18] J. Moon, J. Donnal, J. Paris, and S. B. Leeb, “VAMPIRE: A magnetically self-powered sensor node capable of wireless transmission,” 2013.

[19] J. Moon and S. B. Leeb, “Analysis model for magnetic energy harvesters,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 8, pp. 4302–4311, 2015.

[20] T. Taithongchai and E. Leelarasmee, “Adaptive electromagnetic energy harvesting circuit for wireless sensor application,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 1, pp. 278–281, 2010.

[21] R. H. Bhuiyan, R. A. Dougal, and M. Ali, “A miniature energy harvesting device for wireless sensors in an electric power system,” IEEE Sensors Journal, vol. 10, no. 7, pp. 1249–1258, 2010.

[22] R. Moghe, F. C. Lambert, and D. Divan, “Smart“ Stick-on ”sensors for the smart grid,” IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 3, no. 1, pp. 241–252, 2012.

[23] J. Van Schalkwyk and G. Hancke, “Energy harvesting for wireless sensors from electromagnetic fields around overhead power lines,” 2012.

[24] G. Liu, P. Ci, and S. Dong, “Energy harvesting from ambient low-frequency magnetic field using magneto-mechano-electric composite cantilever,” Applied Physics Letters, vol. 104, no. 3, 2014.

[25] L. Feler, M. Rigoni, H. Santos et al., “A system for harvesting energy from stray magnetic fields,” Sensing and Imaging, vol. 16, no. 1, pp. 1–13, 2015.

[26] K. Tashiro, H. Wakiwaka, S. Inoue, and Y. Uchiyama, “Energy harvesting of magnetic power-line noise,” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 10, pp. 4441–4444, 2011.

[27] M. Zhu, M. Judd, and P. Moore, “Energy harvesting in substations for powering autonomous sensors,” 2009.

[28] S. Yuan, Y. Huang, J. Zhou, Q. Xu, C. Song, and P. Thompson, “Magnetic field energy harvesting under overhead power lines,”

EEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6191–6202, 2015.

[29] S. Yuan, Y. Huang, J. Zhou, Q. Xu, C. Song, and G. Yuan, “A high-efficiency helical core for magnetic field energy harvesting,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 7, pp. 5365–5376, 2017.

[30] P. Ripka, Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House, Boston, MA, USA, 2001.

[31] Conductivity of Metals Sorted by Resistivity, 2017, http://eddycurrent.com/conductivity-of-metals-sorted-by-resistivity/.

[32] Anhui Wuhu Junhua Technology Material co., The Iron-Based Nanocrystalline Alloy Compared with Basic Magnetic Ferrite, 2017, http://genhwa.cn/en/info.asp?second_id=3010.

[33] Ferroxcube Material, ”2017, http://www.ferroxcube.com/ FerroxcubeCorporateReception / material / action.do? Action = gotoPage & pageType = _en & pageName = material-1.

[34] V. Dyo, T. Ajmal, B. Allen, D. Jazani, and I. Ivanov, “Design of a ferrite rod antenna for harvesting energy from medium wave broadcast signals,” @e Journal of Engineering, vol. 2013, no. 12, pp. 89–96, 2013.

[35] H. Shirai, H. Mitamura, N. Arai et al., “Study of energy harvesting from low-frequency vibration with ferromagnetic powder and non-magnetic fluid,” Plasmonics, vol. 15, pp. 559–571, 2020.

[36] Mn-Zn ferrite for high power material list of PC40, 2017, http://ferrite.com.ua/power_cores/images/tdk_pc40_pc47.pdf.

[37] Wireless 2 Channel Analog Input Sensor Node, 2017, http://www.microstrain.com/sites/default/files/sg-link_oem_lxrs_datasheet_8400-0051.pdf.

[38] N. M. Roscoe and M. D. Judd, “Optimization of voltage doublers for energy harvesting applications,” IEEE Sensors Journal, vol. 13, no. 12, pp. 4904–4911, 2013.

[39] http://www.emfs.info/sources/overhead/factors/height/.