

Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського"
Міністерство освіти і науки України

Національний авіаційний університет
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Витяганець Андрій Іванович

УДК 621.372

ДИСЕРТАЦІЯ

Магніторезистивний перетворювач активної потужності в радіотехнічних системах

05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи
17 – електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання
ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на
відповідне джерело _____ А.І. Витяганець

Науковий керівник Зіньковський Юрій Францевич, доктор технічних
наук, професор

КИЇВ – 2018

АНОТАЦІЯ

Витяганець А.І. Магніторезистивний перетворювач активної потужності в радіотехнічних системах. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.17 «Радіотехнічні та телевізійні системи» (017 – Електроніка та телекомунікації). – Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", МОН України, Київ, 2017.

Головний науковий результат роботи – вирішення актуальної науково-технічної задачі, що пов'язана з обґрунтуванням та розробкою перетворювача середніх частот для визначення та постійного контролю за активною потужністю в лінії передачі в реальному часі на основі аномального ефекту Холла і анізотропії магнітоопору в тонких феромагнітних плівках, які не достатньо досліджені в широкому діапазоні середніх частот для технологічного процесу.

Метою дисертаційної роботи є теоретичне і експериментальне дослідження тонкоплівкових магніторезистивних перетворювачів активної потужності середніх частот на основі феромагнітних плівок.

В роботі отримано такі наукові результати:

1. Розроблена математична модель магніторезистивного перетворювача активної потужності.
2. Встановлено, що розроблений модульований режим роботи перетворювача дозволяє повністю знівелювати зовнішній магнітний вплив споживачів струму за рахунок модуляції меандром вхідних сигналів, покращити масогабаритні характеристики перетворювача.
3. Доведена залежність вихідного сигналу перетворювача від комплексного навантаження у лінії передачі і виявлений вплив співвідношення між активною і реактивною потужностями на похибку перетворювача.

4. Створено алгоритми і обчислювальні процедури, що дозволяють аналізувати та зменшити вплив реактивних елементів перетворювача, зменшивши масогабаритні параметри перетворювача.

Розроблений магніторезистивний перетворювач здатний бути застосованим в галузях, де використовується електромагнітна енергія в технологічних процесах для контролю за енергетичними параметрами:

1. Для радіотехнічної промисловості при налагодженні радіостанцій, ретрансляторів.
2. Для медицини, при вимірюванні «на місці» недорогим і надійним вимірювальним перетворювачем активної потужності середньовипроміненої аплікатора прохідної потужності різних рівнів і розсіяної в тканині при діатермії.
3. Результати, що стосуються розробки вузлів і режимів роботи перетворювача, використані у курсі «Комп'ютерне проектування електронних апаратів» при підготовці спеціалістів за спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» в КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Створений інтерфейс магніторезистивного перетворювача активної потужності, який дає змогу контролювати активну потужність в лініях передачі з різними ступенями неузгодженості.

Запропонований режим роботи перетворювача активної потужності дозволив: зняти обмеження на частоту вимірювального низькочастотного сигналу, включаючи постійний струм; перенести вимірювання активної потужності на значно вищу тактову частоту; захистити магніторезистивний перетворювач від впливу зовнішніх магнітних полів.

Розроблені і досліджені вимірювальні перетворювачі активної потужності впроваджені в підприємствах та організаціях.

Ключові слова: магніторезистивні ефекти, феромагнітна плівка, електромагнітне поле, намагніченість, лінія передачі, активна потужність, вимірювання «in situ».

Список публікацій здобувача

1. **Витяганець А. І.**, Вунтесмері В. С. Засоби вимірювання активної потужності на низьких та середніх частотах «in situ» // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2007. Вип. 34. С. 112–118.
2. Вунтесмері В. С., **Витяганець А. І.** Исследование частотной характеристики магниторезистивного измерительного преобразователя активной мощности низких частот // Известия вузов. Серия «Радиоэлектроника». (НТУУ «КПИ»). 2007. № 12. С. 45–48.
Існує переклад: Vountesmeri V. S., **Vytyaganets A. I.** Frequency response investigation of magnetoresistive low frequency active power measuring transducer // Radioelectronics and Communications Systems. 2007. Vol. 50. P. 680–682.
3. Вунтесмері В. С., **Витяганець А. І.** Низькочастотне розширення діапазону роботи магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Наукові вісті НТУУ «КПІ». 2008. № 4. С. 16–19.
4. Вунтесмері В. С., **Витяганець А. І.** Дослідження наявних магніторезистивних ефектів та особливостей реалізації пристроїв на їх основі // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2008. Вип. 37. С. 97–101.
5. Вунтесмері В. С., **Витяганець А. І.** Підвищення ефективності магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності // Електроніка та зв'язок (НТУУ «КПІ» та КВІУЗ). 2008. № 6. С. 38–41.
6. Вунтесмері В. С., Смолянінов В. Г., **Витяганець А. І.** Засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2009. Вип. 38. С. 73–78.
7. **Витяганець А.І.** Інтерфейс магніторезистивного перетворювача активної потужності // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2009. Вип. 39. С. 113–117.

8. Vountesmeri V., Vytiaganets A. A mathematical model of measuring transformer of active power of middle frequencies [Electronic resource] // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2010) : article of the report (Lviv, 23–27 Feb. 2010). Lviv, 2010. 1 electron. opt. disk (CD-ROM).
9. Іларіонов О. Є., Витяганець А. І. Огляд платформ хмарних обчислень // Сучасні тенденції розвитку інформаційних технологій : зб. наукових праць. К. : УН-Т «КРОК», 2013. Вип. 2. С.95-100.
10. Витяганець А. І. Використання тонких магнітних плівок у вимірювальних магніторезистивних перетворювачах активної потужності // Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. 2017. Випуск 3/2017 (104), частина 1. С. 9 – 13.
11. Зінковський Ю. Ф., Витяганець А. І. Моделювання структури чутливого елемента магніторезистивного перетворювача // Технології і конструювання в радіоапаратурі.
12. Зінковський Ю. Ф., Витяганець А. І. Статистична обробка результатів вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2017. Випуск 4 (251). С. 239 – 242.
13. Вунтесмері В. С., Витяганець А. І. Спосіб низькочастотного розширення роботи вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот : пат. 71169 Україна ; заявл. 16.11.11 ; опубл. 10.07.12, Бюл. № 13.
14. Витяганець А. І. Широкополосний магніторезистивний вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот // Радиоелектроника и молодежь в XXI веке : тезисы докл. (Харьков, 10–12 апр. 2007). Харьков, 2007. С. 334.
15. Витяганець А. І. Математична модель магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2007» : тезисы докл. (Севастополь, 16–21 апр. 2007). Севастополь, 2007. С. 245.

16. Смолянинов В. Г., **Вытяганец А. И.** Магниторезистивный измерительный преобразователь с полупроводниковым управлением // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2008» : тезисы докл. (Севастополь, 21–25 апр. 2008). Севастополь, 2008. С. 305.
17. Vountesmeri V. S., Smolianinov V. G., **Vytiaganets A. I.** Magneto-resistive measuring transformer of active power // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo'2008): abstract of the report (Sevastopol, 08–12 Sept. 2008). Sevastopol, 2008. P. 688–689.
18. Смолянинов В. Г., **Вытяганец А. И.** Анализ и расчет сигналов управления магниторезистивным преобразователем активной мощности // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2009» : тезисы докл. (Севастополь, 20–25 апр. 2009). Севастополь, 2009. С. 193.
19. **Вытяганец А. И.** Дослідження похибок вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Радіоелектроніка у ХХІ столітті : тези доповіді (Київ, 02–03 квітня 2009). Київ, 2009. С. 57–59.
20. **Vytiaganets A. I.** Investigation of reaction transformer active power to the complex load // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2010) : abstract of the report (Lviv, 23–27 Feb. 2010). Lviv, 2010. P. 109.
21. Зінковський Ю. Ф., **Вытяганец А. И.** Фізико-топологічна модель магніторезистивного перетворювача // Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні електротехнічні та енергетичні системи MEES-2017» : тези доповіді (Кременчук, 15-17 листопада 2017). Кременчук, 2017. С. 57–59.
22. Zinkovsky Yu. F., Vytiaganets A. I. Magneto-resistive transformer on thin films // Electronics and Control Systems. 2018. Vol. 2(56). P. 18-23.

ANNOTATION

Vytiaganets A.I. Magneto-resistive converter of active power in radio engineering systems. – Qualification scientific work with the manuscript copyright.

The thesis for a candidate of technical science degree in speciality 05.12.17 – «Radio Engineering and Television Systems» (017 – Electronics and Telecommunications). – National Technical University of Ukraine «Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2017.

The actual solution of scientific and technical problem that relates to the research and develop middle frequency range converter for the determination and continuous controlling of active power in the transmission line in real time, based on the anomalous Hall effect and magneto-resistive anisotropy in thin ferromagnetic films is the main scientific result of the work.

The purpose of this study is theoretical and experimental research of magneto-resistive thin film converters of active power of middle frequency range based on ferromagnetic films.

The following scientific results were obtained in the work:

1. The developed mathematical model of the magneto-resistive converter of active power.
2. It is established that the developed modulated mode of operation of the converter allows to completely eliminate the external magnetic impact of current consumers due to the modulation of the input signal, to improve the mass size characteristics of the converter.
3. The dependence of the output signal of the converter on the complex load in the transmission line is proved and the influence of the ratio between the active and reactive power on the converter error is detected.
4. Algorithms and computational procedures, which allow to analyze and reduce the influence of the reactive elements of the converter, reducing the mass size parameters of the converter are developed.

The developed magnetoresistive converter can be applied in the fields where electromagnetic energy is used in technological processes for control over energy parameters:

1. For the radio industry with tuned radio stations, retranslators.
2. For medicine, when measuring "in situ" an inexpensive and reliable measuring converter of active power of the medium sized applicator of passage power of different levels and scattered in the tissue during diathermy.
3. Results related to the development of nodes and modes of operation of the converter, used in the course "Computer Design of Electronic Devices" in the training of specialists in specialty 172 "Telecommunications and Radio Engineering" in the Igor Sikorsky Kiev Polytechnic Institute.

The interface of the magnetoresistive converter of active power is created, which allows to control the active power in transmission lines with different degrees of inconsistency.

Proposed mode of operation of the converter active power allowed: to lift restrictions on the frequency of measuring low frequency signal, including constant current, active power measurements transfer on much higher clock speed, to protect the magnetoresistive converter from external magnetic fields.

Developed and investigated converters active power implemented in organizations.

Key words: magnetoresistive effects, ferromagnetic film, magnetic fields, magnetization, transmission line, the active power measurement «in situ».

List of publications of the applicant:

1. **Витяганец А. І.**, Вунтесмері В. С. Засоби вимірювання активної потужності на низьких та середніх частотах «in situ» // Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2007. Вип. 34. С. 112–118.
2. Вунтесмери В. С., **Витяганец А. І.** Исследование частотной характеристики магниторезистивного измерительного преобразователя активной мощности низких частот // Известия вузов. Серия «Радиоэлектроника». (НТУУ «КПИ»). 2007. № 12. С. 45–48.

- Існує переклад: Vountesmeri V. S., Vytyaganets A. I. Frequency response investigation of magnetoresistive low frequency active power measuring transducer // *Radioelectronics and Communications Systems*. 2007. Vol. 50. P. 680–682.
3. Вунтесмері В. С., Витяганець А. І. Низькочастотне розширення діапазону роботи магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // *Наукові вісті НТУУ «КПІ»*. 2008. № 4. С. 16–19.
 4. Вунтесмері В. С., Витяганець А. І. Дослідження наявних магніторезистивних ефектів та особливостей реалізації пристроїв на їх основі // *Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2008. Вип. 37. С. 97–101.
 5. Вунтесмері В. С., Витяганець А. І. Підвищення ефективності магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності // *Електроніка та зв'язок (НТУУ «КПІ» та КВІУЗ)*. 2008. № 6. С. 38–41.
 6. Вунтесмері В. С., Смолянінов В. Г., Витяганець А. І. Засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності // *Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2009. Вип. 38. С. 73–78.
 7. Витяганець А.І. Інтерфейс магніторезистивного перетворювача активної потужності // *Вісник НТУУ «КПІ». Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. 2009. Вип. 39. С. 113–117.
 8. Vountesmeri V., Vytiaganets A. A mathematical model of measuring transformer of active power of middle frequencies [Electronic resource] // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2010) : article of the report (Lviv, 23–27 Feb. 2010)*. Lviv, 2010. 1 electron. opt. disk (CD-ROM).
 9. Іларіонов О. Є., Витяганець А. І. Огляд платформ хмарних обчислень // *Сучасні тенденції розвитку інформаційних технологій : зб. наукових праць*. К. : Ун-т «КРОК», 2013. Вип. 2. С.95-100.

10. **Витяганець А. І.** Використання тонких магнітних плівок у вимірювальних магніторезистивних перетворювачах активної потужності // Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. 2017. Випуск 3/2017 (104), частина 1. С. 9 – 13.
11. Зіньковський Ю. Ф., **Витяганець А. І.** Моделювання структури чутливого елемента магніторезистивного перетворювача // Технології і конструювання в радіоапаратурі. 2017.
12. Зіньковський Ю. Ф., **Витяганець А. І.** Статистична обробка результатів вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2017. Випуск 4 (251). С. 239 – 242.
13. Вунтесмері В. С., **Витяганець А. І.** Спосіб низькочастотного розширення роботи вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот : пат. 71169 Україна ; заявл. 16.11.11 ; опубл. 10.07.12, Бюл. № 13.
14. **Витяганець А. І.** Широкополосний магніторезистивний вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот // Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке : тезисы докл. (Харьков, 10–12 апр. 2007). Харьков, 2007. С. 334.
15. **Витяганець А. І.** Математична модель магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2007» : тезисы докл. (Севастополь, 16–21 апр. 2007). Севастополь, 2007. С. 245.
16. Смолянинов В. Г., **Витяганець А. І.** Магніторезистивний измерительный преобразователь с полупроводниковым управлением // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2008» : тезисы докл. (Севастополь, 21–25 апр. 2008). Севастополь, 2008. С. 305.
17. Vountesmeri V. S., Smolianinov V. G., **Vytiaganets A. I.** Magneto-resistive measuring transformer of active power // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo'2008): abstract of the report (Sevastopol, 08–12 Sept. 2008). Sevastopol, 2008. P. 688–689.

18. Смолянинов В. Г., Вытяганец А. И. Анализ и расчет сигналов управления магниторезистивным преобразователем активной мощности // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2009» : тезисы докл. (Севастополь, 20–25 апр. 2009). Севастополь, 2009. С. 193.
19. Вытяганец А. И. Дослідження похибок вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Радіоелектроніка у ХХІ столітті : тези доповіді (Київ, 02–03 квітня 2009). Київ, 2009. С. 57–59.
20. Vytiaganets A. I. Investigation of reaction transformer active power to the complex load // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2010) : abstract of the report (Lviv, 23–27 Feb. 2010). Lviv, 2010. P. 109.
21. Зінковський Ю. Ф., Вытяганец А. И. Фізико-топологічна модель магніторезистивного перетворювача // Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні електротехнічні та енергетичні системи MEES-2017» : тези доповіді (Кременчук, 15-17 листопада 2017). Кременчук, 2017. С.
22. Zinkovsky Yu. F., Vytiaganets A. I. Magnetoresistive transformer on thin films // Electronics and Control Systems. 2018. Vol. 2(56). P. 18-23.

ЗМІСТ

ВСТУП	14
РОЗДІЛ 1. ПРИНЦИПИ І МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ.....	21
1.1. Електродинамічні і феродинамічні перетворювачі	21
1.2. Цифрові перетворювачі потужності.....	24
1.3. Аналіз особливостей реалізації перетворювальних пристроїв на основі ефекту Холла.....	26
1.4. Аналіз магніторезистивних ефектів і особливостей реалізації перетворювальних пристроїв на їх основі	34
1.4.1. Перетворювачі активної потужності на основі ефекту анізотропії магнітоопору тонкої плівки	35
1.4.2. Перетворювачі активної потужності на основі ефекту гігантського магнітоопору в багатосарових тонких плівках.....	41
1.5. Постановка завдань дослідження.....	46
РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МАГНІТОРЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ.....	49
2.1. Фізичні процеси у тонкій феромагнітній плівці при перетворенні енергії електромагнітного поля.....	49
2.2. Зв'язок тензора питомого опору з намагніченістю тонкої феромагнітної плівки у зовнішньому магнітному полі	53
2.3. Рух вектору намагніченості феромагнітної плівки під дією зовнішнього магнітного поля.....	59
2.4. Тензор магніторезистивної сприйнятливості довільно намагніченої плівки при дії зовнішнього магнітного поля.....	72
Висновки.....	77

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАГНІТОРЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ.....78

3.1. Особливості схемотехнічної реалізації магніторезистивного перетворювача активної потужності	78
3.2. Моделювання структури чутливого елемента перетворювача.....	84
3.3. Низькочастотне розширення діапазону роботи магніторезистивного перетворювача активної потужності середніх частот.....	89
3.4. Підвищення ефективності магніторезистивного перетворювача активної потужності.....	101
3.5. Дослідження реакції магніторезистивного перетворювача на комплексне навантаження.....	110
Висновки.....	115

РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ МАГНІТОРЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ117

4.1. Розробка інтерфейсу магніторезистивного перетворювача активної потужності.....	117
4.2. Статистична обробка результатів вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем	123
4.3. Дослідження частотної характеристики магніторезистивного перетворювача активної потужності	137
4.4. Засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності.....	145
Висновки.....	154

ВИСНОВКИ155

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....157

ДОДАТОК. ВПРОВАДЖЕННЯ МАТЕРІАЛІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ.....168

ВСТУП

Актуальність теми

Вимірювання потужності, яка є основною енергетичною характеристикою пристроїв та систем, займає важливе місце в сучасних електронних системах. Одним з параметрів радіотехнічних та телевізійних систем, комплексів, пристроїв та вузлів є їх активна потужність, яка характеризує інтенсивність електромагнітних процесів. Для керування потужністю систем використовують різні нелінійні елементи і пристрої, які спотворюють та розширюють спектр вихідного сигналу, що погіршує показники систем, процесів та визначає необхідність контролю активної потужності в реальному часі.

Вдосконалення радіотехнічних та телевізійних систем, які використовуються як в електронному зв'язку, так і в технологічних процесах потребує підвищення чутливості, точності та розширення частотного діапазону вимірювання активної потужності приладами.

Питання дослідження активної потужності розглянуто в роботах А. Я. Безиковича, Є. З. Шапіро, Г. І. Котенка, В. Ю. Ларіна, І. М. Вікуліна, А. Кобуса, Я. Тушинського, Л. С. Бермана, О. С. Андреева, А. П. Бабака, А. Е. Грумана, П. Г. Лілейка. Аналіз відомих робіт показав, що на даний час у електродинамічних і феродинамічних вимірювачів потужності є значна похибка через нелінійність, гістерезис, велике власне споживання енергії, велика чутливість до зовнішніх магнітних полів, наявність частотної і кутової похибок, невеликий обертальний момент. Цифрові вимірювачі потужності характеризуються низькою швидкістю, дороговизною і необхідністю при вимірюванні активної потужності розривати лінію передачі. Недоліками ватметрів на основі перетворювачів Холла є значна похибка через термоелектрорушійну силу, наявність випрямляючих контактів в напівпровідниках, низька чутливість і точність, складна технологія виготовлення, значний розкид параметрів однотипових перетворювачів, сильна залежність опору і коефіцієнта Холла від температури та магнітного поля, наявність залишкової напруги, низька

величина коефіцієнта корисної дії, малий динамічний діапазон вимірювання потужності (30 дБ для перетворювачів Холла, ~40 дБ – електро- та феродинамічних перетворювачів).

Вимогам необхідних рівнів чутливості, точності та мініатюрності, як показано в роботах Вунтесмері В. С. та Гури К. М., задовольняють вимірювальні магніторезистивні перетворювачі активної потужності. Однак застосування таких перетворювачів обмежене діапазоном НВЧ.

Вимірювання прохідної активної потужності представляє собою важливу науково-технічну задачу, оскільки велика кількість радіотехнічних пристроїв потребує вимірювання потужності в області низьких і середніх частотах та широкому динамічному діапазоні.

Таким чином, актуальною науково-технічною задачею є частотне транспонування вимірювання активної потужності магніторезистивними (плівковими) перетворювачами в нижній діапазон частот.

Зв'язок роботи з науковими програмами, темами

Тема дисертаційної роботи пов'язана з програмою наукових досліджень кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури КПІ ім. Ігоря Сікорського в рамках держбюджетних науково-дослідних робіт «Високоєфективні пристрої обробки сигналів на основі двофазних кристалоподібних структур» (номер держреєстрації 0112U001657), «Створення теоретичних основ аподизованих кристалоподібних структур пристроїв обробки сигналів» (номер держреєстрації 0114U000578) і продовжує дослідження в цій галузі, які були виконані на кафедрі та радіотехнічному факультеті Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Вунтесмері В. С., Гурою К. М. та Івкіним П. В.

Через співпрацю кафедри радіоконструювання та виробництва радіоапаратури КПІ ім. Ігоря Сікорського з ТОВ «ПЗ «Квазар-Мікро Радіо», НВП «ТОВ «Квант-Ефір», ВАТ «НВП «Сатурн» було отримано акти впровадження результатів представленої кандидатської дисертаційної роботи.

Між Київським політехнічним інститутом ім. Ігоря Сікорського та ВНДП «Елісат» ВАТ «НВП «Сатурн» був укладений договір про науково-технічну співпрацю, де автор є відповідальним виконавцем.

Мета і завдання дослідження

Метою дисертаційної роботи є розроблення магніторезистивних тонкоплівкових перетворювачів активної потужності з розширенням діапазону частот вимірювального сигналу в область нижніх частот, включаючи постійний струм.

Для досягнення цієї мети в дисертації вирішуються такі основні завдання:

1. Аналіз принципів вимірювання активної потужності магніторезистивними тонкоплівковими перетворювачами.
2. Розробка математичної моделі вимірювального тонкоплівкового магніторезистивного перетворювача активної потужності, яка враховує фазовий зсув між довільно прикладеним однорідним зовнішнім магнітним полем і намагніченістю плівки.
3. Розробка способу низькочастотного розширення діапазону роботи вимірювального магніторезистивного перетворювача.
4. Теоретичні дослідження вимірювального магніторезистивного перетворювача з розширеним частотним діапазоном.
5. Дослідження впливу похибок квадратичних складових електромагнітного поля і термоелектрорушійної сили на чутливий елемент вимірювального магніторезистивного перетворювача активної потужності.
6. Розробка конструкції перетворювача, створення експериментального стенду та експериментальне дослідження вимірювального магніторезистивного перетворювача.

Об'єктом дослідження є процес визначення активної потужності вимірювальним перетворювачем з модульованим режимом роботи на основі гальваномагнітних ефектів у тонких феромагнітних плівках з розширеним НЧ діапазоном його роботи.

Предметом дослідження є моделі, методи, засоби, що реалізують та описують роботу вимірювального перетворювача на основі аномального ефекту Холла і анізотропії магнітоопору в НЧ діапазоні частот.

Методи дослідження базуються на апараті математичної фізики, чисельному моделюванні структури чутливого елемента перетворювача, теорії нелінійних кіл при розв'язанні нелінійного рівняння Ландау-Ліфшиця, системи диференціальних рівнянь Максвелла.

При розв'язанні поставлених завдань застосовувались: методи наближених обчислень, чисельні методи аналізу, тригонометричні ряди Фур'є, векторний та тензорний аналізи, теорія диференціальних та інтегральних рівнянь, елементи теорії ймовірності та математична статистика при обробці експериментальних результатів.

Наукова новизна отриманих результатів

В роботі отримано такі наукові результати:

1. Уперше розроблена математична модель, яка описує фізичні процеси в магніторезистивному тонкоплівковому перетворювачі активної потужності в лінії передачі, що відрізняється тим що враховує фазовий зсув між довільно прикладеним зовнішнім магнітним полем і намагніченістю плівки, що дозволило дослідити гальваноманітні ефекти в широкій смузі частот.
2. Уперше визначений спосіб інвертування досліджуваних сигналів, який відрізняється тим що варіюється величина вектора постійного магнітного поля, завдяки чого усуваються паразитні електрорушійні сили квадратичних складових магнітного і електричного полів, термоелектрорушійна сила вимірювального перетворювача активної потужності.
3. Уперше на основі комп'ютерного моделювання тривимірної електромагнітної структури чутливого елемента магніторезистивного перетворювача активної потужності визначено розподіл та напрямки струму і тангенціального електричного поля, що дозволило знівелювати паразитні складові струму та отримати аналітичний вираз для його вхідного опору.
4. Уперше розроблено модульований режим роботи перетворювача активної потужності, який відрізняється тим що інвертується напруга і струм у

навантаженні незалежно від їх полярності, що забезпечило частотну інваріантність сигналу, що вимірюється, в широкому діапазоні частот, включаючи постійний струм.

Практичне значення одержаних результатів

Отримані моделі, методи і способи, що описують вимірювальний перетворювач можуть бути використані в процесі проектування і розробки пристроїв вимірювання активної потужності в НВП і КБ.

Розроблений магніторезистивний перетворювач здатний бути застосованим в галузях, де використовується електромагнітна енергія в технологічних процесах для контролю за енергетичними параметрами прохідної потужності:

1. Для радіотехнічної промисловості при налагодженні радіостанцій, ретрансляторів.
2. Для медицини, при вимірюванні «на місці» недорогим і надійним вимірювальним перетворювачем активної потужності середньовипроміненої аплікатора прохідної потужності різних рівнів і розсіяної в тканині при діатермії.
3. Результати, що стосуються розробки вузлів і режимів роботи перетворювача, використані у курсі «Комп'ютерне проектування електронних апаратів» при підготовці спеціалістів за спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» в Київському політехнічному інституті ім. Ігоря Сікорського.

Особистий внесок здобувача

Основні теоретичні положення дисертації аспірантом розроблено разом з науковим керівником. Автором самостійно сформульовано мету і задачі досліджень, висновки та рекомендації; виконано постановку розрахункових та лабораторних експериментів, аналіз даних експериментальних досліджень; проведено дослідну перевірку результатів дисертаційної роботи. Особистий внесок автора в працях, опублікованих у співавторстві наступний: [56a] – систематизація та створення класифікації засобів вимірювання активної

потужності, розгляд основних переваг та недоліків кожного засобу; [57a] – систематизація магніторезистивних ефектів та розгляд існуючих пристроїв на їх основі; [76a] – інтерпретація моделі для конкретного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот; розроблена модель вимірювального перетворювача в діапазоні середніх частот, в яку увійшли врахування фазових похибок; реалізовано фізичну модель перетворювача в MATLAB, яка дозволяє моделювати у широкій смузі частот; [78a] – участь у розробці методики проведення досліджень та їх технічна реалізація; [85a] – участь у розробці методики проведення досліджень та їх технічна реалізація; [86a] – виконання теоретичної частини роботи, участь при проведенні експериментів; [87a] – математична модель розширення діапазону роботи перетворювача, результати моделювання інверторів струму і напруги; [88a] – виконання теоретичної частини роботи, участь при проведенні експериментів; [89a] – методика розрахунку сигналів керування вимірювальним перетворювачем; [90a] – результати підвищення ефективності вимірювального перетворювача активної потужності; [110a] – виконання теоретичної частини роботи, участь при проведенні експериментів; [112a] – результат і обробка даних експерименту, методика усунення похибок перетворювача при вимірюванні активної потужності в лінії передачі; [113a] – виконання теоретичної частини роботи, участь при проведенні експериментів; [114a] – математичний апарат опису сигналів керування, участь у створенні дослідницького стенду; [115a] – систематизація та створення класифікації обчислювальних систем.

Апробація результатів дисертації

Нагороджено дипломом за I місце на секції "Метрологічне забезпечення в радіоелектроніці" на 11-му Міжнародному молодіжному форумі "Радіоелектроніка і молодь в XXI столітті" (10–12 квітня 2007р., Харківський національний університет радіоелектроніки, м. Харків); нагороджено дипломом та дипломом другого ступеня за кращі доповіді на секції "Компонентна база радіоелектроніки і телекомунікацій" 3, 4 та 5-й Міжнародних молодіжних науково-технічних конференціях "Сучасні проблеми радіотехніки і

телекомунікацій «РТ-2007, РТ-2008, РТ-2009»" (16–21 квітня 2007р., 21–25 квітня 2008р., 20–25 квітня 2009р., Севастопольський національний технічний університет, м. Севастополь); нагороджено дипломами II та III ступенів за кращі наукові доповіді на 1, 2 та 3-й конференціях студентів, аспірантів, молодих вчених та спеціалістів "Радіоелектроніка у XXI столітті" (29–30 березня 2007р., 03–04 квітня 2008р., 02–03 квітня 2009р., Національний технічний університет України "КПІ", м. Київ); взято участь у науково-технічній конференції "Електроніка-2008" (08–09 квітня 2008р., Національний технічний університет України "КПІ", м. Київ); нагороджено дипломом за удостоєну третьої премії кращу наукову роботу на 18-й Міжнародній Кримській конференції "НВЧ-техніка і телекомунікаційні технології «CriMiCo'2008»" (08–12 вересня 2008р., Севастопольський національний технічний університет, м. Севастополь); взято участь у X Міжнародній конференції "Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії «TCSET'2010»" (23–27 лютого 2010р., Національний університет "Львівська політехніка", м. Львів); нагороджено дипломом за участь в II Міжнародній конференції «Використання ІКТ в навчально-виховному процесі» (22 квітня 2015р., Київ), взято участь у Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні електротехнічні та енергетичні системи MEES-2017» (15-17 листопада 2017р., Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, м. Кременчук).

Публікації

За матеріалами дисертаційних досліджень опубліковано 12 статей у наукових журналах та 8 тез доповідей у збірниках наукових праць конференцій, форумів.

Структура та обсяг роботи

Дисертація містить 152 сторінки основного тексту, 54 рисунків, фотографій, 11 таблиць і складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, бібліографічного списку зі 115 найменувань, включаючи публікації, результати яких складають зміст дисертаційної роботи, додатків на 13 сторінках.

РОЗДІЛ 1.

ПРИНЦИПИ І МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

1.1. Електродинамічні і феродинамічні перетворювачі

Основною характеристикою апаратури формування, передачі, приймання і обробки радіосигналів, призначених для вирішення задач радіозв'язку, телебачення, радіолокації, радіокерування тощо, є перетворення електричної енергії dW за одиницю часу dt або активної потужності [1]:

$$P = \frac{dW}{dt} = UI \cos \varphi_{UI},$$

де φ_{UI} – зсув фаз між напругою U і струмом I у лінії передачі [2].

В діапазоні частот від постійного струму до високих частот (сотні МГц) для визначення активної потужності в лінії передачі користуються приладами, які перетворюють струм і напругу у пропорційний сигнал потужності [3]. В діапазоні надвисоких частот значення активної потужності залежить від перерізу лінії передачі, тому використовують вимірювальні прилади основані на перетворенні електромагнітної енергії в інші види енергії (теплову, механічну, електричну) [4].

Найбільший інтерес викликає вимірювання активної потужності, яка віддається генератором у корисне навантаження [5]. Для вимірювання високих рівнів прохідної потужності (неперервні потужності 10–1000 Вт) використовують електростатичні (похибка не перевищує 2,5%), електродинамічні (похибка 0,1 % – 0,5 %) і феродинамічні (похибка 1,5% – 2,5%) вимірювачі потужності, область застосування яких, обмежена граничною частотою 50 кГц [6].

Енергію електромагнітного поля в електродинамічному і феродинамічному вимірювачах потужності опишемо виразом:

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + I_1 I_2 M_{1,2},$$

де I_1, I_2, L_1, L_2 – відповідно струми і індуктивності першого і другого провідних контурів вимірювачів потужності; $M_{1,2}$ – їх взаємна індуктивність [7].

При цьому обертальний момент електродинамічного вимірювача потужності для змінного струму дорівнює:

$$M_{\text{ЕДВ}} = \frac{\partial W}{\partial \alpha} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt \right) \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} = I_1 I_2 \cos \varphi \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha},$$

де α – кут повороту рухомого контуру відносно нерухомого; i_1, i_2, I_1, I_2 – відповідно миттєві і діючі значення струмів в першому і другому контурах вимірювача потужності [7].

Для феродинамічного вимірювача потужності індуктивність другого контуру залежить від кута повороту α і обертальний момент дорівнює:

$$M_{\text{ФДВ}} = \frac{1}{2} I_2^2 \frac{\partial L_2}{\partial \alpha} + I_1 I_2 \cos \varphi \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha}.$$

Для електростатичного вимірювача потужності обертальний момент опишемо виразом:

$$M_{\text{ЕСВ}} = \frac{1}{2} \left(U_u U_i \cos \varphi - \frac{U_i^2}{Z} \right) \frac{\partial C}{\partial \alpha},$$

де U_u, U_i – напруги на рухомому і нерухомому контактах; Z – опір навантаження; C – ємність вимірювача потужності.

При вимірюванні активної потужності електродинамічним пристроєм кут повороту α обернено пропорційний протидіючому моменту M :

$$\alpha_{\text{ЕДВ}} = \frac{1}{M_{\text{ЕДВ}} Z} U I \cos \varphi \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha},$$

де $I = I_1$; $\frac{U}{Z} = I_2$.

Кут повороту для феродинамічного вимірювача потужності:

$$\alpha_{\Phi_{ДВ}} = \frac{1}{M_{\Phi_{ДВ}} Z} \left[UI \cos \varphi + \frac{1}{2} \left(\frac{U}{Z} \right)^2 \frac{\partial L_2}{\partial \alpha} \right] \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha}$$

і електростатичного вимірювача потужності:

$$\alpha_{ECB} = \frac{R_{ш}}{M_{ECB}} \left(UI \cos \varphi - \frac{1}{2} P_{ш} \right) \frac{\partial C}{\partial \alpha},$$

де $P_{ш}$ – потужність, що розсіюється в шунті з опором $R_{ш}$.

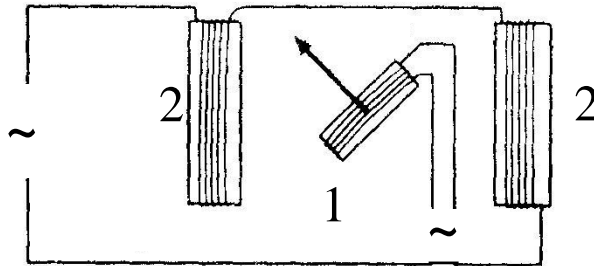


Рис. 1.1. Конструкція електродинамічного ватметра:

1 – рухома котушка, 2 – нерухома котушка

У конструкції електродинамічних ватметрів використовуються дві нерухоми котушки, з'єднані і розміщені співвісно на невеликій відстані одна від одної. Між нерухомими котушками 2 розміщена рухома 1, як показано на рис. 1.1. Струм в нерухомій котушці дорівнює струмові споживача, а струм в рухомій котушці пропорційний до прикладеної напруги [8].

Одним з недоліків цього типу ватметрів є слабе внутрішнє магнітне поле, що зумовлює низьку чутливість та велику залежність результатів від впливу зовнішніх магнітних полів [9]. Цей недолік усунений у феродинамічних ватметрах, які фактично є різновидом електродинамічних ватметрів, від яких вони відрізняються не принципом дії, а конструкцією [10]. Для збільшення чутливості та внутрішнього магнітного поля нерухома котушка феродинамічних ватметрів розміщена на феромагнітному осерді, між полюсами якого розміщена рухома котушка. Наявність феромагнітного осердя у феродинамічному механізмі істотно збільшує внутрішнє магнітне поле нерухомої котушки і, відповідно, обертальний момент і чутливість, а також зменшує власне споживання приладу. Проте, з іншого боку, наявність феромагнітного осердя через нелінійність його магнітних характеристик

знижує точність приладу, зокрема, збільшується частотна похибка і звужується частотний діапазон. У зв'язку з цим, феродинамічні ватметри мають клас точності 0,5 і застосовуються, здебільшого, як щитові ватметри у колах промислової частоти з малими спотвореннями [11].

Недоліками електродинамічного і феродинамічного вимірювачів потужності є значна похибка через нелінійність, гістерезис, велике власне споживання енергії, велика чутливість до зовнішніх магнітних полів, наявність частотної і кутової похибок, невеликий обертальний момент.

1.2. Цифрові перетворювачі потужності

У цифрових вимірювачах потужності виміряне значення активної потужності отримаємо в результаті цифрового перемноження миттєвих значень вхідних сигналів і усереднення результату:

$$N_w = \frac{T_u}{T} \sum_{k=1}^n N_U(kT_u) N_I(kT_u) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n N_P(kT_u),$$

де n – кількість миттєвих значень $N_U(kT_u)$ і $N_I(kT_u)$ обох сигналів у дискретні моменти часу за період T з кроком дискретизації T_u [9].

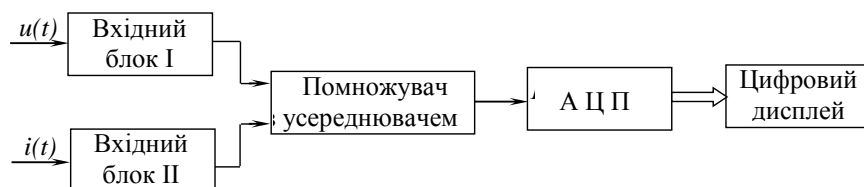


Рис. 1.2. Структурна схема аналогового перетворювача потужності

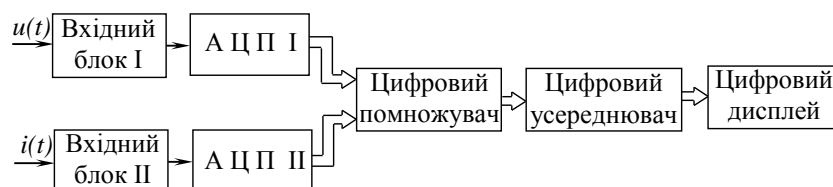


Рис. 1.3. Структурна схема цифрового перетворювача потужності

Перетворювачі потужності побудовані на основі аналогових помножувачів, за звичай, мають цифровий відліковий пристрій (дисплей) [12]. Структурна схема подібного ватметра наведена на рис. 1.2.

На рис. 1.3 зображена структурна схема цифрового ватметра, в якому миттєві значення напруги $u(t)$ і струму $i(t)$ перетворюються в числові еквіваленти [13]. Перемножування отриманих чисел виконує цифровий помножувач (велика інтегральна мікросхема).

Активна потужність цифрового ватметра розраховується як середня значення миттєвих добутків потужності $p(k)$:

$$p = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} p(k) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u(k)i(k), \quad (1.1)$$

де N^* - число значень за один період вхідного сигналу, а $u(k)$, $i(k)$ - k -а вибірка напруги та струму, відповідно. Попередня оцінка базового періоду вимірюваної величини проводиться для коригування інтервалу підсумовування (1.1) або періоду вибірки для здійснення синхронної вибірки. Період вибірки можна регулювати за допомогою частоти множника, керованого вхідним сигналом [9]. Альтернативно, внесок похибки вибірки зменшується шляхом дослідження середнього значення на великій кількості періодів вхідного сигналу.

У часовій області періодична оцінка сильно спотворених сигналів, наприклад, через імпульсно-широтну модуляцію, ускладнюється численними нульовими переходами імпульсів присутніми у формі сигналу. Для уникнення похибок можуть бути використані цифрові фільтри. Ефективним способом оцінки періоду є дискретна інтеграція сигналу [14].

Якщо інтервал сумування продовжується до цілого числа періодів функції $S(k)$, "кількісна" вибірка досягається за допомогою декількох простих операцій (сукупне підсумовування та виявлення знаків), а максимальна похибка синхронізації обмежена періодом вибірки. Через порівняно невелике збільшення обчислювальної складності та розміру пам'яті, залишкова похибка може бути додатково зменшена за допомогою відповідного алгоритму обробки даних; тобто через множинну згортку в часовій області. Отже, вимірювання потужності можна отримати як:

$$P(B) = \frac{1}{\sum_{k=0}^{2B(N^*-1)} w(k)} \sum_{k=0}^{2B(N^*-1)} w(k) p(k),$$

де $p(k)$ - k -а вибірка миттєвої потужності, а $w(k)$ k -а вага.

Інший спосіб отримання середньої потужності полягає у використанні гармонічних компонентів напруг та струмів у частотній області за допомогою дискретного перетворення Фур'є. Зокрема, алгоритм швидкого перетворення Фур'є використовується для підвищення ефективності. Послідовно проводиться двоетапне дослідження гармонічних піків: (1) показників зразків частоти, що відповідають найбільшим спектральним пікам, дають грубу оцінку невідомих частот, коли широкозонний шум, накладений на сигнал, нижчий за поріг; (2) проводиться більш точна оцінка частот гармонік для визначення частоти дрібного фону (наприклад, визначення гармоніки під частотним дозволом); для цього може бути використано кілька підходів, таких як нульовий проміжок, інтерполяція тощо [9].

Цифрові вимірювачі потужності (похибка 0,01% – 0,5%) характеризуються високою швидкодією та чутливістю, що визначається характеристиками аналого-цифрових перетворювачів і цифрового помножувача (час вимірювання від 2 до 10 періодів повторення частоти), але складність схеми обробки сигналу, обмежений діапазон частот аналого-цифрових перетворювачів (сотні МГц) та виникнення додаткових похибок через відхилення форм кривих вхідних сигналів від синусоїдальних зводять нанівець їх основні переваги [15].

1.3. Аналіз особливостей реалізації перетворювальних пристроїв на основі ефекту Холла

Пристрої на основі гальваномагнітних ефектів (магніторезистивного і ефекту Холла) у тонких магнітних плівках, які параметрично перемножують пропорційні струму $h(i(t))$ і напруги $U(E(t))$ вхідні сигнали в лінії передачі, відносяться до класу гальваномагнітних вимірювальних перетворювачів активної потужності [16].

$$U_0 = k_p U(E(t))h(i(t))\cos \varphi,$$

де k_p – коефіцієнт перетворення.

Перетворювачі Холла являють собою тонку напівпровідникову пластину (наприклад: Si, Ge, InSb, GaAs), на бокових сторонах якої нанесені контакти і встановлені затискачі для приєднання зовнішнього джерела струму і знімання електрорушійної сили Холла [17].

На носії струму, що рухаються в напівпровідниковій пластині Холла при наявності магнітного поля з індукцією \vec{B} , діють збалансовані електростатична сила \vec{F}_e і магнітна сила Лоренца \vec{F}_m :

$$\begin{aligned}\vec{F}_e &= \vec{F}_m, \\ qvB_{\perp} &= qE,\end{aligned}\tag{1.2}$$

де q – заряд електрона; $v = I/qN_n b\delta$ – середня швидкість носіїв заряду; N_n – концентрація електронів; I – струм зміщення; B_{\perp} – індукція магнітного поля, направлено перпендикулярно пластині; \vec{E} – напруженість електричного поля [18].

Враховуючи вираз для середньої швидкості носіїв заряду в пластині запишемо (1.2) як

$$q \frac{I}{qN_n b\delta} B_{\perp} = q \frac{U_H}{b}.$$

Позначивши величину $1/qN_n = R_H$, отримаємо напругу Холла:

$$U_H = \frac{1}{\delta} G_H R_H I B \cos \vartheta,$$

де $B \cos \vartheta = B_{\perp}$; G_H – поправковий геометричний фактор, для $a \gg b$ $G_H \approx 1$, для $a \ll b$ $G_H \approx 0$; a , b , δ – відповідно довжина, ширина і товщина пластини; ϑ – кут між вектором індукції \vec{B} і площиною півки; I – струм у півці.

Фактор, який враховує залежність напруги Холла від співвідношення геометричних розмірів прямокутної пластини і її властивостей при $0,85 \leq a/b < \infty$ і $0 \leq \theta_H < 0,45$ [19]:

$$G_H = 1 - \frac{16}{\pi^2} \exp\left(-\frac{\pi a}{2b}\right) \left[1 - \frac{8}{9} \exp\left(-\frac{\pi a}{2b}\right)\right] \left(1 - \frac{\theta_H^2}{3}\right),$$

де $\theta_H = \arctg(E_2/E_1)$ – кут Холла, який визначається складовими напруженості електричного поля [20].

Для пластини з $a/b < 0,35$ і $\theta_H < 0,45$:

$$G_H = 0,742 \frac{a}{b} \left[1 + \frac{\theta_H^2}{6} \left(3,625 - 3,257 \frac{a}{b}\right)\right].$$

Визначимо з рівняння (2.2) планарну напругу Холла, коли вектор \vec{B} лежить у площині пластини і утворює з вектором \vec{J} кут ϑ :

$$E_1 = [\rho_{\perp} + (\rho_{\parallel} + \rho_{\perp}) \cos^2 \vartheta] J_1,$$

$$E_2 = \Delta \rho J_1 \sin \vartheta \cos \vartheta. \quad (1.3)$$

Помноживши рівняння (1.3) на ширину пластини b і врахувавши, що $J_1 = I_1 / b\delta$, отримаємо, що планарна напруга Холла дорівнює:

$$U_p = \frac{\Delta \rho}{\delta} I \sin \vartheta \sqrt{1 - \sin^2 \vartheta}, \quad (1.4)$$

$$\sin \vartheta = \frac{h}{H_k} = \frac{Mh}{2k_1},$$

де H_k – поле анізотропії; k_1 – константа одноосної магнітної анізотропії; M – намагніченість плівки; h – зовнішнє магнітне поле [21].

Для змінних магнітних полів і джерел живлення:

$$h = H_m \sin \omega t, \quad (1.5)$$

$$i_s = I_{ms} \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.6)$$

де H_m – амплітудне значення напруженості змінного магнітного поля; ω – кутова частота; I_{ms} – амплітуда струму живлення; φ – фазовий зсув між полем намагнічування і струмом керування [22].

Після підстановки (1.5) і (1.6) в (1.3) і враховуючи (1.4) отримаємо планарну напругу Холла:

$$U_p = \frac{\Delta\rho}{\delta} \frac{H_m}{H_k} I_{ms} \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t \sqrt{1 - \left(\frac{H_m}{H_k}\right)^2 \sin^2 \omega t}.$$

Зміну опору елементу Холла опишемо як

$$\Delta R_H = 4 \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{H_x}{H_k + H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H_x}{H_k + H_0}\right)^2},$$

де $\rho = (\rho_{\parallel} + \rho_{\perp})/2$ – усереднене значення питомого опору; H_x – магнітне поле, що вимірюється; H_0 – поле підмагнічування. Наприклад, при $\Delta\rho/\rho = 1...1,5$ % і $H_k \gg H_0$ зміна опору складає $\Delta R_H = (0,01...0,015) H_x/H_k$ [23].

Вхідна напруга прикладена до пластини Холла дорівнює:

$$V = R_{xx} I. \quad (1.7)$$

Вхідний опір пластини Холла визначимо як:

$$R_{xx} = R(B) = \frac{a}{b\delta} G_R \rho(B).$$

де G_R – геометричний фактор магнітоопору. Для $a/b \leq 0,35$ (a – довжина, b – ширина пластини) [24]:

$$G_R = 1 - 0,54 \frac{a}{b}.$$

Опір $R(B)$ пропорційний квадрату індукції магнітного поля B перпендикулярної до пластини перетворювача:

$$R(B) = \frac{\Delta\rho}{\rho} R(0) (1 + \lambda^2 G_R B_{\perp}^2),$$

де $R(0)$ – опір матеріалу, при $B = 0$; λ – рухливість носіїв заряду [25].

Напруга, яка знімається з пластини, розміщеної в слабкому магнітному полі з індукцією B , при струмі живлення I :

$$U_H = R_0 I \lambda^2 B^2.$$

Враховуючи (1.7) запишемо напругу Холла як:

$$U_H = \frac{G_H}{G_R} \frac{R_H}{\rho(B)} \frac{b}{a} V B_{\perp}.$$

Представимо напругу Холла як функцію потужності, яка розсіюється в пристрої [16]:

$$U_H = \frac{G_H}{G_R^{1/2}} \frac{R_H}{\rho^{1/2}(B)} \left(\frac{b}{a\delta} \right)^{1/2} P^{1/2} B_{\perp}.$$

Реальна напруга, яка знімається з перетворювача Холла має вигляд [26]

$$U_0 = U_H + U_A + U_R + U_T + U_{NE},$$

де U_H – напруга Холла; U_A – напруга електричної асиметрії бічних контактів; U_R – напруга магніторезистивного ефекту; U_T – напруга термоелектрорушійної сили; U_{NE} – напруга Нернста-Етінгсгаузена.

Напруга електричної асиметрії бічних контактів Холла дорівнює:

$$U_A = \frac{w}{b\delta} \frac{1}{\sigma} I = \frac{w}{a} E_x,$$

де w – розмір асиметрії контактів; σ – питома провідність плівки [27].

Напруга магніторезистивного ефекту:

$$U_R = \frac{\Delta\rho}{\rho} U_A = \frac{9\pi}{64} (4 - \pi) \frac{w}{b\delta} \frac{I}{\sigma} (\lambda_d B)^2,$$

де λ_d – дрейфова рухливість носіїв заряду [28].

Напругу термоелектрорушійної сили визначимо як:

$$U_T = \alpha_T \Delta T,$$

де α_T – температурний коефіцієнт пластини Холла; ΔT – різниця температур між контактами Холла.

Через термогальваномагнітний ефект виникає напруга Нернста-Етінгсгаузена:

$$U_{NE} = \int_0^b R_N B \nabla_x T_N dy,$$

де $R_N = R_E k / T$ – коефіцієнт Нернста; R_E – коефіцієнт Етінгсгаузена; k – коефіцієнт питомої теплопровідності; $\nabla_x T_N$ – повздовжній тепловий потік.

Наприклад, для германієвої пластини Холла з розмірами $a = 1,5$ см, $b = 0,5$ см, $\delta = 0,1$ см, $w/b = 0,1$ при $T = 300$ К, $U_H = 10$ В, $B = 0,1$ Тл

відношення $U_R/U_H = 0,13 \%$, $U_A/U_H = 280 \%$, $U_T/U_H = 8,5 \%$,
 $U_{NE}/U_H = 0,024 \%$ [29].

Основними характеристиками перетворювачів Холла є чутливість, нелінійність, відношення сигнал-завада, коефіцієнт корисної дії.

Чутливість перетворювача Холла визначемо як по струму, так по напрузі:

$$S_I = \frac{U_H}{IB_{\perp}} = \frac{G_H R_H}{\delta},$$

$$S_V = \frac{U_H}{VB_{\perp}} = \frac{S_I}{R_{xx}} = \frac{\lambda_H b G_H}{a},$$

де $\lambda_H = \frac{\text{tg } \theta_H}{B}$ – рухливість носіїв Холла.

Наприклад, для Si $S_V = 0,07 \frac{1}{T}$; GaAs $S_V = 0,2 \frac{1}{T}$; InSb $S_V = 3 \frac{1}{T}$ [30].

Нелінійність перетворювачів Холла представимо у вигляді:

$$N = \frac{U_H(I, B) - U_{H0}}{U_{H0}} = \frac{\Delta U_H}{U_{H0}}. \quad (1.8)$$

Розвиваючи в ряд Маклорена лінійну напругу Холла отримаємо

$$U_{H0} = \left. \frac{\partial^2 U_H}{\partial B \partial I} \right|_{I=0, B_{\perp}=0} \times IB_{\perp},$$

видно, що друга похідна еквівалентна чутливості по струму, тобто

$$U_{H0} = S_{I0} IB_{\perp}.$$

Отже,

$$N = \frac{S_I(I, B) - S_{I0}}{S_{I0}} = \frac{\Delta S_I}{S_{I0}}.$$

Підставляючи (1.8) отримаємо, що нелінійність пропорційна рухливості носіїв заряду і індукції магнітного поля:

$$N \cong \lambda_H^2 B^2.$$

Відношення сигнал-завада для перетворювача Холла дорівнює:

$$SNR = \frac{\Delta \rho a I}{b \delta \sqrt{4kTR\Delta f}},$$

де k – постійна Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{23}$ Дж/К; Δf – смуга частот [31].

Наприклад, для перетворювача Холла з параметрами $a = 90$ мкм, $b = 30$ мкм, $I = 5$ мА, $\delta = 30$ нм, $\Delta\rho = 6 \cdot 10^{-5}$ Ом·м, $\Delta f = 3$ МГц відношення сигнал-завада дорівнює 67 дБ [32].

Коефіцієнт використання або корисної дії перетворювача:

$$\eta = \frac{P_H}{P_C} = G_H \frac{\lambda B}{\delta^2},$$

де P_H , P_C – відповідно потужність у навантаженні і споживана; G_H – поправковий геометричний фактор; λ – рухливість носіїв заряду [33].

В колах змінного струму миттєва потужність на перетворювачі Холла:

$$p = u_H(t_i) i_H(t_i),$$

де $u_H(t_i)$, $i_H(t_i)$ – миттєві значення напруги і струму в t_i -і моменти часу.

Середнє значення цієї потужності за період і є активна потужність, яка підлягає вимірюванню [18]:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = k_1 k_2 \frac{1}{T \delta} \int_0^T i(t_i) B(t_i) dt = \frac{k_1 k_2}{\delta} R_H U_H,$$

де T – період; U_H – середнє значення $u_H(t_i)$; $u_H(t_i) = k_1 i(t_i)$; $i_H(t_i) = k_2 B(t_i)$; k_1 і k_2 – коефіцієнти пропорційності.

Якщо керуючий струм I пропорційний струму, що вимірюється $i(t)$:

$$I = k_I i(t) = k_I I \sin(\omega t + \varphi_I),$$

а напруженість магнітного поля h створюваного провідником зі струмом, пропорційна напрузі в лінії передачі $u(t)$:

$$h = k_U u(t) = k_U U \sin(\omega t + \varphi_U),$$

то напруга Холла:

$$U_H = k_P I h = \frac{1}{2} k_P [UI \cos \varphi_{UI} - UI \cos(2\omega t + \varphi_{UI})],$$

де k_P , k_U , k_I – відповідно коефіцієнти пропорційності потужності, напруги і струму [34].

Барлоу [24] виготовив ватметр, який складається з перетворювача Холла, магнітної системи і вимірювальної системи, з вихідним сигналом:

$$U_0 = \frac{1}{2} k_p UI \cos(\varphi_{UI} + \alpha),$$

де α – зсув фази між магнітною індукцією і струмом через елемент Холла.

Похибку вимірювача потужності зумовлену магнітопроводом визначимо як:

$$\delta_M = \delta_{\mu(\omega)} + \delta_{B.C.} + \delta_{II},$$

де $\delta_{\mu(\omega)}$ – похибка, обумовлена залежністю магнітної проникності від частоти; $\delta_{B.C.}$ – втрати на вихрові струми; δ_{II} – похибка на перемагнічування, через яку відбувається зсув фаз між магнітним потоком і струмом, що намагнічує.

Похибка перетворювача Холла:

$$\delta_X = \delta_{u_H(B)} + \delta_{H_X},$$

де $\delta_{u_H(B)}$ – похибка внаслідок нелінійної залежності вихідної електрорушійної сили від магнітного поля; δ_{H_X} – похибка, що обумовлена власним полем перетворювача.

Берман [26] створив два ватметри, з розміщеними у щілині феритового осердя перетворювачів Холла, для вимірювання активної потужності в інтервалі середніх частот з наступними параметрами:

- 1) з германієвим перетворювачем Холла (8X5X0,3 мм, $R_H=500$ Ом), діапазон частоти 428-495 кГц;
- 2) з перетворювачем Холла з InSb (4X3X0,4 мм, $R_H=1$ Ом), діапазон частоти 395-500 кГц.

На основі перетворювачів Холла створені промислові вимірювачі активної потужності у колах змінного струму з похибкою 0,2 – 0,5 % для широкого частотного діапазону від постійного струму до сотень МГц [35].

Основні переваги перетворювачів Холла – мале власне споживання енергії, простота зміни діапазонів вимірювання, використання при великих струмах, сильно спотворених формах сигналів і малих коефіцієнтах потужності $\cos \varphi_{UI}$,

лінійність шкали ватметра та мала інерційність, широкий частотний діапазон, малі габаритні розміри [36].

Недоліками ватметрів на основі перетворювачів Холла є значна похибка через термоелектрорушійну силу [37], випрямляючі контакти в напівпровідниках, низька чутливість ефекту і точність, складна технологія виготовлення, значний розкид параметрів однотипних перетворювачів, сильна залежність опору і коефіцієнта Холла від температури та магнітного поля, наявність залишкової напруги [38], низька величина коефіцієнта корисної дії, малий динамічний діапазон вимірювання потужності [39].

Розглянемо магніторезистивний і ефект Холла в тонких магнітних плівках та особливості реалізації гальваноманітних перетворювачів активної потужності на їх основі.

1.4. Аналіз магніторезистивних ефектів і особливостей реалізації перетворювальних пристроїв на їх основі

Для сильних магнітних полів (кілька одиниць тесла) використовують напівпровідникові магніторезистори InSb і GMR-магніторезистори на основі гігантського магнітоопору, рис. 1.4.

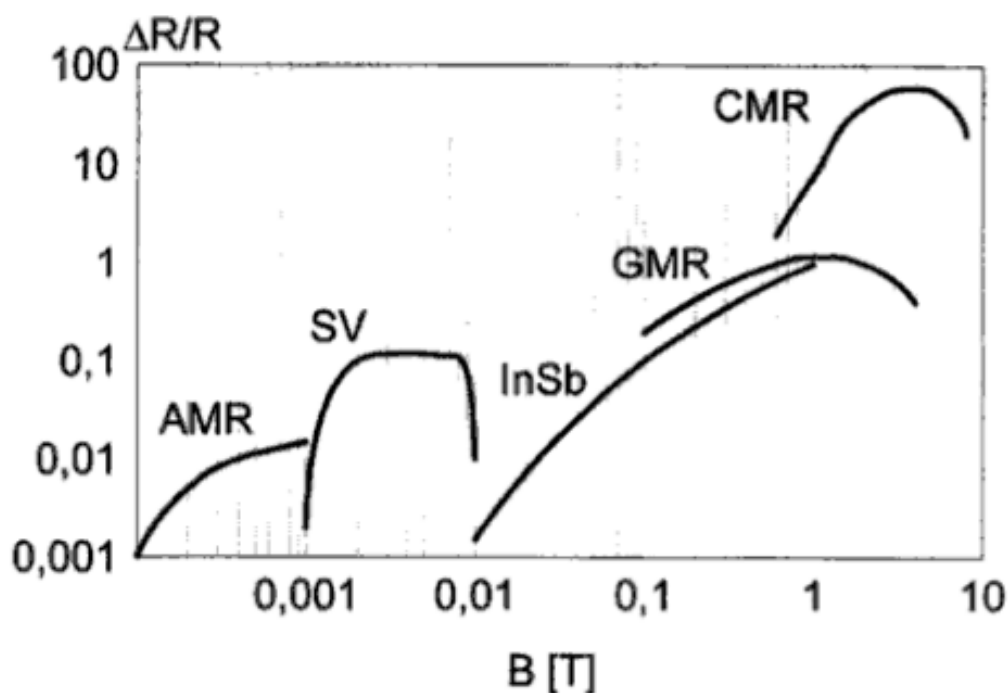


Рис. 1.4. Залежність чутливості від прикладеного поля для різних ефектів

Для малих магнітних полів – AMR-, SV-магніторезистори відповідно на основі анізотропії магнітоопору і спін-вентильного ефектів, CMR-магніторезистори з "колосальною зміною" магнітоопору широкого використання не знайшли, через потребу у дуже сильних магнітних полях [29], рис. 1.4.

1.4.1. Перетворювачі активної потужності на основі ефекту анізотропії магнітоопору тонкої плівки

Закон Ома для однорідних металів опишемо виразом:

$$\vec{E}_i = \vec{\rho}_{ip} \vec{J}_p,$$

де \vec{E}_i – напруженість електричного поля; \vec{J}_p – щільність електричного струму; $\vec{\rho}_{ip}$ – тензор питомого опору; $i, p = 1, 2 (X_1, X_2)$.

У зовнішньому магнітному полі тензор питомого опору залежить від напруженості магнітного поля \vec{H} чи намагніченості \vec{M} :

$$\vec{E}_i = \vec{\rho}_{ip}(\vec{H})\vec{J}_p = \vec{\rho}_{ip}(\vec{M})\vec{J}_p.$$

Якщо однодоменну металеву плівку намагнітити до насичення [40], то її намагніченість відповідно до кристалографічних осей дорівнює:

$$\vec{M} = (M \cos \alpha_1, M \cos \alpha_2, M \cos \alpha_3),$$

і тензор питомого опору залежатиме тільки від α :

$$E_i = \rho_{ip}(\alpha) J_p. \quad (1.9)$$

Враховуючи симетрію кристалу вираз для тензору питомого опору спростимо, розкладаючи цей тензор в ряд Маклорена отримаємо:

$$\begin{aligned} \rho_{ip}(\alpha) &= \rho_{ip}(0) + \alpha_k \frac{\partial \rho_{ip}}{\partial \alpha_k} + \frac{1}{2} \alpha_k \alpha_l \frac{\partial^2 \rho_{ip}}{\partial \alpha_k \partial \alpha_l} + \dots = \\ &= \alpha_{ip} + \alpha_{kip} \cos \alpha_k + \alpha_{klip} \cos \alpha_k \cos \alpha_l + \dots \end{aligned} \quad (1.10)$$

Тензор питомого опору розділимо на симетричну ρ_{ip}^s і несиметричну ρ_{ip}^a складові:

$$\rho_{ip}^s = \frac{\rho_{ip} + \rho_{pi}}{2},$$

$$\rho_{ip}^a = \frac{\rho_{ip} - \rho_{pi}}{2}.$$

Несиметрична частина тензора питомого опору описує ефект Холла:

$$\rho_{ip}^a = \alpha_{kip} \cos \alpha_k + \alpha_{mlkip} \cos \alpha_m \cos \alpha_k \cos \alpha_l + \dots$$

Магніторезистивний ефект описує симетрична частина тензора:

$$\rho_{ip}^s = \alpha_{ip} + \alpha_{klip} \cos \alpha_k \cos \alpha_l + \dots$$

Враховуючи симетрію ферромагнітного кристалу з кубічною симетрією запишемо тензор питомого опору четвертого порядку:

$$\rho^s = \begin{bmatrix} c_0 + c_1 \cos^2 \alpha_1 & c_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & c_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_3 \\ c_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & c_0 + c_1 \cos^2 \alpha_1 & c_2 \cos \alpha_2 \cos \alpha_3 \\ c_2 \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 & c_2 \cos \alpha_2 \cos \alpha_3 & c_0 + c_1 \cos^2 \alpha_1 \end{bmatrix}, \quad (1.11)$$

де $c_0 = \alpha_{11} + \alpha_{1122}$; $c_1 = \alpha_{1111} - \alpha_{1122}$; $c_2 = \alpha_{2323}$ [40].

Тензор питомого опору для кристалу у вигляді прямокутного паралелепіпеда відхиляється на кут β від кристалографічної осі:

$$\rho(\alpha, \beta) = \frac{\vec{J}\vec{E}}{|\vec{J}|^2} = \rho_{ip}^s(\alpha) \cos \beta_i \cos \beta_p. \quad (1.12)$$

Враховуючи вираз (1.11) запишемо вираз (1.12) як:

$$\rho(\alpha, \beta) = c_0 + c_1 \left(\sum_{i=1}^3 \cos \alpha_i \cos \beta_i \right)^2 + c_2 \sum_{i \neq p} \cos \alpha_i \cos \alpha_p \cos \beta_i \cos \beta_p.$$

Враховуючи умови симетрії несиметричний компонент (1.10) запишемо як осьовий вектор $\alpha_{123} \vec{J} \times \alpha$ і симетричний компонент як $(\alpha_{11} + \alpha_{1122}) \vec{J} + 2\alpha_{2323} \alpha (\vec{J} \cdot \alpha)$. Вираз (1.9) у векторній формі має вигляд:

$$\vec{E} = \rho_{\perp} \vec{J} + \Delta \rho \alpha (\alpha \vec{J}) + \rho_H (\alpha \times \vec{J}), \quad (1.13)$$

де ρ_H – коефіцієнт Холла; $\Delta \rho = \rho_{\parallel} - \rho_{\perp}$ – анізотропія магнітоопору [41].

Відповідно до (1.13) тензор питомого опору дорівнює:

$$\vec{\rho}^s = \begin{bmatrix} \rho_{\perp} + \Delta\rho \cos^2 \alpha_1 & \Delta\rho \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \rho_H \cos \alpha_3 & \Delta\rho \cos \alpha_1 \cos \alpha_3 + \rho_H \cos \alpha_2 \\ \Delta\rho \cos \alpha_1 \cos \alpha_2 + \rho_H \cos \alpha_3 & \rho_{\perp} + \Delta\rho \cos^2 \alpha_2 & \Delta\rho \cos \alpha_2 \cos \alpha_3 - \rho_H \cos \alpha_1 \\ \Delta\rho \cos \alpha_1 \cos \alpha_3 - \rho_H \cos \alpha_2 & \Delta\rho \cos \alpha_2 \cos \alpha_3 + \rho_H \cos \alpha_1 & \rho_{\perp} + \Delta\rho \cos^2 \alpha_3 \end{bmatrix}. \quad (1.14)$$

Для випадку, коли магнітне поле лежить у площині плівки, тобто $\cos \alpha_3 = 0$, $\cos \alpha_2 = \sin \alpha_1$, тензор (1.14) має вигляд:

$$\rho^s = \begin{bmatrix} \rho_{\perp} \sin^2 \alpha + \rho_{\parallel} \cos^2 \alpha & \frac{1}{2} \Delta\rho \sin 2\alpha & \rho_H \sin \alpha \\ \frac{1}{2} \Delta\rho \sin 2\alpha & \rho_{\perp} \cos^2 \alpha + \rho_{\parallel} \sin^2 \alpha & -\rho_H \cos \alpha \\ -\rho_H \sin \alpha & \rho_H \cos \alpha & \rho_{\perp} \end{bmatrix}.$$

Таким чином, залежність питомого опору від орієнтації вектору намагніченості визначимо:

$$\rho(\alpha) = \rho_{\perp} \sin^2 \alpha + \rho_{\parallel} \cos^2 \alpha = \rho_{\parallel} - \Delta\rho \sin^2 \alpha = \rho_{\perp} + \Delta\rho \cos^2 \alpha,$$

де α – кут між орієнтацією намагніченості і напрямом струму у ферромагнетику.

Опір ферромагнетику пов'язаний з питомим опором залежністю:

$$R(\alpha) = \frac{a}{b\delta} \rho(\alpha).$$

Відносна зміна опору $\Delta R/R$ залежить від величини анізотропії магнітоопору:

$$\frac{\Delta R}{R} = -\frac{\Delta\rho}{\rho} \sin^2 \varphi. \quad (1.15)$$

Знак "-" у формулі (1.15) показує, що опір магнітрезистору найбільший, коли $\varphi = 0$. Після прикладення зовнішнього поля опір зменшується [40].

Напрямок вектору намагніченості \vec{M} знайдемо з загального виразу для повної енергії системи, який для ферромагнетику з AMR-структурою має вигляд:

$$W_{AMR} = W_0 + W_k + W_p + W_a,$$

де W_0 – енергія обмінної взаємодії; W_k – магнітокристалічна енергія; W_p –

енергія розмагнічування; W_a – енергія зовнішнього прикладеного поля [42].

$$W_{AMR} = -\mu_0 M_0 H_{x_1} \sin \varphi - \mu_0 M_0 H_{x_2} \cos \varphi + \frac{1}{2} \mu_0 M_0 H_k \sin^2 \varphi + \frac{1}{2} \mu_0 M_0 H_p \sin^2 \varphi$$

де H_{x_1} , H_{x_2} – компоненти напруженості магнітного поля \vec{H} ; M_0 – намагніченість насичення; H_p – поле розмагнічуючих факторів плівки; φ – кут між вектором намагніченості і напрямом легкої осі в плівці.

Мінімальна енергія вектору намагніченості визначимо з рівняння:

$$\frac{\partial W_{AMR}}{\partial \varphi} = -\mu_0 M_0 H_{x_1} \cos \varphi + \mu_0 M_0 H_{x_2} \sin \varphi + \mu_0 M_0 H_k \sin \varphi \cos \varphi + \mu_0 M_0 H_p \sin \varphi \cos \varphi = 0.$$

Для малого кута φ $\cos \varphi \neq 0$ і $\sin \varphi \approx \operatorname{tg} \varphi$ отримаємо:

$$\sin \varphi = \frac{H_{x_1}}{H_k + H_{x_2} + H_p}.$$

Під дією намагніченості \vec{M} в магнітній плівці її опір вздовж збільшується, а впоперек зменшується внаслідок ефекту анізотропії магнітоопору (AMR-ефекту) [43], який опишемо залежністю:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} \frac{H_{x_1}^2}{(H_{x_2} + H_k + H_p)^2}.$$

Відношення сигнал/завада для магніторезистивного перетворювача має вигляд:

$$SNR = \frac{Jb\delta}{2\sqrt{kT\Delta f}} \frac{\Delta \rho}{\rho} \sqrt{RH_x} = \frac{1}{2\sqrt{kT\Delta f}} \frac{\Delta \rho}{\rho} \sqrt{PH_x},$$

де R – опір перетворювача; P – потужність розсіювання; Δf – смуга частот; H_x – напруженість зовнішнього магнітного поля.

Магніторезистивні перетворювачі активної потужності на AMR-ефекті характеризуються високою швидкодією, чутливістю, роботою при сильно спотворених сигналах [44].

Можливість використання магніторезистивних перетворювачів для вимірювання потужності спотворених сигналів розглянуто в [45-47]:

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_{1m}) + I_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_{2m}) + \dots,$$

$$u = U_0 + U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_{1m}) + U_{2m} \sin(2\omega t + \varphi_{2m}) + \dots,$$

Вихідний сигнал при цьому:

$$U = \int_0^T u i dt = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos(\varphi_{1u} - \varphi_{1i}) + U_2 I_2 \cos(\varphi_{2u} - \varphi_{2i}) + \dots$$

Вхідна напруга через розв'язуючий трансформатор подається на перетворювач, що розташований всередині котушки. Для стабілізації чутливого елемента використано два магніти. Розроблений магніторезистивний перетворювач вимірює активну потужність з похибкою 0,5 % при значеннях струму до 10 А і напруги до 400 В при 3 Вт споживанні потужності і має обмежений діапазон частот до 1 МГц.

На основі магніторезистору Катаока Р. дослідив ватметр принцип дії якого полягає у тому, що середня величина падіння напруги на магніторезисторі пропорційна добутку струму, який протікає через магніторезистор, і магнітній індукції, що діє на магніторезистор.

Опір магніторезистору на змінному струмі:

$$R = R_0 + k_U u(t) = R_0 + k_U U \sin(\omega t + \varphi_U),$$

де R_0 – активний опір магніторезистору у постійному магнітному полі; k_U – коефіцієнт пропорційності по напрузі.

Падіння напруги на магніторезисторі:

$$U_R = k_I i(t) R = (R_0 + k_U U \sin(\omega t + \varphi_U)) k_I I \sin(\omega t + \varphi_I),$$

де k_I – коефіцієнт пропорційності по струму.

Середнє значення напруги пропорційне активній потужності:

$$\hat{U}_R = \frac{1}{2} k_P U I \cos \varphi_{UI},$$

де k_P – коефіцієнт пропорційності.

У роботі [40] описано перетворювач активної потужності на пермалосєвих магніторезистивних плівках. Перетворювач конструктивно складається з п'яти блоків: чутливий елемент у вигляді резистивного мосту; постійний магніт для

створення поля зміщення; магнітний екран; розв'язуючий трансформатор і підсилювач.

На перетворювач подається сигнал:

$$V = \frac{\hat{R}}{R} \left(\left(\frac{\hat{R}}{\omega L} \right)^2 + 1 \right) U \sin(\omega t + \varphi),$$

де U, ω – напруга і частота генератора; L – індуктивність трансформатора;

$\varphi = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\hat{R}}{\omega L} \right)$ – зсув фази; $\frac{1}{\hat{R}} = \frac{1}{R_{\text{III}}} + \frac{1}{R}$ – еквівалентний опір; R_{III} – опір

подільника напруги; R – опір магніторезистивного елемента.

Вихідний сигнал з перетворювача:

$$U_0 = k_p \frac{\Delta R(H_0)}{R} V h(I) + U_{\text{зм}},$$

де V – вхідна напруга; k_p – коефіцієнт пропорційності; H_0 – напруженість магнітного поля; R – опір магніторезистивного елемента; h – напруженість зовнішнього магнітного поля; $U_{\text{зм}}$ – напруга зміщення.

Недоліком запропонованого перетворювача активної потужності є температурна нестабільність чутливого елемента і обмежений діапазон частот трансформатора (обмеження на низьких частотах) та підсилювача (обмеження на високих частотах).

При підмагнічуванні сильним постійним магнітним полем B_0 в слабких магнітних полях $B_x(i(t))$, створених струмом $i(t)$, що проходить через навантаження, лінеаризуємо через загальну функцію перетворення магнітної індукції в приріст магнітоопору, якщо використовувати два магніторезистори, один з яких знаходиться в магнітному полі з індукцією $(B_0 + B_x)$, а другий з індукцією $(B_0 - B_x)$. При перетворенні різниці відносних приростів ΔR_{M1} і ΔR_{M2} отримаємо:

$$(\Delta R_{M1} - \Delta R_{M2}) I(u(t)) = (K_M (B_0 + B_x)^2 - K_M (B_0 - B_x)^2) I(u(t)) = 4K_M B_0 B_x I(u(t)),$$

де K_M – магніторезистивна постійна; $I(u(t))$ – струм, який пропорційний напрузі у лінії передачі.

Вихідна напруга дорівнює:

$$U_0 = \frac{R_{M1} - R_{M2}}{R_{M1} + R_{M2}} \frac{V}{2} = \frac{K_M B_0 K_I}{1 + K_M B_0^2} V I_x,$$

де K_I – коефіцієнт пропорційності між індукцією магнітного поля B_x і струмом в навантаженні; I_x – струм намагнічування; V – напруга прикладена до магніторезисторів.

Цей принцип покладений в основу реалізації перетворюючого пристрою активної потужності з похибкою 0,2 %, нелінійність множення не більше 0,1 %, температурна похибка 0,01 %/°C, частотний діапазон до 1 МГц.

Недоліком перетворювача є проблематичний підбір двох магніторезисторів з однаковими параметрами та їх правильне розташування, щоб компенсувати квадратичні складові по індукціям, а також значна термоелектрорушійна сила та випрямляючі контакти в напівпровідниках, сильна температурна залежність і висока нелінійність [46].

1.4.2. Перетворювачі активної потужності на основі ефекту гігантського магнітоопору в багатошарових тонких плівках

Ефект гігантського магнітоопору (GMR-ефект) виникає у багатошарових структурах виду

$$\text{ФП} / \text{НМ} / \text{ФП},$$

де ФП – феромагнітна плівка (FeNi, CoFe, FeNiCo); НМ – розділювальна немагнітна плівка (Cu).

Відносна зміна питомого опору такої структури

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{\rho_{H=0} - \rho_{H=H_S}}{\rho_{H=H_S}} \text{ або}$$

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{\rho_{H=0} - \rho_{H=H_S}}{\rho_{H=0}},$$

де $\rho_{H=0}$ – питомий опір магніторезистору при відсутності зовнішнього магнітного поля; $\rho_{H=H_S}$ – питомий опір магніторезистору при намагніченні його до насичення.

Коефіцієнт ефекту гігантського магнітоопору дорівнює:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{\rho_{\perp} - \rho_{\parallel}}{\rho_{\parallel}} = \frac{\sigma_{\parallel}}{\sigma_{\perp}} - 1, \quad (1.16)$$

де ρ_{\perp} , ρ_{\parallel} , σ_{\perp} , σ_{\parallel} – відповідно питомий опір і провідність для антипаралельної і паралельної орієнтації намагніченості в сусідніх шарах.

Розглянемо GMR-ефект на основі спін-орбітальної взаємодії і механізму анізотропного розсіювання s – і d – електронів в феромагнетику [47]. Згідно моделі Мотта струм у феромагнетику складається з двох частин: перша створюється s – електронами з паралельними спінами, друга – з антипаралельними спінами:

$$\rho_{\parallel} = \left(\frac{1}{2\rho^+} + \frac{1}{2\rho^-} \right)^{-1} = \frac{2\rho^+\rho^-}{\rho^+ + \rho^-},$$

$$\rho_{\perp} = \left(\frac{1}{\rho^+ + \rho^-} + \frac{1}{\rho^- + \rho^+} \right)^{-1} = \frac{\rho^+ + \rho^-}{2},$$

де ρ^+ , ρ^- – питомий опір для паралельно і антипаралельно орієнтованих спінів.

$$\rho_{\perp} - \rho_{\parallel} = \frac{\rho^+ + \rho^-}{2} - \frac{2\rho^+\rho^-}{\rho^+ + \rho^-} = \frac{(\rho^+ - \rho^-)^2}{2(\rho^+ + \rho^-)} \geq 0, \quad (1.17)$$

Після підстановки (1.17) в (1.16) отримаємо:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{(\rho^+ - \rho^-)^2}{4\rho^+\rho^-}.$$

Наприклад, для багат шарової структури Co/Cu з $\rho^- = 80$ мкОм·см, $\rho^+ = 5$ мкОм·см, магніторезистивний коефіцієнт $\frac{\Delta\rho}{\rho} = 351\%$ при магнітних полях порядку одиниці тесла [21].

Чутливість магніторезистивного ефекту визначимо як:

$$S_H = \frac{\partial \Delta \rho}{\partial H_0},$$

де H_0 – мінімальне магнітне поле необхідне для насичення структури. Для GMR-ефекту $S_R = 0,01 \dots 3 \text{ \%}/(\text{A}/\text{см})$; для AMR-ефекту – $S_R = 1 \text{ \%}/(\text{A}/\text{см})$ [48].

Поверхнева щільність енергії міжшарової взаємодії:

$$W_1 = -J_1 \frac{\vec{M}_1 \vec{M}_2}{|\vec{M}_1| |\vec{M}_2|} = -J_1 \cos(\theta_1 - \theta_2),$$

де \vec{M}_1, \vec{M}_2 – намагніченість шарів; $\Delta\phi$ – кут між намагніченостями; $J_1 = \mu_0 H_s M \delta_{Fe} / 2$ – коефіцієнт зв'язку.

Залежність опору від прикладеного поля опишемо формулою [40]:

$$R(H) = R_{\parallel} + \frac{R_{\perp} - R_{\parallel}}{2} [1 - \cos(\theta_1 - \theta_2)], \quad (1.18)$$

де R_{\perp}, R_{\parallel} – опор відповідно паралельно і антипаралельно намагнічених шарів; θ_1, θ_2 – кут між векторами намагніченості відповідних шарів і легкою віссю феромагнетику.

У випадку коли обидва магнітні шари однакові і намагніченості $M_1 = M_2$, кути θ_1, θ_2 визначають мінімальну повну енергію феромагнетику [40]:

$$W_{GMR} = -\mu_0 \delta M H [\cos(\psi - \theta_1) + \cos(\psi - \theta_2)] + \mu_0 \delta K (\sin^2 \theta_1 + \sin^2 \theta_2) + \mu_0 J_1 \cos(\theta_1 - \theta_2), \quad (1.19)$$

де ψ – кут між зовнішнім магнітним полем H і легкою віссю намагнічування; k_1 – постійна анізотропії; J_1 – коефіцієнт зв'язку.

Враховуючи, що зовнішнє поле прикладене в напрямку «важкої» осі намагнічування $\psi = 0$ і

$$H_k = \frac{2k_1}{M}, \quad H_1 = -\frac{4J_1}{\mu_0 \delta M}.$$

Вираз (1.19) перепишемо як:

$$W_{GMR} = -\mu_0 \delta M H (\sin \theta_1 + \sin \theta_2) + \frac{1}{2} \mu_0 \delta M H_k (\sin^2 \theta_1 + \sin^2 \theta_2) -$$

$$-\frac{1}{4}\mu_0\delta MH_1\cos(\theta_1-\theta_2).$$

Для симетрично направлених намагніченостей, коли $\theta_1 = -\theta_2 = \theta$ отримаємо:

$$W_{GMR} = -\mu_0\delta MH\sin\theta + \mu_0\delta MH_k\sin^2\theta - \frac{1}{4}\mu_0\delta MH_1\cos 2\theta - H_d M^2\cos^2\theta.$$

Після диференціювання W_{GMR} отримаємо:

$$\frac{\partial W_{GMR}}{\partial \theta} = 0,$$

$$\sin\theta = \frac{H}{H_k + H_1}.$$

Підставляючи цей вираз в (1.18) отримаємо для $H < H_k + H_1$:

$$R(H) = R_{\parallel} + R_{\perp} - R_{\parallel}\left[1 - \frac{H^2}{(H_1 + H_k)^2}\right].$$

Для багат шарової структури відношення сигнал-завада має вигляд:

$$SNR = \frac{S_H H}{\sqrt{4kT\Delta f}} \sqrt{\frac{N}{R}},$$

де S_H – чутливість шару; H – напруженість магнітного поля; N – кількість шарів; R – опір шару.

Вихідний сигнал багат шарової GMR-структури дорівнює:

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{a}{b} IR \frac{H_{x_1}^2}{(H_1 + H_k + H_p)^2} = \frac{\Delta\rho}{\rho} \rho a J \frac{H_{x_1}^2}{(H_1 + H_k + H_p)^2} = \frac{\Delta\rho}{\rho} \rho a J \frac{H_{x_1}^2}{H_0^2},$$

де I – струм зміщення; J – щільність струму; H_0 – магнітне поле насичення; H_1 – поле зв'язку; H_k – поле анізотропії; H_p – розмагнічуюче поле.

При проектуванні вимірювальних перетворювачів активної потужності основна проблема полягає у тому, що для детектування намагніченості вимірювальної головки потрібно прикладати дуже сильні магнітні поля [49], крім того виникає потреба у забезпеченні високої точності технологічних параметрів і товщин плівок, зокрема розділювальних [50].

Таблиця 1.1. Засоби вимірювання активної потужності на низьких та середніх частотах

Типи засобів Основні параметри	Цифрові перетворювачі	Електродинамічні і феродинамічні перетворювачі	Напівпровідникові перетворювачі Холла	Магніторезистивні перетворювачі
1. Похибка вимірювання, %	$\pm 0,02 \dots 1$	$\pm 0,1 \dots 2,5$	$\pm 0,2 \dots 3$	$\pm 0,5 \dots 2$
2. Частотний діапазон, Гц	$0 \dots 100 \cdot 10^6$	$0 \dots 50 \cdot 10^3$	$0 \dots 100 \cdot 10^6$	$0 \dots 100 \cdot 10^6$
3. Чуливість, мВ/Вт	1...300	$100 \dots 3 \cdot 10^3$	$20 \dots 5 \cdot 10^2$	1...30
4. Динамічний діапазон, дБ	20...30	40	30	30...35
5. Швидкодія, с	10^{-7}	10^{-3}	10^{-6}	10^{-6}
6. Максимально допустима потужність розсіювання, мВт	2000	10000	100	100
7. Ціна, грн	5000...10000	1000...5000	100...1000	10...100

У роботі [48] представлено ватметр, який складається з двох GMR-перетворювачів, вихідний сигнал пропорційний добутку чутливості $S(i(t))$ і прикладеного магнітного поля $H(u(t))$:

$$U_0 = S(i(t))H(u(t)) = KI_M \cos(\omega t)U_M \cos(\omega t - \theta),$$

де K – постійна; θ – зсув фаз між струмом намагнічування першого перетворювача I_M і прикладеною напругою до іншого U_M .

Недоліком подібного пристрою є велика чутливість до зовнішніх магнітних полів, через які плівка пропускає створений ними паразитний вторинний струм і потреба у дуже сильних магнітних полях перемагнічування порядку 10^5 А/м [51].

Таким чином, перетворювачі на AMR-ефекті, які працюють у слабких магнітних полях (одиниці мілітесла), більш чутливі і простіші у виготовленні, ніж на GMR-ефекті [52, 53]. Для слабких магнітних полів в AMR-намагнічуємо структуру до насичення постійним самарій-кобальтовим магнітом, а для GMR-структур потрібно прикладати дуже сильні магнітні поля перемагнічування порядку 10^5 А/м, які в лабораторних умовах неможливо отримати [54, 55].

У таблиці 1.1 наведена класифікація засобів вимірювання активної потужності низьких і середніх частот за фізичними принципами їх роботи та показані основні їх параметри.

1.5. Постановка завдань дослідження

Для вимірювання активної потужності в широкому діапазоні частот і з високою точністю потрібно використовувати сигнал в лінії передачі без додаткового перетворення, що забезпечується вимірювальним магніторезистивним перетворювачем на феромагнітних плівках. Основною перевагою подібних перетворювачів є використання металевих структур, які на відміну від напівпровідників, що використовуються у перетворювачах Холла і магніторезисторах, мають на два порядки вищу чутливість ($1 \dots 30$ мВ/Вт), на три порядки меншу термоелектрорушійну силу. Лінійність вольт-амперної

характеристики провідних плівок спостерігається аж до їхнього електричного руйнування. Це надає переваги (над напівпровідниками) по співвідношенню сигнал/завада на п'ять порядків (10^{-3} дБ), що є підставою для вибору магніторезистивного перетворювача для подальшого дослідження. Крім того, магніторезистивні перетворювачі на феромагнітних плівках характеризуються тим, що у них паразитні складові на три порядки менші, ніж квадратичні складові сигналу [6].

Таким чином, завдання дослідження вимірювальних магніторезистивних перетворювачів активної потужності на основі гальваномагнітних ефектів у провідних феромагнітних плівках полягають у наступному:

1. Аналіз принципів вимірювання активної потужності гальваномагнітними перетворювачами, які постійно працюють у будь-якому місці підключення в реальному технологічному процесі і пов'язані з перемноженням вхідних величин, показав, що наведені шляхи вимірювання активної потужності, зважаючи на недоліки кожного із розглянутих засобів (низька чутливість десятки-сотні мкВ/Вт, велика термоелектрорушійна сила одиниці-десятки відсотків від амплітуди корисного сигналу, потреба у дуже сильних магнітних полях перемагнічування порядку 10^5 А/м), не зовсім відповідають розв'язанню цієї проблеми. Особливі труднощі виникають при створенні таких пристроїв в діапазоні середніх частот.
2. Розробка математичної моделі вимірювального тонкоплівкового перетворювача активної потужності середніх частот для однорідного зовнішнього магнітного поля.
3. Розробка конструкції і створення дослідницького стенду для вивчення основних параметрів і характеристик тонкоплівкового перетворювача активної потужності.
4. Дослідження впливу похибок на чутливий елемент вимірювального перетворювача активної потужності.

5. Вимірювання активної потужності «in situ» в лінії передачі з використанням тонкоплівкових перетворювачів.
6. Отримання інвертованої незалежно від полярності форми вхідного сигналу керування (живлення) тонкоплівкового перетворювача і вирішення проблеми пониження масогабаритних характеристик перетворювача на низьких частотах, захисту перетворювача від впливу зовнішніх магнітних полів. Задача полягає у перетворенні сигналів у лінії передачі для отримання модульованого меандром сигналу керування вимірювальним перетворювачем.
7. Дослідження низькочастотного розширення роботи вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот.

Результати розділу апробовані і опубліковані в працях [56а, 57а].

РОЗДІЛ 2.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ МАГНІТОРЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

2.1. Фізичні процеси у тонкій феромагнітній плівці при перетворенні енергії електромагнітного поля

До тонких феромагнітних плівок відносять шари металів та їх сплави (наприклад: Ni, Co, 80Ni20Fe, 70Co30Cu) товщиною менше 10 мкм [58].

У феромагнітних тонких плівках існує пряма обмінна взаємодія, де сусідні атоми (спіни) розташовані у сусідніх шарах [59]. Феромагнетикам властиве явище спонтанного намагнічування, завдяки якому диполі, навіть, за відсутності зовнішнього магнітного поля прагнуть вишикуватися паралельно один одному в однакових напрямках. Напрямок орієнтації диполів постійний в межах домену [60].

На характеристики гальваномагнітних пристроїв впливають такі параметри тонкоплівкових феромагнітних структур:

1. Важливим являється питомий опір плівки: в різних плівках він коливається у діапазоні десятки – сотні мкОм·см, для сплаву 80Ni20Fe $\rho = 62$ мкОм·см [61].
2. Коефіцієнт анізотропії магнітоопору:

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{R(B)}{R(0)} \frac{1}{1 + \lambda^2 G_R B^2},$$

де R – опір матеріалу плівки; λ – рухливість носіїв заряду; B – індукція магнітного поля; G_R – геометричний коефіцієнт.

Для феромагнітних плівок відносна зміна опору, яка залежить від напрямку орієнтації доменів, під дією зовнішнього змінного магнітного поля в звичайних умовах складає величину $\Delta\rho/\rho \approx 1-10\%$, для сплаву 80Ni20Fe $\Delta\rho/\rho = 1,5\%$ [61].

3. Намагніченість насичення: для сплаву 80Ni20Fe $M_0 = 8 \cdot 10^5$ А/м.

Для плівок, намагнічених до насичення (сотні тисяч А/м), відносна величина анізотропії магнітоопору дуже слабо залежить від напруженості магнітного поля аж до максимальних величин, які використовуються у техніці.

4. Поле одноосьової наведеної магнітної анізотропії:

$$H_k = \frac{2k_1}{\mu_0 M_0},$$

де k_1 – константа магнітної анізотропії.

Для сплаву 80Ni20Fe $H_k = 400$ А/м.

5. Коерцитивна сила магнітних плівок структури:

$$H_c \approx k \frac{\zeta \sigma}{I_0},$$

де k – числова константа; σ – внутрішні напруження у плівці; I_0 – струм насичення; ζ – коефіцієнт магнітострикції.

Для тонких феромагнітних плівок цей параметр дорівнює одиниці – десятки А/м.

6. Магнітна сприйнятливість феромагнетика

$$m_i = \chi_{ip}^m h_p,$$

де χ_{ip} – компоненти тензора магнітної сприйнятливості; m_i , h_p – відповідно компоненти змінних намагніченості і напруженості магнітного поля; $i, p = 1, 2 (X_1, X_2)$.

Для тонких феромагнітних плівок цей параметр порядку 1000 і більше [31].

7. Час встановлення коливань намагніченості у феромагнетика:

$$\tau = \frac{2}{\mu_0 \alpha \gamma (H_0 + M_0)},$$

де μ_0 – магнітна постійна, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; α – постійна загасання; γ – модуль гіромагнітного відношення електрону, $\gamma = 1,76 \cdot 10^{11}$ Кл/кг; H_0 – напруженість зовнішнього магнітного поля.

Для феромагнітних плівок постійна часу магнітного кола становить величину порядку $2 \dots 20 \cdot 10^{-10}$ с [29].

Задачу збудження електромагнітного поля в обмеженому провідному магнітному середовищі, у якому проявляються гальваномагнітні ефекти (аномальний ефект Холла і анізотропія магнітоопору), вирішимо, використовуючи рівняння Максвелла:

$$\begin{aligned}\operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J}^E, \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \\ \operatorname{div} \vec{D} &= q, \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0,\end{aligned}$$

з урахуванням сторонніх джерел збудження і рівняння стану середовища:

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \mu_0 \tilde{\mu} \vec{H}, \\ \vec{E} &= \vec{\rho}(\vec{B}) \vec{J}^E.\end{aligned}\quad (2.1)$$

Ізотропну тонку магнітну плівку з питомим об'ємним опором ρ і товщиною δ (кілька десятків нм) розташуємо в прямокутній лівій системі координат $X_1 O X_2$, рис. 2.1.

Якщо до магнітної плівки прикладене магнітне поле з індукцією \vec{B} і однорідний струм зі щільністю \vec{J} тече в напрямку $O X_1$, тобто компоненти $J_1 \neq 0$, $J_2 = J_3 = 0$, то результуюче електричне поле, створене у об'ємі плівки, з врахуванням (2.1) має вигляд:

$$E_i = \rho_{i1} J_1 + \rho_{i1p} J_1 B_p + \rho_{i1pk} J_1 B_p B_k,$$

де $i, p, k = 1, 2, 3 (X_1, X_2, X_3)$.

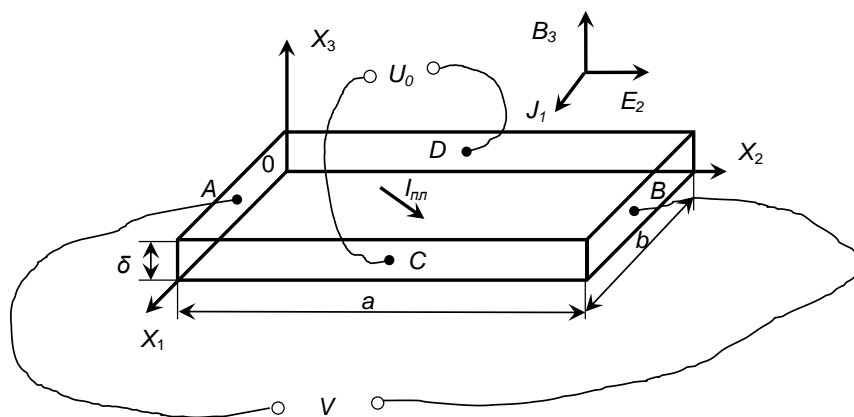


Рис. 2.1. Магнітна плівка в прямокутній системі координат

Оскільки у намагніченій до насичення феромагнітній плівці, при конфігурації показаній на рис. 2.1, перемагнічування відбувається в площині плівки тому вплив аномального ефекту Холла на плівку не розглядатимемо:

$\vec{E}_{R_1} = R_1 [\vec{M}\vec{J}] = 0$, де R_1 – постійна аномального ефекту Холла, для нікелю при кімнатній температурі $R_1 = -7,49 \cdot 10^{-16}$ Ом·м²/А [30].

Компоненти електричного поля вздовж координатних осей мають вигляд:

$$\begin{aligned} E_1 &= \rho_{11} J_1 + \rho_{1111} J_1 B_1^2 + \rho_{1122} J_1 B_2^2 + \rho_{1133} J_1 B_3^2, \\ E_2 &= \rho_{213} J_1 B_3 + (\rho_{2112} + \rho_{2121}) J_1 B_1 B_2, \\ E_3 &= \rho_{312} J_1 B_2 + (\rho_{3113} + \rho_{3131}) J_1 B_1 B_3. \end{aligned}$$

При відсутності магнітного поля $B_1 = B_2 = B_3 = 0$:

$$\begin{aligned} E_1 &= \rho_{11} J_1, \\ E_2 &= E_3 = 0. \end{aligned}$$

У випадку $B_1 = B_2 = 0$, $B_3 \neq 0$ отримаємо:

$$\begin{aligned} E_1 &= \rho_{11} J_1 + \rho_{1133} J_1 B_3^2, \\ E_2 &= \rho_{213} J_1 B_3, \\ E_3 &= 0. \end{aligned}$$

Якщо $B_1 = B_2 \neq 0$, $B_3 = 0$ то компоненти напруженості електричного поля дорівнюють:

$$\begin{aligned} E_1 &= \rho_{11} J_1 + \rho_{1111} J_1 B_1^2, \\ E_2 &= (\rho_{2112} + \rho_{2121}) J_1 B_1 B_2 = \rho_{2112} J_1 B_{110}^2, \\ E_3 &= 0. \end{aligned} \tag{2.2}$$

де B_{110} – магнітна індукція в напрямку [110].

Анізотропію магнітоопору визначимо з рівняння (2.2) як

$$\Delta\rho = \rho_{11} - \rho_{1111} = \rho_{\parallel} - \rho_{\perp},$$

де ρ_{\perp} – питомий опір провідного матеріалу при індукції \vec{B} , направлений нормально до площини пластини; ρ_{\parallel} – питомий опір провідного матеріалу при індукції \vec{B} , направлений паралельно вектору щільності струму \vec{J} .

Вихідна напруга, між контактами C і D плівки, рис. 2.1, дорівнює:

$$\vec{U}_0 = \int_C^D \vec{E} d\vec{X}_1 \cong \vec{E} \vec{x}_1 b.$$

де \vec{x}_1 – орт у напрямку осі OX_1 .

При побудові фізичної моделі вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот необхідно вирішити такі задачі:

1. Дослідити зміну тензора питомого опору феромагнітної плівки в залежності від невідомої намагніченості, розміщеної під довільним кутом до площини плівки.
2. Описати рух вектора намагніченості в плівці під дією прикладеного зовнішнього змінного магнітного поля.
3. Дослідити зміну тензора питомого опору феромагнітної плівки при дії прикладеного змінного магнітного поля в присутності постійного магнітного поля зміщення.

2.2. Зв'язок тензора питомого опору з намагніченістю тонкої феромагнітної плівки у зовнішньому магнітному полі

Чутливий елемент вимірювального перетворювача активної потужності представляє собою намагнічену до насичення феромагнітну плівку, рис. 2.2.

Вздовж розташованої в прямокутній системі координат анізотропної плівки розміщений провідник, струм у якому I_{np} створює напруженість зовнішнього змінного магнітного поля, компоненти якого дорівнюють:

$$h_k = h(I) \sin(\omega t + \varphi_{h(I)}), \quad (2.3)$$

де $h(I)$, $\varphi_{h(I)}$ – відповідно амплітуда і фаза напруженості змінного магнітного поля.

Напруженість перетвореного феромагнітною плівкою електричного поля дорівнює:

$$E_{0i} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(\rho_{ip} J_p^*), \quad (2.4)$$

де ρ_{ip} , J_p^* – змінні частини питомого магнітоопору, що враховує гальваноманітні явища в плівці, і щільності струму, які змінюються з однаковою частотою, але з різними фазами [62].

Тензор питомого магнітоопору пов'язаний з напруженістю збуджуючого змінного магнітного поля наступною залежністю:

$$\rho_{ip} = \kappa_{ipk} h_k, \quad (2.5)$$

де κ_{ipk} – компоненти тензора магніторезистивної сприйнятливості [63].

У плівці протікає змінний струм, густина якого дорівнює:

$$J_p = \frac{1}{a\delta} R_{pk} U_k \sin(\omega t + \varphi_U), \quad (2.6)$$

де R_{pk} – компоненти опору плівки [64].

Підставляючи вирази (2.5) і (2.6), з врахуванням (2.3), в формулу (2.4) отримаємо:

$$E_{0i} = \frac{1}{2} k_p [Uh(I) \cos \varphi_{Uh(I)} - Uh(I) \cos(2\omega t + \varphi_{Uh(I)})], \quad (2.7)$$

де k_p – коефіцієнт перетворення вимірювального перетворювача.

Перша частина виразу (2.7) пропорційна постійній складовій перетвореного поля і дорівнює активній частині щільності потоку енергії в лінії передачі. Друга високочастотна складова відсіюється через блокувальні ємності на землю.

Якщо намагніченість плівки, розташованої в площині $X'_1 O X'_2$ штрихової системи координат, рис. 2.3, довести до насичення у напрямі осі $O X_3$, то тензор питомого опору з урахуванням магнітоопору і аномального ефекту Холла матиме вигляд:

$$\vec{\rho} = \begin{bmatrix} \rho_0 + \Delta\rho_{\perp} & -R_1 M_3 & 0 \\ R_1 M_3 & \rho_0 + \Delta\rho_{\perp} & 0 \\ 0 & 0 & \rho_0 + \Delta\rho_{\parallel} \end{bmatrix},$$

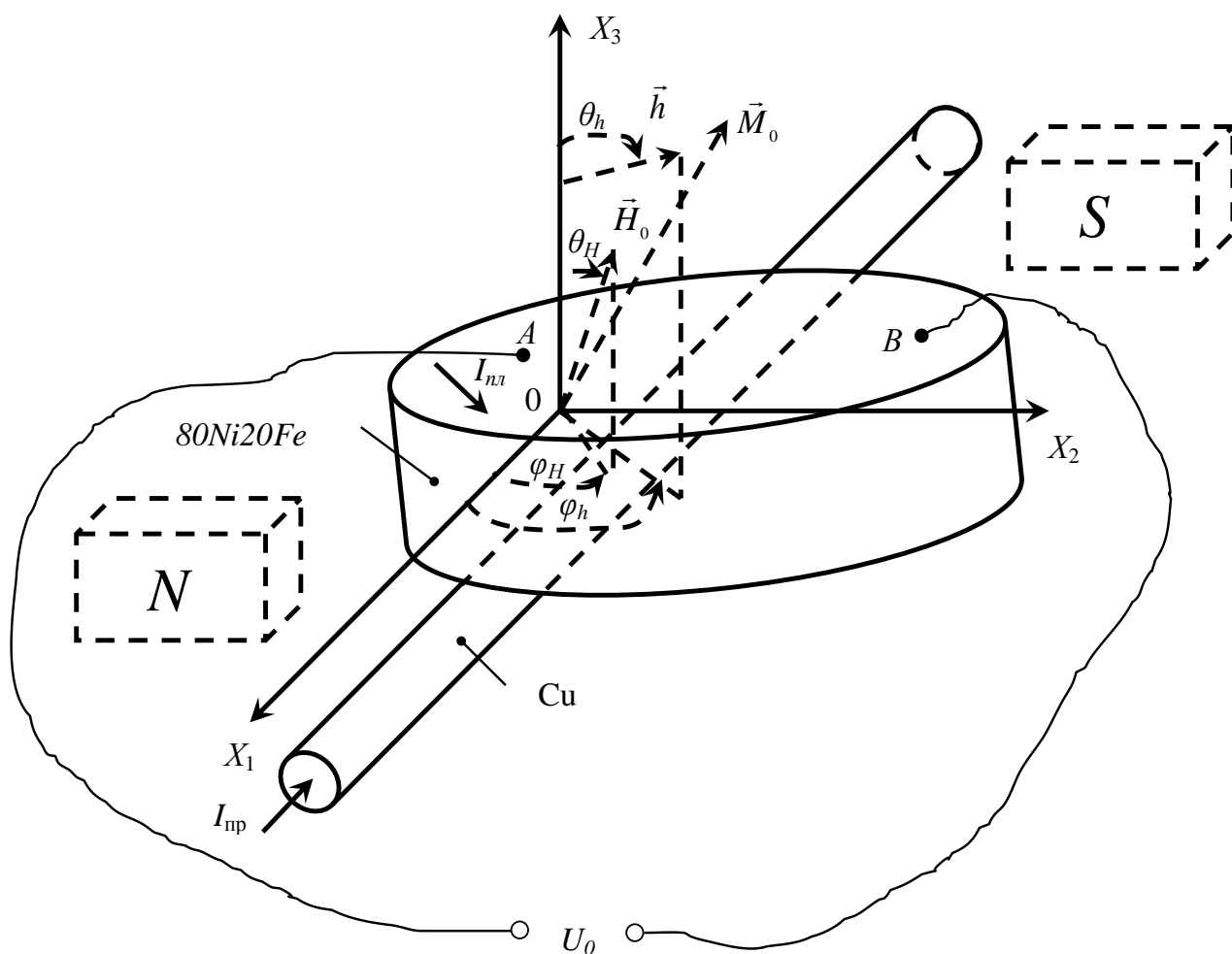


Рис. 2.2. Феромагнітна плівка у прямокутній системі координат де ρ_0 – питомий опір ізотропної розмагніченої плівки; $\Delta\rho_{\parallel}$ і $\Delta\rho_{\perp}$ – зміна питомого опору плівки в напрямках, відповідно паралельному і перпендикулярному намагніченості під дією зовнішнього постійного магнітного поля \vec{H}_0 перпендикулярно до площини плівки; R_1 – постійна аномального ефекту Холла; M_3 – намагніченість в напрямку осі OX_3 [65].

Запишемо вираз для компонентів тензора питомого опору при довільному намагніченні плівки. Для цього введемо штрихову систему координат так, щоб вектор намагніченості співпадав з віссю OX'_3 , а вісь OX'_2 лежала в площині X_1OX_2 , рис. 2.3. Таке положення координатних осей отримаємо шляхом послідовного обертання нештрихової системи координат навколо осі OX'_2 на кут $(-\theta)$ з подальшим обертанням навколо осі OX_3 на кут $(-\varphi)$. Це обертання опишемо матрицею перетворення координат:

$$F = \begin{bmatrix} \cos \varphi \cos \theta & -\sin \varphi & \cos \varphi \sin \theta \\ \sin \theta \cos \theta & \cos \varphi & \sin \varphi \sin \theta \\ -\sin \varphi & 0 & \cos \theta \end{bmatrix}.$$

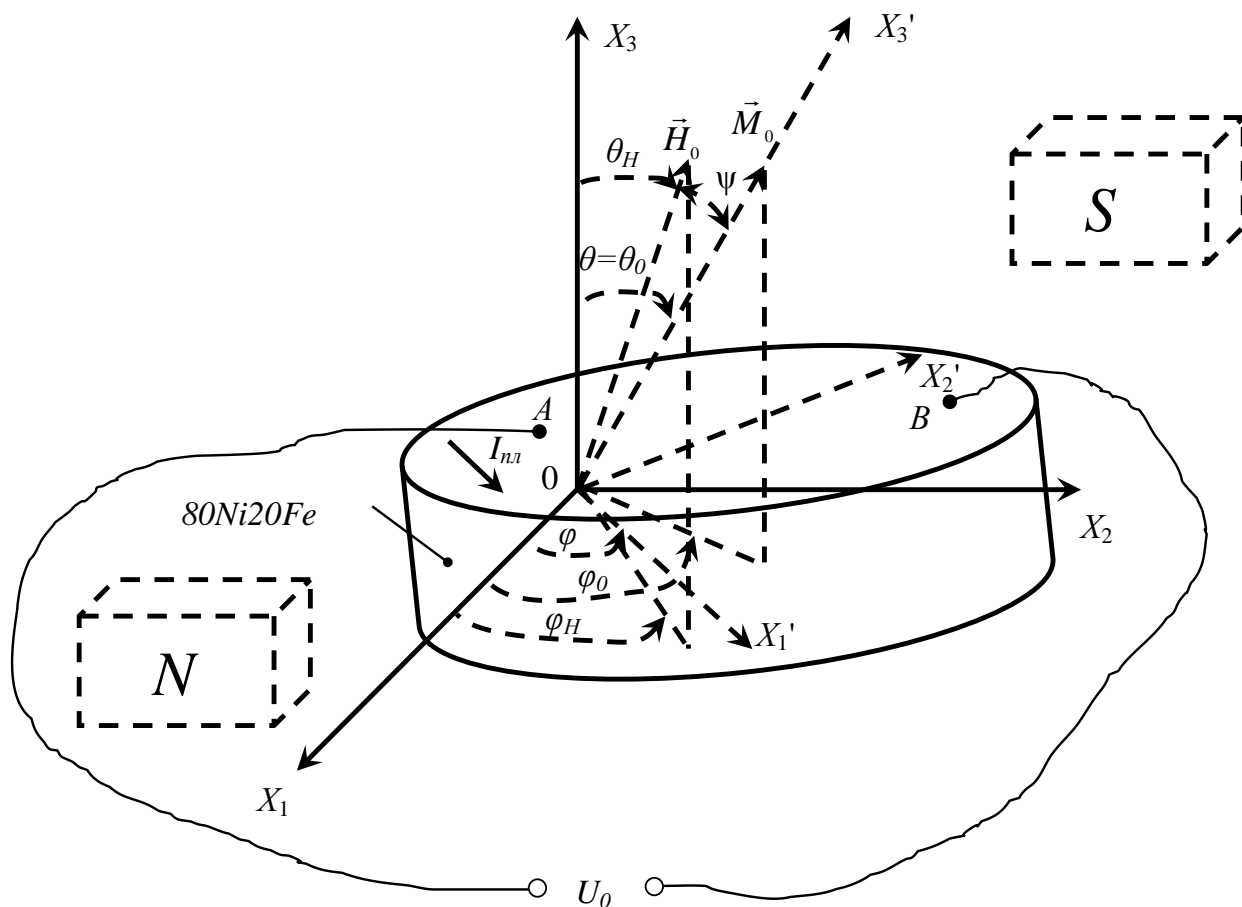


Рис. 2.3. Ферромагнітна плівка в штриховій системі координат
Тензор питомого опору в нештриховій системі координат дорівнює:

$$\vec{\rho} = F \vec{\rho}' F^T,$$

де F^T – транспонована матриця.

Оскільки струм в плівці протікає в її площині і вихідну напругу знімаємо теж в площині плівки, то в тензорі питомого опору достатньо визначити тільки чотири компоненти, які в нештриховій системі координат мають вигляд [66]:

$$\begin{aligned} \rho_{11} &= \rho_0 + \Delta\rho_{\perp} (\cos^2 \varphi \cos^2 \theta + \sin^2 \varphi) + \Delta\rho_{\parallel} \cos^2 \varphi \sin^2 \theta, \\ \rho_{12} &= 0,5 \Delta\rho \sin 2\varphi \sin^2 \theta - R_1 M_3 \cos \theta, \\ \rho_{21} &= 0,5 \Delta\rho \sin 2\varphi \sin^2 \theta + R_1 M_3 \cos \theta, \\ \rho_{22} &= \rho_0 + \Delta\rho_{\perp} (\sin^2 \varphi \cos^2 \theta + \cos^2 \varphi) + \Delta\rho_{\parallel} \sin^2 \varphi \sin^2 \theta, \end{aligned}$$

(2.8)

де $\Delta\rho = \Delta\rho_{\parallel} - \Delta\rho_{\perp}$ – анізотропія магнітоопору, $\Delta\rho > 0$.

Таким чином, щоб змінити компоненти тензора питомого опору $\vec{\rho} + \Delta\vec{\rho}$ треба змінювати напрям вектору намагніченості за рахунок прикладеного зовнішнього змінного магнітного поля \vec{h} (відповідно будуть змінюватися кути φ , θ). З формули (2.8) видно, що у діагональних компонентах тензора питомого опору присутня постійна і змінна складові опору плівки, а в недіагональних присутня компонента, яка описує аномальний ефект Холла. На рис. 2.4 зображено сімейство кривих 1, які представляють зміну діагональних компонентів в залежності від співвідношення $\Delta\rho_{\perp}/\Delta\rho_{\parallel}$, крива 2 – недіагонального компоненту тензора питомого опору від кута намагніченості в площині феромагнітної плівки. Спостерігаємо зміну компонентів тензора питомого опору в залежності від намагніченості, вектор якої рухається по еліпсу під кутом до площини плівки під дією зовнішнього змінного магнітного поля.

Запишемо вираз для змінної частини компонентів тензора питомого магнітоопору при фіксованому положенні вектору намагніченості \vec{M} :

$$\Delta\rho_{ip} = \rho_{ip}(\beta) - \rho_{ip}(0) = \xi_{ipk}\beta_k + \frac{1}{2}\xi_{ipkl}\beta_k\beta_l, \quad (2.9)$$

де $\xi_{ipk} = \frac{\partial\rho_{ip}}{\partial\beta_k}$, $\xi_{ipkl} = \frac{\partial^2\rho_{ipkl}}{\partial\beta_k\partial\beta_l}$, ... – тензор гіромагніторезистивної сприйнятливості

першого, другого і т.д. порядків; $\vec{\beta}$ – вектор гірації компоненти якого $\Delta\theta$ і $\Delta\varphi$ – це відхилення кутів під дією зовнішнього магнітного поля за рахунок гіромагнітної сприйнятливості в сферичній системі координат; $i, p = 1, 2 (x_1, x_2)$, $k, l = \theta, \varphi$. Вектор гірації пов'язаний із зовнішнім магнітним полем, орієнтацією плівки, її намагніченістю. Компоненти вектора гірації описують прецесію вектору намагніченості \vec{M}_0 : $\Delta\theta, \Delta\varphi \Big|_{\theta_0, \varphi_0} = \frac{\vec{m}}{M_0}$.

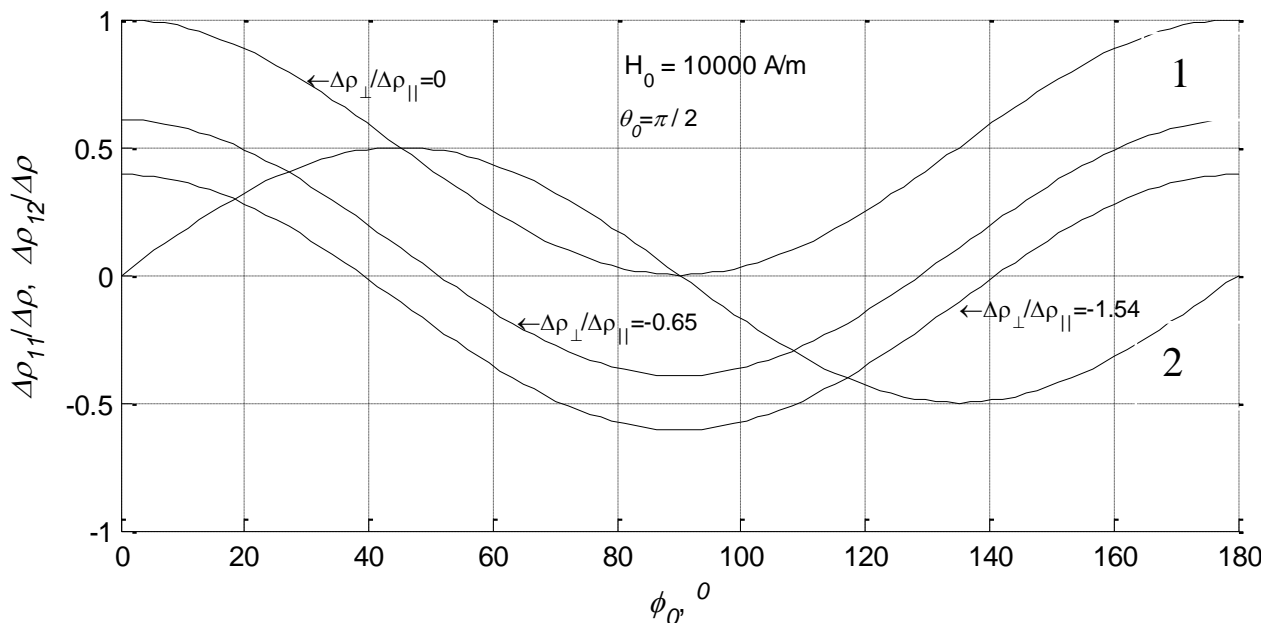


Рис. 2.4. Зміна компонентів тензора питомого опору від кута намагніченості

Диференціюючи відповідні значення по β_k або по $\Delta\theta$ і $\Delta\varphi$, одержимо вираз для компонентів тензора гіромагніторезистивної сприйнятливості у матричній формі:

$$[\xi_{ipk}] = [\xi_{ip\theta}, \xi_{ip\varphi}],$$

де

$$[L_{ip}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\xi_{ip\theta} = \Delta\rho \sin 2\theta \cdot C'_{ip\theta} + R_1 M_3 \sin \theta \cdot L_{ip};$$

$$\xi_{ip\varphi} = \Delta\rho \sin^2 \theta \cdot C_{ip\varphi};$$

$$[C_{ip\varphi}] = \begin{bmatrix} -\sin 2\varphi & \cos 2\varphi \\ \cos 2\varphi & \sin 2\varphi \end{bmatrix};$$

$$[C'_{ip\theta}] = \begin{bmatrix} \cos^2 \varphi & \frac{1}{2} \sin 2\varphi \\ \frac{1}{2} \sin 2\varphi & \sin^2 \varphi \end{bmatrix};$$

θ та φ – кути, що описують рівноважне положення вектора намагніченості.

2.3. Рух вектору намагніченості феромагнітної плівки під дією зовнішнього магнітного поля

Вектор намагніченості, за рахунок дії змінного поля $\vec{h}e^{j\omega t}$, що створюється струмом у провіднику I_{np} , починає прецесувати навколо свого рівноважного положення, внаслідок прецесії з'являються кути $\Delta\theta$, $\Delta\phi$, рис. 2.5. Коли вектор намагніченості паралельний площині плівки потрібно меншу енергію для перемагнічування, а коли перпендикулярний то, необхідно прикладати більшу енергію. Зміна намагніченості ΔM по довжині в напрямку осі Ox_3' відсутня, так як плівка намагнічена до насичення: $|\vec{M}| = |\vec{M}_0|$, але реально ці два вектори різні по напрямку і мають складову, яка їх замикає \vec{m} . При вирішенні нелінійної задачі, коли вектор намагніченості значно відхиляється, вираз для тензора магніторезистивної сприйнятливості ускладнюється, так як треба враховувати складову \vec{m} , яка має напрям ефективного намагнічуючого поля. Оскільки розв'язуємо задачу в нелінійному наближенні, то врахуємо змінну складову вектора намагніченості тільки тоді, коли намагніченість перпендикулярна площині плівки, а у всіх інших напрямках знехтуємо цією складовою [67].

Траєкторія руху вектора намагніченості у феромагнетику під дією зовнішнього магнітного поля опишемо нелінійним рівнянням Ландау-Ліфшица [68]:

$$\frac{d\vec{M}}{dt} = -\mu_0\gamma(\vec{M} \times \vec{H}^{ef}) + \frac{\alpha}{|\vec{M}|} \left(\vec{M} \times \frac{d\vec{M}}{dt} \right), \quad (2.10)$$

де $\alpha = 10^{-2} \dots 10^{-3}$ – постійна згасання, що залежить від ширини лінії феромагнітного резонансу плівки, безрозмірна; $\gamma = 1,76 \cdot 10^{11}$ Кл/кг – модуль гіромагнітного відношення електрона; \vec{H}^{ef} – напруженість ефективного магнітного поля, А/м; \vec{M} – вектор намагніченості, А/м.

Вектор намагніченості під дією збуджуючого зовнішнього поля починає прецесувати з власною частотою $\omega_0 + j\alpha\omega_0$, де перший доданок описує фазу, а другий – описує загасання частоти. Знак "+" означає, що енергія виділяється в

тепло, а не навпаки. Перший член рівняння (2.10) це вектор гірації, другий член – описує загасання вектору намагніченості по спіралі, тому що магнітне поле прикладене назустріч намагніченості, тобто останній член рівняння пов'язаний зі швидкістю зміни намагніченості і описує гальмівну силу, яка направлена проти її руху.

$$\begin{aligned}\vec{H}^{ef} &= \vec{H}_0^{ef} + \vec{h}^{ef} \exp(j\omega t), \\ \vec{M} &= \vec{M}_0 + \vec{m} \exp(j\omega t - j\psi),\end{aligned}$$

де \vec{H}_0^{ef} , \vec{M}_0 – відповідно напруженість постійних ефективного магнітного поля і намагніченості; ψ – зсув фаз між напруженістю збуджуючого змінних магнітного поля \vec{h}^{ef} і намагніченістю \vec{m} феромагнітної плівки.

Рівноважне положення вектору намагніченості відповідає умові:

$$-\mu_0 \gamma (\vec{M}_0 \times \vec{H}_0^{ef}) = 0. \quad (2.11)$$

Векторний добуток (2.11) дорівнює нулю, коли вектори колінеарні в нештриховій системі координат. З рівняння рівноваги (2.11) знаходимо кути, які визначають рівноважне положення вектору намагніченості θ_0 , φ_0 .

Напруженість ефективного поля викликається факторами, які відносяться до магнітного поля:

$$\vec{H}^{ef} = \vec{H} + \vec{H}_k + \vec{H}_{обм} + \vec{H}_p + \vec{H}_I,$$

де \vec{H} – напруженість зовнішнього магнітного поля; \vec{H}_k – напруженість поля магнітної анізотропії; $\vec{H}_{обм}$ – напруженість поля обмінної і магнітно-дипольної взаємодій; \vec{H}_p – напруженість поля розмагнічуючих факторів; \vec{H}_I – напруженість поля створеного струмом у феромагнетику.

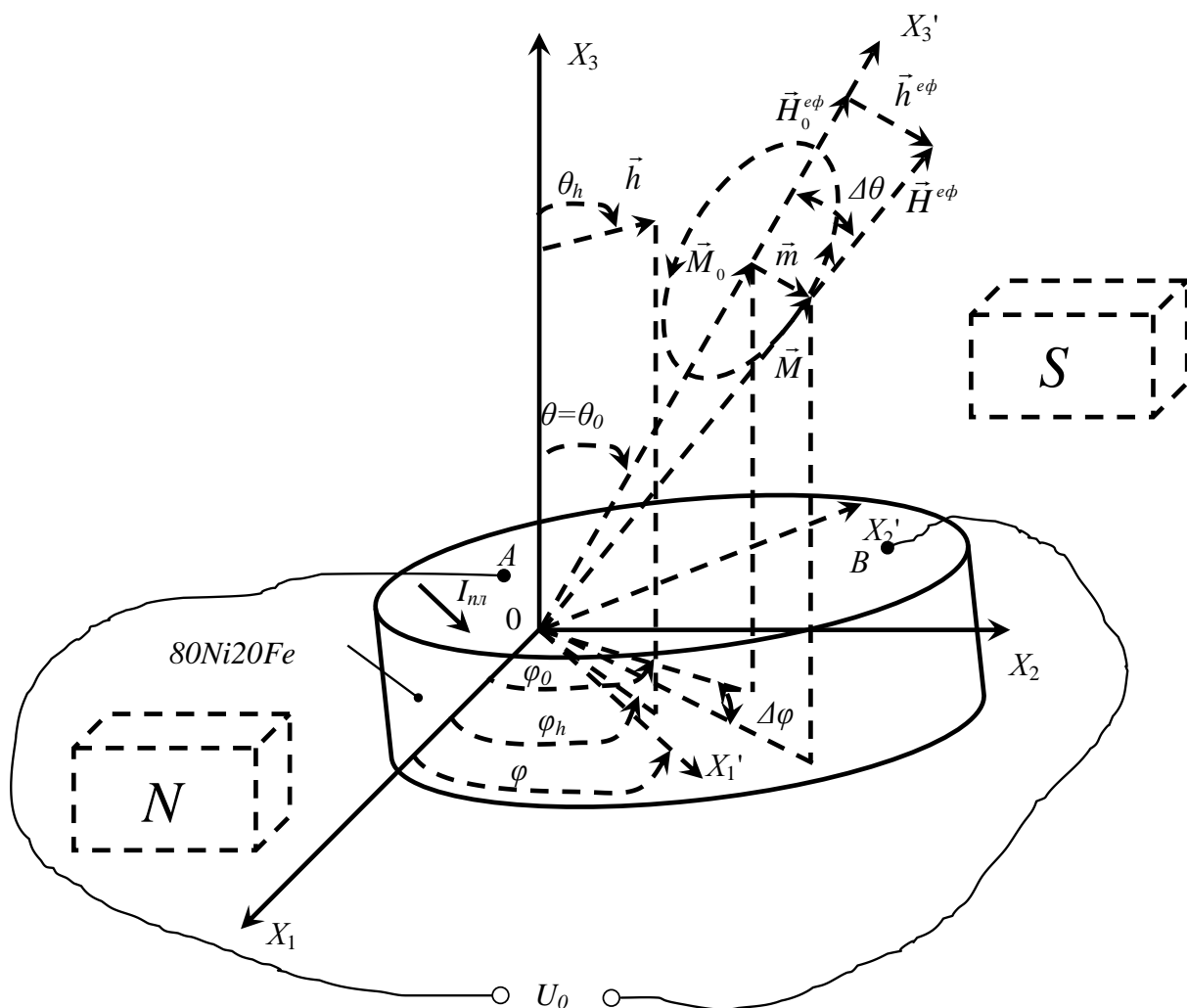


Рис. 2.5. Збудження феромагнітної плівки зовнішнім магнітним полем

Ефективне магнітне поле пов'язане з густиною вільної енергії феромагнітної плівки як:

$$\vec{H}_0^{ef} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial U}{\partial \vec{M}} = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial U}{\partial M_0} i\hat{r} + \frac{1}{M_0} \frac{\partial U}{\partial \theta} i\hat{\theta} + \frac{1}{M_0 \sin \theta} \frac{\partial U}{\partial \varphi} i\hat{\varphi} \right), \quad (2.12)$$

де \hat{r} , $\hat{\theta}$, $\hat{\varphi}$ – орти в сферичній системі координат.

Складова $-\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial U}{\partial M_0} i\hat{r} \neq 0$ оскільки не буде руху намагніченості.

Густина вільної магнітної енергії полікристалічного феромагнетика, яка виділяється в тепло, включає енергію феромагнетика в зовнішніх постійних U^{H_0} і змінних U^h магнітних полях, магнітостатичну енергію U^N і енергію одноосної магнітної анізотропії U^{H_k} для однорідної намагніченості по всій плівці:

$$U = U^{H_0} + U^h + U^N + U^{H_k}. \quad (2.13)$$

Розглянемо вираз (2.13) для густини вільної енергії. Зеємановську енергію визначимо як:

$$U^{H_0} = -\mu_0 \vec{M}_0 \times \vec{H}_0 = M_0 H_0 \cos \psi_{M_0 H_0},$$

де $\psi_{M_0 H_0}$ – кут між вектором намагніченості \vec{M}_0 та вектором прикладеного зовнішнього магнітного поля \vec{H}_0 .

$$\cos \psi_{M_0 H_0} = \frac{X_{1H} X_{1M} + X_{2H} X_{2M} + X_{3H} X_{3M}}{\sqrt{X_{1H}^2 + X_{2H}^2 + X_{3H}^2} \sqrt{X_{1M}^2 + X_{2M}^2 + X_{3M}^2}}, \quad (2.14)$$

де X_{1H}, X_{2H}, X_{3H} та X_{1M}, X_{2M}, X_{3M} – відповідно координати векторів \vec{H}_0 та \vec{M}_0 , що у сферичній системі координат:

$$\begin{aligned} X_{1H} &= |\vec{H}_0| \sin \theta_H \cos \varphi_H, & X_{2H} &= |\vec{H}_0| \sin \theta_H \sin \varphi_H, & X_{3H} &= |\vec{H}_0| \cos \theta_H, \\ X_{1M} &= |\vec{M}_0| \sin \theta \cos \varphi, & X_{2M} &= |\vec{M}_0| \sin \theta \sin \varphi, & X_{3M} &= |\vec{M}_0| \cos \theta, \end{aligned} \quad (2.15)$$

де θ_H, φ_H – сферичні кути, що визначають напрям вектору зовнішнього постійного магнітного поля; θ, φ – сферичні кути, що визначають напрям вектора намагніченості M_0 .

Підставляючи вираз (2.15) у (2.14) отримаємо:

$$\cos \psi_{M_0 H_0} = \sin \theta_H \sin \theta \cos(\varphi_H - \varphi) + \cos \theta_H \cos \theta.$$

Таким чином,

$$U^{H_0} = -\mu_0 M_0 H_0 (\sin \theta_H \sin \theta \cos(\varphi_H - \varphi) + \cos \theta_H \cos \theta).$$

Енергія феромагнетика в змінному магнітному полі опишемо виразом:

$$U^h = -\mu_0 \vec{M}_0 \vec{h} = -\mu_0 M_0 [h_1 \sin \theta \cos \varphi + h_2 \sin \theta \sin \varphi + h_3 \cos \theta],$$

де h_1, h_2, h_3 – складові амплітуди змінного зовнішнього магнітного поля, проекції вектора \vec{h} на відповідні осі координат.

Магнітостатичну енергію знайдемо як:

$$U^N = -\frac{1}{2} \mu_0^2 \vec{M}^T \vec{H}_p,$$

де \vec{M}^T – транспонована матриця.

Оскільки магнітна плівка намагнічена до насичення \vec{M}_0 – це магнітний момент, який отримуємо, якщо плівку повністю намагнітити. Оскільки магнітний момент існує в обмеженій формі, тому проявляється скачок вектора намагніченості, внаслідок якого на поверхні з'являються магнітні заряди, які створюють розмагнічуюче поле:

$$\vec{H}_p = -\frac{1}{\mu_0} \vec{N} \vec{M},$$

де \vec{N} – тензор розмагнічуючих факторів форми плівки.

$$\vec{N} = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & 0 \\ 0 & N_2 & 0 \\ 0 & 0 & N_3 \end{bmatrix},$$

де N_1, N_2, N_3 – розмагнічуючі фактори форми магнітної плівки.

Для тіла, яке обмежене поверхнею другого порядку (сфера, еліпсоїд), в однорідному зовнішньому магнітному полі намагніченість і розмагнічуюче поле також однорідні. Якщо феромагнітна плівка має форму круглої плями, що отримуємо в процесі напилення через маску, з геометричними розмірами в її площині l, c і товщиною δ (рис. 2.6), яку представимо у вигляді трьохосного еліпсоїда, сплюсненого по осі OX_3 розмагнічуючі фактори форми дорівнюють [66]

$$N_1 = \frac{\delta}{l + \delta} \approx \frac{\delta}{l}, \text{ для } \delta \ll l; N_2 = \frac{\delta}{c + \delta} \approx \frac{\delta}{c}, \text{ для } \delta \ll c; N_3 = 1 - (N_1 + N_2)$$

або $N_3 = 1 - \delta/c$ для $\delta \ll c < l$.

Розмагнічуючі фактори форми плівки намагаються розмістити вектор намагніченості у площину плівки. Енергія вектора намагніченості в площині плівки нижча мінімальної, а перпендикулярно є вищою.

Для компенсації \vec{H}_p вздовж плівки в напрямку осі OX_2 прикладене, створене зовнішнім постійним магнітом, рис. 2.5, намагнічуюче поле з напруженістю \vec{H}_0 , яке підсилює \vec{M}_0 .

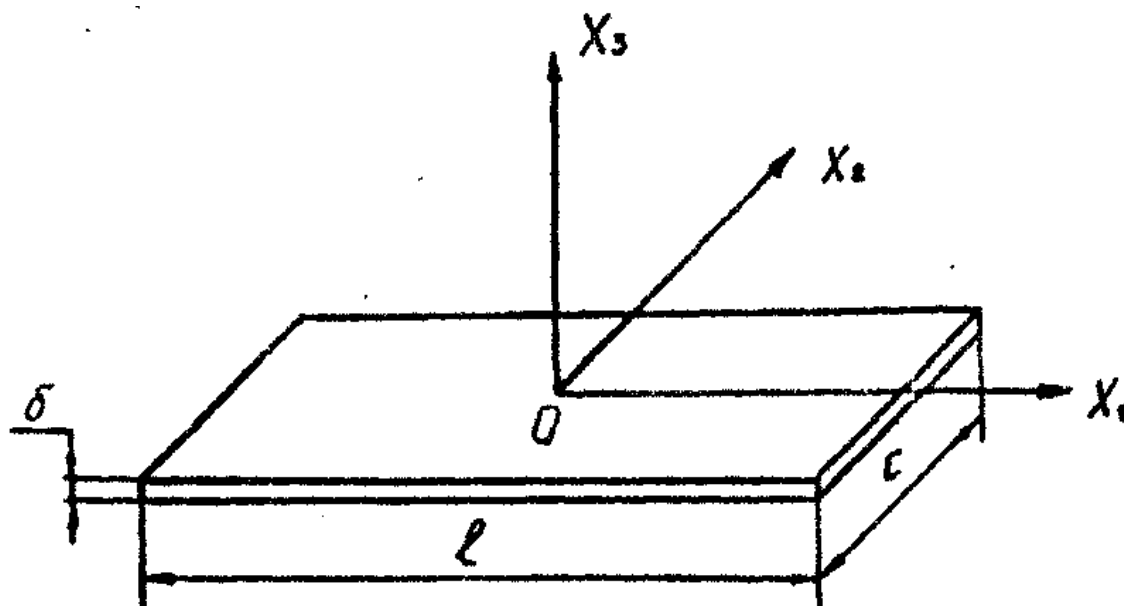


Рис. 2.6. До визначення розмагнічуючих факторів форми магнітної плівки

Для розв'язання задачі виявлення вільної енергії при визначенні рівноважного положення вектору намагніченості феромагнітної плівки перейдемо до сферичної системи координат:

$$\vec{M} = \begin{bmatrix} M_0 \sin \theta \cos \varphi \\ M_0 \sin \theta \sin \varphi \\ M_0 \cos \theta \end{bmatrix}.$$

Кінцевий вираз для магнітостатичної енергії має вигляд:

$$U^N = \frac{1}{2} \mu_0 M_0^2 [N_1 \sin^2 \theta \cos^2 \varphi + N_2 \sin^2 \theta \sin^2 \varphi + N_3 \cos^2 \theta].$$

Енергія одноосної магнітної анізотропії дорівнює:

$$U^{H_k} = k_1 \sin^2 \psi_{M_0 H_k} = k_1 (1 - \cos^2 \psi_{M_0 H_k}),$$

де $k_1 = \frac{1}{2} \mu_0 M_0 H_k$ – константа одноосної магнітної анізотропії для кубічної гранецентричної кристалічної ґратки феромагнетика.

$$\cos \psi_{M_0 H_k} = \sin \theta_k \sin \theta \cos(\varphi_k - \varphi) + \cos \theta_k \cos \theta,$$

де θ_k, φ_k – сферичні кути, що визначають двонаправлену легку вісь плівки.

Кінцевий вираз для енергії одноосної магнітної анізотропії має вигляд:

$$U^{H_k} = k_1 \left\{ 1 - [\sin \theta \sin \theta_k \cos(\varphi_k - \varphi) + \cos \theta \cos \theta_k]^2 \right\}.$$

Таким чином, густина вільної енергії в сферичній системі координат

дорівнює:

$$\begin{aligned}
 U = & -\mu_0 H_0 M_0 [\sin \theta \sin \theta_H \cos(\varphi_H - \varphi) + \cos \theta \cos \theta_H] - \\
 & - \mu_0 M_0 [h_1 \sin \theta \cos \varphi + h_2 \sin \theta \sin \varphi + h_3 \cos \theta] + \\
 & + 0,5\mu_0 M_0^2 [N_1 \sin^2 \theta \cos^2 \varphi + N_2 \sin^2 \theta \sin^2 \varphi + N_3 \cos^2 \theta] + \\
 & + k_1 \left\{ 1 - [\sin \theta \sin \theta_k \cos(\varphi_k - \varphi) + \cos \theta \cos \theta_k]^2 \right\}. \quad (2.16)
 \end{aligned}$$

Рівноважне положення вектора намагніченості не можна розв'язувати в наближенні малих сигналів тому, що поля і намагніченості, поля анізотропії тощо співпадають або близькі по величині.

Умова рівноваги (2.11) відповідає рівності нулю кутових складових ефективного поля (2.12), це означає що вектор намагніченості знаходиться під дією тільки радіальної компоненти $H_0^{e\phi}$, а інші компоненти прирівнюємо до нуля і знаходимо положення рівноваги, що з врахуванням (2.16) приводить до системи двох нелінійних рівнянь, які мають вигляд [66]:

$$\begin{cases} -\frac{1}{\mu_0 M_0} \frac{\partial U}{\partial \theta} = 0, \\ -\frac{1}{\mu_0 M_0 \sin \theta} \frac{\partial U}{\partial \varphi} = 0. \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} -\frac{H_0}{M_0} [\cos \theta \sin \theta_H \cos(\varphi_H - \varphi) - \sin \theta \cos \theta_H] + \frac{1}{2} \sin 2\theta (N_1 \cos^2 \varphi + \\ + N_2 \sin^2 \varphi - N_3) - \frac{2k_1}{\mu_0 M_0^2} [\sin \theta \sin \theta_k \cos(\varphi_k - \varphi) + \cos \theta \cos \theta_k] \times \\ \times [\cos \theta \sin \theta_k \cos(\varphi_k - \varphi) - \sin \theta \cos \theta_k] = 0, \\ -\frac{2H_0}{M_0} \sin \theta_H \sin(\varphi_H - \varphi) - (N_1 - N_2) \sin \theta \sin 2\varphi - \\ -\frac{2k_1}{\mu_0 M_0^2} [\sin^2 \theta_k \sin \theta \sin 2(\varphi_k - \varphi) + \sin 2\theta_k \cos \theta \sin(\varphi_k - \varphi)] = 0. \end{cases} \quad (2.18)$$

Чисельне розв'язання системи нелінійних рівнянь (2.18) дозволяє визначити рівноважне положення вектора намагніченості φ_0, θ_0 , рис. 2.7.

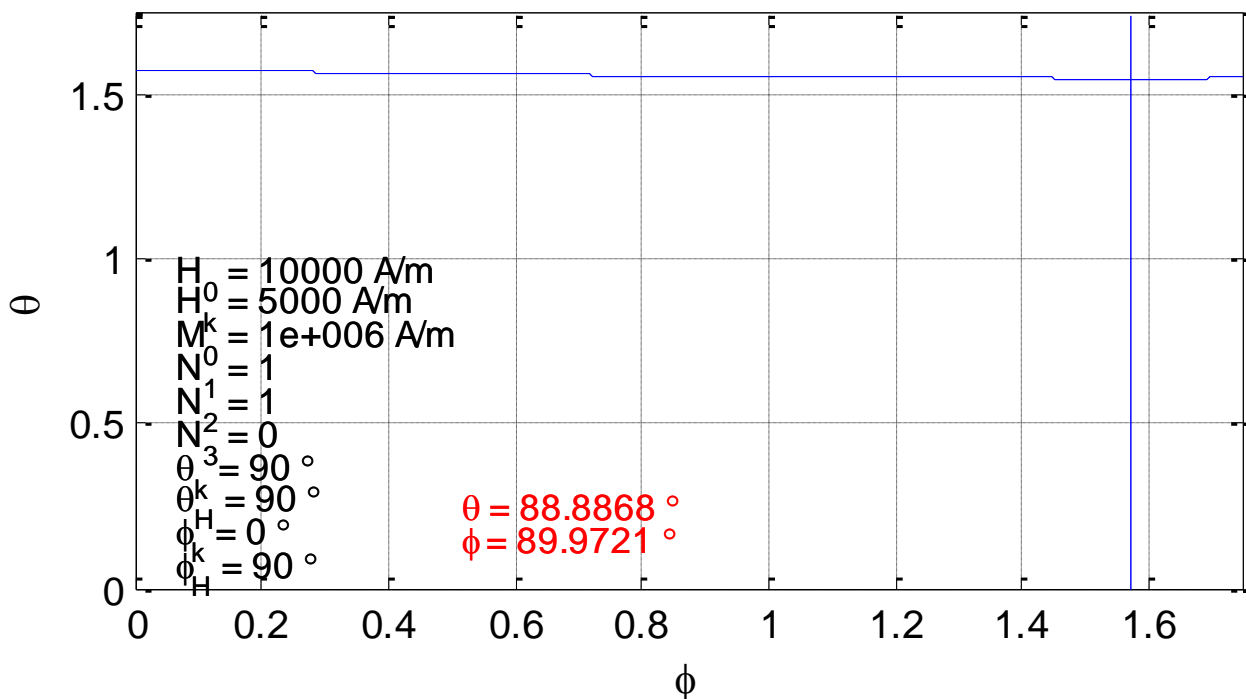


Рис. 2.7. Визначення рівноважного положення вектора намагніченості

Запишемо рівняння (2.11) в комплексній формі для змінних складових:

$$j\omega\vec{m}\exp(-j\psi) = -\mu_0\gamma\left[\vec{M}_0 \times \vec{h}^{e\phi} + \vec{m} \times \vec{H}_0^{e\phi} \exp(-j\psi) + \vec{m} \times \vec{h}^{e\phi} \exp(j\omega t - j\psi)\right] + \frac{\alpha}{|\vec{M}_0 + \vec{m} \exp(j\omega t - j\psi)|} \left[j\omega\vec{M}_0 \times \vec{m} \exp(-j\psi) + j\omega\vec{m} \times \vec{m} \exp(j\omega t - 2j\psi) \right] \quad (2.19)$$

Мінімізуємо вираз (2.19), враховуючи що $|\vec{M}_0| \gg |\vec{m}|$, $|\vec{H}_0^{e\phi}| \gg |\vec{h}^{e\phi}|$, $\vec{m} \times \vec{h}^{e\phi} \exp(j\omega t - j\psi) = 0$, $\vec{m} \times \vec{m} = 0$, $\vec{m} \exp(j\omega t - j\psi) = 0$, отримаємо:

$$j\omega\vec{m} + \mu_0\gamma\vec{m} \times \vec{H}_0^{e\phi} \exp(j\psi) - j \frac{\alpha\omega}{|\vec{M}_0|} \vec{M}_0 \times \vec{m} = -\mu_0\gamma\vec{M}_0 \times \vec{h}^{e\phi}.$$

Вираз для напруженості ефективного магнітного поля має вигляд:

$$\vec{H}^{e\phi} = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{\partial U}{\partial \vec{M}} + \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2} \vec{m} + \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M} \partial \vec{h}} \vec{h} \right) \Bigg|_{\substack{\theta=\theta_0 \\ \phi=\phi_0}}. \quad (2.20)$$

Підставляючи величину ефективного поля (2.20) в рівняння руху намагніченості (2.11) і враховуючи ту обставину, що намагніченість не змінюється по амплітуді ($m'_3 = 0$), тобто вектор намагніченості \vec{m} обертається в

площині плівки, для кутових складових вектора намагніченості при гармонійній дії, одержимо нелінійне рівняння руху намагніченості у вигляді:

$$j\omega\vec{m} = -\mu_0\gamma\left\{\left[\vec{M}_0 + \vec{m}\right] \times \left[-\frac{1}{\mu_0}\left(\frac{\partial U}{\partial \vec{M}} + \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2}\vec{m} + \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}\partial \vec{h}}\vec{h}\right)\exp(j\psi)\right]\right\} + j\frac{\alpha\omega}{|\vec{M}_0|}\vec{M}_0 \times \vec{m}$$

При векторному добутку залишається три складові, знівелюються $\vec{M}_0 \times \frac{\partial U}{\partial \vec{M}}$, так як немає змінної складової, $|\vec{M}_0| = M_0$ – довжина вектора і мінімізуємо $\vec{m} \times \vec{m}$, $\vec{m} \times \vec{h}$ так як другого порядку малості:

$$j\omega\vec{m} - \frac{\omega_m}{\mu_0}\vec{x}'_3 \times \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2}\vec{m} - \gamma\vec{m} \times \vec{x}'_3 \frac{\partial U}{\partial M_0}\exp(j\psi) - \frac{j\omega\alpha}{M_0}M_0 \times \vec{m} = \frac{\omega_m}{M_0\mu_0}\vec{x}'_3 \times \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}\partial \vec{h}}\vec{h}, \quad (2.21)$$

де \vec{x}'_3 – орт у напрямі осі $0\vec{x}'_3$, введений для заміни скалярного добутку.

При розрахунку виразу (2.21) приймемо, що частота $\omega_m = \mu_0\gamma M_0$ характеризує намагніченість плівки. Далі вводимо тензор Леві-Чевіта за рахунок чого векторні добутки знівелюємо:

$$j\omega\vec{m} - \omega_m\vec{x}'_3 \times \frac{1}{\mu_0}\frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2}\vec{m} - \vec{m} \times \vec{x}'_3 \frac{\omega_m}{\mu_0 M_0}\frac{\partial U}{\partial M_0}\exp(j\psi) - j\omega\alpha\vec{x}'_3 \times \vec{m} =, \\ = \frac{\omega_m}{\mu_0}\vec{x}'_3 \times \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}\partial \vec{h}}\vec{h} \quad (2.22)$$

Замінімо в рівнянні (2.22) векторний добуток на орт \vec{x}'_3 множенням на символ Леві-Чивіта, що є відносним тензором:

$$\epsilon_{j3k} = \begin{cases} 1 & \text{при парному числі транспозицій 1,2,3} \\ -1 & \text{при непарному числі транспозицій 1,2,3} \\ 0 & \text{якщо є індекси, що повторюються,} \end{cases}$$

який у вибраній системі координат для кутів θ і ϕ має вигляд:

$$\vec{\epsilon} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Тоді рівняння (2.22) прийме вигляд:

$$j \omega \vec{m} - j \omega \alpha \vec{\epsilon} \vec{m} + \frac{\omega_m}{\mu_0 M_0} \frac{\partial U}{\partial M_0} \vec{\epsilon} \vec{m} \exp(j\psi) - \frac{\omega_m}{\mu_0} \vec{\epsilon} \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2} \vec{m} = \frac{\omega_m}{\mu_0} \vec{\epsilon} \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M} \partial \vec{h}} \vec{h}.$$

Помножимо обидві частини рівняння зліва на тензор $\vec{\epsilon}$ і згрупуємо відносно невідомої \vec{m} . Враховуючи, що $\vec{\epsilon} \vec{\epsilon} = -\vec{\delta}$, де $\vec{\delta}$ – одиничний тензор, отримаємо:

$$\left[j \omega (\vec{\epsilon} + \alpha \vec{\delta}) + \omega_m \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2} - \frac{\exp(j\psi)}{\mu_0 M_0} \frac{\partial U}{\partial M_0} \vec{\delta} \right) \right] \vec{m} = - \frac{\omega_m}{\mu_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M} \partial \vec{h}} \vec{h}.$$

Переходячи до вектора гірації отримаємо:

$$\vec{\beta} = \frac{\vec{m}}{M_0} = \vec{\chi}^\beta \vec{h}, \quad (2.23)$$

де $\vec{\chi}^\beta = \vec{\chi}^m / M_0$ – тензор гіромагнітної сприйнятливості, який описує рух вектору намагніченості.

$$\vec{\chi}^\beta = \frac{1}{M_0} \left[j \frac{\omega}{\omega_m} (\vec{\epsilon} + \alpha \vec{\delta}) + \vec{T} \right]^{-1} \left(- \frac{\partial^2 U}{\mu_0 \partial \vec{M} \partial \vec{h}} \right). \quad (2.24)$$

Щоб отримати вектор гірації $\vec{\beta}$ через відхилення кутів $\Delta \theta$, $\Delta \varphi$, потрібно напруженість поля \vec{h} трансформувати у відхилення. Для вектору \vec{h} : θ_h, φ_h його складові в сферичній системі координат, а в штриховій – $h_{x_1}, h_{x_2}, h_{x_3}$. Для переходу із сферичної в прямокутну штрихову систему координат скористаємось виразом:

$$\vec{\beta} = \vec{\chi}^\beta \vec{h}_{\theta\varphi} = \vec{\chi}^\beta \vec{M} \vec{h}_{(x_1, x_2, x_3)},$$

де \vec{M} – матриця перетворення в штрихову систему координат (2.25).

Введемо тензор \vec{T} для спрощення виразів

$$\vec{T} = \frac{1}{\mu_0} \left[\frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2} - \frac{\exp(j\psi)}{M_0} \frac{\partial U}{\partial M_0} \vec{\delta} \right].$$

Похідна від густини енергії по вектору намагніченості в сферичній системі координат (нештриховій) дорівнює:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}^2} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}_{\theta\theta}^2} & \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}_{\theta\varphi}^2} \\ \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}_{\varphi\theta}^2} & \frac{\partial^2 U}{\partial \vec{M}_{\varphi\varphi}^2} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{M_0} \frac{\partial U}{\partial M_0} + \frac{1}{M_0^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} & \frac{1}{M_0^2 \sin \theta_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi \partial \theta} \\ \frac{1}{M_0^2 \sin \theta_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta \partial \varphi} - \frac{1}{M_0^2 \operatorname{tg} \theta_0} \frac{\partial U}{\partial \varphi} & \frac{1}{M_0} \frac{\partial U}{\partial M_0} + \frac{1}{M_0^2 \operatorname{tg} \theta_0} \frac{\partial U}{\partial \theta} + \frac{1}{M_0^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} \end{bmatrix}.$$

Оскільки в точці рівноваги кутові складові вектора намагніченості дорівнюють нулю (2.11), тобто $\left. \frac{\partial U}{\partial \theta} \right|_{\theta = \theta_0} = \left. \frac{\partial U}{\partial \varphi} \right|_{\varphi = \varphi_0} = 0$ при $\theta = \theta_0$, то у області рівноваги вектора намагніченості при $\theta_0 \neq 0$:

$$\vec{T} = \frac{1}{\mu_0 M_0^2} \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} & \frac{1}{\sin \theta_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi \partial \theta} \\ \frac{1}{\sin \theta_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi \partial \theta} & \frac{1}{\sin^2 \theta_0} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} \end{bmatrix}.$$

Матрицю перетворення координат визначимо як:

$$-\frac{\partial^2 U}{\mu_0 \partial \vec{M} \partial \vec{h}} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0 \cos \varphi_0 & \cos \theta_0 \sin \varphi_0 & -\sin \theta_0 \\ -\sin \varphi_0 & \cos \varphi_0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

У виразі (2.25) по рядкам записані кути θ , φ , а по стовпчикам – координати X_1, X_2, X_3 .

Знайдемо значення резонансної частоти, яку визначимо з рівності нулю дійсної частини детермінанта матриці:

$$\operatorname{Re} \left\{ \det \left[j \frac{\omega}{\omega_m} (\vec{\varepsilon} + \alpha \vec{\delta}) + \vec{T} \right] \right\} = \operatorname{Re} \{ \det [T'] \} = 0. \quad (2.26)$$

Детермінант матриці (2.26) у координатній формі має вигляд:

$$\det T' = \begin{vmatrix} T_{11} + j \alpha \frac{\omega}{\omega_m} & T_{12} + j \frac{\omega}{\omega_m} \\ T_{21} - j \frac{\omega}{\omega_m} & T_{22} + j \alpha \frac{\omega}{\omega_m} \end{vmatrix} =$$

$$=T_{11} T_{22} -T_{12} T_{21} -\left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2 (1+\alpha^2) + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} (T_{11} +T_{22}). \quad (2.27)$$

Таким чином, отримано вираз для тензора, який фізично коливає вектор намагніченості. $\alpha \frac{\omega}{\omega_m} (T_{11} +T_{22}) \neq 0$ так як усі члени є дійсними (реальними) величинами. В компоненті $T_{21} - j \frac{\omega}{\omega_m}$ знак мінус з'являється внаслідок використання символу Леві-Чевіта (відносного тензора), оскільки в гіромагнітних середовищах комплексні недиагональні компоненти мають різний знак, що свідчить про обертання вектору намагніченості в певному напрямку, який пов'язаний з фазами.

Оскільки резонансна частота є дійсною величиною, тому у (2.27) знехтувана уявна частина:

$$\left(\frac{\omega_p}{\omega_m}\right)^2 = \frac{1}{1+\alpha^2} (T_{11} T_{22} -T_{12} T_{21}), \quad (2.28)$$

де α – постійна загасання, яка вносить запізнення [69].

Підставляючи значення компонентів тензора (2.27) в (2.28), одержано для резонансної частоти при $\alpha \ll 1$ [70]:

$$\omega_p' = \frac{\gamma}{M_0 \sin \theta} \left[\frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} - \left(\frac{\partial^2 U}{\partial \theta \partial \varphi} \right)^2 \right]^{1/2}.$$

При цьому уявна частина резонансної частоти дорівнює:

$$\omega_p'' = \frac{\alpha \gamma}{2M_0} \left(\frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} - \frac{1}{\sin^2 \theta} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} \right).$$

Виділяючи доданок $j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} (T_{11} +T_{22})$ з виразу для детермінанта (2.27) і враховуючи, що $\alpha \ll 1$ і $T_{12} T_{21} = 0$, приведемо детермінант (2.27) до вигляду:

$$\det T' = j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} (T_{11} +T_{22}) (1 - j\xi), \quad (2.29)$$

де $\zeta = \frac{\omega_p^2 - \omega^2}{\alpha \omega \omega_m (T_{11} + T_{22})}$ – узагальнений розлад ФМП відносно точки феромагнітного резонансу; ω – частота зовнішнього магнітного поля.

Якщо зовнішня частота генератора співпадає з власною частотою коливання, тоді система працюватиме на резонансній частоті з максимальною амплітудою цього коливання.

Підставляючи детермінант у формі (2.29) в (2.24), одержимо комплексний вираз тензора гіромагнітної сприйнятливості в алгебраїчній формі:

$$\vec{\chi}^{\beta} = \frac{\omega_m}{M_0 \omega (T_{11} + T_{22})} \Delta T' \left(-\frac{\partial^2 U}{\mu_0 \partial \vec{M} \partial \vec{h}} \right) \times \frac{1}{\alpha (1 + \zeta^2)^{1/2}} \exp \left[j \left(\arctg \zeta - \frac{\pi}{2} \right) \right], \quad (2.30)$$

де $\Delta T' = \begin{bmatrix} T_{22} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} & -T_{21} + j\frac{\omega}{\omega_m} \\ -T_{12} - j\frac{\omega}{\omega_m} & T_{11} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} \end{bmatrix}$ – матриця, складена з алгебраїчних

доповнень елементів транспонованої матриці T' .

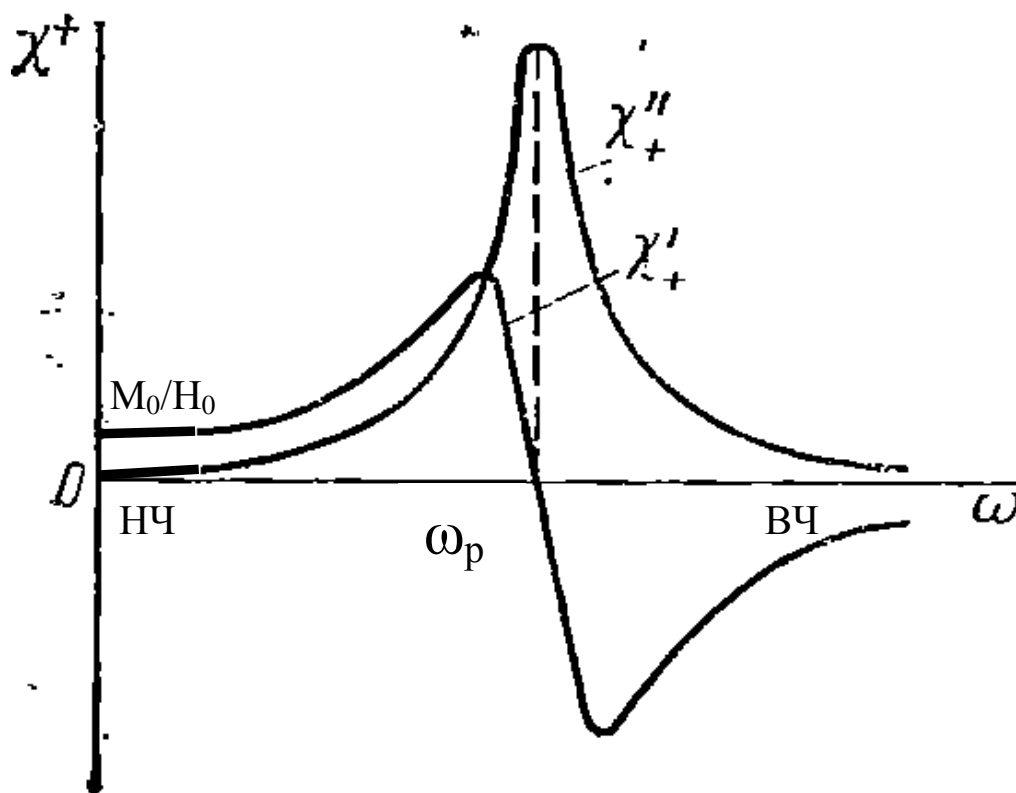


Рис. 2.8 Залежність сприйнятливості феромагнетика від частоти

Фаза тензора гіромагнітної сприйнятливості змінюється від 0 до 180° і закладена в узагальнений розлад, якщо $\zeta = 0$ (резонанс) величина амплітуди

максимальна, рис. 2.8, а фаза вектора \vec{M} буде відставати на 90° від збуджуючого поля \vec{h} на резонансі. Таким чином, вектор намагніченості на НЧ відносно резонансної частоти з ростом частоти "повзе" за збуджуючим полем, а при дуже ВЧ відносно резонансної частоти $\zeta < 0$ відстає від 90° до 180° . На дуже НЧ, коли $\zeta \gg 1$ фаза зовнішнього магнітного поля співпадає з фазою намагніченості.

З ростом частоти узагальнений розлад наближається до резонансного і полоса частот звужується, бо з'являються фази, які треба компенсувати зовнішнім RC -колом.

Таким чином, якщо зовнішнє магнітним полем відсутнє, то намагніченість буде змінюватися з комплексною частотою, яка враховує як обертання, так і затухання.

2.4. Тензор магніторезистивної сприйнятливості довільно намагніченої плівки при дії зовнішнього магнітного поля

Знаючи величину вектора гірації (2.23) і використовуючи вираз, що пов'язує змінну частину тензора питомого опору з вектором гірації (2.9), остаточно визначаємо вираз для змінної частини тензора питомого опору при заданому значенні постійного і змінного зовнішнього магнітного поля для довільного розміщення вектора намагніченості відносно площини плівки у вигляді:

$$\Delta\rho_{ip} = \xi_{ipk} \beta_k = \xi_{ipk} \chi_{kl}^\beta h_l = \kappa_{ipl} h_l,$$

де $\kappa_{ipl} = \xi_{ipk} \chi_{kl}^\beta$ – тензор магніторезистивної сприйнятливості ферромагнітної плівки; ξ_{ipk} – тензор гіромагніторезистивної сприйнятливості плівки; $i, p = 1, 2 (x_1, x_2); l = 1, 2, 3 (x_1, x_2, x_3); k = \theta, \varphi$.

Перемножуючи тензори ξ і $\tilde{\chi}^\beta$, одержимо вираз для компонентів тензора магніторезистивної сприйнятливості. У матричній формі в нештриховій системі координат (рис. 2.2) цей тензор має вигляд:

$$\begin{aligned}
[\kappa_{ipl}] = & [\Delta\rho [C'_{ip}] \sin 2\theta_0 + R_1 M_0 [L_{ip}] \sin \theta_0 \Delta\rho [C_{ip}] \sin^2 \theta_0] \times \\
& \times \begin{bmatrix} T_{22} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} & -T_{21} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} \\ -T_{12} - j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} & T_{11} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_0 \cos \varphi_0 & \cos \theta_0 \sin \varphi_0 & -\sin \theta_0 \\ -\sin \varphi_0 & \cos \varphi_0 & 0 \end{bmatrix} \times \\
& \times \frac{\omega_m}{M_0 \omega (T_{11} + T_{22})} \frac{1}{\alpha} \frac{1}{(1 + \zeta^2)^{1/2}} \left[1 + \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \exp(j\psi) \exp\left[j \left(\text{arctg} \zeta - \frac{\pi}{2} \right) \right].
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Таким чином, отримано тензор магніторезистивної сприйнятливості, який пов'язує питомий опір плівки з постійним і змінним зовнішніми магнітними полями, причому ці поля задані в нештриховій системі координат.

Розглянемо компоненти тензора \vec{T} , в який входять зовнішнє магнітне поле, розмагнічуючі фактори форми плівки, магнітна анізотропія форми плівки. При переході до штрихової системи координат за рахунок лінійного наближення приріст вектору намагніченості рівний нулю, а залишаються дві компоненти його відхилення $\Delta\theta, \Delta\varphi$, що створюють вектор гірації. Для нештрихової системи координат потрібно враховувати третій компонент намагніченості, що ускладнило б задачу.

Запишемо тензор \vec{T} (2.30) у вигляді суми:

$$\vec{T} = \vec{T}^{(H)} + \vec{T}^{(N)} + \vec{T}^{(K)} \Bigg|_{\substack{\theta_0 \\ \varphi_0}}, \tag{2.32}$$

оскільки диференціюємо (2.16) по постійному полю H_0 , компонента $\vec{T}^{(h)} = 0$.

1. Компоненти тензора $\vec{T}^{(H)}$:

$$T_{11}^{(H)} = \frac{\omega_0}{\omega_m} \left[\sin \theta_H \sin \theta_0 \cos(\varphi_H - \varphi_0) + \cos \theta_H \cos \theta_0 \right],$$

$$T_{22}^{(H)} = \frac{\omega_0}{\omega_m} \frac{\sin \theta_H}{\sin \theta_0} \cos(\varphi_H - \varphi_0),$$

$$T_{12}^{(H)} = T_{21}^{(H)} = -\frac{\omega_0}{\omega_m} \sin \theta_H \text{ctg} \theta_0 \sin(\varphi_H - \varphi_0),$$

де $\omega_0 = \mu_0 \gamma H_0$ частота з якою рухається вектор намагніченості під дією

зовнішнього поля; при дуже низьких частотах і великих полях $\omega_0/\omega_m \approx 1$, а на високих частотах $\omega_0/\omega_m \gg 1$.

2. Компоненти тензора $\vec{T}^{(K)}$:

$$T_{11}^{(K)} = \frac{\omega_K}{\omega_m} \left\{ [\sin \theta_k \sin \theta_0 \cos(\varphi_k - \varphi_0) + \cos \theta_k \sin \theta_0]^2 - \right. \\ \left. - [\sin \theta_k \cos \theta_0 \cos(\varphi_k - \varphi_0) + \cos \theta_k \sin \theta_0]^2 \right\}, \\ T_{22}^{(K)} = \frac{\omega_K}{\omega_m} \left[\sin^2 \theta_k \cos 2(\varphi_k - \varphi_0) + \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \theta_0 \sin 2\theta_k \cos(\varphi_k - \varphi_0) \right], \\ T_{12}^{(K)} = T_{21}^{(K)} = -\frac{\omega_K}{\omega_m} \left[\sin^2 \theta_k \cos \theta_0 \sin 2(\varphi_k - \varphi_0) + \frac{1}{2} \cos 2\theta_0 \sin 2\theta_k \sin(\varphi_k - \varphi_0) \right],$$

де $\omega_k = \mu_0 \gamma H_k$, рад/с; $H_k = 2k_1/\mu_0 M_0$ – фіктивне поле одноосьової наведеної магнітної анізотропії, А/м.

Вектор прикладеного поля має напрям, а поле анізотропії має двонаправлену вісь, тобто енергія вектора намагніченості при намагніченості в різні напрями буде однаковою, а для зовнішнього поля при намагніченості в різних напрямках – різна.

3. Компоненти тензора $\vec{T}^{(N)}$:

$$T_{11}^{(N)} = \cos 2\theta_0 (N_1 \cos^2 \varphi_0 + N_2 \sin^2 \varphi_0 - N_3), \\ T_{22}^{(N)} = -(N_1 - N_2) \cos 2\varphi_0, \\ T_{12}^{(N)} = T_{21}^{(N)} = -(N_1 - N_2) \cos \theta_0 \sin 2\varphi_0.$$

Щоб намагнітити плівку нормально до її площини необхідно прикласти поле більше, ніж намагніченість, тобто $\omega_0/\omega_m \gg 1$. Для випадку, коли вектор намагніченості нормальний площині плівки $\theta_0 = \pi/2$ і підставляючи значення кутів $\theta_H = \theta_k = \pi/2$ в (2.17), за умови що перше рівняння в цій системі тотожне нулю при таких кутах, одержимо рівняння для визначення рівноважного стану вектора намагніченості в площині плівки:

$$-\frac{2H_0}{M_0} \sin(\varphi_H - \varphi) - (N_1 - N_2) \sin 2\varphi - \frac{2k_1}{\mu_0 M_0^2} \sin 2(\varphi_k - \varphi) = 0,$$

якщо плівка кругла $N_1 = N_2$, $(N_1 - N_2) \ll \frac{H_k}{M_0} = \frac{400 \text{ А/м}}{800 \text{ А/м}}$, одержуємо рівняння:

$$\frac{2H_0}{M_0} \sin(\varphi_H - \varphi) + \frac{H_k}{M_0} \sin 2(\varphi_k - \varphi) = 0,$$

яке вирішене в середовищі MATLAB числовим методом Ньютона-Рафсона [71].

Якщо поле анізотропії мале порівняно із зовнішнім полем, наприклад в сильних полях, отримуємо:

$$-\frac{2H_0}{M_0} \cos(\varphi_H - \varphi) = 0,$$

Тобто, коли $\varphi = \varphi_H$ в сильних магнітних полях намагніченість направлена вздовж вектора зовнішнього поля.

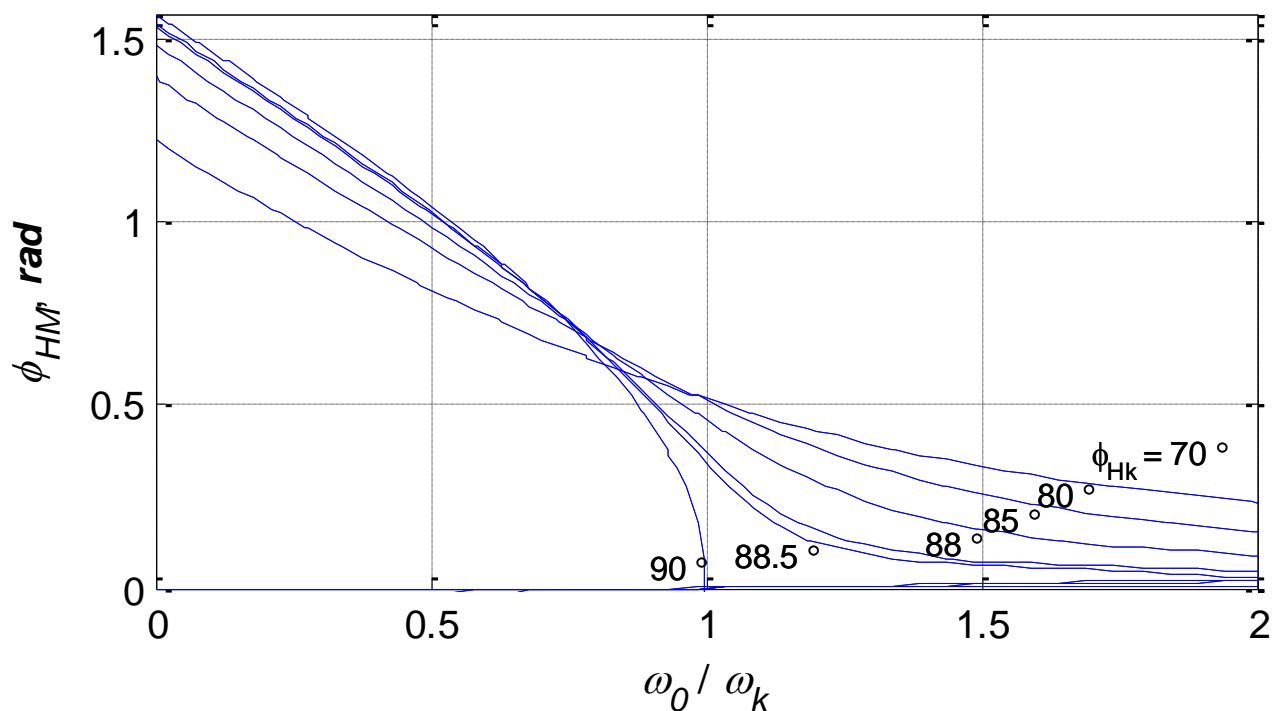


Рис. 2.9. Залежність вектора намагніченості від відносної величини прикладеного поля

Компоненти тензора магніторезистивної сприйнятливості для $\theta_0 = \theta_H = \theta_k = \pi/2$ визначаємо перемножуючи матриці (2.31) з врахуванням (2.32), остаточний вираз для компонентів вектора магніторезистивної сприйнятливості півки, намагніченої в її площині має вигляд [66]:

$$\left. \begin{aligned} \kappa_{ip1} &= \left[-j \frac{\omega}{\omega_m} R_1 M_0 L_{ip} - \left(T_{11} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} \right) \Delta \rho C_{ip} \right] \sin \varphi_0 \\ \kappa_{ip2} &= \left[j \frac{\omega}{\omega_m} R_1 M_0 L_{ip} + \left(T_{11} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} \right) \Delta \rho C_{ip} \right] \cos \varphi_0 \\ \kappa_{ip3} &= j \frac{\omega}{\omega_m} \Delta \rho C_{ip} - \left(T_{22} + j\alpha \frac{\omega}{\omega_m} \right) R_1 M_0 L_{ip} \end{aligned} \right\} \times \quad (2.33)$$

$$\times \frac{\omega}{M_0 \omega_m (T_{11} + T_{22})} \frac{1}{\alpha} \frac{1}{(1 + \zeta^2)^{1/2}} \left[1 + \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \exp(j\psi) \exp\left[j \left(\arctg \zeta - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

$$\text{де } [C_{ip}] = \begin{bmatrix} -\sin 2\varphi_0 & \cos 2\varphi_0 \\ \cos 2\varphi_0 & \sin 2\varphi_0 \end{bmatrix}; \quad T_{11} = \frac{\omega_0}{\omega_m} \cos(\varphi_H - \varphi_0) + \frac{\omega_K}{\omega_m} \cos^2(\varphi_K - \varphi_0) + 1;$$

$$[L_{ip}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \quad T_{22} = \frac{\omega_0}{\omega_m} \cos(\varphi_H - \varphi_0) + \frac{\omega_K}{\omega_m} \cos 2(\varphi_K - \varphi_0) - (N_1 - N_2) \cos 2\varphi_0.$$

На рис. 2.5 показано прецесію вектору намагніченості за довільним законом. Для повністю намагніченої до насичення плівки, з точки зору енергії рівноважного положення вектору намагніченості, перемагнічування відбуватиметься у площині плівки і випинання вектору намагніченості буде відсутнє, тому далі аномальний ефект Холла не враховуватимемо.

По заданому значенню і напрямку поля анізотропії з графіку зображеного на рис. 2.9 виберемо величину і напрямок напруженості зовнішнього магнітного поля необхідної для орієнтації вектору намагніченості.

При побудові математичної моделі параметричного середовища у програмі MATLAB [72], враховано аномальний ефект Холла і анізотропія магнітоопору ферромагнітних плівок, однорідний рух намагніченості в довільно намагніченому до насичення магнітному середовищі з урахуванням загасання. Результатом аналізу цієї математичної моделі є тензор магніторезистивної сприйнятливості, компоненти якого визначені в явному вигляді для довільно намагніченої ферромагнітної плівки [73, 74].

Таким чином, математична модель отримана для однорідного магнітного поля практично в одній точці, оскільки зв'язок щільності струму з

напруженістю і електрорушійною силою детектування вираховувалися для точки.

Основні наукові результати розділу опубліковані в працях [75a-78a].

Висновки

1. Показана можливість використання магніторезистивних вимірювальних перетворювачів активної потужності на основі аномального ефекту Холла і анізотропії магнітоопору у провідних феромагнітних плівках. Основними перевагами розроблених вимірювальних перетворювачів активної потужності є лінійне параметричне перетворення вхідних сигналів в провідному середовищі, де відсутні завади на вході, можливість компенсації термоелектрорушійної сили.
2. При побудові математичної моделі параметричного середовища враховано аномальний ефект Холла і анізотропія магнітоопору феромагнітних плівок, однорідний рух намагніченості в довільно намагніченому до насичення магнітному середовищі з урахуванням загасання. Результатом аналізу цієї математичної моделі є тензор магніторезистивної сприйнятливості, компоненти якого визначені в явному вигляді для довільно намагніченої феромагнітної плівки.
3. Визначено зсув фази при дії змінним у часі магнітним полем на магнітоопір феромагнітної плівки вимірювального магніторезистивного перетворювача активної потужності середніх частот. Показано, що дійсна частина тензора гіромагнітної сприйнятливості співпадає з прикладеним магнітним полем по фазі, а уявна частина зсунута на $\pi/2$. Знайдено залежність опору плівки у зовнішньому магнітному полі від намагніченості при довільному її положенні відносно осі координат.

РОЗДІЛ 3.

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАГНІТОРЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

3.1. Особливості схемотехнічної реалізації магніторезистивного перетворювача активної потужності

Магніторезистивний перетворювач, оснований на гальваномагнітних явищах у феромагнітних плівках, типу аномального ефекту Холла і анізотропії магнітоопору має два незалежних входи. Електричний вхід пов'язаний з електричним полем у лінії передачі або з напругою, прикладеною до перетворювача $U(E(t))$, і магнітний вхід, який пов'язаний з магнітним полем лінії передачі або зі струмом, який протікає у схемі $h(I(t))$. Сигнал параметричного множення пропорційний добутку електричної і магнітної складових поля, з урахуванням зсуву фаз між ними, знімається з кінців магніторезистору:

$$U_0 = k_p U(E(t))h(I(t))\cos \varphi_{UI},$$

де k_p – коефіцієнт перетворення.

Це дозволяє використовувати магніторезистивні перетворювачі для вимірювання активної потужності незалежно від фазових співвідношень в лінії передачі з неузгодженим навантаженням.

Зовнішнє незалежне джерело створює струм, що протікає у магніторезистивному перетворювачі, який в свою чергу, викликає на виході структури різницю потенціалів (джерело постійної напруги) пов'язану зі струмом і магнітним полем у лінії передачі. На виході перетворювача знімається продетектований вихідний сигнал.

Магніторезистивний перетворювач видає постійну напругу детектування (від одиниць мікрвольт до одиниць мілівольт), а постійні складові вхідного сигналу мають великий рівень і вносять значні похибки. Тому, вхідну напругу

треба подати через RC -коло з великими ємностями на НЧ, яке унеможливило передачу постійної складової, безпосередньо на вхід перетворювача. До чутливого елементу перетворювача можна прикладати не більше 60 В, для більших напруг потрібен регулятор напруги і витримати необхідні фазові співвідношення у лінії передачі.

Двошарова структура магніторезистивного перетворювача представляє двопровідну лінію передачі, рис. 3.1, 3.2. Чутливий елемент, з розмірами $7 \times 5 \times 0,6$ мм, магніторезистивного перетворювача складається з двох симетричних петлеподібних ортогональних гілок, елементи яких з'єднані послідовно, що виготовлені електронним напилюванням магніторезистивного ($80Ni20Fe$) і провідникового (Cu) матеріалів на діелектричну підкладку з наступним багатошаровим процесом мікролітографії. По краях магніторезисторів повинен бути менший опір, для того щоб виключити процес детектування, коли протікає струм, що збільшує додаткову похибку при вимірюванні активної потужності. Саме тому в цій частині магніторезисторів мідь накриває пермалой по кінцям. Неоднорідна плівка є квадратичним детектором струму і детектує зовнішнє магнітне поле. Структура повинна бути обов'язково симетричною, розміри при виготовленні мало впливають на точність вимірювання потужності. Чим ширша петля (ширина смужок), тим більша індуктивність зв'язку і навпаки, чим ближче вони зв'язані, тим більша паразитна ємність, тому при виготовленні важливо забезпечити компроміс.

В електричному колі, утвореному двома гілками перетворювача протікає струм, який збуджує в плівці електричне поле \vec{E}_0 , напрям якого перпендикулярний щільності струму \vec{J} , а також вектору намагніченості \vec{M}_0 , рис. 3.1.

Чутливий елемент складається з двох петлеподібних ортогональних гілок з пермалойю. Кожна гілка має дві з'єднано послідовно смужки, розміщених на відстані 0,3 мм одна від одної, кожна з яких має такі параметри: електричний

опір $R_m = 554 \text{ Ом}$, анізотропія магнітоопору $\Delta\rho/\rho = 1,53 \%$, довжина 1,4 мм, ширина 30 мкм. Мідна смужка має ширину 30 мкм. Товщина феромагнітного і мідного шарів відповідно 60 і 500 нм.

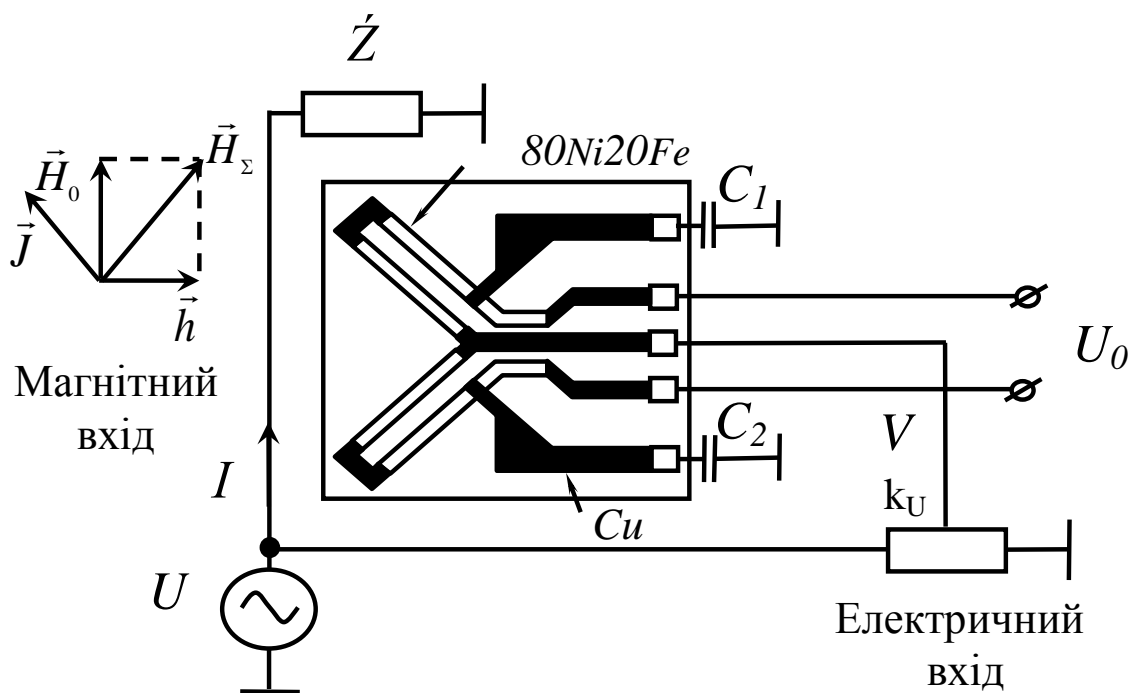


Рис. 3.1. Електрична схема ввімкнення магніторезистивного перетворювача активної потужності

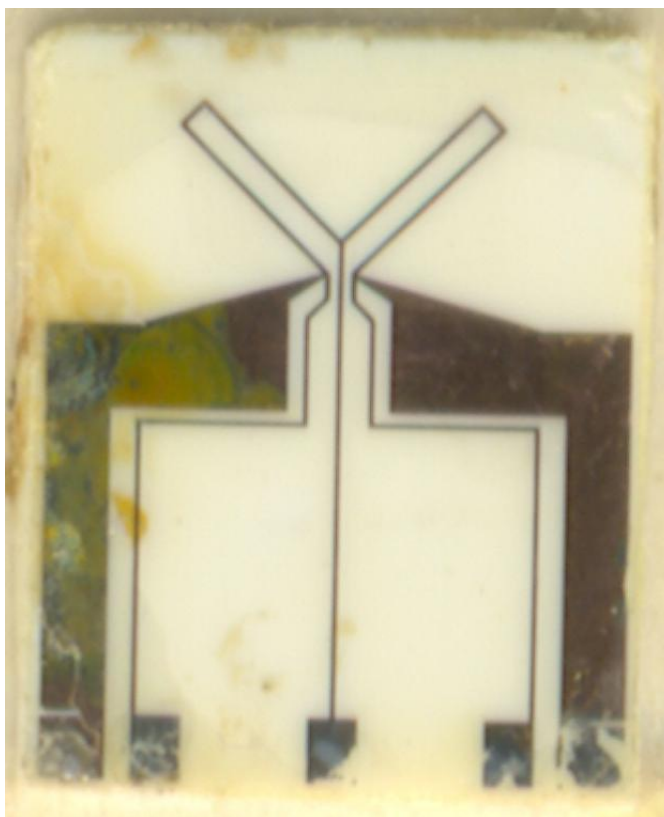


Рис. 3.2. Топологія магніторезистивного перетворювача

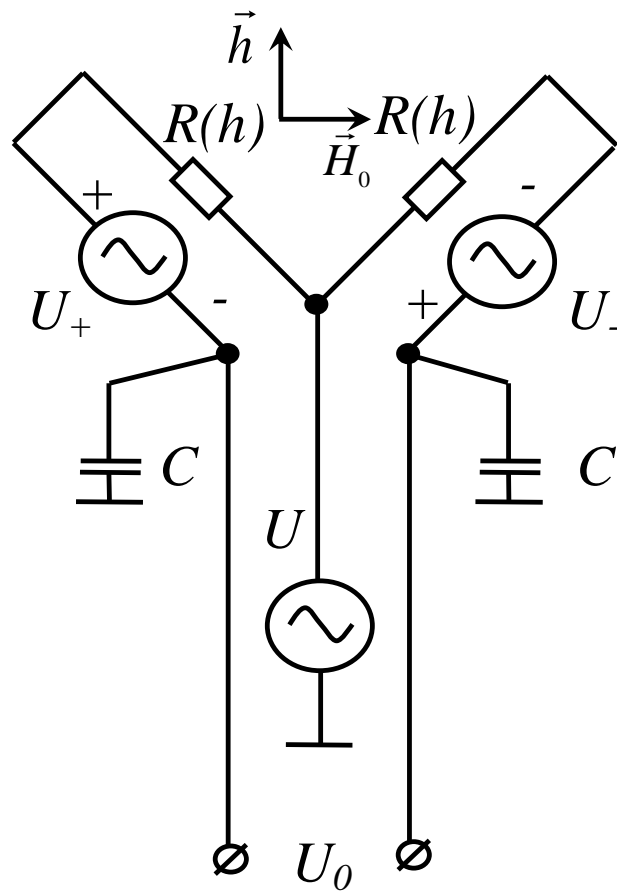


Рис. 3.3. Схема параметричного детектора на основі ФМП

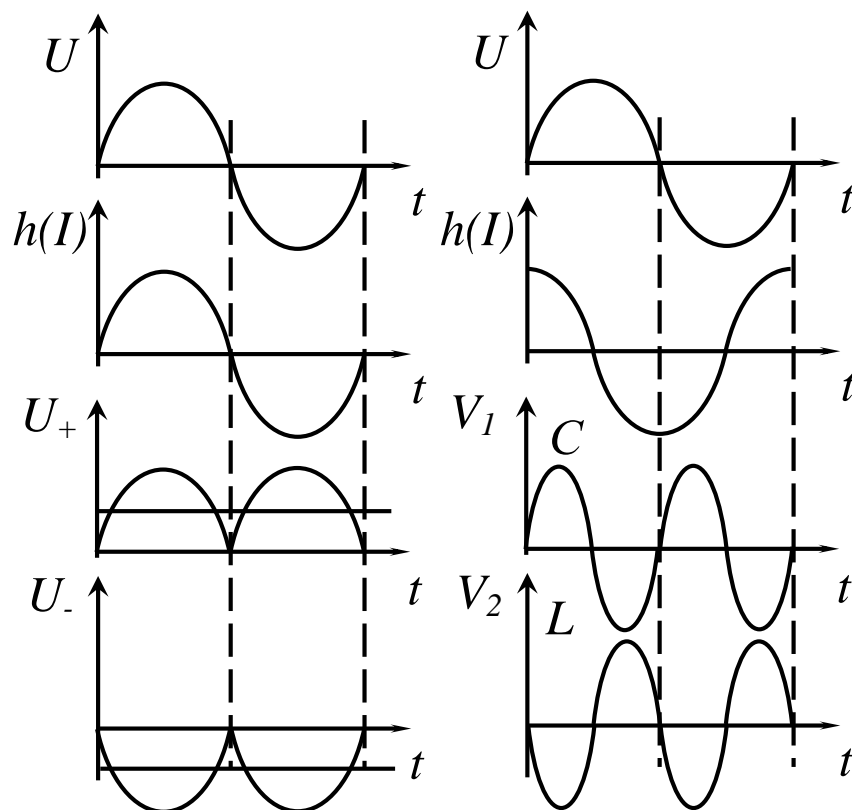


Рис. 3.4. Осцилограми вхідних і вихідних напруг магніторезистивного перетворювача

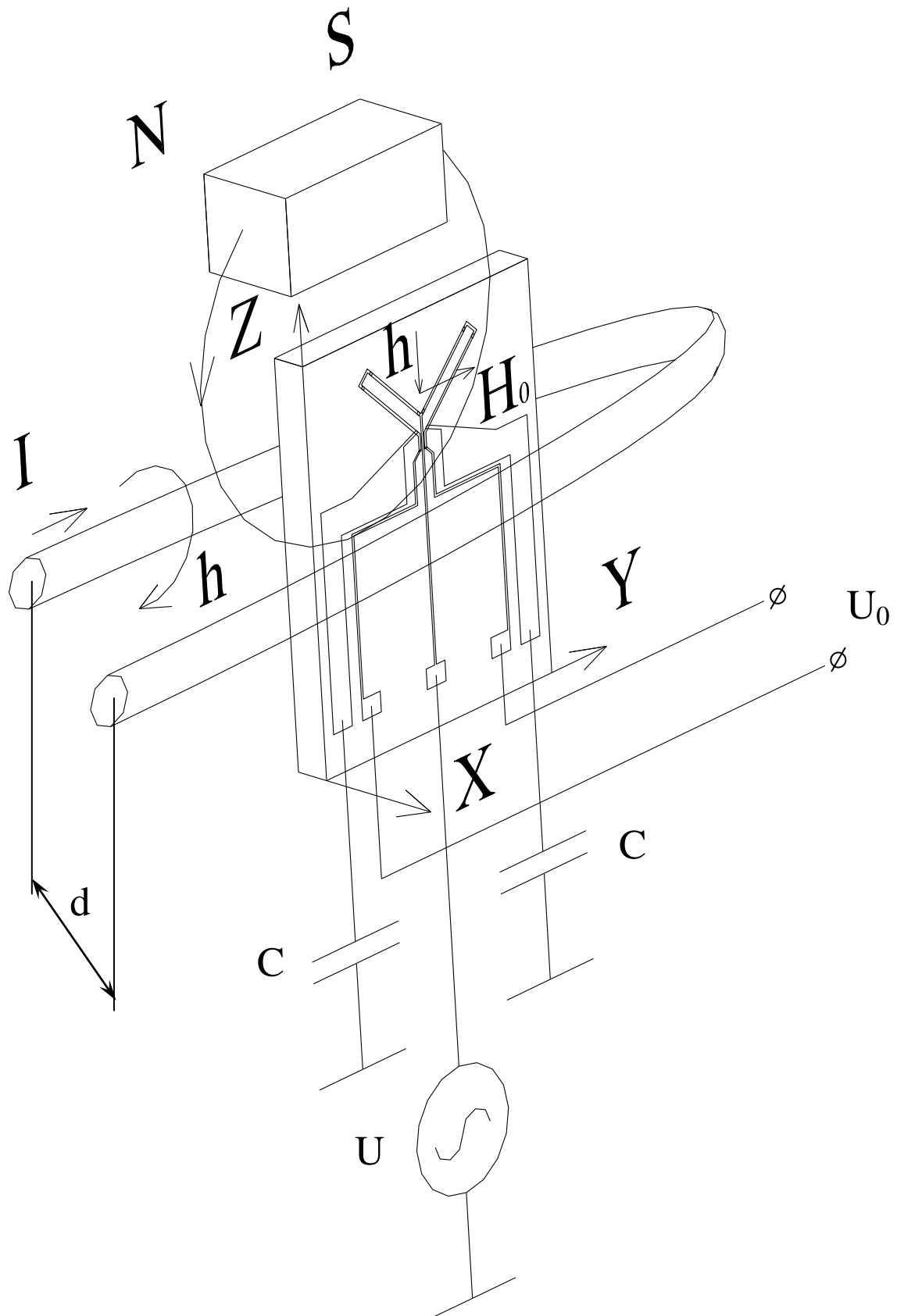


Рис. 3.5. Просторовий вигляд магніторезистивного перетворювача
При параметричному детектуванні є зовнішній вплив на пристрій:

$$U_0 = I(t)R(t) + U_{II},$$

де $R(t)$ – опір, який для магніторезистивного перетворювача залежить від напруженості магнітного поля $h(t)$; $U_{\text{п}}$ – паразитна напруга.

Для того аби здійснити параметричне детектування, в магніторезистивному перетворювачі повинні бути різні фазові співвідношення між струмом, який детектує і магнітним полем, яке цей струм створює. Оскільки параметри феромагнітної плівки дуже слабо змінюються під дією зовнішнього змінного магнітного поля, перетворювач працюватиме як лінійний параметричний детектор, рис. 3.3, 3.4. Постійна складова протектованого сигналу пропорційна потужності:

$$U_0 = k_p U h(I),$$

де k_p – коефіцієнт перетворення.

Крім того, як видно з рис. 3.4 магніторезистивний перетворювач використовується при дослідженні характеру навантаження в лінії передачі: індуктивного чи ємнісного, оскільки при перемноженні вхідних сигналів усі фази враховуються.

Схарактеризуємо основні параметри магніторезистивних перетворювачів та їх значення:

1. Коефіцієнт перетворення електричного і магнітного полів: $k_p = 5,8 \text{ мкВ/Вт}$.
2. Максимально допустима потужність розсіювання: 100 мВт.
3. Швидкодія: $2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.
4. Динамічний діапазон сигналів, які перетворюються: 30...35 дБ.
5. Енергетична ефективність перетворювача:

$$\eta = \frac{P_{\text{вх}} - P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{V - U_0}{U_0},$$

де $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вих}}$ – відповідно вхідна і вихідна потужності; V , U_0 – відповідно вхідна і вихідна напруги.

6. Частотний діапазон: від десятків кілогерц до одиниць мегагерц.
7. Чутливість перетворювача 25,9 мВ/Вт.
8. Внутрішній опір 1,1 кОм.

На рис. 3.5 показано постійний самарій-кобальтовий магніт, що використовується для створення зовнішнього магнітного поля зміщення H_0 , яке має величину кілька десятків тисяч А/м і прикладається для намагнічування магніторезистивної структури у потрібному напрямку і введення резонансу. По провіднику протікає струм активної потужності, яка вимірюється в лінії передачі, створюючи при цьому змінне магнітне поле h .

3.2. Моделювання структури чутливого елемента перетворювача

Для побудови практичної тривимірної моделі до існуючої математичної моделі магніторезистивної структури проведемо розрахунок розподілу струму і електромагнітного поля, оскільки вони пов'язані з точністю перемноження вхідних сигналів, використано програму Microwave Office. Метод розрахунку, який використовується в редакторі топології EMSight пакету програм Microwave Office передбачає розв'язання електродинамічної задачі, що ґрунтується на розв'язку в спектральній області рівнянь Максвела, сформованих для тривимірного пристрою, який знаходиться в прямокутному корпусі, заповненому планарним кусочно-ламаним шаруватим середовищем.

До параметрів діелектричних шарів відносяться їх товщина b , відносна діелектрична проникність ϵ_r , тангенс діелектричних втрат $tg \delta$. Для шару Si : $b=0,5$ мкм; $\epsilon_r=3,38$; $tg \delta \approx 0$ (цей шар служить для закорочування сигналів в структурі); для немагнітострикційного шару на основі сплаву $80Ni20Fe$: $b=0,06$ мкм; $\epsilon_r=3,38$; $tg \delta \approx 0$; для повітряного шару $b=1$ мкм; $\epsilon_r=1$; $tg \delta \approx 0$.

Розроблена у другому розділі фізико-топологічна модель магніторезистивного вимірювального перетворювача врахована при описі чутливого елемента у програмі Microwave Office.

Задамо електричні реквізити провідників, як електричні параметри матеріалів. Опір провідника постійному струму (Ом/□) визначимо через провідність провідника σ та його товщину b :

$$R_{DC} = \frac{1}{\sigma b}, \quad (3.1)$$

Питомий електричний опір матеріалу:

$$\rho = \frac{1}{\sigma}. \quad (3.2)$$

Питомий опір провідників і підкладки розрахуємо як:

$$\rho_{80Ni20Fe} = 0,62 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad \rho_{Cu} = 0,0172 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}; \quad \rho_{CT50-1} = 7 \cdot 10^{-10} \text{ Ом} \cdot \text{м}.$$

Підставляючи (3.2) в (3.1) отримаємо:

$$R_{DC\ Cu} = 0,0344 \text{ Ом}/\square; \quad R_{DC\ 80Ni20Fe} = 10,3 \text{ Ом}/\square;$$

$$R_{DC\ CT50-1} = 140 \cdot 10^{12} \text{ Ом}/\square.$$

Створення електромагнітної структури (ЕМ) магніторезистивного перетворювача в EMSight виконаємо в наступній послідовності [79]:

1. Задання корпусу в EMSight. Корпус задає матеріал для всіх шарів в ЕМ-структурі, встановлює граничні умови, визначає загальний розмір структури і розбиття її на чарунки, які будуть використовуватися для специфікації матеріалу провідників структури.
2. Врахування граничних умов. Стінки корпусу є ідеальними провідниками. Верхня границя корпусу — ідеальний провідник, а нижня — ситалова підкладка (CT50-1) [80].
3. Введення провідників до топології.
4. Введення перемичок VIA для міжшарового з'єднання підкладки. Верхня і нижня границі перемички замикають провідні форми як звичайні плоскі провідники. Струм, який протікає через перемичку, моделюємо як однорідно напрямлений струм. Одна з основних умов необхідна для моделювання перемички — довжина перемички (дорівнює товщині діелектричного шару) коротша за довжину хвилі.
5. Введення електричних портів на краю корпусу (крайові порти) і площин розгерметизації. Порти – дві клеми, які використаємо для моделювання вводу потужності в структуру і виводу її із структури. Фізично порт представляє собою джерело живлення, яке збуджує струм в структурі.

Для розгерметизації (віднімання) електричної лінії із результату моделювання референтні площини для порту повинні бути зсунуті від краю корпусу.

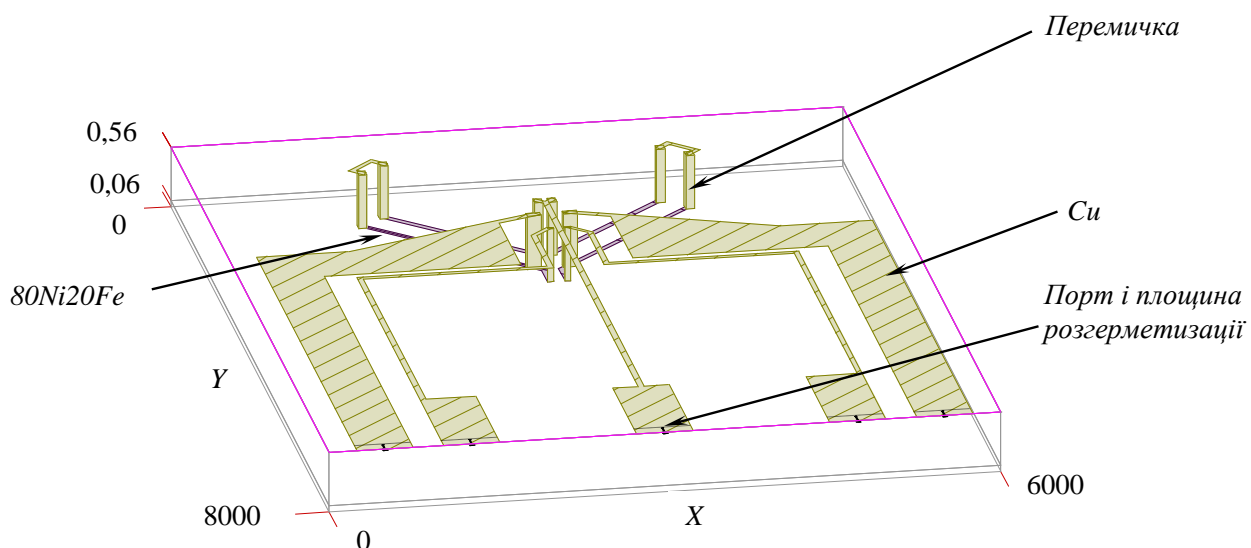


Рис. 3.6. Тривимірний вигляд магніторезистивного перетворювача (розширення шарів Cu і $80Ni20Fe$ складає 1000 раз)

6. Задання частот моделювання (0,005 ... 1,5 МГц).

На рис. 3.6 показана структура магніторезистивного перетворювача у тривимірному вигляді.

Редактор топології EMSight програми Microwave Office використовує портові навантаження, щоб показати струми в структурі, ввімкненні до навантажень. На рис. 3.7 показаний розв'язок у тривимірному представленні для стоячих хвиль струмів на металевих поверхнях. Графічний показ розподілу струму забезпечує візуалізацію векторного розподілу струму. Щоб показати напрям струму використовуються стрілки, в той час як відтінки сірого і розмір стрілки використовуються, щоб показати величини. Світлі відтінки сірого представляють більш високого значення, в той час як більш темні відтінки використовуються для меншої величини струму.

Тангенціальне електричне поле (Е-поле) в тривимірному представленні структури чутливого елемента магніторезистивного перетворювача показано на

рис. 3.8. Графічний показ Е-поля забезпечує візуалізацію тангенціального поля в будь-якій ХУ площині.

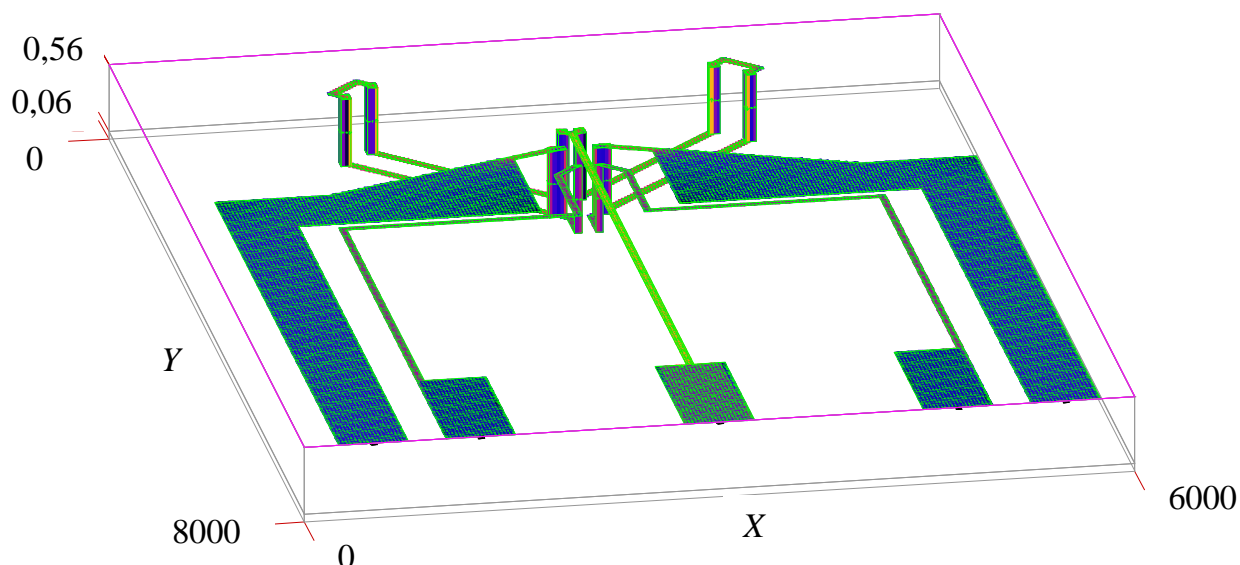


Рис. 3.7. Візуалізація струму на поверхні провідників

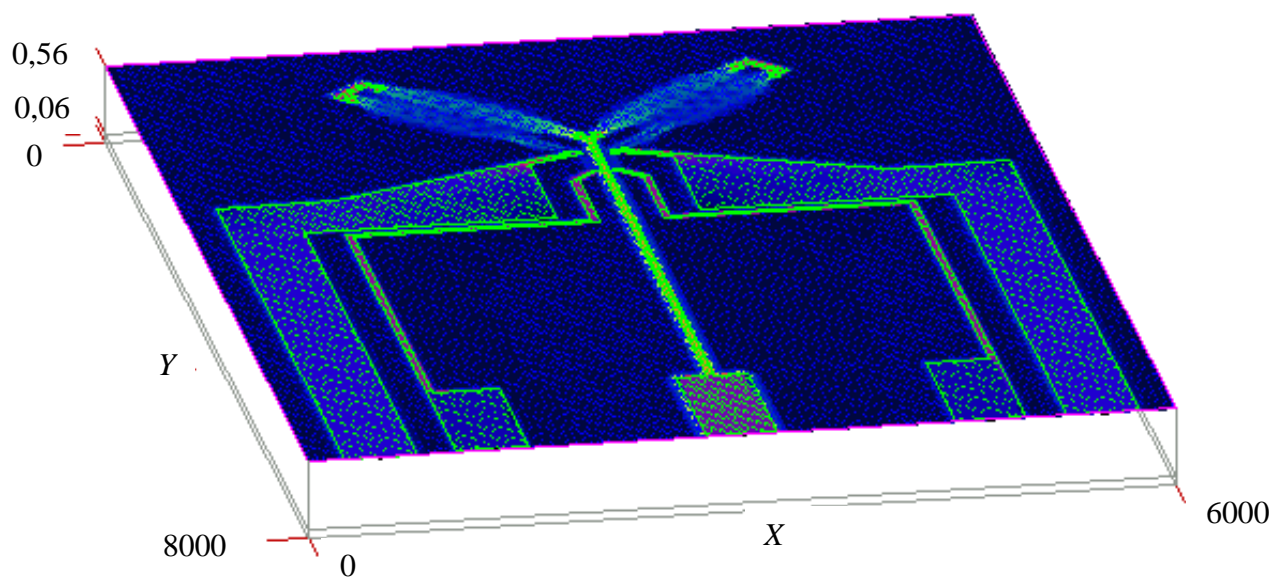


Рис. 3.8. Візуалізація напруженості електричного поля в площині шару Su

Розрахуємо вхідний опір перетворювача і порівняємо його з модельованим.

Реальна складова вхідного опору дорівнює:

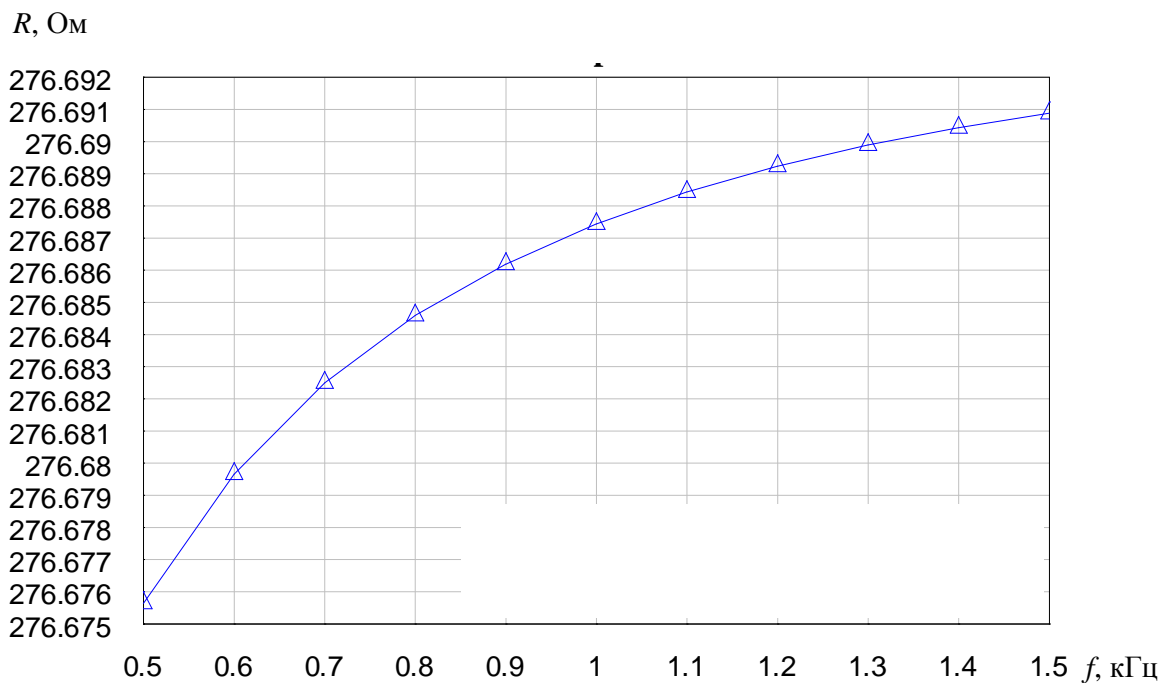
$$R = \frac{1}{2} \frac{l}{b} R_S = 288,4 \text{ Ом},$$

де l – довжина петлі; b – ширина смужки; R_S – поверхневий питомий опір плівки.

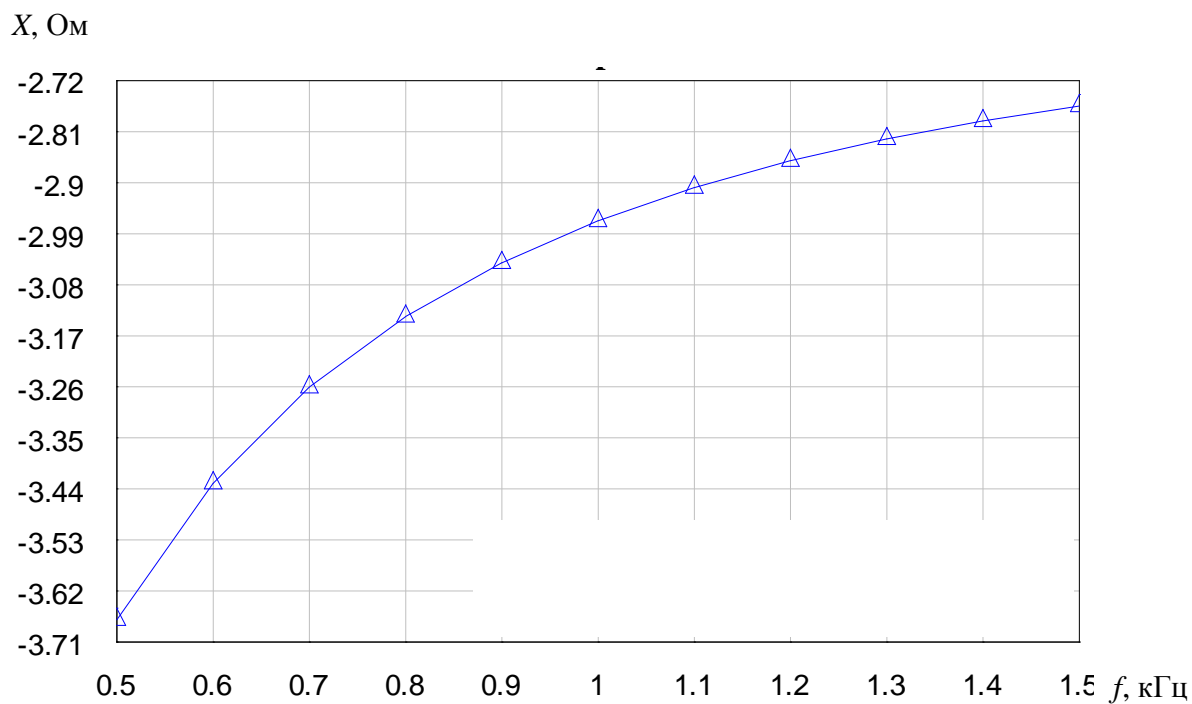
Уявну складову вхідного опору визначимо як:

$$X = -\frac{1}{2\pi f C} = -1,06 \dots - 3,18 \text{ Ом},$$

де f – робоча частота; C – ємність.



а)



б)

Рис. 3.9. Залежність вхідного опору перетворювача від частоти

В пакеті Microwave Office було досліджено дійсну (рис. 3.9а) і уявну (рис. 3.9б) складові входного опору магніторезистивного перетворювача. Розходження між реальними значеннями і значеннями, які отримані в процесі моделювання за допомогою EMSight програми Microwave Office, обумовлено втратами, які вносяться на основі параметрів матеріалів. Домішки і шорсткість поверхні мають тенденцію робити виміряні втрати вищими, ніж модельовані втрати. Одним із способів узгодження є зменшення провідності провідників на 10–20% так, щоб модельовані втрати узгодити більш близько з виміряними втратами. Виміряні втрати в лінії передачі можуть бути приведені до модельованих даних тієї ж самої лінії ітераційно регулюючи "ефективну" провідність матеріалу [79].

Таким чином, при відомому значенні прикладеної входної напруги розрахуємо струм, який протікає у вимірювальному перетворювачі, що необхідно при розрахунку регулятора входної напруги. Струм в магніторезистивній структурі I дорівнює:

$$I = \frac{U}{R + r},$$

де U – входна напруга; R – опір структури, де мідь "накриває" пермалой; r – опір плівки.

Оскільки струм у магніторезистивній плівці I на $\pi/2$ опереджає по фазі напруженість електричного поля E (як для ємності), а при резонансі намагніченість M на $\pi/2$ відстає від E (як для індуктивності), то в результаті сумарна фаза дорівнюватиме $-\pi/2 + \pi/2 = 0$, тому при резонансі буде максимальний сигнал, через що розміри вимірювальної головки обираються з розмірами 7X5 мм.

3.3. Низькочастотне розширення діапазону роботи магніторезистивного перетворювача активної потужності середніх частот

При вимірюванні магніторезистивним перетворювачем активної потужності існують обмеження по частоті, зокрема на низьких частотах через значні фази виникає потреба у великих номіналах блокувальних та роздільних

ємностях, які підвищують масогабаритні характеристики перетворювача. Крім того, великі номінали елементів RC -кола $R8,9$, $C1,2,3$, рис. 3.10, на низьких частотах дають похибку в методах модуляції при вимірюванні активної потужності. Для зменшення ємностей при роботі на НЧ, включаючи постійний струм, потрібно розширити спектр вхідного сигналу по напрузі, подавши його через ключ, що інвертує напругу і працює на частотах на кілька порядків вищих від частоти вимірюваного сигналу. Комутація вхідних сигналів перетворювача вирішить проблему з НЧ сигналом і постійним струмом, в яких є постійна складова, яка спотворює вихідний сигнал з перетворювача. Таким чином, суть низькочастотного розширення роботи полягає у переносі вимірювання активної потужності на більш високі частоти, оскільки на цих частотах перетворювач працює без регулятора напруги, тим самим розширюється спектр вхідних сигналів перетворювача і знімається обмеження на постійний струм, при зменшенні номіналів блокувальних ємностей. Тому, необхідно інвертувати сигнали на електричному вході магніторезистивного перетворювача.

Інвертування сигналів на електричному вході перетворювача

Для розширення спектру НЧ сигналу по напрузі необхідно подати його через ВЧ ключ, який працює з частотою на кілька порядків вище. Такий режим – комутація або інверсія сигналу незалежно від полярності дасть змогу зменшити блокувальні ємності $C4,5$ (рис. 3.10), зробити перетворювач більш компактним, підвищити добротність схеми.

Регулятор напруги РН створює необхідне амплітудно-фазове співвідношення між струмом в магніторезистивному перетворювачі та інвертованою напругою схеми змінного струму, рис. 3.10. Вихід перетворювача з'єднаний з нановольтметром 2 через низькочастотний фільтр ФНЧ. Ємності $C4,5$ блокують вплив змінної напруги на роботу магніторезистивного перетворювача. Активна потужність в лінії передачі розсіюється в поглинальній калориметричній голівці ватметра 1, рис. 3.10.

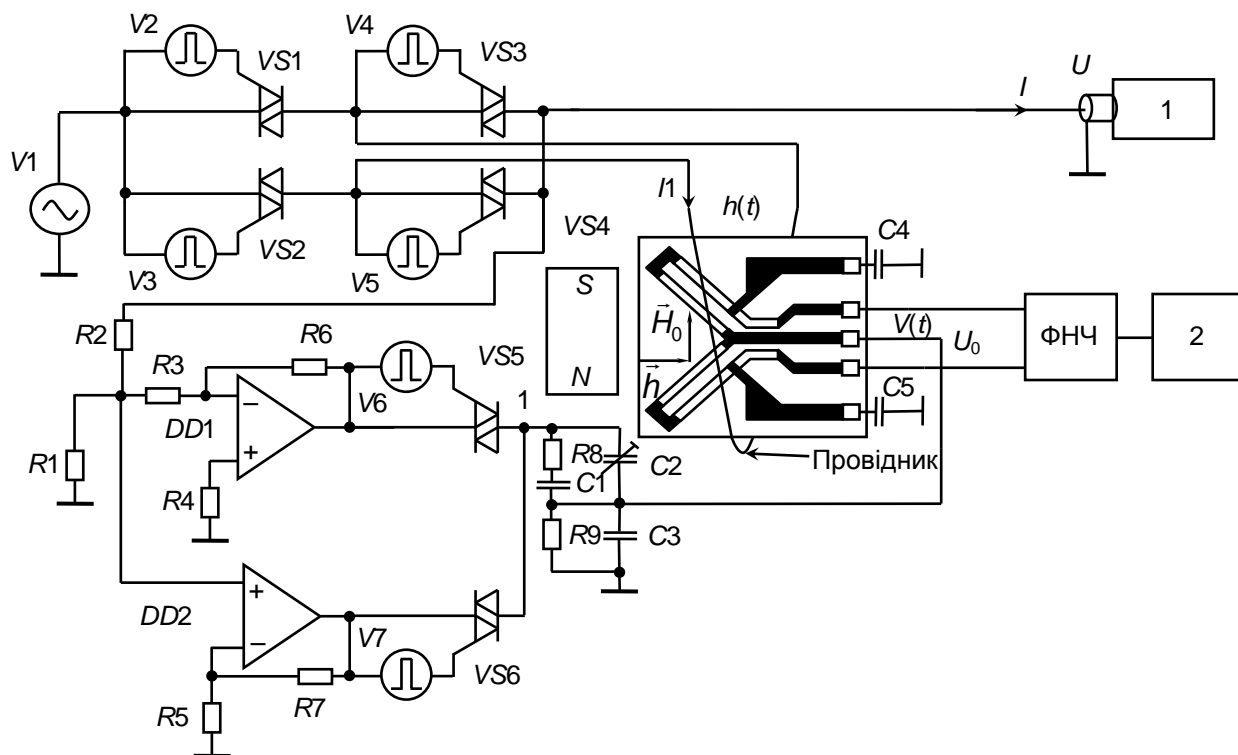


Рис. 3.10. Електрична схема низькочастотного розширення роботи магніторезистивного перетворювача

Комутатор напруги, рис. 3.10, складається з операційних підсилювачів, виконаних на елементах $R3,4,5,6,7$, $DD1,2$ та двох паралельно увімкнених симисторів $VS5,6$, які керуються джерелами імпульсів змінної полярності $V6,7$. Генератор $V6$ формує періодичну послідовність імпульсів із шпаруватістю 2 повернутих на 180° відносно імпульсів, які формуються $V7$

Основними перевагами перемикачів на симисторах є їх велика швидкодія (одиниці мкс), здатність блокувати і пропускати струми будь-якої полярності, здатність до самозахисту від нестационарних перенапруг, коли симистор перемикається у стан провідності.

Симистор перемикається із замкненого стану у провідний керуючим сигналом, який подається у коло керуючого електроду відносно аноду [81]. Для вимкнення симистора необхідно знизити анодний струм до величини, меншої струму утримання. Це досягається зміною полярності анодної напруги. Різниця потенціалів відкритого симистора дорівнює приблизно 1 В.

Вихід комутатора напруги з'єднаний з RC-колом, проходячи через яке кожна спектральна складова модульованого меандру змінює свою амплітуду і

фазу на середнє значення однієї і тієї ж величини $n\varphi + \varphi_{PH}$, тобто зсув фаз на першій гармоніці такий же як і на третій. На першій гармоніці зсув фаз нульовий, так як на робочій частоті фаза проходить через нуль, рис. 3.11.

При синусоїдальній напрузі в лінії передачі, інвертований сигнал на електричному вході перетворювача, рис. 3.11б, дорівнює:

$$V(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_v(n\omega_0 \pm \Omega) U \sin(\Omega t + \varphi_U + \varphi_{PH}) \text{sign}[\sin(\omega_0 t + \varphi)], \quad (3.3)$$

де U – амплітуда напруги в лінії передачі, В; ω_0 , φ – частота і фаза інвертованого високочастотного коливання, рад/с і рад відповідно; Ω , φ_U – частота і фаза низькочастотного коливання, рад/с і рад відповідно; φ_{PH} – зсув фази через регулятор напруги, рад; $k_v(n\omega_0 \pm \Omega)$ – комплексний коефіцієнт передачі напруги для бокових частот, безрозмірний.

Запишемо вираз (3.3) в тригонометричній формі:

$$V(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} k_v(n\omega_0 \pm \Omega) U \sin(\Omega t + \varphi_U + \varphi_{PH}) \sin(n\omega_0 t + n\varphi). \quad (3.4)$$

Виконавши тригонометричні перетворення, запишемо вираз (3.4), з урахуванням тільки першої і третьої гармонік, для модульованого сигналу на електричному вході перетворювача:

$$V(t) = \frac{2U}{\pi} \left(\pm k_v(\omega_0 \pm \Omega) \cos((\omega_0 \mp \Omega)t \mp \varphi_U \mp \varphi_{PH} + \varphi) \pm \right. \\ \left. \pm \frac{1}{3} k_v(3\omega_0 \pm \Omega) \cos((3\omega_0 \mp \Omega)t \mp \varphi_U \mp \varphi_{PH} + 3\varphi) \right). \quad (3.5)$$

При роботі перетворювача в реальному середовищі, крім магнітного поля, створюваного провідником зі струмом, існують зовнішні магнітні поля споживачів струму. Тому, захист перетворювача від впливу зовнішніх магнітних полів є актуальним. Для захисту вимірювального перетворювача від зовнішнього магнітного поля потрібно комутувати струм, який тече у навантаженні незалежно від напрямку, навіть, якщо струм прямий, тобто потрібно інвертування струму, який модулюється обвідною амплітуди синусоїди. Тому що, за рахунок модуляції меандру, ця комутація повністю

знівелює зовнішній магнітний вплив, тобто перетворювач працюватиме як детектор високочастотного сигналу, а не низькочастотного. Таким чином, необхідно інвертувати сигнали на магнітному вході вимірювального перетворювача активної потужності.

Інвертування сигналів на магнітному вході перетворювача

Інвертується струм у навантаженні, а змінюється на 180° лише фаза. В навантаженні струм протікає заданий при постійній роботі ключа, струм змінюється лише у провіднику, тобто впливає тільки на чутливий елемент магніторезистивного перетворювача. Таким чином, магніторезистивний перетворювач не впливає на активну потужність в лінії передачі при її вимірюванні в технологічному процесі.

Схема інвертора струму з мостовим увімкненням симисторів VS1–VS4 показана на рис. 3.10.

Перемикання симисторів відбувається за допомогою джерел імпульсів змінної полярності V2–V5 в моменти переходу імпульсу через нульове значення. Час вимкнення симистора залежить від величини імпульсу безпосередньо перед початком вимкнення, характеру навантаження його анодного кола, а також крутизни переходу імпульсу через нульове значення.

Головною особливістю запропонованої мостової схеми на симисторах є те, що струм у навантаженні практично не змінюється, симисторний ключ при цьому увесь час увімкнений. Таким чином, струм змінює свою фазу (інвертується) за допомогою двох діагоналей протилежно увімкнених симисторів лише у провіднику, а фаза струму в навантаженні при цьому не змінюється, рис 3.11в. Через сплески симисторів синусоїда не буде ідеально проінвертована.

Генератори V3,4 формують періодичну послідовність імпульсів із шпаруватістю 2 повернутих на 180° відносно імпульсів, які формуються V2,5, що працюють синхронно з джерелами комутатора напруги V6,7, рис. 3.10. Схемотехнічне моделювання комутаторів струму і напруги виконувалось у

програмі Micro-CAP, в якості симисторів використовувались тріаки 2N5567 (Motorola).

Інвертований струм на магнітному вході перетворювача має вигляд:

$$h(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_I(n\omega_0 \pm \Omega) \cdot I \sin(\Omega t + \varphi_I + \varphi_{hM}) \text{sign}[\sin(\omega_0 t + \varphi)], \quad (3.6)$$

де I – амплітуда струму в лінії передачі, А; ω_0 , φ – частота і фаза інвертованого високочастотного коливання, рад/с і рад відповідно; Ω , φ_I – частота і фаза низькочастотного коливання, рад/с і рад відповідно; $k_I(n\omega_0 \pm \Omega)$ – комплексний коефіцієнт передачі по магнітному полю для бокових частот, (А/м)/А; φ_{hM} – зсув фази між магнітним полем і намагніченістю у магнітній плівці, рад.

Запишемо вираз (3.6) в тригонометричній формі:

$$h(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} k_I(n\omega_0 \pm \Omega) I \sin(\Omega t + \varphi_I + \varphi_{hM}) \sin(n\omega_0 t + n\varphi). \quad (3.7)$$

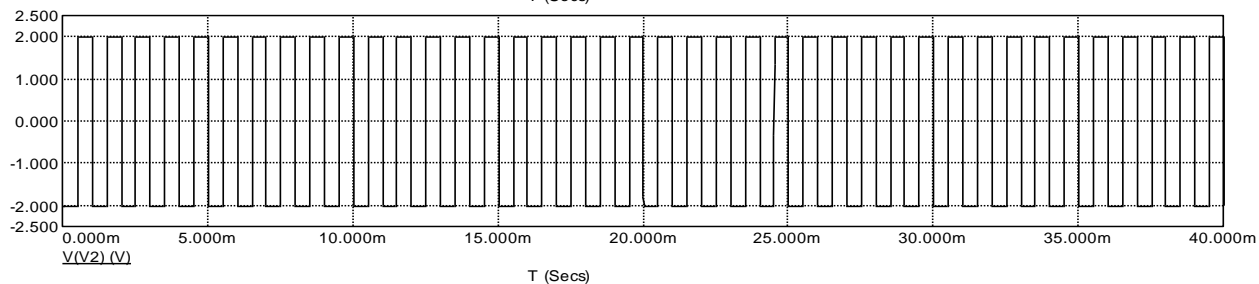
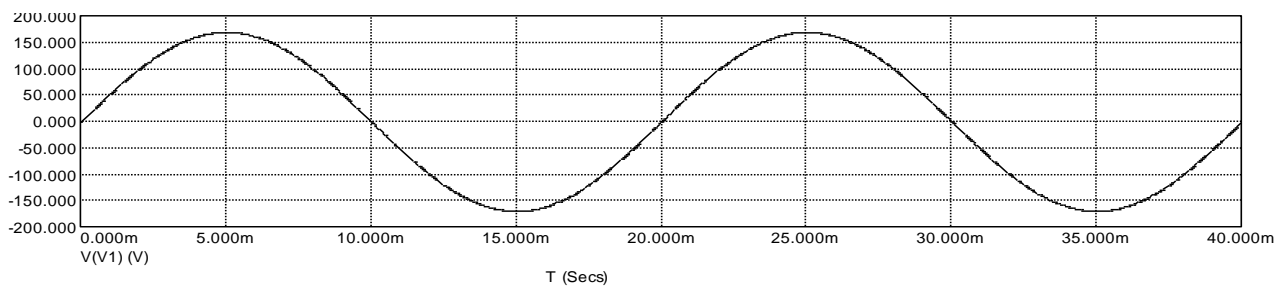
Спростивши (3.7), отримаємо з урахуванням тільки першої і третьої гармонік меандру:

$$h(t) = \frac{2I}{\pi} \left(\pm k_I(\omega_0 \pm \Omega) \cos((\omega_0 \mp \Omega)t \mp \varphi_I \mp \varphi_{hM} + \varphi) \pm \right. \\ \left. \pm \frac{1}{3} k_I(3\omega_0 \pm \Omega) \cos((3\omega_0 \mp \Omega)t \mp \varphi_I \mp \varphi_{hM} + 3\varphi) \right).$$

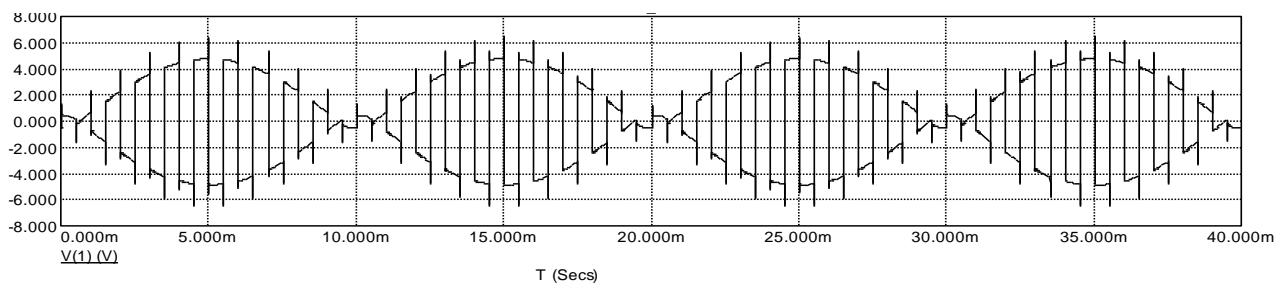
Таким чином, вираз (3.7) описує модульований меандр на магнітному вході магніторезистивного перетворювача.

Вихідний сигнал магніторезистивного перетворювача

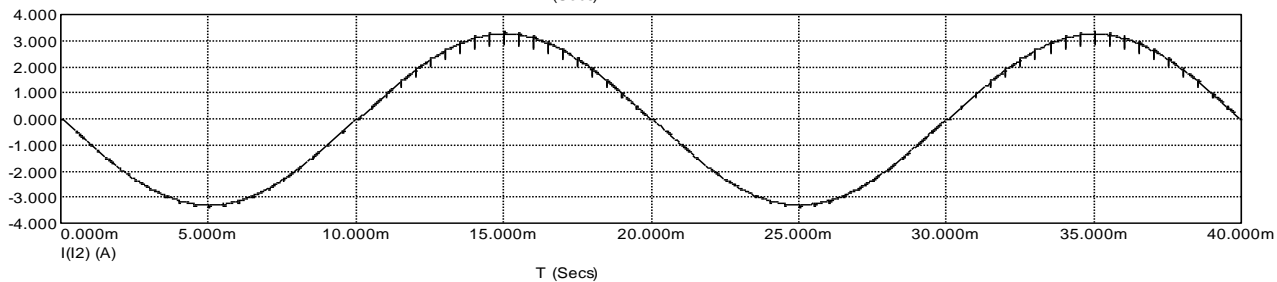
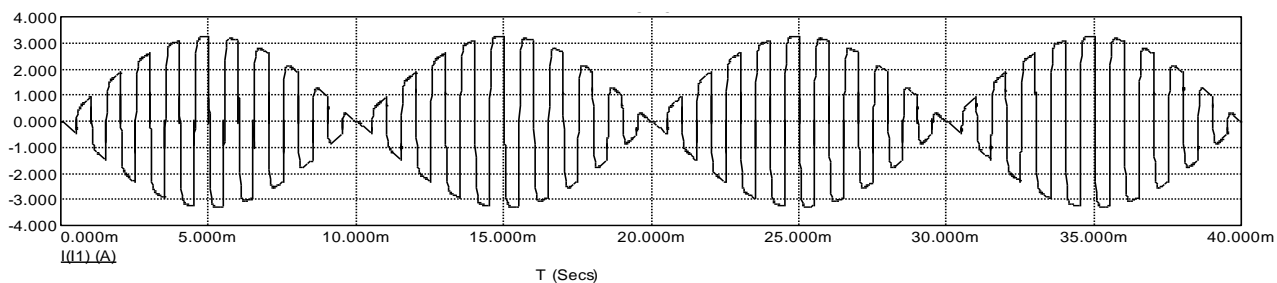
Вхідні сигнали, які подаються на магніторезистивний перетворювач мають тільки дві бокові $n\omega_0 \pm \Omega$ без центральної несучої частоти $n\omega_0$ для кожної гармоніки, тобто перетворювач працює як балансний змішувач, результуючий спектр першої і третьої гармонік S_2 зображено на рис. 3.12.



a)



б)



в)

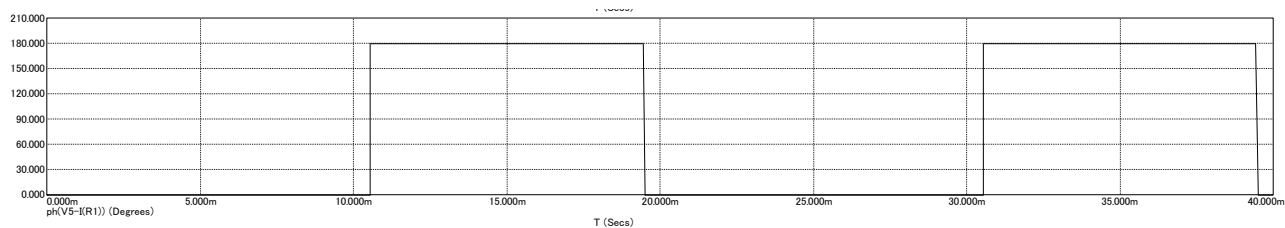


Рис. 3.11. Осцилограмми напруг і струмів перетворювача

У виразах (3.3)–(3.7) було використано наступне наближення:

$$\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \text{sign} [k_V(n\omega_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_V)] \approx \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_V(n\omega_0) \text{sign} [\sin(\omega_0 t + \varphi_V)].$$

Застосувавши усереднення в лінійному наближенні для бокових частот розташованих на відстані $\pm \Omega$, рис. 3.13, отримуємо співвідношення:

$$\frac{(n\omega_0 - \Omega) + (n\omega_0 + \Omega)}{2} = n\omega_0,$$

якщо $n\omega_0 - \Omega < n\omega_0 < n\omega_0 + \Omega$, де $n = 1, 3, 5, \dots$

За рахунок того, що $\Omega \ll \omega_0$ (для вузькополосного сигналу на усіх гармоніках $\omega_0/\Omega \sim 1000$) і лінійної апроксимації плавної залежності амплітудно-фазової характеристики коефіцієнта перетворення від частоти та застосувавши усереднення до фази і амплітуди усіх цих гармонік коефіцієнти передачі із лінійною зміною фази для бокових частот еквівалентні коефіцієнтам передачі усереднених значень на фантомах середніх (центральных) частот $\omega_0, 3\omega_0, \dots, n\omega_0$:

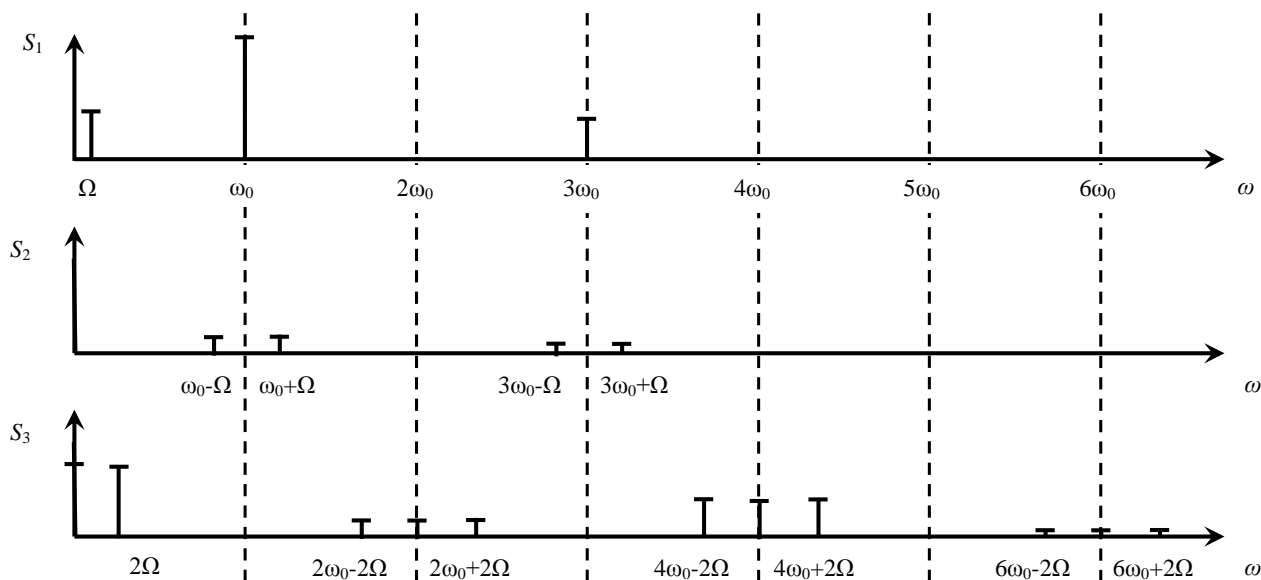


Рис. 3.12. Спектри сигналів

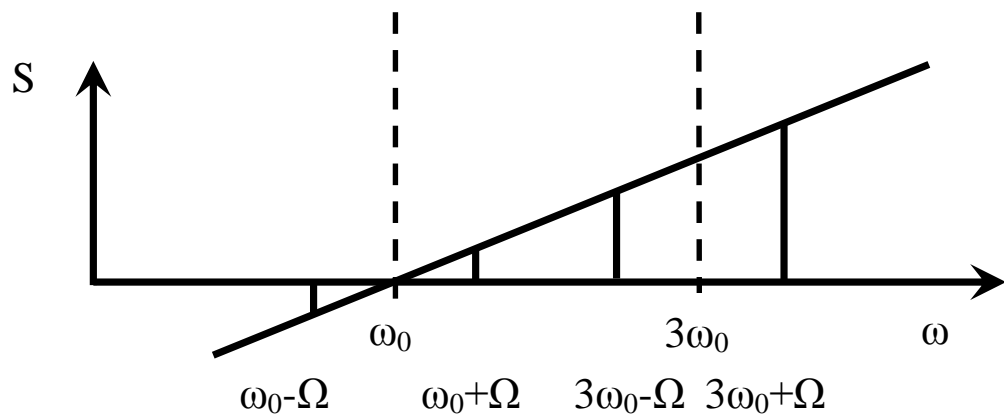


Рис. 3.13. Апроксимація частотної характеристики перетворювача

$$\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_V(n\omega_0 \pm \Omega) \approx \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_V(n\omega_0),$$

$$\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_I(n\omega_0 \pm \Omega) \approx \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_I(n\omega_0),$$

тобто комплексні коефіцієнти передачі відносяться до неіснуючих фантомів модульованої частоти спектру інвертованого сигналу відносно кожної гармоніки, за умови що зсув фази не суттєвий:

$$\Phi_{k_V(n\omega_0 \pm \Omega)} \approx \Phi_{k_V(n\omega_0)},$$

$$\Phi_{k_I(n\omega_0 \pm \Omega)} \approx \Phi_{k_I(n\omega_0)}.$$

Таким чином, промодельовавши лінійним значенням амплітуду і фазу, якщо фаза змінюється нелінійно, то за рахунок вузького спектру і лінійного наближення отримаємо, що добуток бокових буде еквівалентний вихідному сигналу через кут нахилу прямої, рис. 3.13.

На спектрі S_2 при баланській модуляції, рис. 3.12, в спектральних характеристиках існує потужність тільки на бокових частотах. Сума потужностей бокових складових еквівалентна потужності на центральній частоті:

$$P(n\omega_0 \pm \Omega) \approx P(n\omega_0).$$

Таким чином, квадрат комплексних коефіцієнтів передачі магніторезистивного перетворювача по напрузі і магнітному полю до перемноження (детектування) наближено дорівнюють після перемноження:

$$\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} k_v(n\omega_0) \text{sign} [\sin(n\omega_0 t + \varphi)] \times \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} k_l(n\omega_0) \text{sign} [\sin(n\omega_0 t + \varphi)] \approx \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_v(n\omega_0) k_l(n\omega_0).$$

На основі вищеперахованих допущень постійну складову сигналу отримуємо, інтегруючи за період низькочастотного сигналу добуток

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) h(t) dt. \quad (3.8)$$

Розглянемо випадок, коли врахуємо тільки перша і третя гармоніки високочастотного коливання, рис. 3.12, вихідний сигнал при цьому дорівнює:

$$\begin{aligned} U_0 = & \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \frac{4UI}{T\pi^2} \int_0^T \left[\frac{1}{9} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos(\varphi_U - \varphi_I) - \right. \\ & - \frac{1}{9} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos(2\Omega t + \varphi_U + \varphi_{\text{пн}} + \varphi_I + \varphi_{\text{нм}}) \pm \\ & - \frac{1}{2} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos(2\omega_0 t + 2\varphi \mp \varphi_U \mp \varphi_{\text{пн}} \pm \varphi_I \pm \varphi_{\text{нм}}) \pm \\ & \pm \frac{1}{6} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos((2\omega_0 \pm 2\Omega)t + 2\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\text{пн}} \pm \varphi_I \pm \varphi_{\text{нм}}) \pm \\ & \pm \frac{1}{6} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos((2\omega_0 \pm 2\Omega)t + 2\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\text{пн}} \mp \varphi_I \mp \varphi_{\text{нм}}) \mp \\ & \mp \frac{1}{6} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{3}{1} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos(4\omega_0 t + 4\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\text{пн}} \mp \varphi_I \mp \varphi_{\text{нм}}) \mp \\ & \mp \frac{1}{6} k_v \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_l \left(\frac{3}{1} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos((4\omega_0 \pm 2\Omega)t + 4\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\text{пн}} \pm \varphi_I \pm \varphi_{\text{нм}}) \pm \\ & \pm \frac{1}{18} k_v(3\omega_0 \pm \Omega) k_l(3\omega_0 \pm \Omega) \cos(6\omega_0 t + 6\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\text{пн}} \mp \varphi_I \mp \varphi_{\text{нм}}) \mp \\ & \left. \mp \frac{1}{18} k_v(3\omega_0 \pm \Omega) k_l(3\omega_0 \pm \Omega) \cos((6\omega_0 \pm 2\Omega)t + 6\varphi \pm \varphi_U \pm \varphi_{\text{пн}} \pm \varphi_I \pm \varphi_{\text{нм}}) \right] dt. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Вираз (3.9) потрібно читати як суму всіх записаних рядків. Аналіз підінтегрального виразу (3.9) показує, що останній компонент має амплітуду на 95% меншу, ніж постійна складова вихідного сигналу. Таким чином, крім постійної складової, яка з'являється після детектування спектральних ліній і дев'яти складових спектру з високими частотами $2\omega_0$, $4\omega_0$, $6\omega_0$ та боковими

$2\omega_0 \pm 2\Omega$, $4\omega_0 \pm 2\Omega$, $6\omega_0 \pm 2\Omega$, отримано одну складову спектру з однією низькою частотою 2Ω , рис. 3.12. Всі спектральні складові залежать від зсуву фаз в лінії передачі.

Проінтегрувавши вираз (3.9), отримаємо:

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \frac{4UI}{\pi^2} \frac{1}{1/9} k_V \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) k_I \left(\frac{1}{3} \omega_0 \pm \Omega \right) \cos(\varphi_U - \varphi_I).$$

В загальному вигляді після підстановки (3.4) і (3.7) в (3.8), враховуючи усереднення, а також те, що

$$\{1 \cdot \text{sign} [\sin(\omega_0 t + \varphi)]\}^2 = 1,$$

отримаємо для постійної складової:

$$U_0 = k_p U I \cos(\varphi_U - \varphi_I),$$

$$k_p = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} k'_p,$$

$$k'_p = \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} |k_V(n\omega_0)| |k_I(n\omega_0)| \cos(\varphi_{k_V(n\omega_0)} - \varphi_{k_I(n\omega_0)}),$$

де k_p [В/Вт] – коефіцієнт перетворення магніторезистивного перетворювача; k'_p [1/м] – дійсний коефіцієнт перетворення, який є постійною величиною для заданого інвертованого сигналу та регулятора напруги.

Отже, в результаті інтегрування виразу (3.8) залишиться складова, яка залежатиме тільки від зсуву фаз між струмом та напругою в лінії передачі і визначатиме активну потужність в навантаженні. При аналізі спектральних характеристик вихідного сигналу видно, що його спектр розширюється. Вклад в постійну складову протектованого сигналу дає тільки квадрат кожної спектральної складової гармоніки, яка пропорційна активній потужності в лінії передачі. Ряд для постійної складової сходиться, зсув фаз гармонік в постійній складовій відсутній.

Якщо коефіцієнт перетворення комплексний, то буде вплив додаткового фазового зсуву на кожній гармоніці, виникнуть похибки за рахунок того, що уявна складова потужності не дорівнює нулю і яка впливатиме на вихідну

напругу перетворювача. Спотворюють вихідний сигнал з вимірювального перетворювача коефіцієнти перетворення і їх фази. Якщо зсуву фаз між гармоніками немає або їх різниця рівні нулю, що компенсується регулятором напруги зсув однієї зробити по знаку протилежним іншій гармоніці, тоді не буде впливу фази на вихідний сигнал перетворювача, активна потужність в навантаженні буде пропорційна сигналу на виході перетворювача. Параметри регулятора напруги, рис. 3.10, підібрані таким чином, щоб компенсувати зсув фази між магнітним полем і намагніченістю у феромагнітній плівці, тобто $\varphi_{hm} = -\varphi_{пн}$. На основній частоті ω_0 RC-коло налаштоване так, що фаза дорівнює нулю, оскільки фазова характеристика переходить через нуль, а на частоті $3\omega_0$ буде додатній зсув фаз, рис. 3.12, який спотворить уявну складову, як постійну складову, що дасть похибку. Коефіцієнт перетворення $k_v(n\omega_0)$ враховує спектр ВЧ сигналу, а не враховує НЧ сигнал з частотою Ω . Детектування потужності сигналів відбувається для широкого спектру. Якщо нелінійність іншого порядку, то спектри сигналів дуже впливають на похибку при детектуванні, але не впливають на активну потужність. Корисний сигнал $U_I \cos \varphi_{UI}$, а при детектуванні утворюється цілий спектр сигналу (3.9). Спектр не використовуємо, так як цікавить постійна складова пропорційна активній потужності, все інше подавляє фільтр.

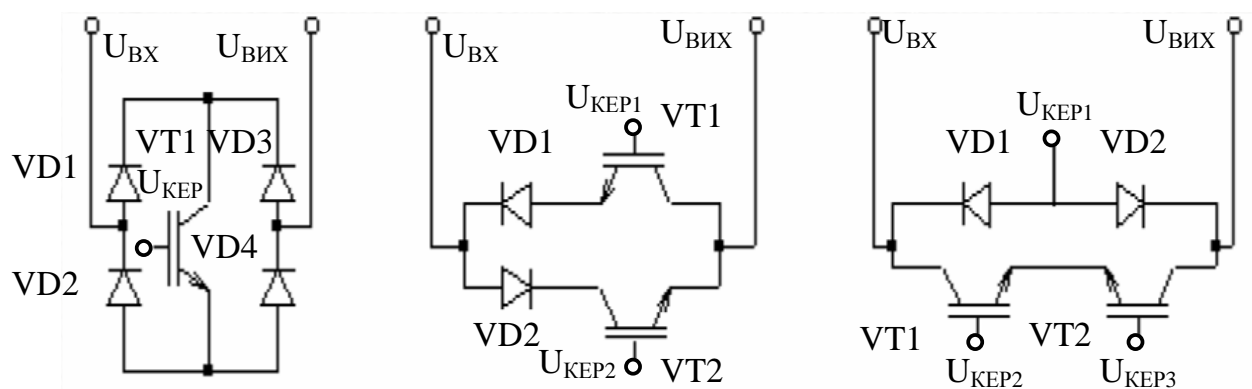


Рис. 3.14. Діодно-транзисторні комбінації ключів для кіл змінного струму

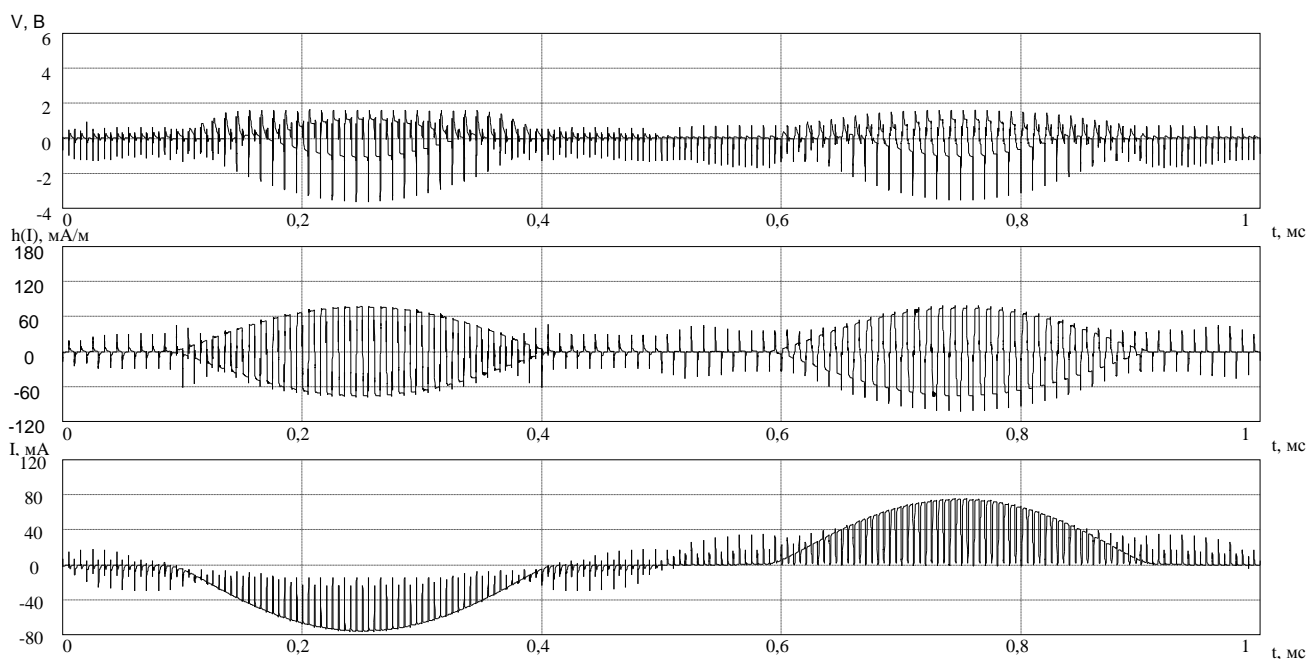


Рис. 3.15. Осцилограми інвертованих напруги і струму на перетворювачі

Інвертори струму і напруги виконуються на основі біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT-транзисторів), рис. 3.14, а також на основі зустрічно-паралельних з'єднань повністю керованих тиристорів [82]. Результати моделювання інверторів струму і напруги для вимірювального перетворювача активної потужності в програмі Micro-CAP на IGBT-транзисторах показані на рис. 3.15.

Таким чином, через провідник у магніторезистивному перетворювачі тече модульований синусоїдою струм, а в розширеному спектрі результуючого вихідного сигналу перетворювача присутня частота меандру і обвідної амплітуди синусоїди, рис. 3.15.

3.4. Підвищення ефективності магніторезистивного перетворювача активної потужності

Основним параметром вимірювального перетворювача є коефіцієнт перетворення. Для отримання максимально можливого коефіцієнта перетворення магніторезистивного перетворювача потрібно підвищити ефективність регулятора напруги з інвертуванням сигналу.

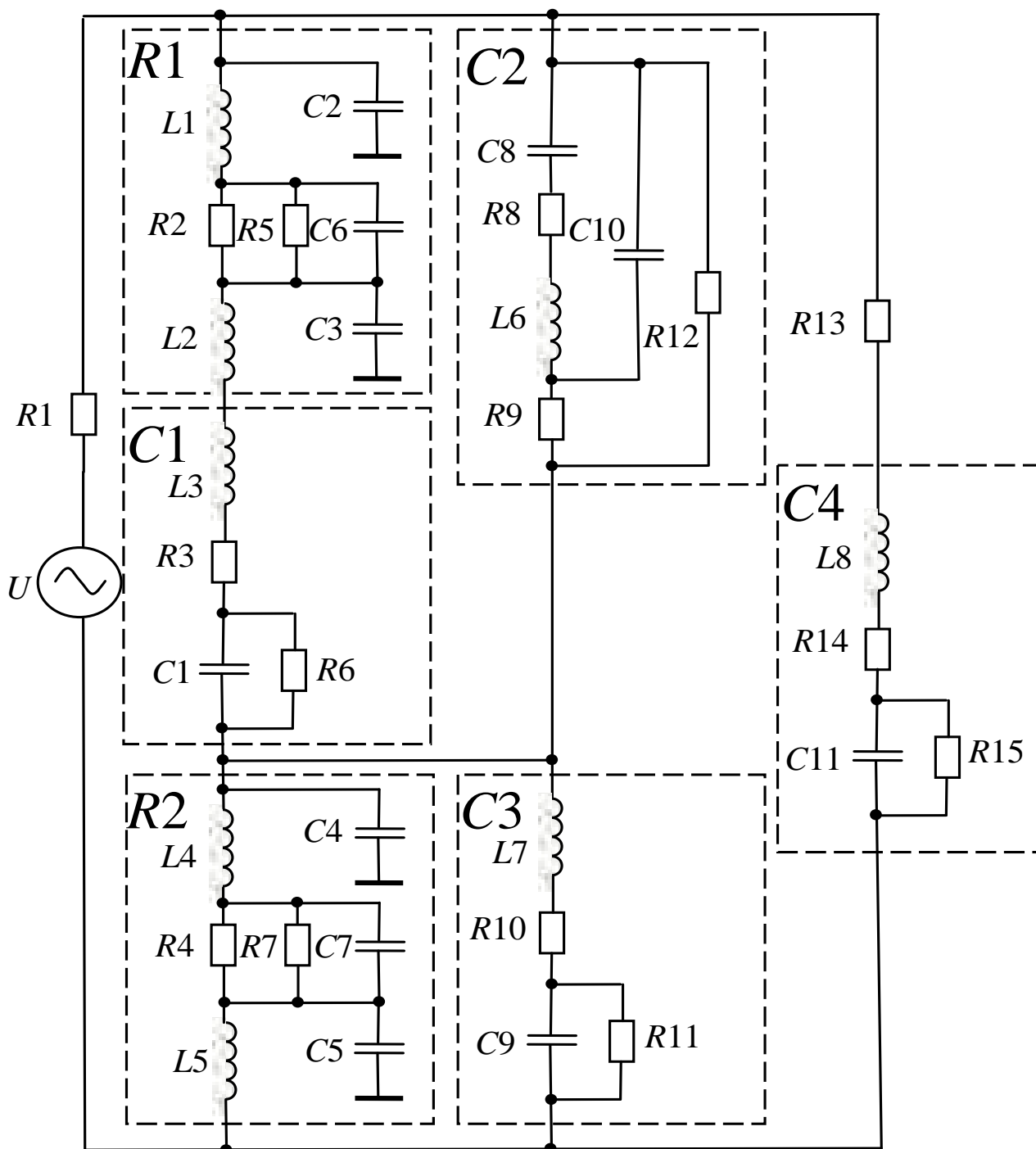


Рис. 3.16. Еквівалентна схема RC-кола вимірювального перетворювача активної потужності

На рис. 3.16 зображена еквівалентна схема RC-кола магніторезистивного перетворювача з врахуванням паразитних параметрів елементів, де R_1 – внутрішній опір генератора; $R_{2,4}$ – опір резистивного шару; $R_{3,10,14}$ – опір втрат в обкладинках і виводах конденсаторів, які увімкнені послідовно; $R_{5,7}$ – еквівалентний опір ізоляції резисторів; $R_{6,11,15}$ – опір ізоляції, який визначається поверхневим та об’ємним опором діелектриків увімкнених

паралельно до конденсатора; R_8 – еквівалентний опір втрат у конденсаторі змінної ємності; R_9 – перехідний опір струмознімача; R_{12} – опір ізоляції підстроювального конденсатора; R_{13} – опір плівки магніторезистивного перетворювача; $C_{1,9,11}$ – ємність конденсаторів; $C_{2,3,4,5}$ – еквівалентна ємність виводів резисторів відносно землі; $C_{6,7}$ – еквівалентна ємність резисторів; C_8 – змінна частина ємності підстроювального конденсатора; C_{10} – мінімальна ємність конденсатора змінної ємності; $L_{1,2,4,5}$ – індуктивність виводів резисторів; $L_{3,6,7,8}$ – власна індуктивність конденсаторів.

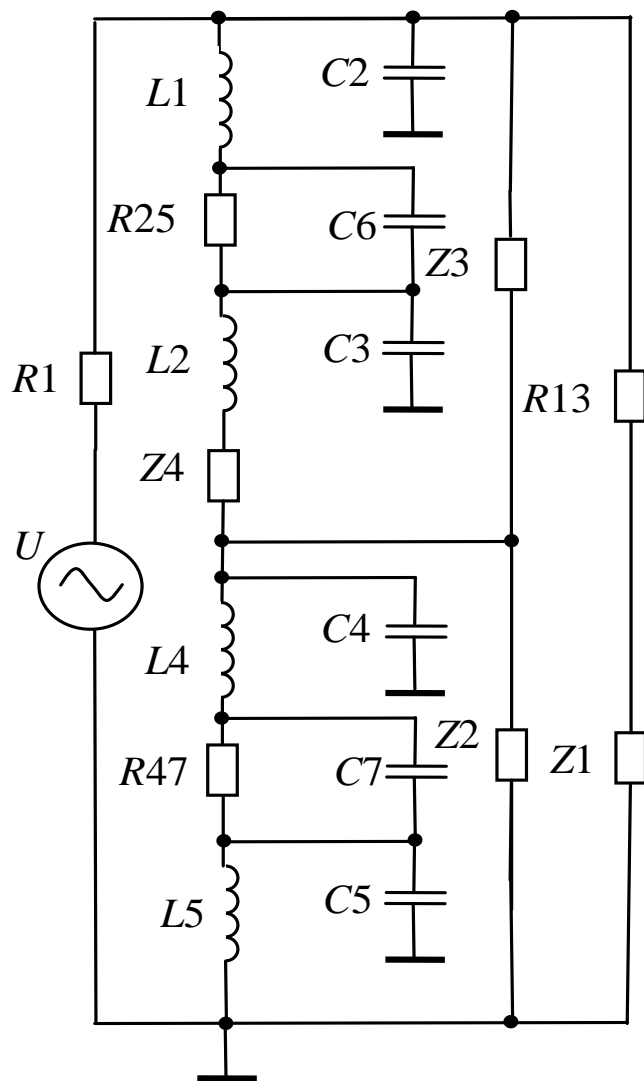
Параметри елементів схеми взято з [83]: $R_1 = 600 \text{ Ом}$; $R_2 = R_4 = 10 \text{ кОм}$; $R_3 = R_{10} = R_{14} = 10 \text{ Ом}$; $R_5 = R_7 = 5 \text{ ГОм}$; $R_6 = R_{11} = R_{15} = 10 \text{ ГОм}$; $R_8 = 1 \text{ Ом}$; $R_9 = 1 \text{ Ом}$; $R_{12} = 1 \text{ ГОм}$; $R_{13} = 550 \text{ Ом}$; $C_1 = 100 \text{ мкФ}$; $C_9 = 200 \text{ пФ}$; $C_{11} = 200 \text{ мкФ}$; $C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 0,08 \text{ пФ}$; $C_6 = C_7 = 1 \text{ пФ}$; $C_8 = 10 \text{ пФ}$; $C_{10} = 0,5 \text{ пФ}$; $L_1 = L_2 = L_4 = L_5 = 1 \text{ нГн}$; $L_3 = L_6 = L_7 = L_8 = 10 \text{ нГн}$.

На рис. 3.17а-є показані варіанти еквівалентних перетворень схеми RC-кола вимірювального перетворювача активної потужності. При спрощеннях було використано перетворення трикутник-зірка і навпаки. Залежність уявної частини комплексного опору від частоти зображено на рис. 3.18. Мінімальне значення уявної частини опору $-0,548 \text{ Ом}$ буде на частоті 20 кГц .

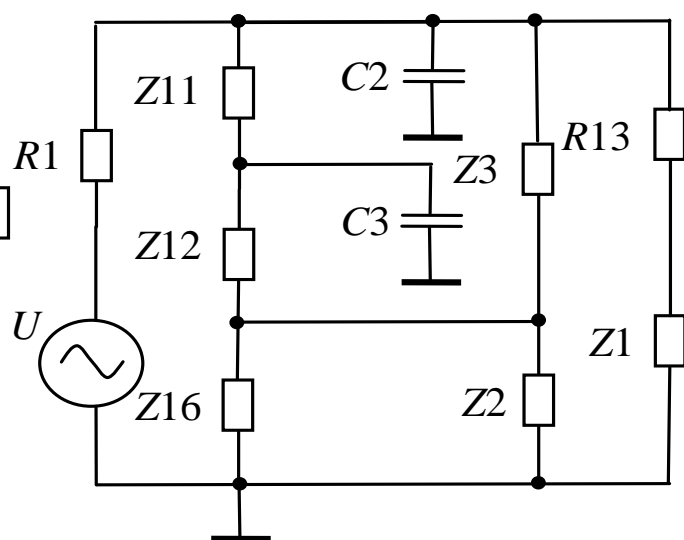
Для схеми 3.17є вхідний опір дорівнює:

$$Z(\omega) = R_1 + \frac{1}{1/j\omega C_2} + \frac{1}{Z_{41} + Z_{42}} + \frac{1}{Z_{a32}}.$$

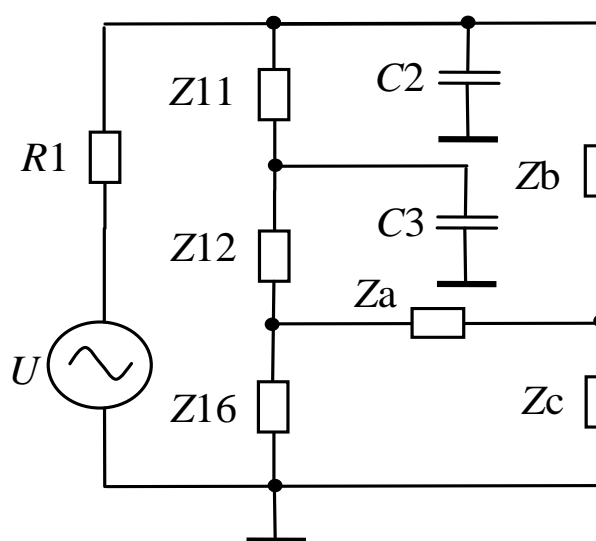
Елементи регулятора напруги, рис. 3.17, мають наступні параметри: $R_{1,2} = k10 \text{ кОм}$, $C_1 = k100 \text{ мкФ}$, $C_2 = k10 \text{ пФ}$, $C_3 = k200 \text{ пФ}$, $C_4 = k200 \text{ мкФ}$, де k – коефіцієнт кратності зміни параметрів елементів RC-кола.



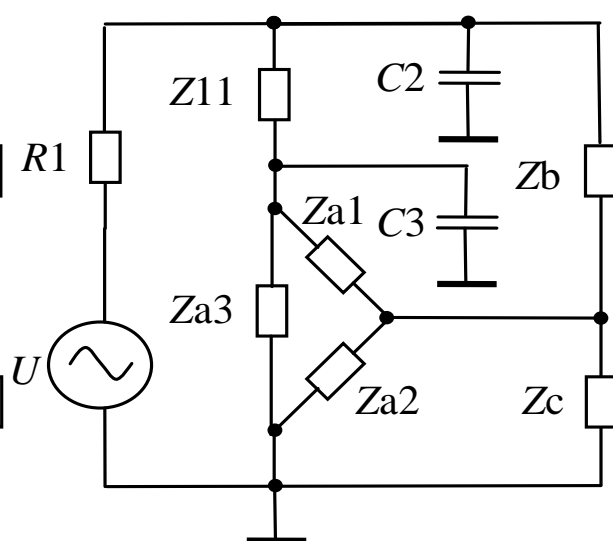
a)



б)



B)



Г)

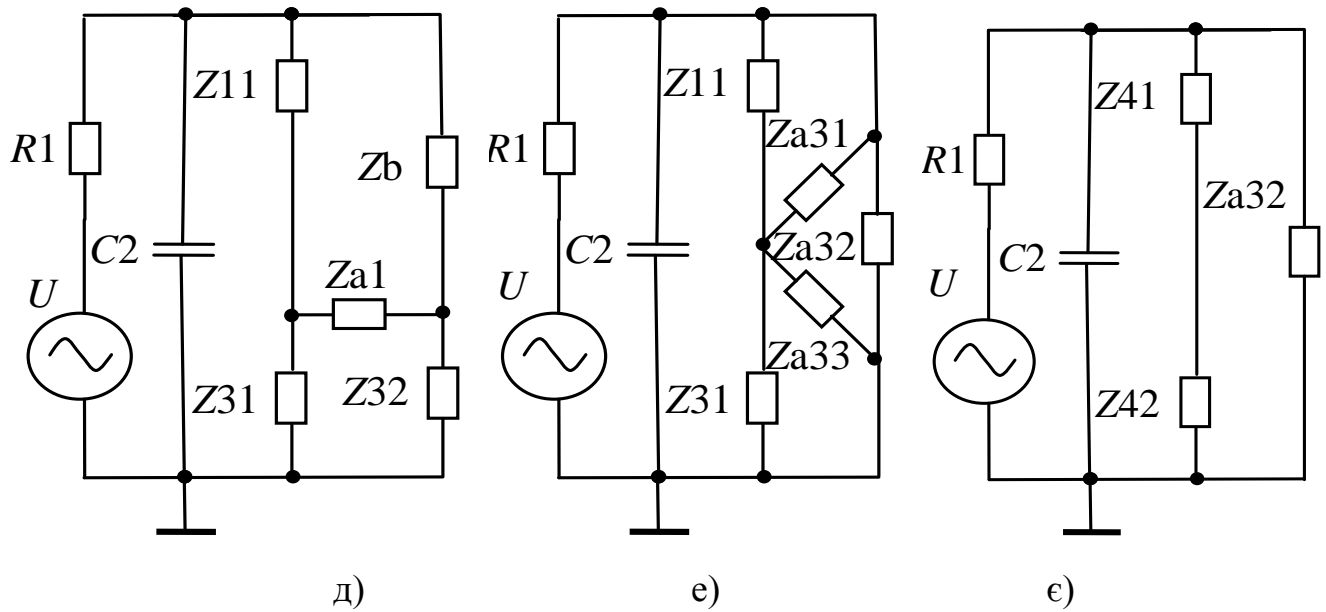


Рис. 3.17. Еквівалентні перетворення схеми перетворювача

З ростом частоти гармоніки амплітудно-фазове співвідношення перетворювача змінюється. Так як амплітуда корисного сигналу з підвищенням частоти (номера гармонік) падає пропорційно $1/n^2$, де n – номер гармоніки, то важливо знати частоту переходу фазочастотної характеристики через нуль ω_p .

При перемноженні спектральних складових поля і напруги у вихідному сигналі початкові фази взаємно компенсуються, а залишається тільки фаза, яка впливає на зменшення напруги на плівці.

Синфазність між гармоніками напруги і струму, яка досягається при великих реактивностях RC -кола, дає оптимальний (максимально можливий) коефіцієнт перетворення у всьому діапазоні частот:

$$k_{p \max} = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2} |k_v| |k_l|,$$

де k_v – коефіцієнт передачі напруги, амплітуда напруги залежить тільки від коефіцієнта передачі RC -кола; k_l – коефіцієнт передачі по магнітному полю, який не залежить від номера гармоніки n і від діаметру проводу, а залежить від силової лінії магнітного поля провідника зі струмом, де знаходиться перетворювач, рис. 3.18.

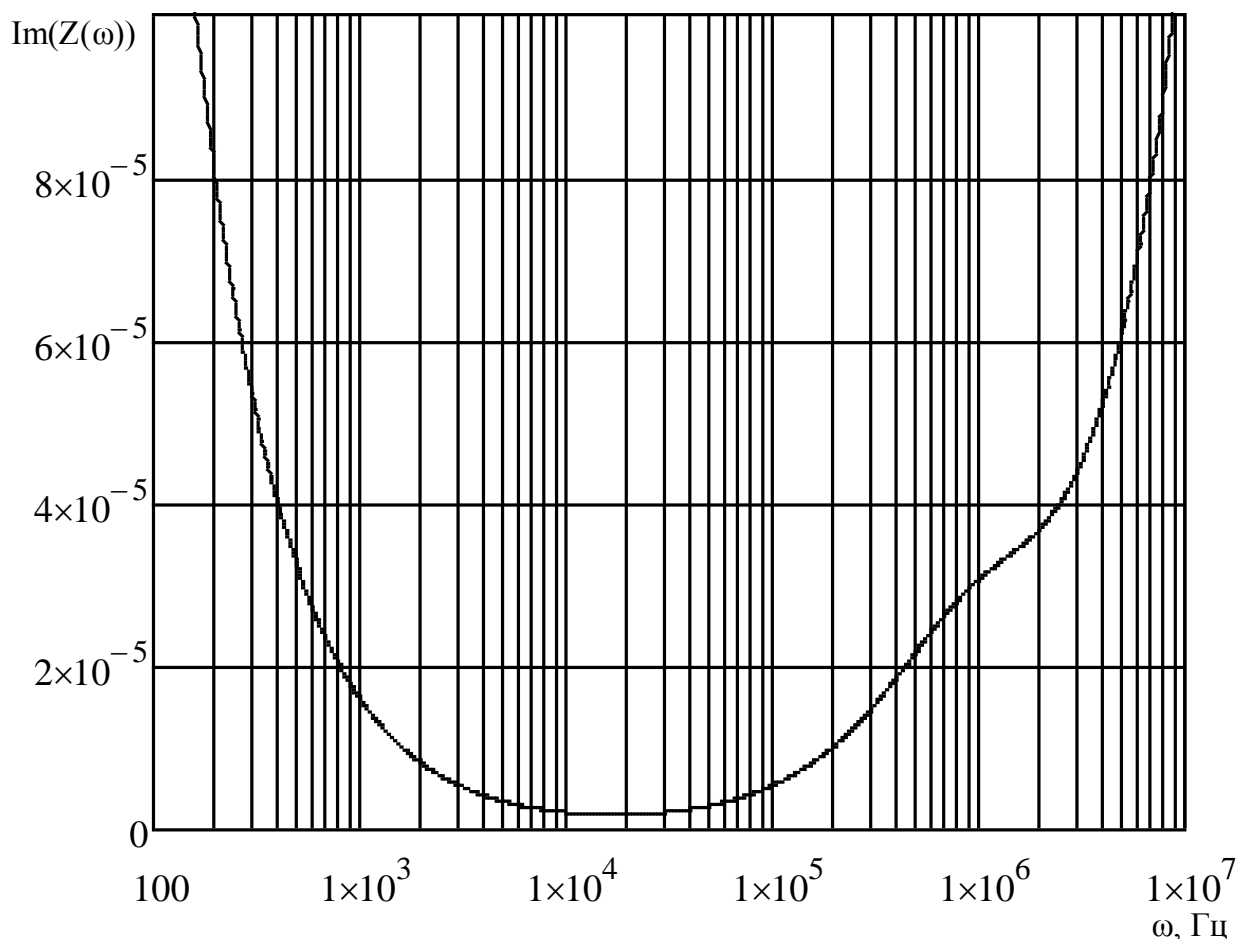


Рис. 3.18. Залежність уявної частини опору від частоти

В залежності від частоти переходу через нуль фази інвертованого коливання, яку визначимо коефіцієнтом кратності, по відносному значенні коефіцієнта перетворення, що залежить від суми усіх гармонік, користуючись рис. 3.19, синтезуємо RC-коло. Так, для частоти $\omega_0 = 1 \text{ кГц}$ елементи регулятора напруги мають наступні покращені параметри: $R_{1,2} = 4 \text{ кОм}$, $C_1 = 40 \text{ мкФ}$, $C_2 = 4 \text{ пФ}$, $C_3 = 80 \text{ пФ}$, $C_4 = 80 \text{ мкФ}$.

Таким чином, для отримання оптимального значення коефіцієнта перетворення магніторезистивного перетворювача на частоті $\omega_0 = 1 \text{ кГц}$ елементи регулятора інвертованої напруги слід зменшити в 2,5 рази порівняно із заданими номінальними параметрами.

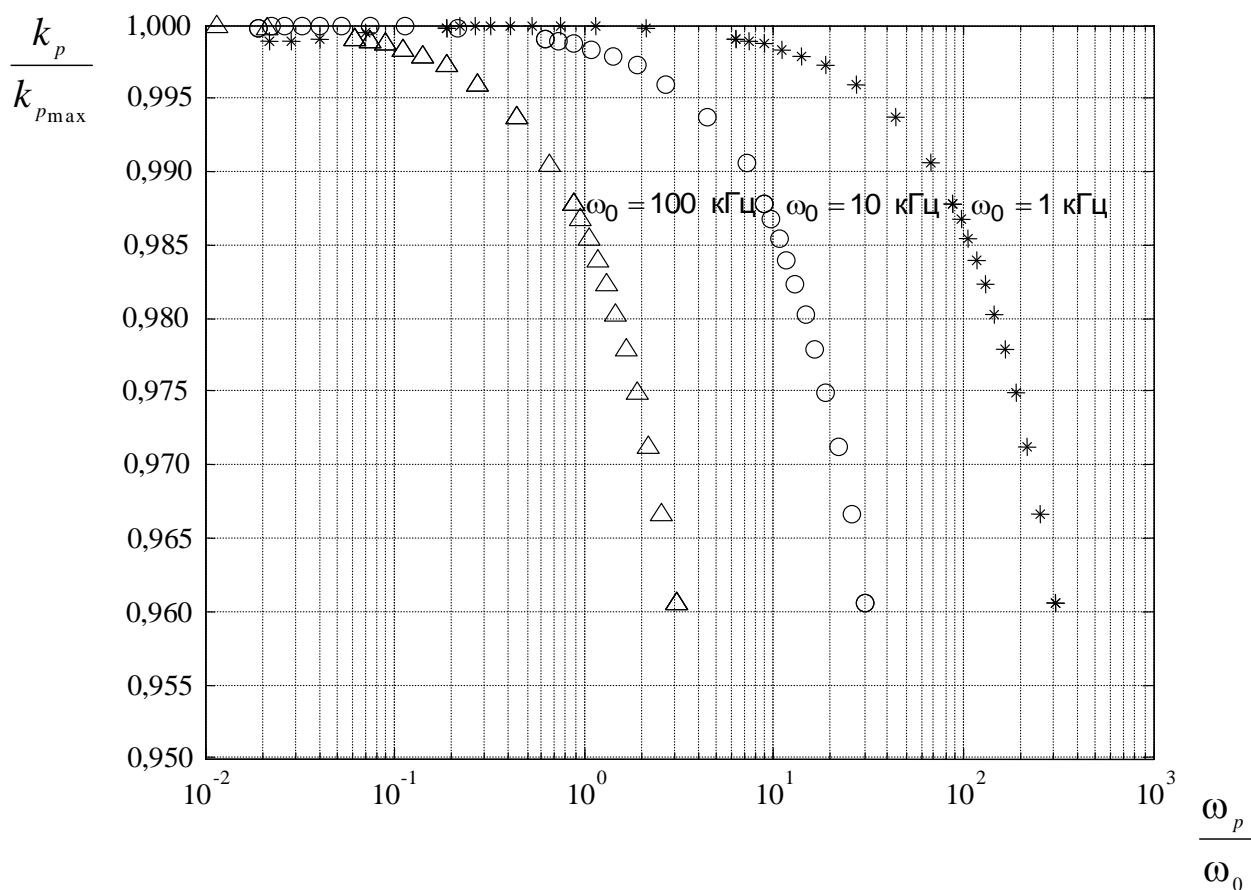


Рис. 3.19. Залежність чутливості перетворювача від відносної частоти інвертування

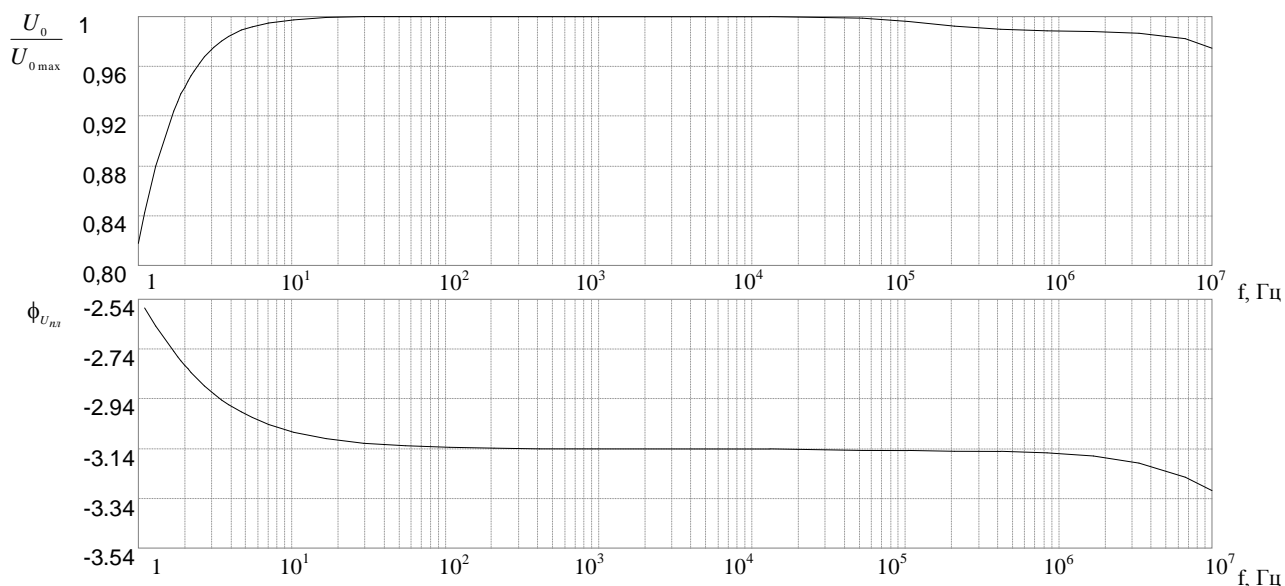


Рис. 3.20. АЧХ і ФЧХ перетворювача після покращення ефективності RC-кола

З графіку залежності чутливості перетворювача від відносної частоти інвертування, рис. 3.20, видно, як вибрати співвідношення між частотою інвертування, рис. 3.20, видно, як вибрати співвідношення між частотою переходу фази RC-кола через нуль і частотою інвертування, де

використовується регулятор напруги, яке близьке до одиниці в одну сторону, а в іншу суттєво падає.

По заданій частотній характеристиці перетворювача, рис. 3.20, вираховуються зсуви фаз через RC-коло на кожній частоті, при цьому не враховуються модулі коефіцієнтів перетворення, а враховуються значення зсувів фаз на кожній гармоніці і коефіцієнт $1/n^2$, де n – номер гармоніки. Перехід фази через нуль еквівалентного RC-кола на іншій частоті закладений в зміні коефіцієнта кратності. Оптимальне значення чутливості розраховане відносно частоти 1-ї гармоніки. Вибираємо тактову частоту по оптимальній чутливості на заданій частоті, де існує перехід через нуль фази і далі синтез RC-кола, який дасть оптимальну чутливість. Це співвідношення має лінійний характер, в залежності від коефіцієнта кратності, куди входять елементи RC-кола, які змінюємо одночасно, а частота ω з теореми подібності змінюється в квадраті $\omega(\downarrow) R(\uparrow) C(\uparrow)=1$. Щоб знайти перехід через нуль дискретно прив'язуємося до зміни знаку фази, взявши точку переходу через нуль і інтерполюємо його. Прийнято обмеження відносно 1-ї гармоніки $1/n^2 < 0,1 \%$.

Напруга на вході магніторезистивного перетворювача відносно генератора (вхідного сигналу) має уявну і реальну частини – це є коефіцієнт передачі, який має комплексну характеристику

$$k_v(n\omega_0) = \frac{U_{nz}}{U},$$

де U_{nz} , U – відповідно напруга на плівці і генераторі.

Коефіцієнт перетворення і його фазу $\varphi_{k_v(n\omega_0)}$ вираховано для кожної гармоніки, а $k_I(n\omega_0)=1$ та фаза між струмом і магнітним полем $\varphi_{k_I(n\omega_0)} = 0$. RC-регулятор не впливає на частотну характеристику перетворювача, тому що це величина постійна, яка не залежить від частоти НЧ сигналу, якщо достатньо висока частота інвертування ω_0 . У розрахунках, прийнято, що $R_{пл} = 550 \text{ Ом}$, тоді як у відношення $\omega RC=1$ входить $R_{пл}$, воно впливає на регулятор напруги, тому треба змінювати $kR_{пл}$. Вибрано максимальну частоту переходу через нуль

ω_p по графіку, рис. 3.20, що дає можливість отримати регулятор з прийнятними ємностями.

У зв'язку з тим, що здійснюється інвертування одночасно (в одній і тій же фазі) напруги і струму відповідно на електричному і магнітному входах магніторезистивного перетворювача має місце співвідношення:

$$\cos(\varphi_{kV(n\omega_0)} + \varphi_{RC(n\omega_0)} - \varphi_{kI(n\omega_0)}) = \cos(\varphi_{RC(n\omega_0)}),$$

де $\varphi_{RC(n\omega_0)}$ – фаза регулятора напруги.

Використовуючи графік зображений на рис. 3.21, оптимізовано частотну характеристику вимірювального МРП активної потужності з огляду на мінімізацію похибок, які вносяться RC-колом.

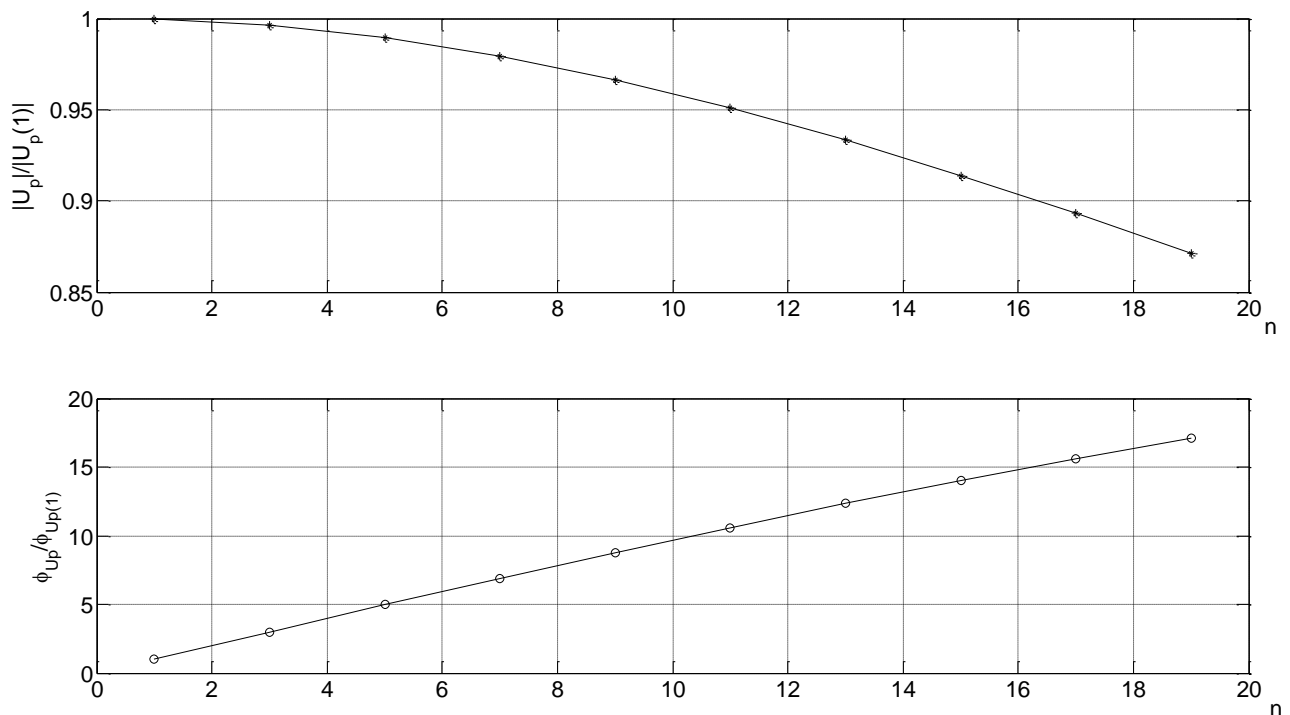


Рис. 3.21. Відносна залежність вхідної напруги на перетворювачі і фази від номера гармоніки n

На рис. 3.21 показано як спотворюється прономований до першої гармоніки сигнал при проходженні через RC-коло. З рис. 3.21 видно, що фаза, яка лінійно залежить від номера гармоніки, починає зростати з ростом гармонік, але амплітуда зменшується пропорційно $1/n^2$. Тому, на більш високій гармоніці більше спотворення, ніж внесок амплітуди.

3.5. Дослідження реакції магніторезистивного перетворювача на комплексне навантаження

Для низької частоти вихідна напруга з магніторезистивного перетворювача активної потужності пов'язана з активною потужністю в лінії передачі як:

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \operatorname{Re}(Vh^*) = \operatorname{Re}(k_U k_I^* UI^*) = k_P UI \cos\varphi_{UI}, \text{ якщо } k_U k_I^* \in \operatorname{Re} \quad (3.10)$$

де V , h – відповідно комплексні амплітуди вхідних змінних сигналів напруги і напруженості магнітного поля; $\Delta\rho/\rho$ – анізотропія магнітоопору матеріалу магніторезистору; H_0 – напруженість зовнішнього магнітного поля; k_U – комплексний коефіцієнт пропорційності між напругою в лінії передачі U і вхідною напругою на перетворювачі V ; k_I – комплексний коефіцієнт пропорційності між струмом в лінії передачі I і магнітним полем h провідника зі струмом; k_P – коефіцієнт перетворення магніторезистивного перетворювача.

Дослідимо вплив характеру навантаження на вихідний сигнал U_0 магніторезистивного перетворювача активної потужності, тобто вплив комплексного коефіцієнту перетворення на похибку вимірювання потужності при різних співвідношеннях між активною і реактивною потужностями в лінії передачі $\cos\varphi_{UI}$, де φ_{UI} – кут між струмом і напругою в лінії передачі. У випадку реактивного навантаження сигнал теоретично повинен дорівнювати нулю, тобто активної потужності немає в лінії передачі, а експериментально в залежності від паразитних похибок буде сигнал.

Феромагнітна плівка працює як параметричний детектор, оскільки напруженість магнітного поля h пов'язана зі струмом I у провіднику, а густина струму в плівці J пов'язана з напругою U у навантаженні, тому добуток I на U дасть потужність P у лінії передачі.

Формула (3.10) це спрощений вираз вихідного сигналу перетворювача для НЧ при сильних намагнічуючих полях, коли намагніченість плівки синфазна з амплітудою прикладеного поля. З ростом частоти цей вираз змінюється, на СЧ є потреба в корегуванні складових струму в плівці, тому що намагніченість

буде знижуватись. На більш високих частотах намагніченість прямо пропорційна прикладеному полю.

На СЧ з урахуванням магніторезистивної сприйнятливості між прикладеним полем і намагніченістю плівки з'являється фазовий зсув, що залежить від частоти, який компенсується зовнішнім регулятором напруги.

Похибка магніторезистивного перетворювача залежить від співвідношення між активною і реактивною потужностями.

Вихідний сигнал перетворювача дорівнює:

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \left[\operatorname{Re}(k_U U k_I^* I^*) + j \operatorname{Im}(k_U U k_I^* I^*) \right] = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \left[P \operatorname{Re}(k_U k_I^*) + j Q \operatorname{Im}(k_U k_I^*) \right] \quad (3.11)$$

Крім активної потужності у вихідному сигналі постійного струму магніторезистивного перетворювача буде присутня реактивна складова, яка пов'язана з уявною частиною чутливості K :

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} \operatorname{Re} \left(\frac{1}{2} k_P U I^* [\cos \varphi_{UI} + j \sin \varphi_{UI}] \right) = \operatorname{Re}(KS), \quad (3.12)$$

де K – комплексна чутливість перетворювача; S – комплексна потужність, що проходить через поперечний переріз лінії передачі; k_P – коефіцієнт перетворення магніторезистивного перетворювача; φ_{UI} – різниця фаз між напругою U і струмом I в лінії передачі.

$$k_P = k_U k_I^*,$$

$$K = \frac{1}{2} \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} k_P.$$

Для ідеального магніторезистивного перетворювача чутливість K має бути дійсною величиною. Вираз для комплексної чутливості K магніторезистивного перетворювача має вигляд:

$$K = K_0 \exp(j\varphi_K),$$

де K_0 – абсолютне значення чутливості; φ_K – фаза. Діапазон $\pm \varphi_K$ дорівнює похибці вимірювання активної потужності в присутності реактивної потужності тієї ж величини.

З формули (3.11) видно, що при зменшенні реактивної складової потужності похибка перетворювача буде зменшуватися, в залежності від фазових співвідношень в лінії передачі.

Вхідний сигнал перетворювача містить компоненту, яка пропорційна активній і реактивній потужності в лінії передачі. Вплив реактивної складової комплексної потужності буде за рахунок зсуву між магнітним полем та намагніченістю в плівці. Зсув фаз між струмом в провіднику та створеним полем дорівнює нулю:

$$B = \frac{1}{\pi d} \mu_0 I,$$

де d – діаметр прямого нескінченного провідника по якому тече струм I .

Напруженості магнітного і електричного поля пов'язані між собою співвідношенням:

$$h = \frac{E_0}{\rho_0} \delta,$$

причому $\delta \ll a$, $\delta \ll b$.

Комплексний коефіцієнт передачі визначається з (3.12). Згідно рівнянь Максвела коефіцієнт передачі по магнітному полю залежить від поля h , яке утворюється струмом I , що тече в провіднику лінії передачі

$$h = k_I I,$$

Коефіцієнт перетворення по магнітному полю залежить від відстані до провідника d :

$$k_I^* = \frac{2}{\pi d}.$$

В феромагнітній плівці магніторезистивного перетворювача детектується намагніченість, яка залежить від магнітного поля, що змінюється в широкому діапазоні частот по складній залежності.

Коефіцієнт перетворення по електричному полю k_V залежить від параметрів регулятора напруги і пов'язаний з напругою V прикладеною до входу перетворювача, яка створює струм, що протікає в плівці

$$V = k_V U ,$$

де U – напруга в лінії передачі.

Вираз для продетектованого магнітною плівкою електричного поля:

$$E_{0i} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\kappa_{ipl} h_l J_p^* \right),$$

де κ_{ipl} – компоненти тензору магніторезистивного сприйнятливості магнітної плівки.

Проінтегрувавши електричне поле E по шляху l отримаємо напругу на феромагнітній плівці:

$$U_0 = - \int_0^l \vec{E}_0 d\vec{l} .$$

Так як шлях інтегрування \vec{l} залежить від напрямку в якому знімаємо напругу і ліній магнітного поля в кожній точці, то вважаємо, що E_0 по товщині плівки однакове.

Таким чином, існує зв'язок вихідного постійного сигналу з феромагнітної плівки з потужністю в лінії передачі і з амплітудно-фазовим відношенням коефіцієнтів пропорційності.

В залежності від руху вектора намагніченості між магнітним полем h і намагніченістю M існує зсув фаз. Напруженість магнітного поля пов'язана з намагніченістю, де фази впливають на похибку в залежності між робочою частотою і частотою резонансу.

Використовуючи модуль і фазу тензора магніторезистивної сприйнятливості намагніченість на заданій робочій частоті впливатимемо на фазове співвідношення коефіцієнтів пропорційності.

Вважаємо, що струму немає в тій частині плівки, де плівка закорочується на корпус блокувальною ємністю по ВЧ. Відносно вибраної осі координат

симетрична структура відповідає перетворенню координат. Інваріантну відносно осей координат магніторезистивну структуру розглядаємо у вигляді ланцюгів. Візьмемо скалярний добуток вектору електричного поля і вектору шляху в якому воно створюється (середовище) в кожній точці і далі інтегруючи по шляху від A до B по колу отримаємо вихідну напругу U_0 як суму потенціалів всіх точок з врахуванням знаків (для зустрічно направлених віднімаємо):

$$U_0 = \sum_{i=1}^n E_{0i} l_i \cos \varphi_i, \quad (3.13)$$

де φ – кут між векторами \vec{E}_0 і \vec{l} .

Добуток $\vec{E}_0 d\vec{l}$ буде максимальний, якщо вектор $d\vec{l}$ направлений вздовж поля. Магніторезистивна смужка прив'язана до вибраних координатних осей і векторів. Вираз (3.13) інваріантний, а осі прив'язані до векторів.

Якщо відома вхідна напруга V на перетворювачі, то по закону Ома змінний струм, який створюється електричним полем, що тече у плівці дорівнює:

$$I = \frac{V}{R_{\text{пл}}},$$

де $R_{\text{пл}}$ – вхідний опір плівки, 550 Ом.

Щільність струму в плівці визначається як:

$$J = \frac{I}{a\delta}.$$

Якщо розрахований струм, то по відомому поверхневому опорі знаходимо електричне поле:

$$I = \sigma E,$$

де E – напруженість зовнішнього електричного поля; σ – питома провідність плівки.

Відносна похибка вимірювання пов'язана з вихідним сигналом U_0 магніторезистивного перетворювача і активною потужністю P при комплексному навантаженні як:

$$\delta = \frac{U_{0\text{вим}} - U_0}{U_0} = \frac{P_{\text{вим}} - P}{P},$$

де $U_{0\text{вим}}$ – значення вимірної вихідної напруги з магніторезистивного перетворювача; $P_{\text{вим}}$ – виміряна активна потужність в лінії передачі при наявності реактивної.

Електричний і магнітний входи вимірювального перетворювача незалежні, але в процесі детектування сигнали перемножуються і виділяються фази. Реально коефіцієнт перетворення пов'язаний не з магнітним полем, а з намагніченістю. Фаза між магнітним полем та намагніченістю пов'язана з магніторезистивною сприйнятливістю k . Врахувавши параметри регулятора напруги і магніторезистивну сприйнятливість, важливо знайти таке фазове співвідношення, коли на електричному вході можна компенсувати похибку, яка присутня на магнітному вході:

$$\varphi_{hM} = \varphi_{PH}.$$

Компенсація регулятором напруги фази між магнітним полем і намагніченістю дозволить вимірювати низькі рівні потужності, які потрібні при ВЧ діатермії, нагріві тіла.

Основні наукові результати розділу опубліковані в працях [84а-91а].

Висновки

1. Розроблено та досліджено вимірювальний магніторезистивний перетворювач активної потужності на феромагнітних плівках, на відміну від напівпровідникових перетворювачів Холла і магніторезисторів, мають на два порядки вищу чутливість, на три порядки меншу термоелектрорушійну силу, що надає їм перевагу по співвідношенню сигнал/завада на п'ять порядків.
2. Показано, що вимірювальний перетворювач активної потужності є лінійним параметричним детектором. При створенні ватметра, перетворювач необхідно підключати до електричної мережі і розмістити у магнітному полі провідника зі струмом.

3. Знайдено розподіл та напрямок струму і тангенціального електричного поля (Е-поля) при аналізі електромагнітної структури чутливого елементу вимірювального перетворювача. Отримано вираз для вхідного опору вимірювального перетворювача активної потужності, необхідний для розрахунку струму в плівці.
4. Встановлено, що інвертування з високою частотою напруги та струму в лінії передачі дозволяє зняти обмеження на частоту сигналу, потужність якого вимірюється, в область низьких частот, включаючи постійний струм.
5. Підвищено ефективність RC-кола для вимірювального магніторезистивного перетворювача активної потужності в залежності від відносної частоти інвертування, коли відсутній фазовий зсув між магнітним полем і намагніченістю.
6. Використовуючи тензор магніторезистивної сприйнятливості з урахуванням зсуву фаз між намагніченістю і магнітним полем досліджено реакцію вимірювального перетворювача активної потужності на комплексне навантаження. Реактивна складова комплексної потужності в лінії передачі за рахунок фазового зсуву між намагніченістю і магнітним полем впливає на вихідний сигнал магніторезистивного перетворювача активної потужності.

РОЗДІЛ 4.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ МАГНІТОРЕЗИСТИВНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

4.1. Розробка інтерфейсу магніторезистивного перетворювача активної потужності

Експериментальна установка для вимірювання активної потужності складається з дослідницького стенду, блоку ватметра вимірювального, перетворювача вимірювального калориметричного для частот від 0 до 3 ГГц, генератора сигналів, нановольтметра, ноутбука.

Дослідницький стенд для вивчення основних параметрів магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності, рис. 4.1, представляє собою прямокутний корпус з розмірами 145X80X50 мм. Ситалова підкладка з напиленими пермалоевими магніторезисторами, приклеєна до пластмасового обертаючого носія. Постійний самарій-кобальтовий магніт встановлений у заглибленні паралельно ситаловій підкладці. Багатожильний мідний провід розміщений навколо петлеподібних ортогональних гілок чутливого елемента. Генератор сигналів з'єднаний із зовнішніми клемми перетворювача, через розміщений на платі перетворювача USB-порт під'єднується нановольтметр [92]. Елементи регулятора напруги, двокаскадного операційного підсилювача і низькочастотного фільтру розміщені на керамічній платі з розмірами 95X50X1 мм методом навісного монтажу [93].

На рис. 4.2 показана досліджена лінійна вольт-ватна характеристика магніторезистивного перетворювача активної потужності для діапазону потужностей від 0 до 3,5 Вт при температурах 20 °С і 60 °С.

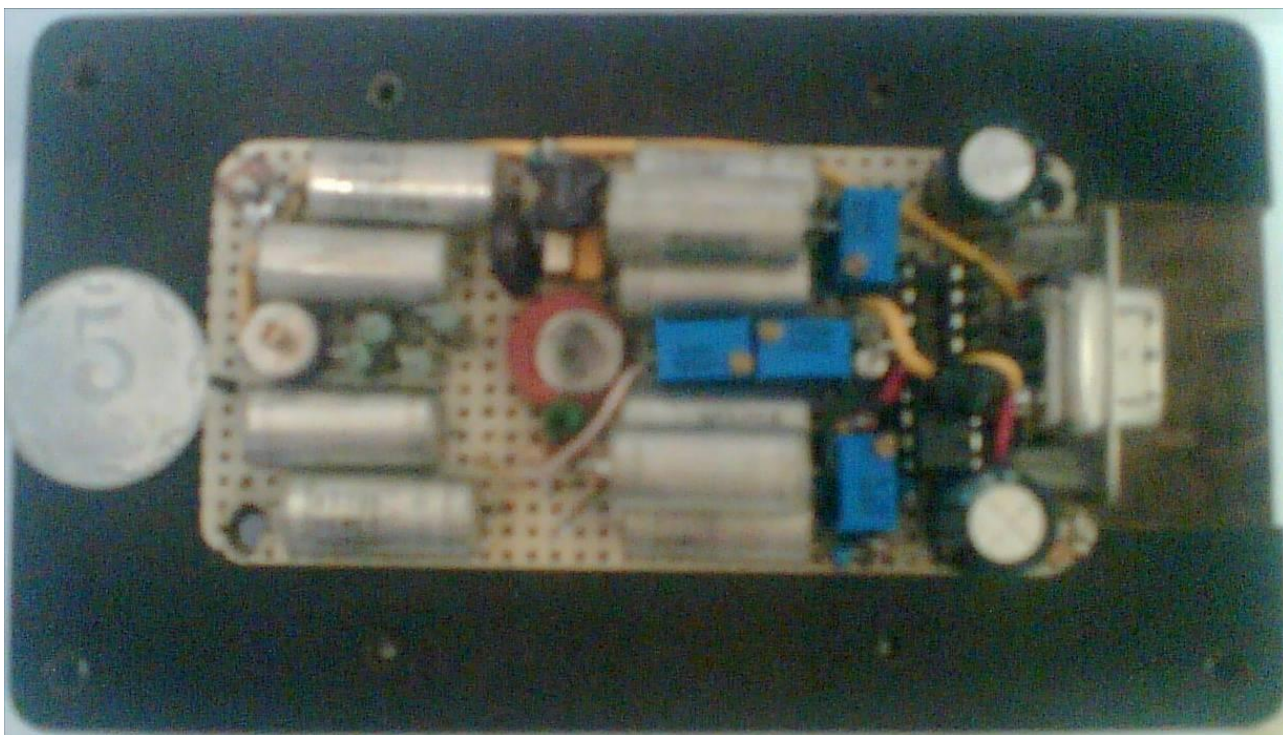


Рис. 4.1. Дослідницький стенд для вивчення основних параметрів магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності

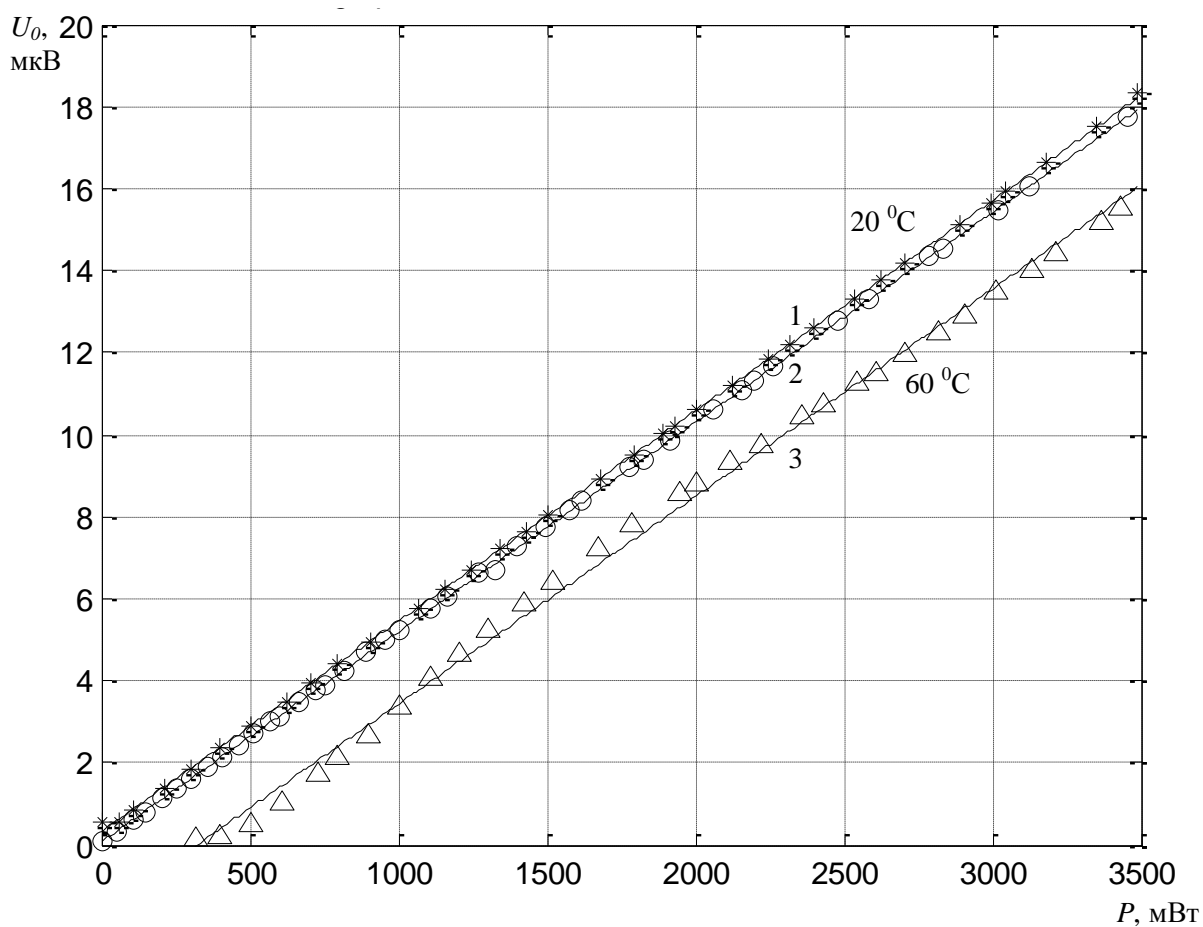


Рис. 4.2. Вольт-ватна характеристика вимірювального перетворювача
Експериментальні дослідження проводилися в лабораторних умовах.

Був проведений експеримент з ємністю, щоб показати, що магніторезистивний перетворювач при вимірюванні потужності реагує тільки на активну частину потужності в лінії передачі. У цьому випадку, зовнішній вимірювач потужності з'єднаний паралельно з входом магніторезистивного перетворювача, а конденсатор $C=1$ мкФ під'єднаний до виходу перетворювача. Вхідний сигнал подається на магніторезистивний перетворювач з генератора синусоїдальної напруги, вихідний сигнал надходив на нановольтметр.

Вхідна потужність, виміряна ватметром, дорівнює $P_{\text{вх}} = 1,99$ Вт, вхідний опір лінії передачі $R_0 = 50$ Ом. Змінна напруга, яка прикладена до конденсатора, становила 9,87 В. Частота змінної напруги дорівнює 3 кГц.

Реактивну потужність визначимо як:

$$Q = 2\pi f C U^2 = 1,95 \text{ вар.}$$

Активна потужність у лінії передачі:

$$P = \frac{U_c}{k_{P_{3\text{кГц}}}} = 0,055 \text{ Вт.}$$

де U_c – усереднена напруга на нановольтметрі при під'єднаному конденсаторі; $k_{P_{3\text{кГц}}}$ – вимірний коефіцієнт перетворення по прохідній потужності на частоті 3 кГц.

На рис. 4.2 показана вольт-ватна характеристика вимірювального перетворювача активної потужності, крива 1 характеризує вплив на перетворювач зовнішніх магнітних полів, крива 2 отримана при усуненому впливі цих полів.

Визначено втрати енергії в електричному конденсаторі, які характеризуються тангенсом кута діелектричних втрат δ і добротністю Q_c :

$$\text{tg } \delta = \frac{P}{Q} = 0,028, \text{ тобто } \delta = 1,6^\circ;$$

$$Q_c = \frac{1}{\text{tg } \delta} = 35,45.$$

Тангенс кута діелектричних втрат енергії свідчить про те, що не були враховані втрати у схемах з'єднання і додатковий опір контактів (одиниці

мОм), а також неточне настроювання регулятора напруги магніторезистивного перетворювача.

Експеримент дозволяє оцінити вплив реактивної потужності на роботу перетворювача. Магніторезистивний перетворювач визначає активну потужність у схемі, де реактивна потужність у тридцять п'ять разів вища за активну потужність.

Оскільки завдяки струму у магніторезистивній структурі відбувається процес детектування, тому підключений перетворювач до генератора змінного струму I , керованого змінною напругою з розширенням його частотного діапазону в сторону НЧ.

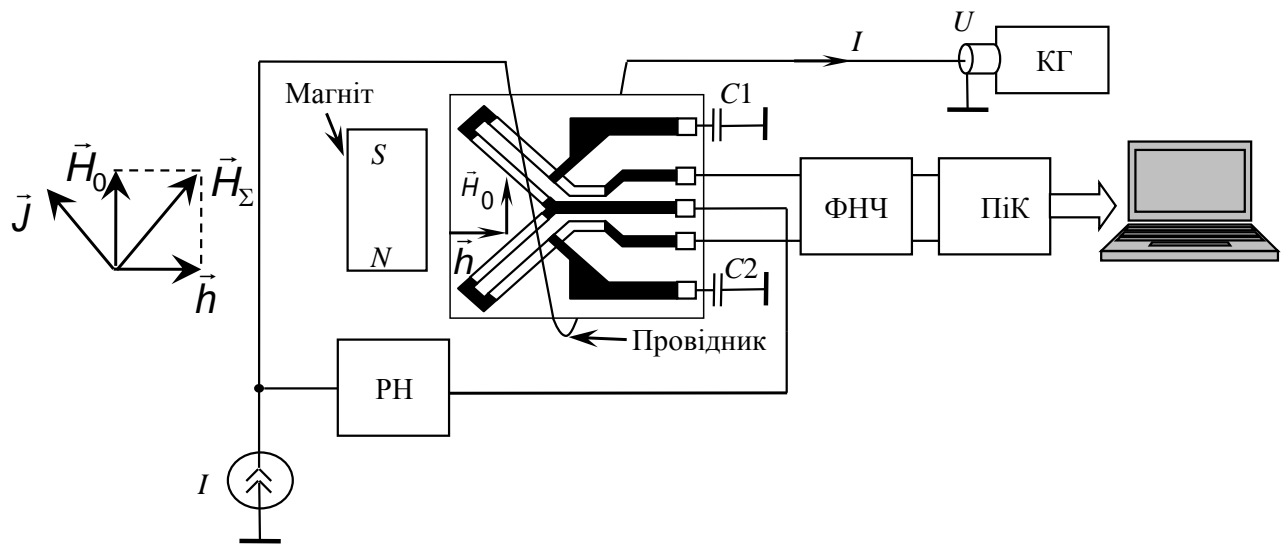


Рис. 4.3. Схема спряження магніторезистивного перетворювача з комп'ютером через USB-порт [93]

Схема ввімкнення магніторезистивного перетворювача активної потужності показана на рис. 4.3. Вихідний сигнал з чутливого елемента перетворювача подається через низькочастотний фільтр ФНЧ на схему двокаскадного операційного підсилювача і контролера ПіК [94]. В основі контролера використаний 8-розрядний мікропроцесор Atmega 16 з кроком вимірювання постійної напруги $5/2^{10}=5$ мВ при опорному сигналі +5 В [95]. Сигнал з 10-розрядного АЦП (мікросхема MAX232), що виконує роль перетворювача для СОМ-порту (рівень «0» відповідає напрузі -3 В, а «1» – +3 В), через перехідник подається на USB-порт комп'ютера [96]. На рис. 4.3

активна потужність в лінії передачі контролюється калориметричною голівкою КГ вимірювального ватметра.

Для зв'язку між пристроєм і комп'ютером використано комунікаційний протокол Modbus, оснований на технології «клієнт-сервер» [97]. Сервером є магніторезистивний перетворювач активної потужності з фіксованою адресою, а клієнтом – програма, діалогове вікно якої показано на рис. 4.5. Виходячи з того, що пристрій є функціонально обмежений використано функцію зчитування даних. Формат запиту наступний: 1-й байт – адреса пристрою; 2-й байт – функція зчитування; 3,4-й байти – адреса регістру; 5,6-й байти – кількість регістрів, що зчитуються; 7,8-й байти – контрольна сума CRC.

Приклад запиту:

1 байт	2 байт	3 байт	4 байт	5 байт	6 байт	7 байт	8 байт
22	03	0	1	0	1	X	X

Комп'ютер кожні 0,5 секунд здійснює запит по інтерфейсу передачі даних RS-232 [98]. Пристрій, отримавши запит, надсилає відповідь комп'ютеру, який перевіряє адресу і контрольну суму, результат виводиться на екран. Відповідь пристрою наступна: 1-й байт – адреса пристрою; 2-й байт – функція зчитування; 3-й байт – кількість байтів у відповіді; 4,5-й байти – відповідно значення старшого і молодшого розрядів регістру; 6, 7-й байти – контрольна сума CRC.

Приклад відповіді:

1 байт	2 байт	3 байт	4 байт	5 байт	6 байт	7 байт
22	03	2	X	X	X	X

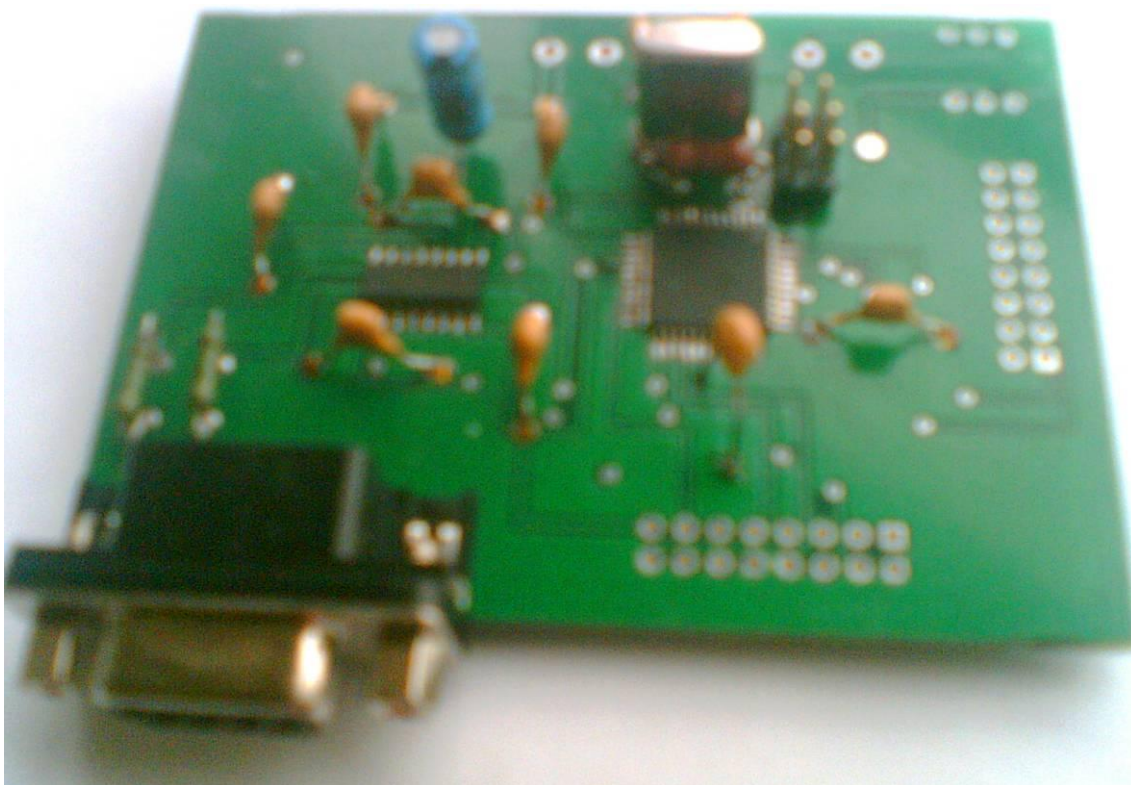


Рис. 4.4. Плата контролера для магніторезистивного перетворювача

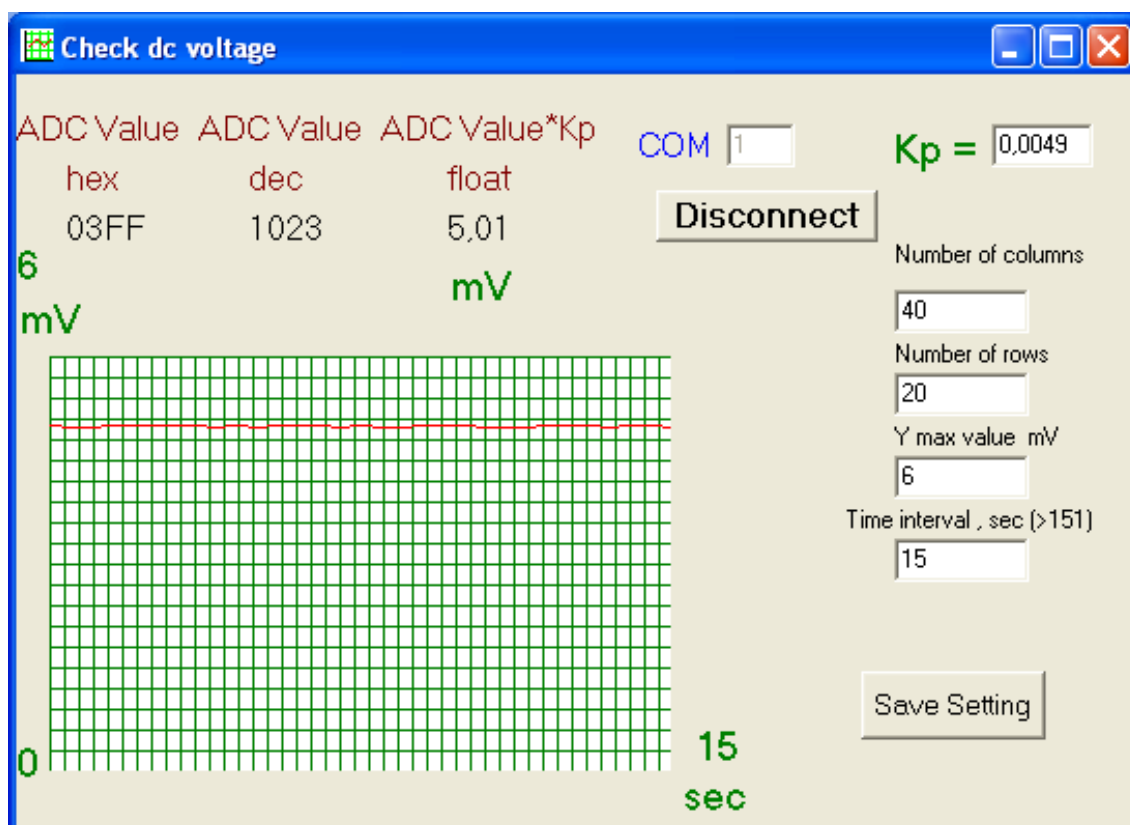


Рис. 4.5. Діалогове вікно програми

Розроблена програма, діалогове вікно якої зображено на рис. 4.5, створена в середовищі Borland C++ Builder, дозволяє калібрувати значення вихідної

напруги з магніторезистивного перетворювача за допомогою поправкового коефіцієнту K_p . Графік вимірної напруги від 5 мВ до 5 В в реальному масштабі часу відображується на екрані комп'ютера. Сітка по горизонталі і вертикалі змінюється за допомогою атрибутів Number of columns і Number of rows. Результати представляються в шістнадцятковій, двійковій (умовне значення якої отримує АЦП по відношенню до напруги живлення +5 В) та десятковій системах числення. Оновлення даних на екрані відбувається з частотою 500 мс при швидкості обміну інформацією між контролером і комп'ютером 9600 бот.

4.2. Статистична обробка результатів вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем

Було проведено трикратне вимірювання активної потужності в лінії передачі магніторезистивним перетворювачем, результати наведені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1. Результати вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем

№ п/п	f, Гц	k ₁ , мкВ/Вт	k ₂ , мкВ/Вт	k ₃ , мкВ/Вт	№ п/п	f, Гц	k ₁ , мкВ/Вт	k ₂ , мкВ/Вт	k ₃ , мкВ/Вт
1	200	5,8735	5,8328	5,8379	11	7000	5,8617	5,8150	5,8113
2	300	5,8670	5,8240	5,8373	12	10000	5,8685	5,8185	5,8077
3	400	5,8659	5,8264	5,8341	13	20000	5,8749	5,8112	5,8028
4	500	5,8675	5,8318	5,8283	14	30000	5,8563	5,8338	5,8077
5	700	5,8726	5,8255	5,8240	15	40000	5,8675	5,8237	5,8164
6	1000	5,8675	5,8289	5,8175	16	50000	5,8612	5,8163	5,8142
7	2000	5,8722	5,8288	5,8320	17	70000	5,8727	5,8144	5,8346
8	3000	5,8636	5,8299	5,8141	18	100000	5,8711	5,8139	5,8436
9	4000	5,8778	5,8238	5,8215	19	200000	5,8741	5,8489	5,8590
10	5000	5,8660	5,8111	5,8224					

Виконано перевірку адекватності електричної моделі вимірювального перетворювача використовуючи критерії Стюдента і Фішера [99].

Гіпотеза про адекватність математичної моделі не відкидається, якщо залишкова дисперсія $S_{\text{зал}}^2$ вихідної величини \hat{X}_{0m} , розрахованої по моделі, відносно експериментальних \hat{X}_{0n} не перевищує статистично похибки експерименту, яку визначимо дисперсією відтворюваності S_0^2 [100].

Залишкову дисперсію визначимо як:

$$S_{\text{зал}}^2 = \frac{m}{f_1} \sum_{n=1}^N \left(\bar{X}_{0n} - \hat{X}_{0n} \right)^2, \quad (4.1)$$

де $f_1 = (N_m - l)$ – число степенів свободи; N – кількість груп паралельних дослідів ($N_m - 19$); m – число паралельних дослідів в одній групі ($m = 3$); l – число зв'язків ($l = n^* + 1$); n^* – кількість факторів (кількість зовнішніх впливів) ($n^* = 4, l = 5$); $\bar{X}_{0n} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m X_{0nk}$ – середнє значення вихідного параметру по результатам паралельних дослідів ($m = \overline{1,3}$), ($n = \overline{1,19}$) [101].

Щоб визначити дисперсію відтворюваності S_0^2 , необхідно мати кілька значень вихідного параметру, виміряного при однакових умовах. Експериментальні значення X_{0nk} отримані при трьох паралельних дослідженнях, і значення вихідної величини, розрахованої по моделі \hat{X}_{0m} , представлені в табл. 4.2.

Дисперсія відтворюваності

$$S_0^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S_n^2, \quad (4.2)$$

де $S_n^2 (n = \overline{1,19})$ – вибіркві дисперсії.

$$S_n^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{k=1}^m \left(X_{0nk} - \hat{X}_{0n} \right)^2. \quad (4.3)$$

Число степенів свободи, які характеризують дисперсію

$$f_2 = N(m-1). \quad (4.4)$$

Таблиця 4.2. Вихідні дані та результати розрахунку перевірки адекватності математичної моделі вимірювального перетворювача

№ п/п	f, Гц	\hat{X}_{0m} , мкВ	Експериментальні дані, $X_{0нк}$, мкВ			$\bar{X}_{0п}$, мкВ	$(\hat{X}_{0m} - \bar{X}_{0п})^2$ мкВ·10 ²	$S_n^2 \cdot 10^4$
			1	2	3			
1	200	5,9459	5,8735	5,8328	5,8379	5,8481	0,9571	4,9164
2	300	5,9459	5,8670	5,8240	5,8373	5,8428	1,0636	4,8466
3	400	5,9459	5,8659	5,8264	5,8341	5,8421	1,0768	4,3846
4	500	5,9459	5,8675	5,8318	5,8283	5,8425	1,0685	4,7056
5	700	5,9459	5,8726	5,8255	5,8240	5,8407	1,1067	7,6377
6	1000	5,9459	5,8675	5,8289	5,8175	5,8380	1,1650	6,8665
7	2000	5,9459	5,8722	5,8288	5,8320	5,8443	1,0316	5,8497
8	3000	5,9459	5,8636	5,8299	5,8141	5,8359	1,2107	6,3926
9	4000	5,9459	5,8778	5,8238	5,8215	5,8410	1,0997	10,1516
10	5000	5,9459	5,8660	5,8111	5,8224	5,8332	1,2709	8,4044
11	7000	5,9459	5,8617	5,8150	5,8113	5,8293	1,3588	7,8912
12	10000	5,9459	5,8685	5,8185	5,8077	5,8316	1,3072	10,5221
13	20000	5,9459	5,8749	5,8112	5,8028	5,8296	1,3518	15,5444
14	30000	5,9459	5,8563	5,8338	5,8077	5,8326	1,2837	5,9157
15	40000	5,9458	5,8675	5,8237	5,8164	5,8359	1,2085	7,6382
16	50000	5,9457	5,8612	5,8163	5,8142	5,8306	1,3256	7,0490
17	70000	5,9455	5,8727	5,8144	5,8346	5,8406	1,1011	8,7642
18	100000	5,9450	5,8711	5,8139	5,8436	5,8429	1,0431	8,1836
19	200000	5,9420	5,8741	5,8489	5,8590	5,8607	0,6615	1,6084

Гіпотеза про адекватність математичної моделі не відкидається, якщо виконується нерівність:

$$F = \frac{S_{\text{зал}}^2}{S_0^2} < F_T(f_1, f_2), \quad (4.5)$$

де F_T – значення критерію Фішера, яке знайдемо по таблиці розподілу Фішера для вибраного рівня значимості $q = 5\%$ і заданих значень $f_1 = 52$, $f_2 = 38$: $F_T = 2,74$ [102].

Якщо $S_{\text{зал}}^2/S_0^2 < 1$, то математична модель адекватно описує досліджуваний об'єкт з рівнем значимості $q = 1\%$ і наперед адекватно з рівнем значимості $q = 5\%$.

Результати розрахунку величин, виконаних по формулам (4.1) – (4.5) для вихідних даних (табл. 4.1), представлені в табл. 4.2. При цьому $N = 19$; $m = 3$; $l = 5$; $f_1 = 52$; $f_2 = 38$.

На основі виразів (4.1), (4.2) і даних, представлених в табл. 4.2, знаходимо залишкову дисперсію і відтворюваність:

$$S_{\text{зал}}^2 = 1,2572 \cdot 10^{-3}, S_0^2 = 7,2249 \cdot 10^{-4}.$$

Використовуючи (4.5) отримуємо

$$F = 1,7321 < F_T(52, 38) = 2,74.$$

Таким чином, гіпотеза про адекватність (з рівнем значимості $q = 5\%$) математичної моделі реальному вимірювальному перетворювачу активної потужності приймається [103].

Формула для визначення критерію Стьюдента має вигляд:

$$t_p = \frac{\bar{X}_{0п} - \hat{X}_{0п}}{S_{\text{сум}} \sqrt{\frac{1}{m} + \frac{1}{n_m}}},$$

де $\bar{X}_{0п}$ – середнє значення вихідної величини вимірювального перетворювача для серії досліджень; m – число паралельних досліджень ($m = 3$); n_m – об'єм вибірки для моделі ($n_m = 3$);

$$S_{\text{сум}} = \sqrt{\frac{\sum \bar{X}_{0п}^2 - \sum \hat{X}_{0п}^2}{m + n_m - 2}} = \sqrt{\frac{102,6006 - 106,0612}{3 + 3 - 2}} = 0,9301.$$

$$t_p = \frac{\bar{X}_{0п} - \hat{X}_{0п}}{S_{\text{сум}} \sqrt{\frac{1}{m} + \frac{1}{n_m}}} = 0,1288.$$

Використовуючи таблицю t -розподілу [104], отримаємо, що $t_4(0,995) = 4,604$. Оскільки $t_p < t_{\text{табл}}$, то стверджуємо, що модель вимірювального перетворювача активної потужності адекватна і достовірно описує роботу реального перетворювача.

Для статистичної обробки, наведених в таблиці 4.1 результатів вимірювання трьох груп величин коефіцієнтів перетворення активної потужності k_1, k_2, k_3 використаємо методику наведену в [102]:

1. Розташовано результати вимірювань k_i в порядку зростання.
2. Для мінімального і максимального значень k_i визначено діапазон кожної з груп, таблиця 4.3

$$\Delta K = k_n - k_i.$$

Таблиця 4.3. Діапазон та ширина інтервалу

	Група вимірювання		
	1	2	3
Діапазон ΔK	0,0215	0,0378	0,0562
Ширина інтервалу Δk	0,0043	0,0076	0,0112

Відповідно до рекомендацій [102] цей діапазон розбивається на $L=5$ інтервалів шириною

$$\Delta k = \Delta K / L.$$

Визначено границі інтервалів $k_{\min j}$ і $k_{\max j}$ і їх середини $k_{cp j}$, табл. 4.4 як

$$k_{\min 1} = k_1, k_{\max j} = k_{\min j} + \Delta k, k_{cp j} = \frac{k_{\max j} + k_{\min j}}{2}.$$

Таблиця 4.4. Границі інтервалів і їх середини

<i>j</i>	Група вимірювань								
	1			2			3		
	$k_{min j}$	$k_{max j}$	$k_{cp j}$	$k_{min j}$	$k_{max j}$	$k_{cp j}$	$k_{min j}$	$k_{max j}$	$k_{cp j}$
1	5,8563	5,8606	5,8585	5,8111	5,8186	5,8149	5,8028	5,8140	5,8084
2	5,8606	5,8649	5,8628	5,8186	5,8262	5,8224	5,8140	5,8252	5,8196
3	5,8649	5,8692	5,8671	5,8262	5,8338	5,8300	5,8252	5,8365	5,8309
4	5,8692	5,8735	5,8714	5,8338	5,8413	5,8375	5,8365	5,8477	5,8421
5	5,8735	5,8778	5,8757	5,8413	5,8489	5,8451	5,8477	5,8590	5,8534

4. Розраховано кількість результатів вимірювання m_j у кожному інтервалі j .

5. Побудовані гістограми у вигляді стовпчиків шириною Δk і висотою m_j , рис. 4.6.

6. Визначено імовірність того, що результати вимірювань k_i будуть меншими, ніж границі інтервалів $k_{грj}$

$$F_j = P(k_j < k_{грj}),$$

де $k_{грj} = k_{maxj} = k_{min(j+1)}$; $F_0 = 0$; $F_1 = m_1/n$; $F_2 = (m_1 + m_2)/n$; ... ; $F_k = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^k m_j$; ... ;

$$F_{k+1} = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L m_j = 1.$$

7. Побудовано кумулятивні криві для експериментальних даних, рис. 4.6.

8. Визначено точкові оцінки отриманих розподілів експериментальних даних (середнє арифметичне, медіану, середнє арифметичне границь варіаційного ряду), розсіювання (дисперсію і середнє квадратичне відхилення результатів вимірювання), асиметрію і гостровершиність. Результати розрахунку характеристик положення точкових оцінок занесено до таблиці 4.5.

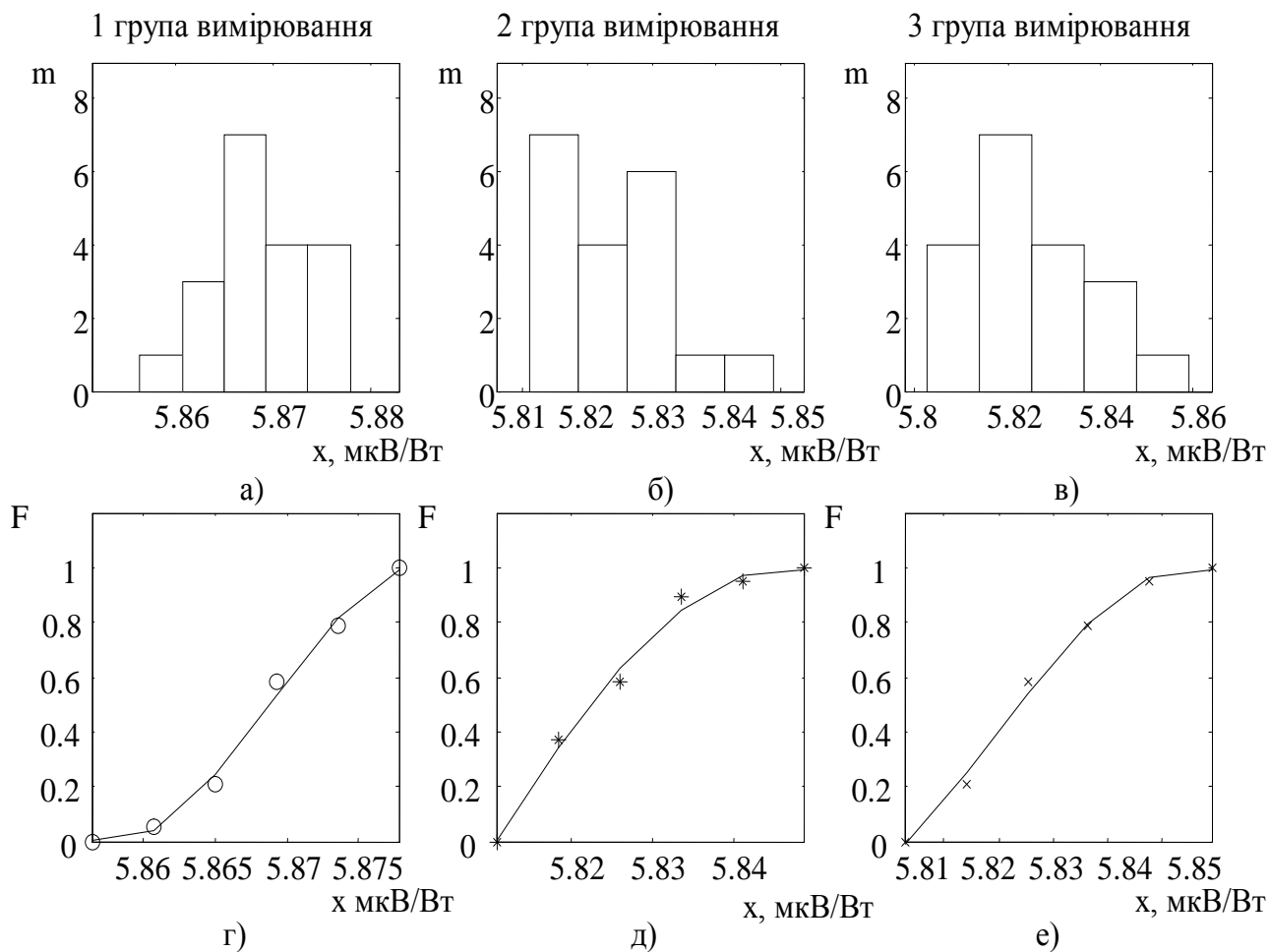


Рис. 4.6. Гістограми і кумулятивні криві результатів вимірювання активної потужності перетворювачем

З таблиці 4.5 видно, що найбільшу дисперсію результату експерименту (середньоквадратичне відхилення) має 3-я група вимірювання. З оцінки асиметрії зроблено висновок, що крива щільності розподілу 1-ї групи з від'ємною асиметрією лежатиме лівіше симетричного розподілу імовірності, величина асиметрії якої дорівнює нулю, а 2-ї і 3-ї груп з позитивною асиметрією – правіше. Ексцес у законів розподілу імовірності буде близький до нуля, якщо їх крива щільності імовірності буде мати дзвоноподібну форму. Криві з більш гострою вершиною мають позитивний ексцес (2-а група вимірювання), а з більш пологою – від'ємний ексцес (1-а і 3-я групи вимірювання).

Таблиця 4.5. Точкові оцінки отриманих розподілів експериментальних даних

Точкові оцінки	Група вимірювання		
	1	2	3
Середнє арифметичне \bar{x}	5,8685	5,8241	5,8245
Середнє арифметичне границь варіаційного ряду x_{cp}	5,8671	5,8149	5,8084
Медіана Me	5,8675	5,8239	5,8220
Оцінка дисперсії результату вимірювання \hat{D}_x	$2,9381 \cdot 10^{-5}$	$9,1148 \cdot 10^{-5}$	$2,0654 \cdot 10^{-4}$
Середньоквадратичне відхилення $\hat{\sigma}_x$	0,0054	0,0095	0,0144
Оцінка середньоквадратичного відхилення $\hat{\sigma}_{\bar{x}}$	0,0012	0,0022	0,0033
Оцінка асиметрії \hat{A}	-0,3599	0,5870	0,5176
Оцінка ексцесу \hat{E}	-0,6076	0,0566	-0,4515

Оскільки ексцес E знаходиться в межах $-1 < E < 1$, тобто розподіл близький до нормального ($E=0$), то за оцінку розподілу прийнято середнє арифметичне.

Визначимо границі випадкової похибки результатів вимірювань, наведених в таблиці 4.1, для довірчої імовірності $P_d=0,9973$ і рівня значимості критеріїв узгодженості $\alpha=0.05$.

Для визначення границь випадкової похибки по результатам трикратних спостережень виконано наступні операції:

1. Виключено з результатів спостереження грубі похибки.
2. Обчислено середнє арифметичне виправлених результатів спостережень або оцінку математичного очікування, яку приймемо за результат вимірювання.

3. Обчислено середньоквадратичне відхилення результату вимірювання $\hat{\sigma}_x$ та його оцінку $\hat{\sigma}_{\bar{x}}$.
4. Перевірка гіпотези про те, що результати спостережень належать вибраному закону розподілу.
5. Обчислено довірчі границі випадкової похибки результатів вимірювання.

По виду гістограм і кумулятивних кривих, рис. 4.6, а також по отриманим точковим результатам асиметрії і ексцесів, табл. 4.5, прийmemo гіпотезу про те, що результати вимірювання розподілені по нормальному закону.

1. Визначення грубих похибок і промахів по критерію Райта

Результат вимірювання k_i (k_{max} або k_{min}) не належить нормальному розподілу із заданою імовірністю P , якщо

$$\frac{|k_i - M_K|}{\sigma_K} > t_P, \quad (4.6)$$

де t_P – довірчий коефіцієнт, таблиця 2.1 [102].

Тобто, якщо k_i виходить за межі інтервалу $(M_K - t_P \sigma_K; M_K + t_P \sigma_K)$.

Підставляючи в (4.6) замість M_K і σ_K їх оцінки \bar{k} і $\hat{\sigma}_K$, з врахуванням того, що для нормального закону розподілу $t_P=3,0$ (для імовірності $P=0,9973$), визначено границі інтервалів, табл. 4.6.

Таблиця 4.6. Границі інтервалів

	Група вимірювання		
	1	2	3
$(\bar{k} - t_P \hat{\sigma}_K; \bar{k} + t_P \hat{\sigma}_K)$	(5,8523; 5,8848)	(5,7955; 5,8528)	(5,7814; 5,8677)
$(\bar{k} - \beta \hat{\sigma}_K; \bar{k} + \beta \hat{\sigma}_K)$	(5,8536; 5,8834)	(5,7979; 5,8504)	(5,7850; 5,8641)

З таблиці 4.6 видно, що за границі інтервалів не виходить жоден результат вимірювання, тобто промахів і грубих похибок немає.

2. Визначення грубих похибок і промахів по критерію Смирнова

По критерію Смирнова результат вимірювання k_i не належить заданому розподілу із заданою імовірністю P , якщо

$$\frac{|k_i - \bar{k}|}{\hat{\sigma}_K} > \beta,$$

де β – випадкова величина, яка залежить від P і числа спостережень n .

Для числа спостережень $n=19$ і рівня значимості $\alpha=0,05$ $P=1-\alpha=0,95$, значення β по табл. Б.1 [102] дорівнює 2,75.

З таблиці 4.6 видно, що всі результати вимірювання k_i належать нормальному розподілу.

3. Перевірка по критерію Пірсона

Для отриманих раніше значень середин інтервалів гістограми $k_{cpj}(j=1, \dots, L)$, розраховано значення щільності імовірності теоретичного розподілу, скориставшись формулою [102]

$$p(k_{cpj}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \hat{\sigma}_K} e^{-\frac{(k_{cpj} - \bar{k})^2}{2\hat{\sigma}_K^2}}.$$

Обчислено частоти m_{j0} попадань результатів вимірювань, які підкоряються теоретичному розподілу:

$$m_{j0} = p(k_{cpj})n \Delta k.$$

Розраховано для кожного інтервалу j значення

$$\chi_j^2 = \frac{(m_j - m_{j0})^2}{m_{j0}}.$$

Таблиця 4.7. Результати розрахунку

Група вимірювання	j	k_{cpj}	$p(k_{cpj})$	m_{j0}	m_j	χ_j^2
1	1	5,8585	13,2928	1,0856	1	0,0068
	2	5,8628	42,0950	3,4379	3	0,0558
	3	5,8671	71,0780	5,8049	7	0,2460
	4	5,8714	63,9925	5,2263	4	0,2877
	5	5,8757	30,7194	2,5088	4	0,8863
2	1	5,8149	26,0687	3,7415	7	2,8379
	2	5,8224	41,1134	5,9008	4	0,6123
	3	5,8300	34,6711	4,9761	6	0,2107
	4	5,8375	15,6341	2,2439	1	0,6895
	5	5,8451	3,7696	0,5410	1	0,3894
3	1	5,8084	14,7575	3,1521	4	0,2281
	2	5,8196	26,1831	5,5925	7	0,3543
	3	5,8309	25,1945	5,3813	4	0,3546
	4	5,8421	13,1482	2,8083	3	0,0131
	5	5,8534	3,7214	0,7949	1	0,0529

Визначено сумарне значення коефіцієнту для кожної групи вимірювання:

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^L \chi_j^2.$$

Отримаємо, що $\chi_1^2=1,4826$, $\chi_2^2=4,7397$, $\chi_3^2=1,0029$.

По таблиці Б.3 [102] для імовірності $P=0,95$ і числа степенів свободи $k=5-3=2$ знайдено значення $\chi_0^2=5,99$.

Так як $\chi_1^2 < \chi_0^2$, $\chi_2^2 < \chi_0^2$, $\chi_3^2 < \chi_0^2$, вважаємо що гіпотеза про нормальний розподіл експериментальних даних достовірна.

4. Перевірка по критерію Колмогорова

Таблиця 4.8 містить отримані раніше значення кумулятивної кривої на границях інтервалів k_j .

Таблиця 4.8. Результати розрахунку

Група вимірювання	j	k_j	F_j	$F_{j\delta}$	D_j
1	1	5,8563	0	0,0130	0,0130
	2	5,8606	0,0526	0,0740	0,0214
	3	5,8649	0,2105	0,2540	0,0435
	4	5,8692	0,5789	0,5550	0,0239
	5	5,8735	0,7895	0,8230	0,0335
	6	5,8778	1	0,9570	0,0430
2	1	5,8111	0	0,0850	0,0850
	2	5,8186	0,3684	0,2850	0,0834
	3	5,8262	0,5789	0,5830	0,0041
	4	5,8338	0,8947	0,8420	0,0527
	5	5,8413	0,9474	0,9640	0,0166
	6	5,8489	1	0,9950	0,0050
3	1	5,8028	0	0,0650	0,0650
	2	5,8140	0,2105	0,2310	0,0205
	3	5,8252	0,5789	0,6910	0,1121
	4	5,8365	0,7895	0,7950	0,0055
	5	5,8477	0,9474	0,9460	0,0014
	6	5,8590	1	0,9910	0,0090

Для отриманих раніше оцінок математичного очікування \hat{M}_k і середньоквадратичного відхилення $\hat{\sigma}_k$ розраховані по формулі інтегральної функції нормального розподілу значення $F_{j\delta}$ (таблиця 2.4 [102]) в точках k_j

$$F_{j0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \hat{\sigma}_K} \int_{-\infty}^{k_j} e^{-\frac{(z-\hat{M}_K)^2}{2\hat{\sigma}_K^2}} dz = \begin{cases} 0,5 - \Phi\left(\frac{k_j - \hat{M}_K}{\hat{\sigma}_K}\right), & \text{якщо } k_j < \hat{M}_K, \\ 0,5 + \Phi\left(\frac{k_j - \hat{M}_K}{\hat{\sigma}_K}\right), & \text{якщо } k_j > \hat{M}_K, \end{cases}$$

де $\Phi\left(\frac{k_j - \hat{M}_K}{\hat{\sigma}_K}\right) = \Phi(t_p)$ – значення функції Лапласа.

Визначено максимальне значення D_j із числа розрахованих $D_{jmax1} = 0,0435$, $D_{jmax2} = 0,0850$, $D_{jmax3} = 0,1121$. Знайдено значення

$$\lambda = D\sqrt{n},$$

$$\lambda_1 = 0,1895, \lambda_2 = 0,3705, \lambda_3 = 0,4884.$$

По табл. Б.2 [102] визначено відповідно по розрахованому значенню λ імовірність $P_{01}=1,000$, $P_{02}=0,998$, $P_{03}=0,997$. Так як $P_{01}>P=0,95$, $P_{02}>P=0,95$, $P_{03}>P=0,95$, то гіпотезу про нормальний закон розподілу вважаємо вірною.

5. Перевірка по складовому критерію

Розраховано значення коефіцієнта, таблиця 4.9:

$$d = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |k_i - \hat{M}_K|}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (k_i - \hat{M}_K)^2}}.$$

Згідно табл. Б.4 [102], для заданої імовірності $P=0,95$, значення коефіцієнта d повинно знаходитися в інтервалі від 0,7304 до 0,8768, тобто всі результати вимірювань (табл. 4.9) задовольняють першу частину складового критерію.

Для перевірки "хвостів" емпіричного розподілу по другій частині критерію визначені границі довірчого інтервалу по формулі:

$$\varepsilon = t_p \hat{\sigma}_K.$$

Для нормального розподілу $t_p=3,0$ (табл. 2.2 [102]), а границі довірчого інтервалу будуть дорівнювати:

$$k_{\min} = \hat{M}_x - \varepsilon, k_{\max} = \hat{M}_x + \varepsilon.$$

Жоден результат вимірювання не виходить за вказані межі, тому друга частина критерію задоволена. Таким чином, результати вимірювань належать нормальному закону розподілу.

6. Визначення границь випадкової похибки результатів вимірювання

Границі випадкової похибки результатів вимірювання визначимо як:

$$\varepsilon' = \pm t_p \hat{\sigma}_k.$$

Таблиця 4.9. Результати розрахунків

	Група вимірювання		
	1	2	3
Коефіцієнт d	0,8153	0,7885	0,8310
Величина ε	0,0163	0,0286	0,0431
$(\hat{M}_x - \varepsilon; \hat{M}_x + \varepsilon)$	(5,8523; 5,8848)	(5,7955; 5,8528)	(5,7814; 5,8677)
Величина ε'	$\pm 0,0163$	$\pm 0,0286$	$\pm 0,0431$
Величина $\varepsilon_{\bar{k}}$	$\pm 0,0037$	$\pm 0,0066$	$\pm 0,0099$

З літератури [106] для імовірності $P_d=0,9973$ і нормального розподілу знаходимо $t_p=3,0$.

Границі випадкової похибки результатів вимірювань (середнього арифметичного), табл. 4.9:

$$\varepsilon_{\bar{k}} = \pm t_p \hat{\sigma}_{\bar{k}} = \pm t_p \hat{\sigma}_k / \sqrt{n}.$$

Отже, магніторезистивний перетворювач має похибку вимірювання $\pm 1,163\%$ в діапазоні частот від 200 Гц до 200 кГц при розсіюванні результату вимірювання 0,37%.

4.3. Дослідження частотної характеристики магніторезистивного перетворювача активної потужності

Для ідеального магніторезистивного перетворювача електрорушійна сила дорівнює:

$$e_0 = k_p UI \cos \varphi_{UI},$$

де k_p – коефіцієнт перетворення по прохідній потужності, визначається по калориметричному навантаженню на взірцевий вимірювач потужності; U , I – діючі значення напруги і струму в лінії передачі; φ_{UI} – зсув фаз між напругою і струмом.

Для реального магніторезистивного перетворювача електрорушійна сила, крім корисного сигналу e_0 , визначається і паразитними електрорушійними силами квадратичних складових магнітного поля e_{h^2} і напруги e_{V^2} та термоелектрорушійною силою самого перетворювача $e_{терс}$:

$$e = e_0 + e_{h^2} + e_{V^2} + e_{терс} + e_{нV},$$

де $e_{нV}$ – електрорушійна сила нановольтметра. Або

$$e = k_p UI \cos \varphi_{UI} + k_{I(h)^2} I(h)^2 \cos \varphi_{I(h)^2} + k_{U^2} U^2 \cos \varphi_{U^2} + k_{терс} U^2 + V_0,$$

де k_{U^2} – коефіцієнт квадратичної складової по напрузі; $k_{терс}$ – коефіцієнт термоелектрорушійної сили; V_0 – залишкова вхідна напруга на нановольтметрі; φ_{U^2} – зсув фази між напругою і магнітним полем в лінії передачі; $k_{I(h)^2}$ – коефіцієнт квадратичної складової по струму (полю); $I(h)^2$ – струм у магніторезистивній плівці; $\varphi_{I(h)^2}$ – зсув фази між струмом у плівці і магнітним полем в лінії передачі.

Регулятор напруги $R1,2$, $C1,2,3$, створює необхідне амплітудно-фазове відношення між струмом в магніторезистивному перетворювачі і напругою схеми змінного струму, рис. 4.7. Блокувальні конденсатори $C4,5$ усувають вплив постійної напруги в схемі змінного струму на роботу перетворювача, тобто закорочують на землю вплив змінної складової на нановольтметр. Вихід

перетворювача з'єднаний з нановольтметром через низькочастотний фільтр $R3,4, C6,7$. На виході перетворювача знайдено постійну напругу, яка пропорційна активній потужності в лінії передачі. Для усунення паразитних складових при процесах детектування введений у схему перемикач Π на два положення. Різні положення перемикача змінювали фазу змінного струму I , який протікає в навантаженні на 180° , що дозволяє усунути похибки по напрузі.

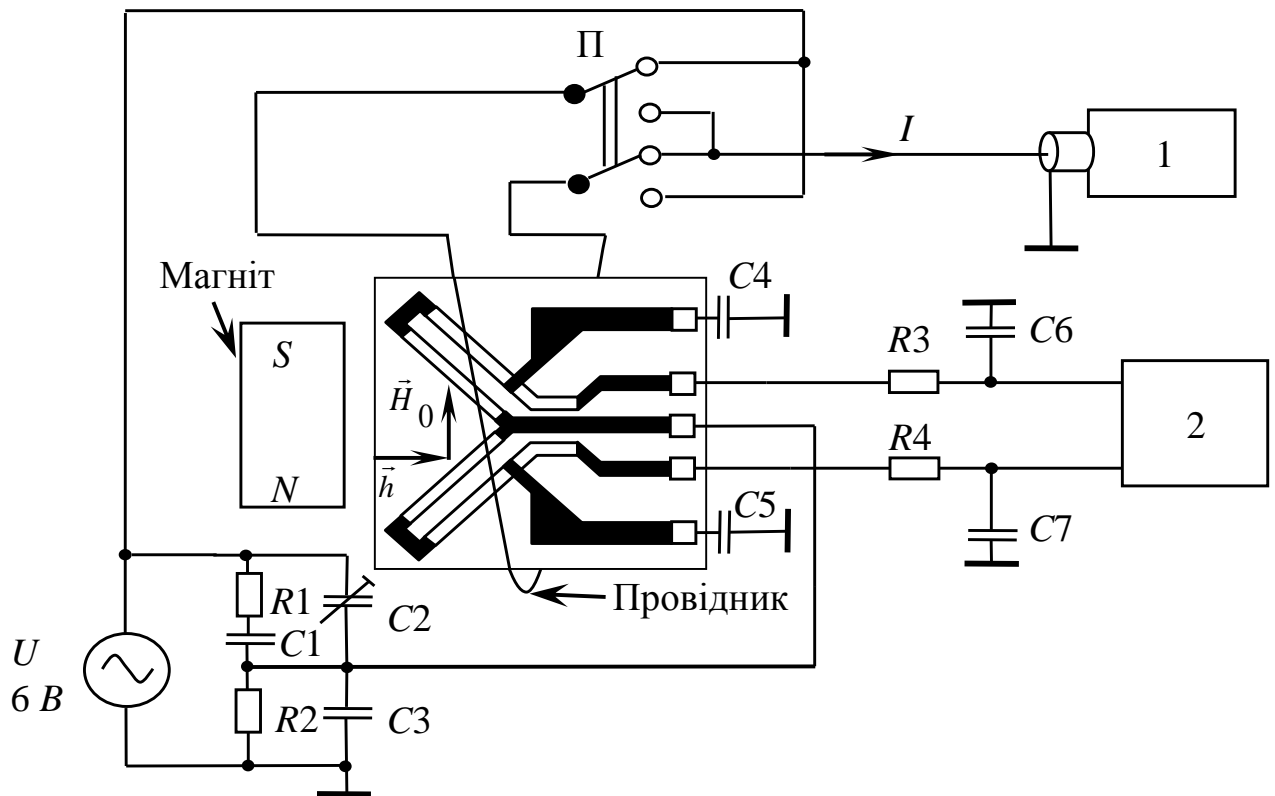


Рис. 4.7. Схема вимірювальної установки

На рис. 4.7 показана схема вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем, де 1 – калориметрична голівка; 2 – нановольтметр. Елементи схеми мають наступні параметри: $R1,2=10$ кОм; $C1,4,5=100$ мкФ; $C2=10$ пФ; $C3=200$ пФ; $C6,7=0,75$ мкФ.

Електрорушійна сила, яка створює струм в магніторезистивній структурі первинна, а напруга на опорах магніторезисторів є результатом струму, який там протікає.

Таким чином, в плівці протікає змінний струм:

$$I_{nl} = I_0 + I_s,$$

де I_0 – струм, створений в результаті зовнішньої напруги від джерела живлення; I_s – струм створений за рахунок індуктивного зв'язку між провідником і петлею в плівці.

Магнітне поле детектування при цьому дорівнює:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I_s}{4\pi} \frac{[d\vec{l}, \vec{r}]}{r^3},$$

де $d\vec{l}$ – елемент довжини проводу; \vec{r} – радіус вектор,

Згідно механізму взаємної індукції струм у провіднику наводить електрорушійну силу самоіндукції

$$\varepsilon_s = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d}{dt}(LI_s),$$

де Φ – магнітний потік; L – індуктивність.

Коефіцієнт взаємної індукції контурів 1 і 2 L_{12} для довгого соленоїду:

$$L_{12} = L_{21} = \mu_0 \mu \frac{S}{l} N_1 N_2,$$

де μ – відносна магнітна проникність середовища; l – довжина соленоїду; S – площа поперечного перерізу; N_1, N_2 – повна кількість витків.

Повна індуктивність:

$$L = L_{12} + L_{21} = 2L_{12}.$$

Відповідно до закону Ома для повного електричного кола струм в плівці створюється електрорушійною силою, яка там наводиться

$$I_{nl} = \frac{\varepsilon + \varepsilon_s}{R + r},$$

де ε – електрорушійна сила джерела струму; r – його внутрішній опір; $R = j\omega L$ – зовнішній опір навантаження.

Для струмів у замкнутому колі за законом Кірхгофа:

$$\sum I = I_0 + I_s = 0.$$

Таким чином, електрорушійна сила самоіндукції створює струм у магніторезистивній структурі і магнітне поле детектування в результаті

створять похибку по полю k_{h^2} . Методика визначення цієї похибки подібна до визначенню k_{U^2} : вхідної напруги на плівці немає, а протікає тільки струм у провіднику при цьому визначаємо напругу на нановольтметрі і навпаки.

Оскільки, похибка по полю k_{h^2} на кілька порядків менша, ніж похибка по напрузі і термоелектрорушійній силі (через те, що $\varepsilon \gg \varepsilon_s$) приймемо, що $e_{h^2} = 0$. Таким чином, на середніх частотах, в діапазоні частот, коли $\omega \gg L$ за рахунок відношення $j\omega L$, цією похибкою знехтуємо, але на високих частотах потрібно враховувати.

При перемиканні перемикача, рис. 4.7, всі корисні складові змінять свій знак на протилежний, а паразитні квадратичні складові по напрузі залишаються ті ж, що дає змогу їх виділити. Вимірювання активної потужності при зміні на 180° напрямку прикладеного постійного магнітного поля дозволило виявити термоелектрорушійну силу перетворювача.

В таблиці 4.10 U і U^+ – напруга на нановольтметрі при різних положеннях постійного магніту (рис. 4.3); P – потужність виміряна ватметром; e – напруга на вході нановольтметра при відімкненому джерелі живлення.

Таблиця 4.10. Дані вимірювання

№ п/п	U , мкВ	U^+ , мкВ	P , Вт	V_0 , мкВ	e , мкВ
1	- 12,24	10,72	1,998	-0,76	-0,78
2	-12,62	11,02	1,900		

Щоб знайти k_{U^2} і $k_{терс}$ розв'яжемо лінійно-залежну систему рівнянь з двома невідомими:

$$\begin{cases} e = k_{U^2} (1 + \delta) U^2 + k_{терс} U^2 + V_0, \\ e = k_{U^2} (1 - \delta) U^2 + k_{терс} U^2 + V_0, \end{cases}$$

(4.7)

де δ – відносна похибка по напрузі, визначимо (див. табл. 4.10) як

$$\delta = \frac{|\Delta U|}{U_{сер}} \cdot 100 \% = \frac{2|U^+ - U^-|}{U^+ + U^-} \cdot 100 \% = 2,9 \%$$

Розв'язком лінійно-залежної системи (4.7) є $k_{U_2} = -0,011 \text{ 1/V}$ і $k_{mepc} = 0,0093 \text{ 1/V}$ [107].

Таким чином, реально коефіцієнт квадратичної складової по напрузі k_{U_2} і коефіцієнт термоелектрорушійної сили k_{mepc} мало впливають на результат вимірювання, так як частково взаємно компенсуються.

Регулятор напруги, рис. 4.7, використовується для корегування зсуву фаз між намагніченістю плівки і магнітним полем на СЧ. Підстроювальна ємність C_2 впливає на перехід фазової характеристики перетворювача через нуль. Ємності $C_1, 3$ увімкнені послідовно: C_1 на НЧ дає зсув фаз на $-\pi/2$, а C_3 на СЧ на $+\pi/2$ забезпечуючи перехід фазочастотної характеристики через нуль. Конденсатор C_1 не пропускає постійну складову, $X_{C1}=0,002 \text{ Ом}$ на частоті 1 МГц . Резистивні елементи $R_1, 2$ впливають на перехід фази перетворювача через нуль.

Магніторезистивний перетворювач необхідно калібрувати, оскільки на його похибку впливає зовнішнє магнітне поле зміщення H_0 , фази, які вносяться неточністю виготовлення елементів конструкції, температурні залежності параметрів перетворювача (намагніченість, індукція постійного магніту), неточне компенсування фази φ_{HM} регулятором напруги, рис. 4.7.

Розрахуємо зображену на рис. 4.8 схему по змінному струму. Використовуючи метод контурних струмів в символічній формі запису отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} I_1(Z_{C4} + Z_{C3} + Z_{C2} + R_{\text{ин}}) - I_2 Z_{C2} - I_3 Z_{C3} = 0, \\ -I_1 Z_{C2} + I_2(Z_{C1} + Z_{C2} + R_1) - I_4(Z_{C1} + R_1) = 0, \\ -I_1 Z_{C3} + I_3(Z_{C3} + R_2) - I_4 R_2 = 0, \\ -I_2(Z_{C1} + R_1) - I_3 R_2 + I_4(Z_{C1} + R_1 + R_2) = U, \end{cases}$$

де I_1, I_2, I_3, I_4 – струми у контурах; $Z_{C1} = \frac{1}{j\omega C1}$; $Z_{C2} = \frac{1}{j\omega C2}$; $Z_{C3} = \frac{1}{j\omega C3}$;

$$Z_{C4} = \frac{1}{j\omega C4}.$$

Напруга на елементах кола дорівнює:

$$U_{R1} = (I_2 - I_4)R1,$$

$$U_{R2} = (I_3 - I_4)R2,$$

$$U_{R_{III}} = I_1 R_{III},$$

$$U_{C1} = (I_2 - I_4)Z_{C1},$$

$$U_{C2} = (I_1 - I_2)Z_{C2},$$

$$U_{C3} = (I_1 - I_3)Z_{C3},$$

$$U_{C4} = I_1 Z_{C4},$$

В усталеному режимі методом комплексних амплітуд знайдено напругу на плівці U_{nl} :

$$U_{nl} = \frac{U_2 R_{nl}}{R_{nl} + 1/j\omega C4},$$

де $C4 = 200 \text{ мкФ}$ – сумарна ємність паралельно ввімкнених блокувальних конденсаторів $C4,5$; $R_{nl} = 550 \text{ Ом}$ – опір плівки.

Вихідна напруга дорівнює:

$$U_2 = \frac{U}{z_1 + z_2} z_2.$$

На рис. 4.8 показані еквівалентні перетворення, які дозволяють отримати вирази для еквівалентних елементів z_1 , z_2 і Z'_2 :

$$z_1 = \frac{(-j\omega C1R1 - 1)/\omega^2 C1C2}{R1 + (C1 + C2)/j\omega C1C2},$$

$$z_2 = \frac{R_{nl} Z_2 + Z_2 / j\omega C4}{Z_2 + R_{nl} + 1/j\omega C4},$$

$$Z'_2 = \frac{R2 / j\omega C3}{R2 + 1/j\omega C3} = \frac{R2}{\omega^2 C3^2 R2^2 + 1} (1 - j\omega C3 R2).$$

Знайдено коефіцієнт перетворення по потужності з формули:

$$U_0 = \frac{\Delta\rho}{\rho} \frac{1}{H_0} U I^* \text{Re}(k_p),$$

де $d = 5 \text{ мм}$ – розмір між провідниками, показаний на рис. 2.4.

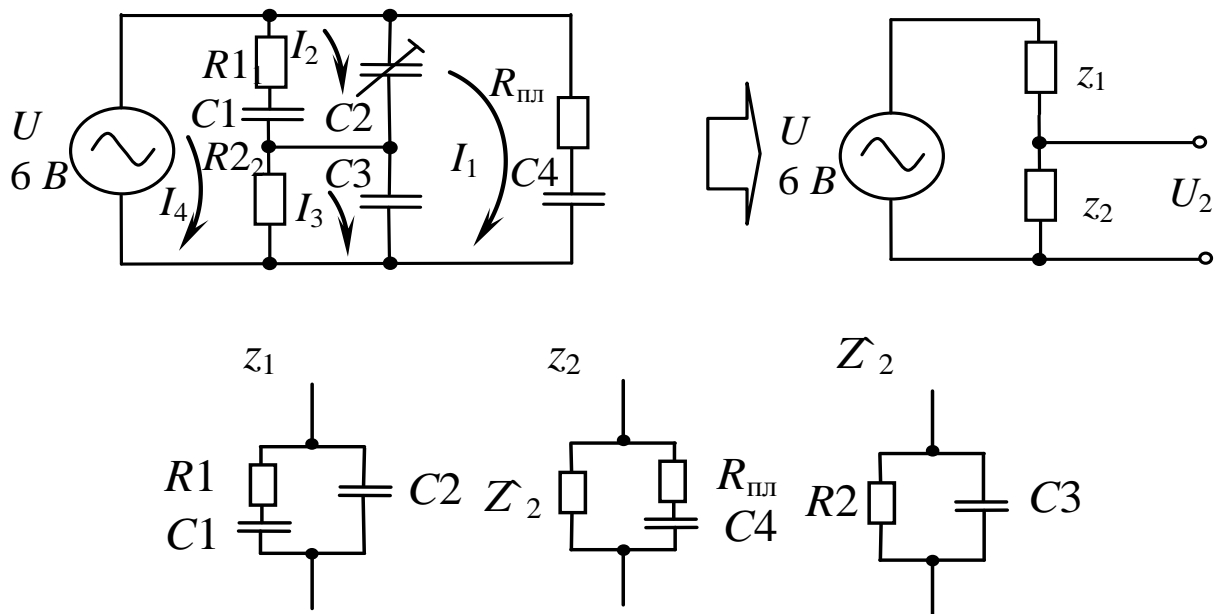


Рис. 4.8. Еквівалентна схема перетворювача

$$k_p = k_U k_I^*,$$

$$k_I^* = \frac{1}{\pi d},$$

$$k_U = \frac{U_2 R_{nl}}{j\omega C4U(R_{nl} + 1)} = \frac{R_{nl} z_2}{(z_1 + z_2)(R_{nl} + 1/j\omega C4)}.$$

Враховуючи ці залежності у програмному середовищі MATLAB побудована пронормована залежність вихідної напруги на плівці від частоти, рис. 4.9б. Було проведено три експерименти по вимірюванню потужності. Результати представлені на рис. 4.9а. Обчислення коефіцієнтів полінома 2-го степеня, який наближає табличні функції виконувалося у MATLAB по методу найменших квадратів.

На рис. 4.9а показано приведену залежність коефіцієнта пропорційності k_p від частоти. На рис. 4.9в показана фазочастотна залежність перетворювача, де $\phi_{U_{nl}} = \arctg[\text{Im}(U_{nl})/\text{Re}(U_{nl})]$ – фаза напруги на плівці. Нижче 1 кГц відбувається відставання по фазі, а вище – випередження по фазі, внаслідок фазочастотної залежності регулятора напруги.

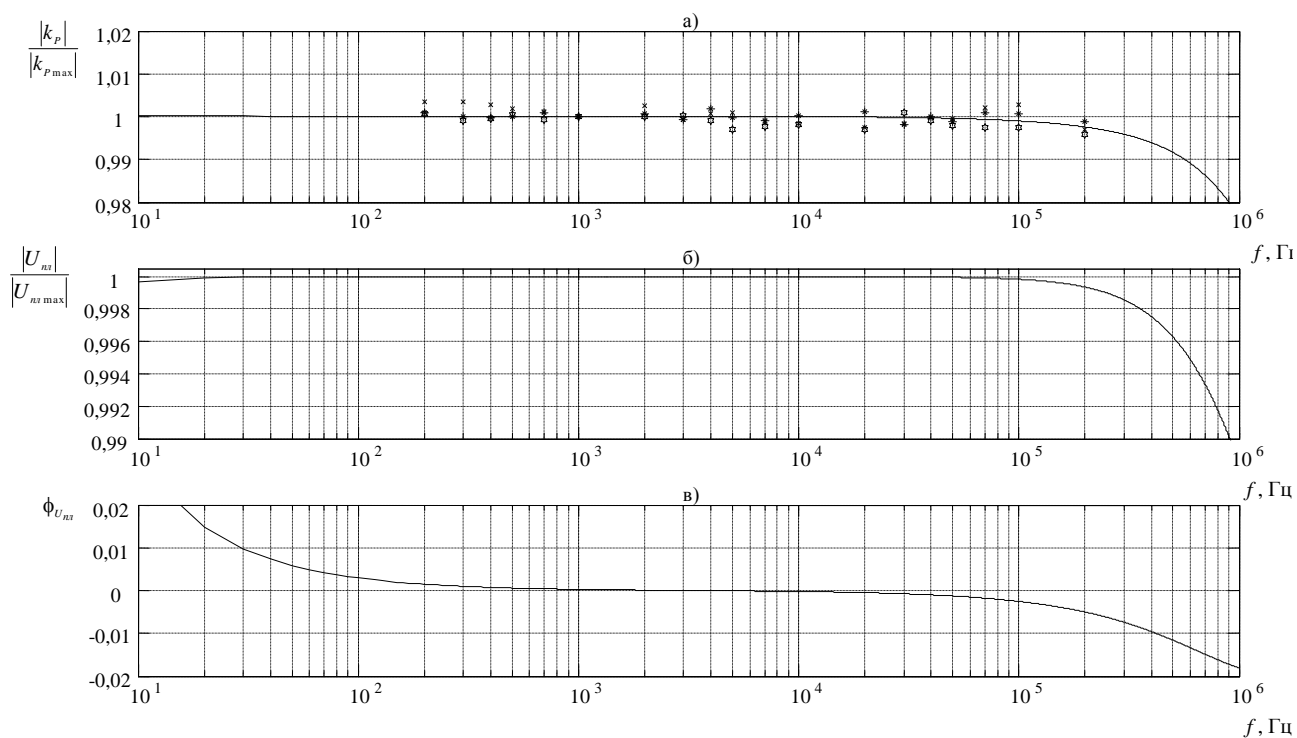


Рис. 4.9. Залежність характеристик перетворювача від частоти

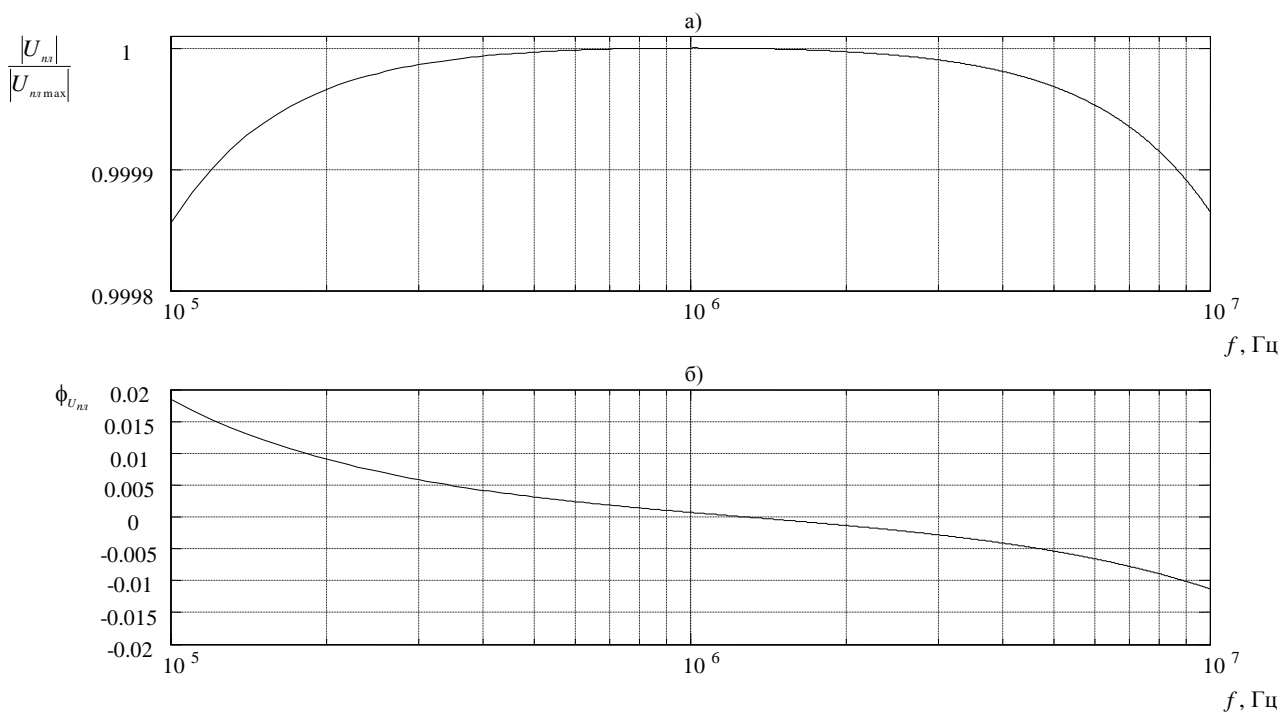


Рис. 4.10. Залежність характеристик регулятора напруги від частоти

Кінцеві експериментальні результати узгоджуються з теоретичними в межах експериментальної похибки. Зсув фази в межах 0,02 рад на краях робочого діапазону частот свідчить про те, що при вимірюваннях враховувалася реактивність елементів схеми.

В програмному середовищі MATLAB було змодельовано регулятор напруги на середніх частотах, АЧХ і ФЧХ представлені на рис. 4.10. Елементи схеми, рис. 4.8, мають наступні параметри $C1=4,7$ мкФ, $C2=10$ пФ, $C3=47$ пФ, $C4=2$ мкФ, $R1,2=10$ Ом, $U=6$ В, $R_{пл}=550$ Ом.

Частотна характеристика магніторезистивного перетворювача залежить тільки від параметрів RC-кола. При зміні параметрів RC-кола будуть різні переходи фазочастотної характеристики RC-кола через нуль, тому дуже важливо правильно вибрати елементну базу регулятора напруги.

Слюдяні конденсатори мають найбільшу добротність, але низьку ємність. Керамічні конденсатори орієнтовані на ВЧ, а металопіперові з низьким ТКЄ на НЧ характеризуються дуже великою паразитною індуктивністю L_C , яка обмежує частоту [108].

Для ємності $C1$ вибрано паралельно з'єднані три слюдяних конденсатори, щоб подавити паразитну індуктивність. В якості ємності $C2$ використано керамічний підстроювальний повітряний конденсатор типу КПК змінної ємності. Для ємності $C3$ взято слюдяний конденсатор. Для опорів $R1,2$ найкраще використати об'ємні вуглецеві резистори С4-2, так як у резисторів цього типу максимальна робоча частота (резонансна частота) сотні МГц.

4.4. Засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності

Для формування керуючих сигналів магніторезистивним перетворювачем потрібна розробка електричних пристроїв, інверторів напруги та струму і відповідних схемотехнічних рішень для їх реалізації з урахуванням форми та спектрального складу гармонічного сигналу. Задача дослідження полягає в проектуванні та розробці нових схемотехнічних рішень перетворювачів струму і напруги з використанням схем гальванічної розв'язки та потужних напівпровідникових елементів і визначення спектрального складу гармонічного сигналу.

Розглянуто особливості проектування вузлів керування з використанням симисторів в якості виконавчих елементів для мостових схем інверторів напруги та струму, рис. 4.10. Системи керування на логічних мікросхемах мають однополярне позитивне джерело, наприклад +5 В, а симистор перемикається із замкненого стану у провідний негативним потенціалом, який подається у коло керуючого електроду відносно аноду.

Для реалізації негативного потенціалу керуючого сигналу використано вузел високої частоти, рис. 4.11, який складається: з генератора тактових імпульсів, виконаного на комірках мікросхеми $DD1$ ($DD1.1$ та $DD1.2$) та транзистора $VT1$, який дозволяє за допомогою RC -кола, формувати послідовність несиметричних синхроімпульсів – $U_{ГТІ}$, рис. 4.12, які поступають на подільник (П), в якості якого використаний D -тригер ($DD2$), який перекидається переднім фронтом $U_{ГТІ}$, сигнали з якого $U_{ПQ(Q)}$, рис. 4.12, подаються на схему формування (СФ), зібрану на двох комірках ($DD1.3$ та $DD1.4$). Імпульси з яких $U_{DD1.3}$ та $U_{DD1.4}$ інвертуються на транзисторах $VT2$ та $VT3$ (рис. 4.11) та поступають на регулюючі транзистори $VT4-VT7$, які виконані по схемі складеного транзистора, що дозволило використати малогабаритні транзистори з великим коефіцієнтом підсилення. Високочастотний трансформатор $TV1$, зібраний на феритовому осерді 2000НМ, число вторинних обмоток якого визначається кількістю ввімкнених навантажень. Форма вихідної напруги $U_{ВІХ}$ (рис. 4.12) – має нульову поличку, для виключення випадку, одночасного відкриття обох комутуючих транзисторів, під час переходу через яку відбувається розсмоктування носіїв у базі транзистора, який закривається, внаслідок чого один транзистор чітко закривається, а інший із затримкою (t_2-t_1), рис. 4.12, чітко відкривається.

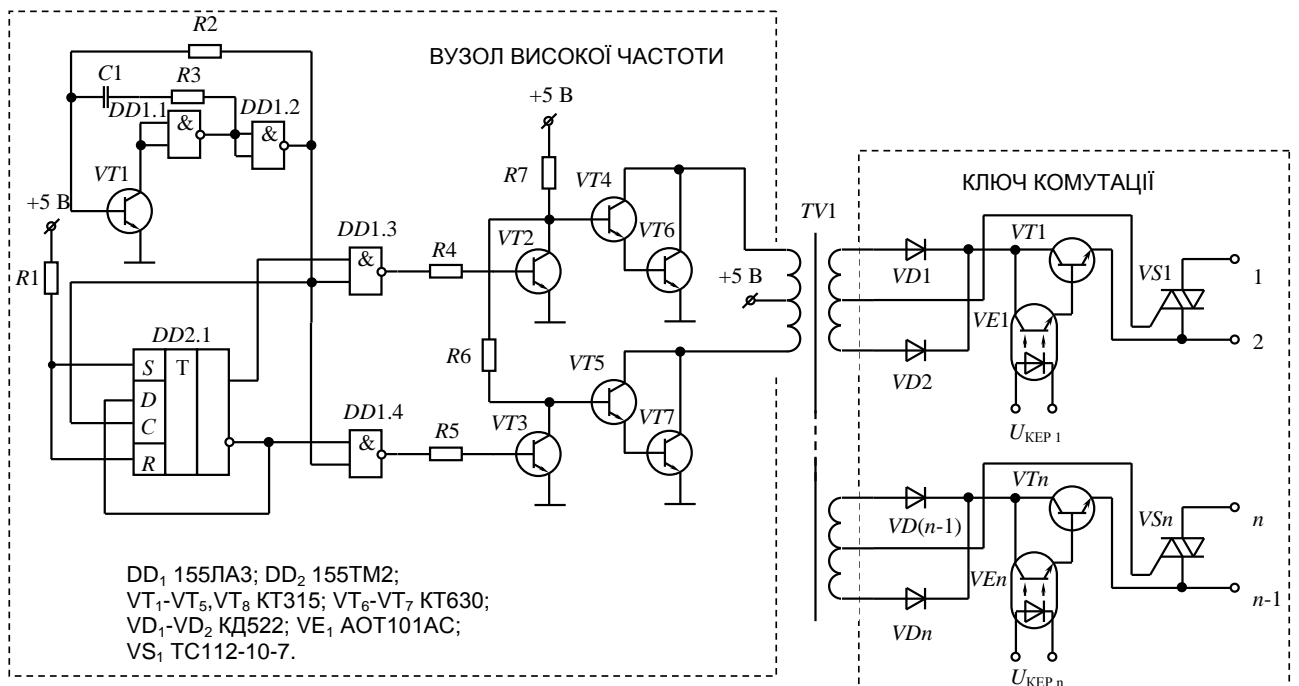


Рис. 4.11. Вузол високої частоти і керування (комутації) симисторами

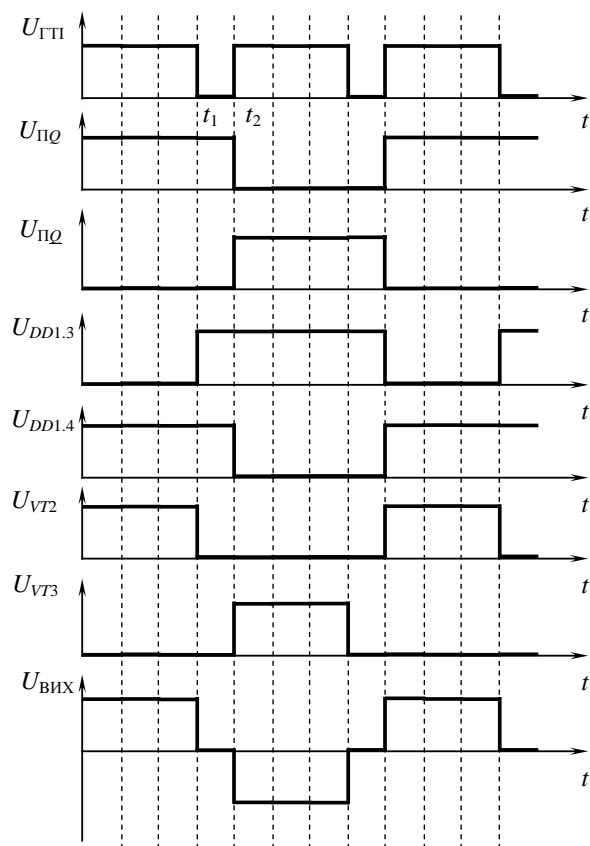


Рис. 4.12. Діаграми роботи ВЧ-перетворювача

Спроектований вузол високої частоти, дозволяє значно покращити вагогабаритні показники засобів керування та використати його при проектуванні вузлів з різними потужними виконуючими напівпровідниковими елементами.

На рис. 4.11 наведений розроблений вузол керування симисторами, який забезпечує мінусовий потенціал на керуючому електроді відносно аноду, для його вмикання та зменшення анодного струму до величини меншої струму утримання при зміні полярності анодної напруги. Вторинні обмотки трансформатора $TV1$ виконані із середньою точкою, а діоди $VD1$ та $VD2$, випрямляють напругу – $U_{ВИХ}$, рис. 4.12, вузла високої частоти, яка крізь транзистор $VT1$, подається на анод симистора $VS1$. Керування $VT1$ здійснюється крізь оптронну розв'язку $VE1$, що разом з трансформатором $TV1$ забезпечує гальванічну розв'язку логічної частини схеми від силової. При проектуванні вузлів керування виникають обмеження по комутованій частоті тому не завадить провести дослідження елементної бази, яка використовується. Наприклад, для оптронної розв'язки АОТ101АС, рис. 4.11, на частоті 600 Гц, задній фронт імпульсу керування дуже затягнутий, а при більш високій частоті оптрон не встигає вимикатися і транзистор $VT1$ залишається ввімкнутим. Таким чином, низькочастотна складова, рис. 4.11а, гармонічного сигналу, який аналізується, добре повинен комутуватися симистором, але при проектуванні потрібно обирати симистор, що здатен комутувати також і високочастотну складову, рис. 4.11б, а також відповідні елементи оптронної розв'язки. Застосування симисторів в якості елементної бази вузла керування магніторезистивним перетворювачем, не обмежують можливості проектування з використанням іншої елементної бази, зокрема біполярних та польових транзисторів.

На рис. 4.13, наведена розроблена принципова схема вузла керування біполярним транзистором з активним запиранням. Вузол потужного ключа використовується у перетворювачах частоти, які перетворюють постійну напругу в змінну для комутації потужних вхідних струмів. В якості елемента гальванічної розв'язки використаний оптоелектронний перемикач – інвертор $DD1$ – 293 серії, який забезпечує частоту перемикання до 25 кГц, перетворювач рівня $DD2$ та підсилювач $DD3$ на мікросхемах 511 серії, забезпечує формування двополярного сигналу керування, який підсилюється транзисторними ключами

$VT1-VT3$. Для потужного біполярного транзистора, рис. 4.14а, який дозволяє комутувати значні величини струму та напруги, щоб біполярний транзистор не заходив дуже глибоко в область відсічки, база-емітерний перехід шунтують діодом $VD1$ в зворотному ввімкненні, тому мінусовий потенціал обмежується падінням напруги на відкритому діоді. Для забезпечення однакових значень струму крізь паралельно увімкнені симетруючі транзистори, в коло емітера увімкнені низькоомні резистори ($R3=0,1$ Ом). Резистори $R1$ та $R2$ забезпечують додаткове зміщення база-емітерного переходу транзистора $VT1$. Всі транзистори однакової потужності, але з невеликим коефіцієнтом підсилення і з великими струмами комутації. Кількість транзисторів визначимо з формули:

$$n = k_H \frac{I_H}{I_{VT1}},$$

де I_H – струм у навантаженні; I_{VT1} – струм через транзистор $VT1$; k_H – коефіцієнт навантаження.

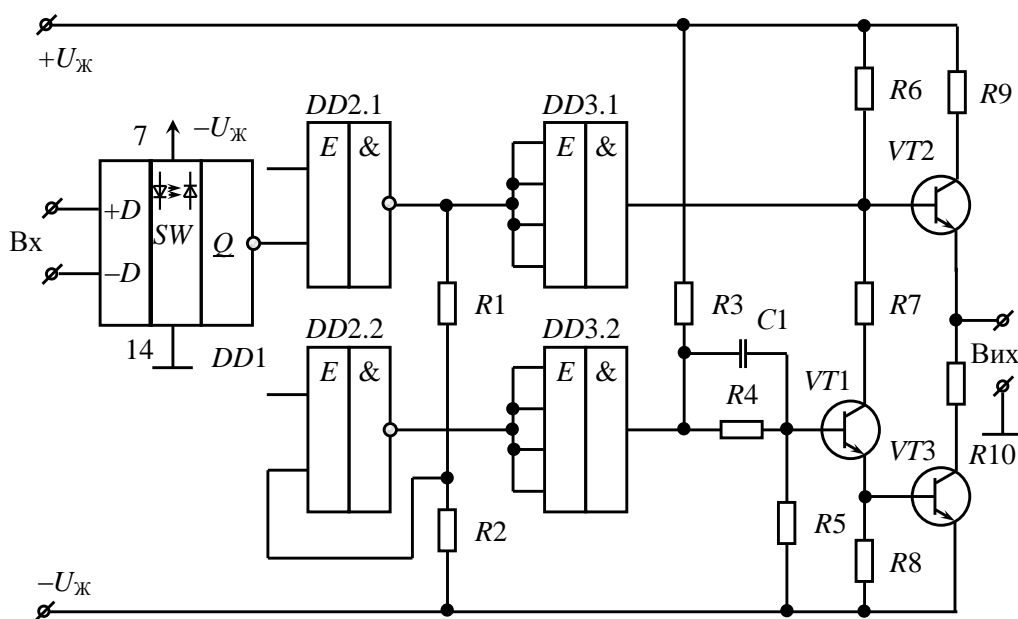


Рис. 4.13. Вузол керування потужним біполярним транзистором з активним запиранням та польовим транзистором

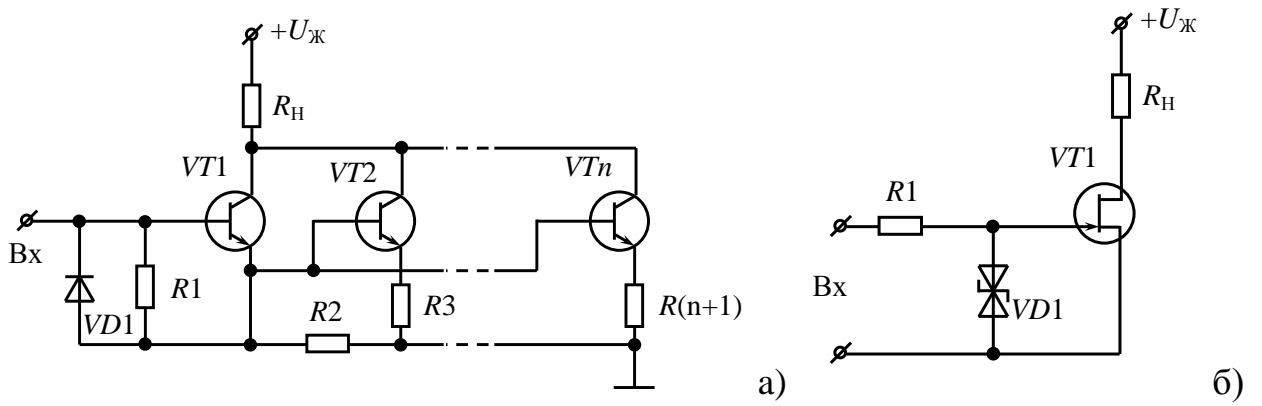


Рис. 4.14. Вузол потужного ключа

а) на біполярному транзисторі, б) на польовому транзисторі

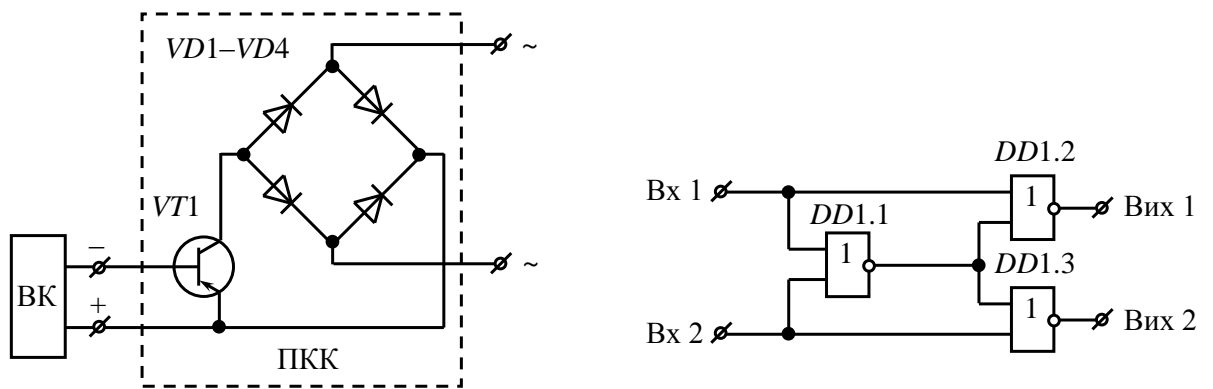


Рис. 4.15. Повністю керований ключ Рис. 4.16. Буферний елемент

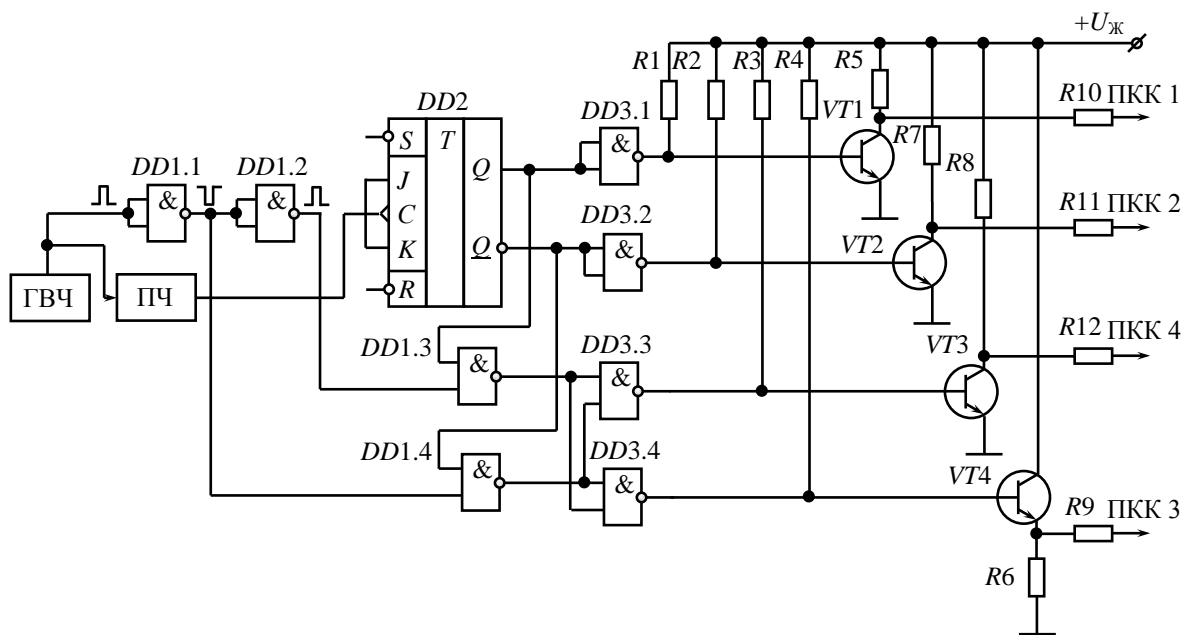


Рис. 4.17. Вузол комутації інвертора

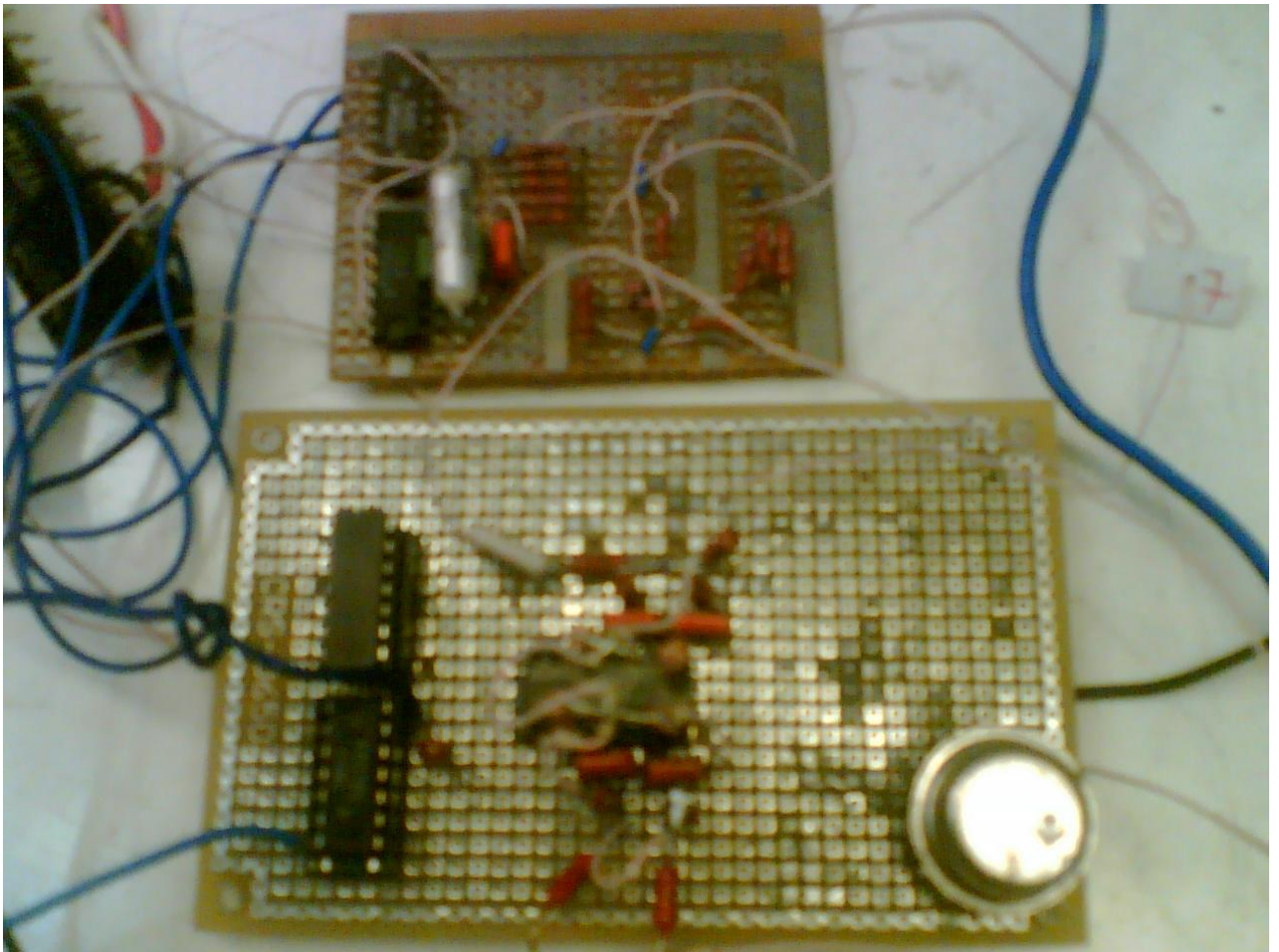


Рис. 4.18. Схема формування сигналів керування

Коефіцієнт навантаження дорівнює:

$$k_H = \frac{I_p}{I_{\text{доп}}},$$

де I_p – номінальне значення струму; $I_{\text{доп}}$ – допустимий струм через транзистор VT1.

Для польового транзистора, рис. 4.14б, в коло затвор–стік увімкнений двоанодний стабілітрон VD1, який обмежує величину напруги керуючого сигналу і для формування більш крутого фронту, що дає змогу працювати на високих частотах, резистор R1 обмежує вхідний струм.

Формування напруги живлення відбувається зі змінного струму. При живленні інвертора змінним струмом, використано повністю керовані ключі (ПКК) на рис. 4.15, які добре комутують високочастотну складову низькочастотного гармонічного сигналу, на рис. 4.11в. В якості ПКК

використаємо безпосередньо самі транзистори, якщо на вході інвертора ввімкнути мостовий випрямляч.

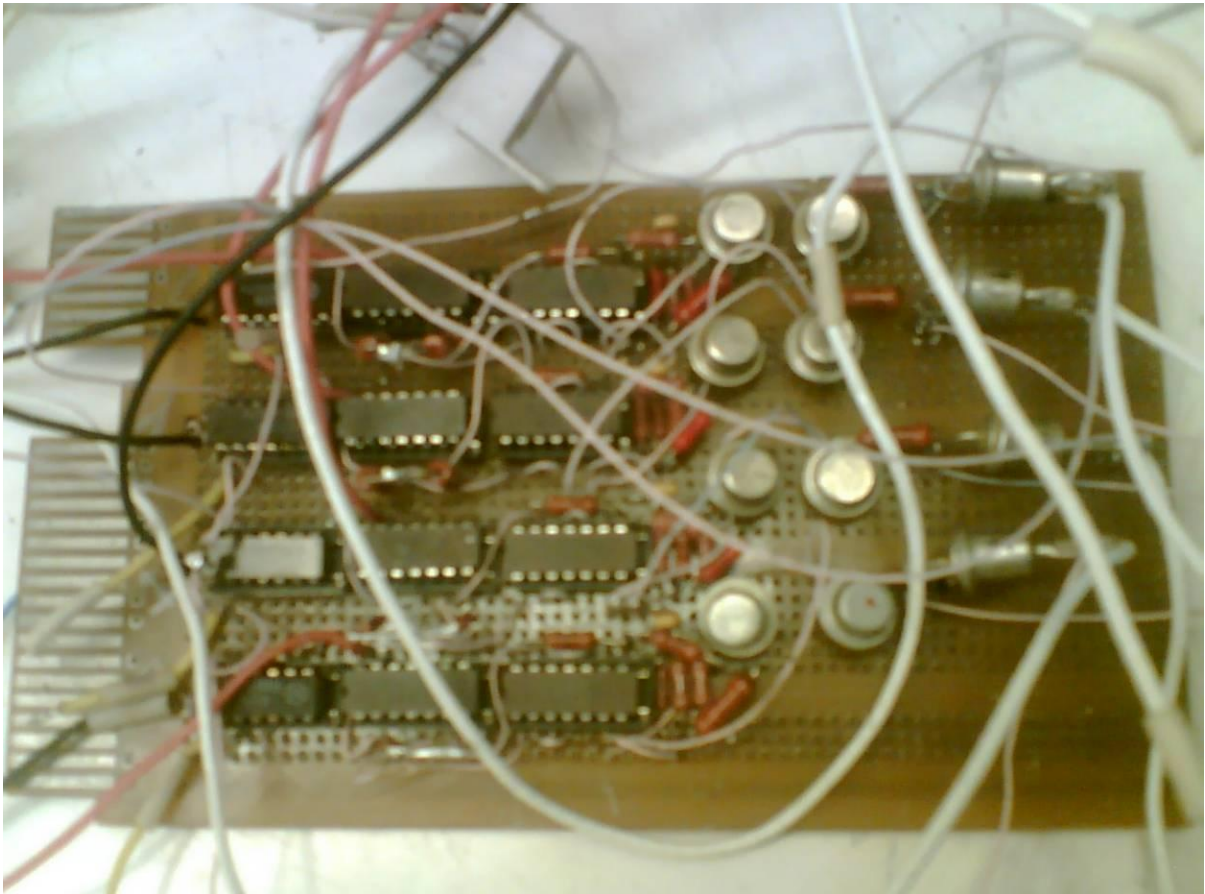


Рис. 4.19 Плата схеми формування сигналів керування

При проектуванні мостових схем інвертора існує проблема наскрізних струмів крізь два одночасно ввімкнених ПКК однієї стійки, які виникають як під час керування ПКК, при одночасному їх ввімкненні, так і в процесі перемикання транзисторів з відкритого в закритий стани. Апаратним шляхом вимкнути одночасне увімкнення ПКК однієї стійки інвертора дозволяє буферна схема на рис. 4.16, а надійне перемикання транзисторів однієї стійки інвертора, досягається за рахунок проектування затримки подачі керуючого сигналу на наступний по черзі вмикання ПКК інвертора.

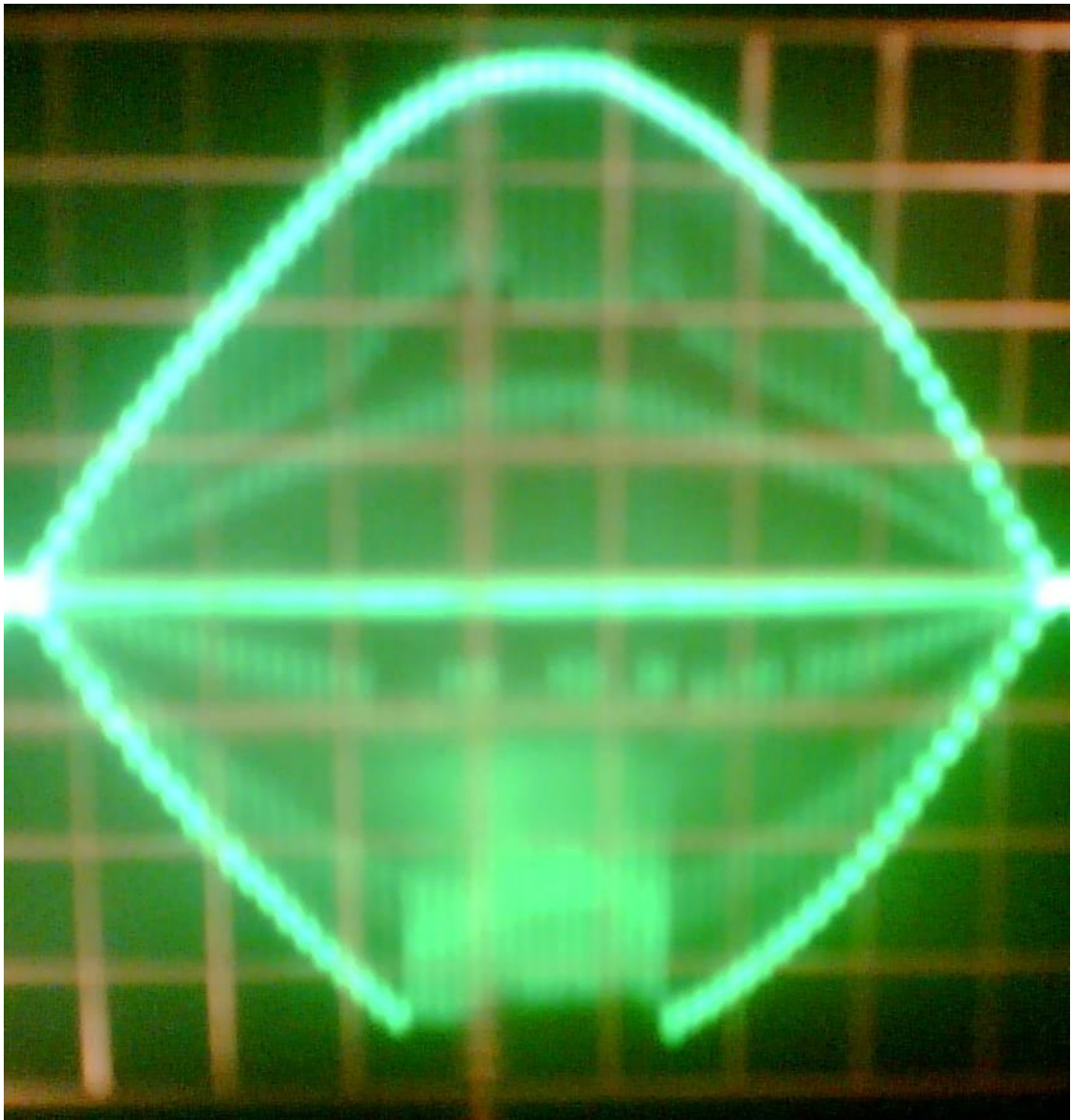


Рис. 4.20. Сигнали керування магніторезистивним перетворювачем

Така спрощена схема реалізована у вузлі високої частоти на рис. 4.11, роботу якого пояснюють діаграми на рис. 4.12, або схема на рис. 4.13, 4.19, яка дозволяє комутувати чотири ПКК інвертора. На рис. 4.16 три мікросхеми *DD1–DD3* дозволяють реалізувати затримку сигналу увімкнення наступного по порядку транзистора відповідної стійки інвертора. Довжина затримки відповідає довжині імпульсів генератора високої частоти (ГВЧ), а довжина імпульсів керування визначається подільником частоти (ПЧ) та *J–K*-тригером *DD2*. Логічна частина схеми, рис. 4.17, 4.18, крізь проміжний підсилювач на *DD3* з відкритим колектором та транзистори *VT1–VT4*, подає сигнали на вузол

керування симисторами, на рис. 4.11, або вузол керування транзисторами на рис. 4.14. На рис. 4.20 зображено отриманий модульований меандром сигнал.

Основні наукові результати розділу опубліковані в працях [109а–116а].

Висновки

1. При статистичній обробці трикратного результату вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем було вирішено дві задачі. По-перше, визначено деяке наближене значення вимірюваної величини (оцінку), що найкращим чином відповідає отриманим результатам. По-друге, визначено імовірні відхилення результатів вимірювань від оцінки вимірюваної величини.
2. Показано, що для реального вимірювального перетворювача активної потужності електрорушійна сила, крім корисного сигналу, буде визначатися і паразитними електрорушійними силами квадратичних складових магнітного і електричного полів, термоелектрорушійною силою самого перетворювача. Для виявлення термоелектрорушійної сили вимірювального перетворювача активної потужності потрібно змінювати положення постійного магніту, для виявлення похибки по напрузі перемикачем потрібно змінювати фазу змінного струму в лінії передачі на 180° , для виявлення похибки по струму потрібно змінювати вхідну напругу.
3. Формалізовано загальний вираз для коефіцієнту перетворення вимірювального перетворювача в області низьких частот при високих полях підмагнічування (порядку 10000 А/м).
4. Випробувано розроблені засоби керування (живлення) магніторезистивним вимірювальним перетворювачем активної потужності середніх частот для отримання модульованого меандром сигналу керування.
5. Створено засоби керування з перекомутацією плеч мостового інвертора, що дозволило отримати спеціальну двополярну напругу керування (живлення) з високочастотним заповненням для вимірювального магніторезистивного перетворювача активної потужності.

ВИСНОВКИ

Головний науковий результат роботи – вирішення науково-технічної задачі обґрунтування та розробка перетворювача середніх частот на основі аномального ефекту Холла і анізотропії магнітоопору в тонких феромагнітних плівках для визначення та контролю за активною потужністю в лінії передачі. При цьому досягнута кінцева мета роботи – розроблені і досліджені вимірювальні перетворювачі активної потужності впроваджені в підприємства та організації.

Найбільш істотні наукові результати і висновки дисертаційної роботи наступні:

1. На основі тензора магніторезистивної сприйнятливості розроблено математичну модель вимірювального магніторезистивного перетворювача активної потужності з врахуванням фазового зсуву між довільно прикладеним магнітним полем і намагніченістю плівки.
2. Отримано співвідношення між активною потужністю і вихідним сигналом вимірювального перетворювача через амплітудно-фазове співвідношення комплексних коефіцієнтів передачі напруги і поля, що дозволяє оптимально узгодити перетворювач з комплексним навантаженням.
3. Проведено електродинамічне моделювання розподілу струму і напруженості тангенціального електричного поля в тривимірній структурі чутливого елемента магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності, що дозволило знівелювати паразитні складові струму.
4. Отримано загальний вираз для комплексного коефіцієнту перетворення вимірювального перетворювача активної потужності в області низьких частот при високих підмагнічуючих полях (порядку 10000 А/м), що дозволило дослідити залежність характеристик перетворювача від частоти і визначити систему робочих параметрів перетворювача.
5. Розроблено способи усунення паразитних електрорушійних сил квадратичних складових магнітного і електричного полів, термоелектрорушійної сили самого вимірювального перетворювача активної потужності шляхом інвертування

струму в чутливій частині перетворювача і варіювання вектору постійного магнітного поля.

6. Отримано залежність параметра чутливості вимірювального перетворювача активної потужності від відносної частоти інвертування, що дозволило змістити частоту переходу фазочастотної характеристики значно вище частоти інвертування, зменшивши величини реактивних елементів регулятора інвертованої напруги.
7. Запропоновано та здійснено модульований режим роботи (інвертування напруги і струму у навантаженні, інваріантно від полярності) перетворювача активної потужності, що забезпечило частотну інваріантність низькочастотного сигналу в широкому діапазоні частот, включаючи постійний струм та електромагнітну сумісність магніторезистивного перетворювача в умовах зовнішніх магнітних полів при зменшених його масогабаритних характеристиках.
8. Розроблено і виготовлено конструкцію вимірювального магніторезистивного перетворювача активної потужності, який пройшов стендові випробування і введений у постійну експлуатацію у ВАТ «Сатурн» (м. Київ). Окремі блоки та установка в цілому, алгоритмічне та програмне забезпечення впроваджено при складанні та налагодженні передавальних радіостанцій МуСот у ТОВ „ПЗ” "Квазар-Мікро Радіо" (м. Київ), цифрових DVB-T/H ретрансляторів у НВП ТОВ "Квант-Ефір" (м. Київ).

Сформулюємо напрямки подальших перспективних досліджень в рамках сформульованої проблеми: побудова математичних моделей вимірювальних перетворювачів активної потужності на багат шарових структурах; зменшення квадратичних складових похибок вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот при обробці (корегуванні) результату, що дозволить розширити його динамічний діапазон.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кондратов В. Т., Богданова О. А. Методы измерения электрической мощности: основные понятия, определения, классификация. Киев, 2002. 57 с.
2. Коваленко І. О., Коваль А. М. Метрологія та вимірювальна техніка : навч. посіб. Житомир : ЖІТІ, 2001. 652 с.
3. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы. М. : Мир, 1990. 535 с.
4. Основы теории цепей / В. Н. Бондаренко [и др.]. Киев : Институт электродинамики НАН Украины, 2012. 512 с.
5. Electrical measurement, signal processing, and displays / Ed. J. G. Webster. London : CRC Press, 2004. 786 p.
6. Iwansson K. Sinapius G., Hoornaert W. Measuring current, voltage and power. Westbourne : Elsevier, 1999. 216 p.
7. Безикович А. Я., Шапиро Е. З. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. Л. : Энергия, 1980. 168 с.
8. Fantom A. Radio frequency and microwave power measurement. London, 1990. 284 p.
9. Purkait P., Biswas B., Das S., Koley C. Electrical and electronics measurements and instrumentation. New Delhi : McGraw Hill Education, 2013. 968 p.
10. Banerjee G. K. Electrical and electronic measurements. Delhi : PHI Learning Pvt. Ltd., 2016. 872 p.
11. Boras V., Tackovic K., Plestina V. Expressing uncertainty of active power measurement by means of electrodynamic wattmeter // Tehnicki vjesnik. 2016 Vol.23, No.6. P. 1813-1820.
12. Ayari A., Mechergui H., Haddouk A. Active power measurement comparison between analog and digital methods // Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA). Hammamet, 2013.

13. Makanjuola N. T., Shoewu O., Akinyemi L. A., Ajasa A. A. Design and development of a microcontroller based digital wattmeter (MIDIWAT) // *The Pacific Journal of Science and Technology*. 2015. Vol. 16, Num. 1. P. 147 – 158.
14. Kolanko J., Modzel P., Wierzbicki Z., Dudzik J., Musz P. The new power processor and its application for AC power and energy measurement // *20th IMEKO TC4 International Symposium and 18th International Workshop on ADC Modelling and Testing Research on Electric and Electronic Measurement for the Economic : abstract of the report (Benevento, 15-17 September 2014)*. Benevento, 2014. P. 1095 – 1100.
15. Clarke K. K., Hess D. T. A 1000 A/20 kV/25 kHz-500 kHz volt-ampere-wattmeter for loads with power factors from 0.001 to 1.00 // *IEEE. Trans. on Instrum. and Meas.* 1996. № 1. P. 142 – 145.
16. Викулин И. М., Викулина Л. Ф., Стафеев В. И. Гальваномагнитные приборы. М. : Радио и связь, 1983. 104 с.
17. Кучис Е. В. Гальваномагнитные эффекты и методы их исследования. М. : Радио и связь, 1990. 264 с.
18. Электромагнитные измерительные преобразователи физических величин / А. А. Авраменко [и др.]. Х. : "ХПИ", 2011. 78 с.
19. Ларин В. Ю. Основы построения приборов и систем с ферри- и ферромагнитными преобразователями. Донецк : Вебер, 2007. 367 с.
20. *Magnetic sensors and magnetometers* / Ed. P. Ripka. Boston : Artech House, 2001. 494 p.
21. *Modern sensors. Handbook* / A. Migeon, A. Lenel, S. Dado [etc.]. London : ISTE, 2007. 518 p.
22. Kalantar-zadeh K. *Sensors: an introductory course*. Melbourne : Springer Science, 2013. 196 p.
23. Tumanski S. *Handbook of magnetic measurements*. Boca Raton : CRC Press, 2016. 404 p.

24. Ramsden E. Hall-Effect sensors: theory and application. Oxford : Newnes, 2011. 272 p.
25. Chien C. The Hall effect and its applications. Baltimore : Springer Science and Business Media, 2013. 550 p.
26. Popovic R. S. Hall effect device. Bristol : Adam Hilger, 1991. 302 p.
27. Fiorillo F. Measurement and characterization of magnetic materials. Amsterdam : Elsevier, 2004. 648 p.
28. Buschow K. H. J., De Boer F. R. Physics of magnetism and magnetic materials. New York : Kluwer Academic Publishers, 2003. 182 p.
29. Newnham R. E. Properties of materials: anisotropy, symmetry, structure. Oxford : University Press, 2005. 378 p.
30. Тикадзуми С. Физика ферромагнетизма. Магнитные характеристики и практические применения / пер. с япон. А. И. Леонова. М. : Мир, 1987. 419 с.
31. Buschow K. H. J. Handbook of magnetic materials. Amsterdam : Newnes, 2013. 394 p.
32. Krishnan K. M. Fundamentals and applications of magnetic materials. Oxford : University Press, 2016. 794 p.
33. Jiles D. Introduction to magnetism and magnetic materials. Iowa : CRC Press, 2015. 588 p.
34. Matsui K., Tanaka S., Kobayashi T. GaAs Hall generator application to a current and wattmeter // Proc. 1st Sensor Symp. Tokyo : Institute of Electrical Engineers of Japan, 1981. P. 37-40.
35. Das S., Roy J. K., Roy J. Design of smart electrical energy metering using Hall device // Proc. of Int. Conf. on Computing, Communication and Manufacturing : abstract of the report (Toronto, 22-23 December 2014). Toronto, 2014. P. 206 – 213.
36. Fugita S. D., Fernandes R. A. S., Suetake M., Da Silva I. N. Hall sensors applied as transducers to smart meters in the context of power quality //

- Innovative Smart Grid Technologies Latin America, IEEE PES Conference. 2013. P. 15-17.
37. Samson G. B., Levasseur M. A., Gagnon F., Gagnon G. Autocalibration of Hall effect sensors for home energy consumption monitoring // *Electronics Letters*. 2014. Vol. 50, No. 5. P. 403–405.
 38. Ghosh P., Maiti A. Instantaneous power measurement using Hall sensor // *International Journal of Scientific and Research Publications*. 2012. Vol. 2, No. 8. P 34-46.
 39. Das S., Roy J. K. Hall power sensor based universal energy meter // *C+CA: Progress in Engineering and Science*. 2017. Vol. 42, No. 1. P. 196 – 200.
 40. Tumanski S. *Thin film magnetoresistive sensors*. Warsaw : CRC Press, 2001. 576 p.
 41. Hirota E., Sakakima H., Inomata K. *Giant magneto-resistance device*. Berlin : Springer, 2002. 177 p.
 42. Reig C., Cardoso S., Mukhopadhyay S. C. *Giant Magnetoresistance (GMR) sensors: from basis to state-of-the-art applications*. Valencia : Springer Science, 2013. 300 p.
 43. *Magnetic multilayers and giant magnetoresistance. Fundamentals and industrial applications* / Hartmann U., Roll K., Grunberg P. [etc.]. – Berlin : Springer, 1999. 320 p.
 44. Vopalensky M., Platil A., Kaspar P. Wattmeter with AMR sensor // *Sensor and Actuators : A Physical*. 2005. Vol. 123-124. P. 303-307.
 45. Kwiatkowski W. Application of the thin film permalloy magnetoresistive sensors in electrical measurements // *IEEE. Trans. on Magn.* 1984. № 20. P. 966–968.
 46. Yoda H., Kurashima S., Endoh M., Wakatsuki N. A new electric power sensor module using magnetoresistive thin film // *IEEE. Trans. on Magn.* 1989. № 25. P. 3821–3823.

47. Ariasa S. I. R., Ramírez D., Sanchez M. J., Cardosob M. S., Freitas P. P. A tunnel magnetoresistive effect wattmeters-based wireless sensors network // Sensors and Actuators : A Physical. 2017. Vol. 264. P. 224-233.
48. Касаткин С. И., Васильева Н. П., Муравьев А. М. Многослойные тонкопленочные магниторезистивные элементы. Тула : Институт проблем управления РАН, 2001. 186 с.
49. Solid state watt-meter using GMR sensor / Rahman M., Capriotti R., Conley J.J., Mortensen G.B. : Pat. 6026355 USA ; Filed 23.01.1998 ; Date of Patent 15.02.2000.
50. Tsujimoto H., Toratani H., Deguti Y. High sensitive thin film wattmeter using magnetic thin film // IEEE. Trans. on Magn. 2008. Vol. 44. P. 3999-4002.
51. System for measuring electrical output or energy / Lienhard H., Petr J. : Pat. 4525668 USA ; Filed 11.11.1995 ; Date of Patent 23.12.1997.
52. Muñoz D. R., Moreno J. S., Berga S. C., Navarro A. E. Active power analog front-end based on a Wheatstone-type magnetoresistive sensor // Sensors and Actuators : A Physical. 2011. Vol. 169, Issue 1. P. 83-88.
53. Vopálenský M. A single magnetoresistive strip as a power convertor // Journal of Electrical Engineering. 2012. Vol 63, No 7. P. 114-117.
54. Sánchez J., Ramírez D., Ravelo S., Cardoso S., Freitas P. P. Magnetoresistive-based smart wattmeters network for active power measurement. 2015. P. 115-127.
55. Ouyang Y., He J., Hu J., Wang S. X. A Current sensor based on the giant magnetoresistance effect : Design and Potential Smart Grid Applications // Sensors. 2012. Num. 12(11). P. 15520 – 15541.
56. Витяганець А .І., Вунтесмері В. С. Засоби вимірювання активної потужності на низьких та середніх частотах "in situ" // Вісник НТУУ "КПІ". Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2007. Вип. 34. С. 112–118.
57. Вунтесмері В. С., Витяганець А. І. Дослідження наявних магніторезистивних ефектів та особливостей реалізації пристроїв на їх

- основі // Вісник НТУУ "КПІ". Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2008. Вип. 37. С. 97–101.
58. Frey H., Khan H. R. Handbook of thin film technology. Springer Science, 2015. 380 p.
 59. Вонсовский С. В. Магнетизм. Магнитные свойства диа-, пара-, ферро-, антиферро- и ферримагнетиков. М. : Наука, 1971. 1032 с.
 60. Irkhin V. Y., Irkhin Y. P. Electronic structure correlation effects and physical properties of d- and f-transition metals and their compounds. Cambridge : Cambridge Int. Science Publishing, 2007. 480 p.
 61. Getzlaff M. Fundamentals of magnetism. Berlin : Springer, 2008. 388 p.
 62. Гура К.Н. Вторичные эффекты в гальваномагнитных преобразователей электромагнитного поля : автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. Наук : [спец.] 05.12.07 "Анени та пристрої мікрохвильової техніки" / НТУУ «КПІ». Київ, 1998. 20 с.
 63. Вунтесмери В. С. Детектирование на основе гальваномагнитных явлений в ФМП // Известия вузов СССР. Серия "Радиоэлектроника". 1976. № 2. С. 39–45.
 64. Вунтесмери В. С., Гура К. Н. Экспериментальное исследование J^2 -составляющей преобразованного поля в тонких ФМП // Известия вузов. Серия "Радиоэлектроника". 1993. № 3. С. 71–73.
 65. Вунтесмери В. С., Гура К. Н. Возбуждение намагниченности в тонкой ФМП неоднородным током // Известия вузов. Серия "Радиоэлектроника". 1998. № 4. С. 28–35.
 66. Вунтесмери В. С. Теория и принципы построения тонкопленочных гальваногиромангнитных преобразователей электромагнитного поля сверхвысоких частот : дис...д-ра техн. Наук : 05.27.01, 05.12.07. Киев, 1987. 358 с.
 67. Skomski R. Simple models of magnetism. Oxford : University Press, 2008. 349 p.

68. Guo B., Ding S. Landau-Lifshitz equations. – Singapore : World Scientific, 2008. 403 p.
69. Гуревич А. Г., Мелков Г. А. Магнитные колебания и волны. М. : Физматлит, 1994. 464 с.
70. Вунтесмери В. С. Предельные параметры гальваногиромагнитных преобразователей импульсной СВЧ мощности // Известия вузов СССР. Серия "Радиоэлектроника". 1982. № 8. С. 85–88.
71. Ануфриев И. Е., Смирнов А. Б., Смирнова Е. Н. MATLAB 7. СПб. : БХВ-Петербург, 2005. 1104 с.
72. Holzbecher E. Environmental modeling using MATLAB. Berlin : Springer, 2007. 392 p.
73. Vountesmeri V. Magnetoresistive multipliers as a new base for watt-converters // IEEE. Trans. on Instrum. and Meas. 1998. № 5. P. 1395–1398.
74. Vountesmeri V. Audio frequency magnetoresistive watt-converter // IEEE. Trans. Instrum. and Meas. 2002. № 51. P. 63–66.
75. **Витяганець А.І.** Використання тонких магнітних плівок у вимірювальних магніторезистивних перетворювачах активної потужності // Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. 2017. Випуск 3/2017 (104), частина 1. С. 9 – 13.
76. Vountesmeri V., **Vytiaganets A.** A mathematical model of measuring transformer of active power of middle frequencies [Electronic resource] // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2010) : article of the report (Lviv, 23–27 Feb. 2010). Lviv, 2010. 1 electron. opt. disk (CD-ROM).
77. **Витяганець А.І.** Математична модель магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций "РТ-2007" : тезисы докл. (Севастополь, 16–21 апр. 2007). Севастополь, 2007. С. 245.

78. Зінковський Ю. Ф., **Витяганець А. І.** Фізико-топологічна модель магніторезистивного перетворювача // Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні електротехнічні та енергетичні системи MEES-2017» : тези доповіді (Кременчук, 15-17 листопада 2017р.). Кременчук, 2017. С. 57–59.
79. Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. М. : СОЛОН-Пресс, 2003. 496 с.
80. Зинковский Ю. Ф., Домнич В. И. Конструирование РЭС. Оценка и обеспечение тепловых режимов. К. : УМК ВО, 1990. 240 с.
81. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. Ч. 2. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2000. 197 с.
82. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / Кобзев А. В., Лебедев Ю. М., Михальченко Г. Я. [и др.]. М. : Энергоатомиздат, 1986. 152 с.
83. Матвійків М. Д., Когут В. М., Матвійків О. М. Елементна база електронних апаратів. Львів : Львівська політехніка, 2005. 420 с.
84. **Витяганець А.І.** Широкополосний магніторезистивний вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот // Радиоелектроника и молодежь в XXI веке : тезисы докл. (Харьков, 10–12 апр. 2007). Харьков, 2007. С. 334.
85. Vountesmeri V. S., **Vytiaganets A. I.**, Smolianinov V. G. Magneto-resistive measuring transformer of active power // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo'2008): abstract of the report (Sevastopol, 08–12 Sept. 2008). Sevastopol, 2008. P. 688–689.
86. Зінковський Ю. Ф., **Витяганець А. І.** Моделювання структури чутливого елемента магніторезистивного перетворювача // Технології і конструювання в радіоапаратурі. 2017
87. Вунтесмері В. С., **Витяганець А. І.** Низькочастотне розширення діапазону роботи магніторезистивного вимірювального перетворювача

- активної потужності середніх частот // Наукові вісті НТУУ "КПІ". 2008. № 4. С. 16–19.
88. Вунтесмері В. С., *Вытяганець А. І.* Спосіб низькочастотного розширення роботи вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот : пат. 71169 Україна ; заявл. 16.11.11 ; опубл. 10.07.12, Бюл. № 13.
89. Смолянинов В. Г., *Вытяганець А. И.* Анализ и расчет сигналов управления магниторезистивным преобразователем активной мощности // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций "РТ-009": тезисы докл. (Севастополь, 20–25 апр. 2009). Севастополь, 2009. С. 193.
90. Вунтесмері В. С., *Вытяганець А. І.* Підвищення ефективності магниторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності // Електроніка та зв'язок (НТУУ "КПІ" та КВІУЗ). 2008. № 6. С. 38–41.
91. *Vytiaganets A.I.* Investigation of reaction transformer active power to the complex load // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2010) : abstract of the report (Lviv, 23–27 Feb. 2010). Lviv, 2010. P. 109.
92. Баранов В. Н. Применение микроконтроллеров AVR : схемы, алгоритмы, программы. М. : ДОДЭКА-XXI, 2004. 288 с.
93. Голубцов М. С. Микроконтроллеры AVR : от простого к сложному. М. : СОЛОН-Пресс, 2003. 288 с.
94. Гребнев В. В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel. М. : ИП РадиоСофт, 2002. 176 с.
95. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. М. : ДОДЭКА-XXI, 2007. 592 с.
96. Мортон Дж. Микроконтроллеры AVR. М. : ДОДЭКА-XXI, 2006. 272 с.
97. Трамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR-микроконтроллеров. К. : МК-Пресс, 2006. 208 с.
98. Ан П. Сопряжение ПК с внешними устройствами. М. : ДМК-Пресс, 2001. 320 с.

99. Федин С. С. Обработка результатов измерений, испытаний и контроля. Киев : Интерсервис, 2014. 103 с.
100. Гасанов Ю. Н., Величко О. Н., Гордиенко Т. Б. Обработка результатов измерений: основы и нормативное обеспечение. – Баку : Чашиоглу, 2011. 385 с.
101. Одитис И. А. Погрешности измерений и математическая обработка результатов измерений. Рига : Рижский ПИ, 1990. 107 с.
102. Захаров И. П. Обработка результатов измерений : учеб. пособие. Харьков : Изд-во НУЖД, 2002. 126 с.
103. Slaev V. A., Chunovkina A. G., Mironovsky L. A., Gruyter W. Metrology and theory of measurement. 2013. 581 p.
104. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. М. : Наука, 1983. 416 с.
105. Barlow J. R. Statistics : A Guide to the use of statistical methods in the physical sciences. John Wiley, 2013. 224 p.
106. Грановский В. А., Сирая Т. Н. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях. Л. : Энергоатомиздат, 1990. 288 с.
107. Мэтьюз Д. Г., Финк К. Г. Численные методы. М. : Вильямс, 2001. 720 с.
108. Шустов М. А. Практическая схемотехника. Кн. 5. – М. : Альтекс, 2004. 300 с.
109. **Витяганец А. І.** Інтерфейс магніторезистивного перетворювача активної потужності // Вісник НТУУ "КПІ". Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2009. Вип. 39. С. 113–117.
110. Зіньковський Ю. Ф., **Витяганец А. І.** Статистична обробка результатів вимірювання активної потужності магніторезистивним перетворювачем // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. 2017. Випуск 4 (251). С. 239 – 242.
111. **Витяганец А. І.** Дослідження похибок вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот // Радіоелектроніка у ХХІ столітті: тези доповіді (Київ, 02–03 квітня 2009). Київ, 2009. С. 57–59.

112. Вунтесмери В. С., Вытяганец А. И. Исследование частотной характеристики магниторезистивного измерительного преобразователя активной мощности низких частот // Известия вузов. Серия "Радиоэлектроника". (НТУУ "КПИ"). 2007. № 12. С. 45–48. (Існує переклад: Vountesmeri V. S., Vytyaganets A. I. Frequency response investigation of magnetoresistive low frequency active power measuring transducer // Radioelectronics and Communications Systems. 2007. Vol. 50. P. 680–682. (USA)).
113. Смолянинов В. Г., Вытяганец А. И. Магниторезистивный измерительный преобразователь с полупроводниковым управлением // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций "РТ -2008": тезисы докл. (Севастополь, 21–25 апр. 2008). Севастополь, 2008. С. 305.
114. Вунтесмері В. С., Смолянінов В. Г., Витяганець А. І. Засоби керування магніторезистивним перетворювачем активної потужності // Вісник НТУУ "КПІ". Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2009. Вип. 38. С. 73–78.
115. Іларіонов О. Є., Витяганець А. І. Огляд платформ хмарних обчислень // Сучасні тенденції розвитку інформаційних технологій : Зб. наукових праць. К. : УН-т «КРОК», 2013. Вип. 2. С. 95-100.
116. Zinkovsky Yu. F., Vytiaganets A. I. Magnetoresistive transformer on thin films // Electronics and Control Systems. 2018. Vol. 2(56). P. 18-23.

ДОДАТОК.

Впровадження матеріалів дисертаційної роботи

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Проректор з наукової роботи НТУУ "КПІ"

член-кор. НАН України

М. Ю. Ільченко

09 2009 р.



"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор ВНДП "Елісат"

ВАТ "НВП «Сатурн»"

М. М. Бердар

2009 р.



А К Т

впровадження розробки НТУУ "КПІ" по
вимірювальному перетворювачу активної потужності середніх частот

Відповідно до договору про науково-технічну співпрацю між Національним технічним університетом України "Київський політехнічний інститут" і ВНДП "Елісат" ВАТ "НВП «Сатурн»" від 12.05.2009 р. Національний технічний університет України "КПІ" розробив структуру і конструктивні параметри вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот і систему керування ним.

Ескізи перетворювача активної потужності і схеми електричні принципи системи керування передані ВНДП "Елісат" ВАТ "НВП «Сатурн»".

В основу розробки вимірювального комплексу покладено результати наукових досліджень в області побудови магніторезистивних перетворювачів на основі гальваномагнітних явищ у феромагнітних плівках. Робота виконана із застосуванням методик проектування та програмного забезпечення.

Використання апаратного комплексу забезпечило проведення на базі ВНДП "Елісат" ВАТ "НВП «Сатурн»" експериментальних досліджень по підвищенню точності вимірюванню активної потужності. Була підтверджена працездатність комплексу та доцільність його використання з метою постійного контролю за активною потужністю в лінії передачі з неузгодженим навантаженням.

Завдяки застосування результатів теоретичних та експериментальних досліджень вдалося досягти збільшення ефективності вимірювання активної потужності в технологічному процесі в режимі "in situ", підвищилася продуктивність праці на підприємстві.

Розроблений магніторезистивний вимірювальний перетворювач прийнятий у постійну експлуатацію на підприємство.

Цей акт не є підставою щодо взаємних фінансових розрахунків.

Від НТУУ "КПІ":



Декан радіотехнічного факультету,

д.т.н., проф.


О. І. Рибін

Завідувач кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури, д.т.н., проф.


Ю. Ф. Зіньковський

Доцент кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури, к.т.н.


В. Г. Смолянінов

Відповідальний виконавець, асистент
кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури


А. І. Витяганець

Від ВНДП "Елісат" ВАТ "НВП «Сатурн»":

Головний інженер


Д. М. Беркута

Начальник лабораторії


С. Б. Глуговський

ДОГОВІР ПРО НАУКОВО-ТЕХНІЧНУ СПІВПРАЦЮ

м. Київ

«12» травня 2009 р.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», названий у подальшому НТУУ "КПІ", в особі проректора з наукової роботи Ільченка Михайла Юхимовича та виробничо-наукове дочірнє підприємство ВАТ "НВП «Сатурн» "Елісат", названий у подальшому ВНДП "Елісат", в особі директора Бердаря Миколи Миколайовича, виражаючи інтерес до взаємного співробітництва та прагнення до спільної науково-технічної діяльності в області розроблення вимірювальної техніки на низьких і середніх частотах, в тому числі магніторезистивних перетворювачів активної потужності та апаратно-програмних засобів, що їх реалізують, уклали цей Договір про подане нижче.

1. ПРЕДМЕТ ДОГОВОРУ

1.1. Згідно з цим Договором Сторони домовились спільно діяти в напрямку розробки програмно-апаратних засобів реалізації вимірювальних перетворювачів активної потужності на базі магніторезистивних структур і надавати взаємну науково-технічну допомогу.

1.2. У рамках п.1.1. Договору, Сторони проводять консультації, по домовленості між Сторонами створюють спільні колективи для здійснення науково-технічної діяльності.

1.3. Питання спільної науково-технічної діяльності можуть уточнюватися і доповнюватися надалі з письмовим оформленням у вигляді додаткових угод.

2. ПРАВА ТА ОБОВ'ЯЗКИ СТОРІН

2.1. Для здійснення поставлених Договором задач Сторони приймають на себе наступні зобов'язання, що мають для Сторін однакову силу.

2.1.1. Систематично надавати пропозиції про наявні можливості по організації та здійсненню спільних науково-технічних програм, що представляють взаємний інтерес.

2.1.2. Поєднувати свої трудові ресурси, а також робити інші послуги для досягнення цілей цього Договору.

2.1.3. Надавати копії документів за результатами спільної науково-технічної діяльності в рамках цього Договору.

2.1.4. Вчасно інформувати про всі зміни умов науково-технічного співробітництва.

3. ВІДПОВІДАЛЬНІСТЬ СТОРІН

3.1. Сторони несуть взаємну відповідальність відповідно до умов Договору і законодавством України пропорційно внеску кожної Сторони.

3.2. Роботи по цьому Договору фінансуються кожною Стороною самостійно.

3.3. Взаємні фінансові зобов'язання по цьому Договору відсутні.

3.4. Сторони можуть укладати додаткові фінансові договори.

4. ФОРС-МАЖОР

4.1. Сторони звільняються від часткового або повного виконання зобов'язань за даним Договором в разі виникнення непереборної сили, що сталася після укладення даного Договору, як результат подій надзвичайного характеру, які Сторони не могли ні передбачити, ні відвернути доступними засобами.

4.2. До обставин непереборної сили відносяться події, на які Сторони не можуть впливати і за виникнення яких не несуть відповідальності, наприклад, стихійні лиха, воєнні дії, повінь, пожежа, страйки, землетрус, акти державних органів, у тому числі місцевої влади, та інших обставин, що мають місце мимоволі Сторін.

5. РОЗВ'ЯЗАННЯ СУПЕРЕЧОК

5.1. Усі спори, що виникають з цього Договору або пов'язані із ним, вирішуються шляхом переговорів між Сторонами. Якщо відповідний спір неможливо вирішити шляхом переговорів, він вирішується в судовому порядку за встановленою підвідомчістю та підсудністю такого спору відповідно до чинного в Україні законодавства.

6. КОНФІДЕНЦІЙНІСТЬ

6.1. Сторони погодилися, що текст цього Договору, а також без обмежень і виключень будь-яка інформація, матеріали, документи, що були передані Сторонами одна одній для виконання цього Договору у будь-якій формі, а також інформація, матеріали, документи, результати у будь-якій формі, що були отримані Сторонами в процесі виконання НДР та ДКР за цим Договором є конфіденційними і не можуть передаватися третім особам або розголошуватися без попередньої письмової згоди іншої Сторони.

7. ПЕРЕХІД ПРАВ І ОБОВ'ЯЗКІВ

7.1. У випадку ліквідації чи реорганізації якої-небудь із Сторін даного Договору її права, обов'язки і відповідальність за даним Договором переходять до її спадкоємця, не торкаючись суті даного Договору.

8. ТЕРМІН ДІЇ ДОГОВОРУ

8.1. Даний Договір діє на протязі 1 року з моменту його підписання і надалі може бути продовжений, якщо жодна із сторін за 1 місяць до його закінчення не заявить про небажання продовжувати Договір.

9. ПРИПИНЕННЯ ДОГОВОРУ

9.1. Договір припиняється в наступних випадках:

9.1.1. Після закінчення терміну дії Договору.

9.1.2. До закінчення терміну дії Договору:

- за письмовою згодою Сторін;
- при настанні зазначених в п. 4 Договору форс-мажорних обставин.

10. ДОДАТКОВІ УМОВИ

10.1. Будь-які зміни та доповнення до цього Договору дійсні тільки в тому випадку, якщо вони зроблені в письмовій формі та підписані Сторонами.

10.2. Даний договір складено у двох екземплярах, що мають однакову силу, по одному для кожної Сторони.

11. ЮРИДИЧНІ АДРЕСИ СТОРІН

11.1. НТУУ "КПІ":

03056, Київ, пр-т Перемоги, 37,
тел. 241-86-87; 454-90-38.

11.2. ВНДП "Елісат":

03148, Київ, пр-т Л. Курбаса, 2-Б,
тел.: 407-60-27; 403-03-87.

ПІДПИСИ СТОРІН:

Від НТУУ "КПІ":

Проректор з наукової роботи НТУУ "КПІ"
член-кор. НАН України


_____ М. Ю. Ільченко
2009 р.


Від ВНДП "Елісат":

Директор ВНДП "Елісат"
ВАТ "НВП «Сатурн»


_____ М. М. Бердар
2009 р.


Лист погодження

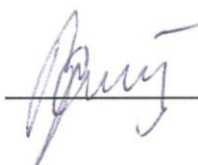
Від НТУУ "КПІ":

Декан радіотехнічного факультету,
д.т.н., проф.
О. І. РибінЗаступник декана радіотехнічного факультету з
наукової роботи, к.т.н., с.н.с.

С. В. Левий

Завідувач кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури, д.т.н., проф.

Ю. Ф. Зіньковський

Доцент кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури, к.т.н.

В. Г. Смолянінов

Відповідальний виконавець, асистент кафедри
радіоконструювання і виробництва
радіоапаратури

А. І. Витяганець

Від ВНДП "Елісат":

Головний інженер



Д. М. Беркута

Начальник лабораторії



С. Б. Глуговський

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор ВНДП "Елісат"

ВАТ "НВП «Сатурн»"

М. М. Бердар

2009 р.



АКТ

впровадження результатів кандидатської дисертаційної роботи

Витяганця Андрія Івановича

"Вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот",
що виконана на кафедрі радіоконструювання і виробництва радіоапаратури
Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"

Науково-технічна комісія в складі директора Бердаря Миколи Миколайовича, головного інженера Беркути Дмитра Миколайовича та начальника лабораторії Глуговського Станіслава Броніславовича склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи, представлені на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук:

- аналіз роботи перетворювача в слабких магнітних полях при намагнічуванні у площині плівки по уточненій математичній моделі,
 - методика оптимізації подільника напруги для магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності,
 - способи керування і схемотехнічні рішення, що реалізують модульований режим роботи перетворювача активної потужності,
- використані в проектно-конструкторській діяльності ВНДП "Елісат" ВАТ "НВП «Сатурн»" при налагодженні передавальних радіостанцій.

Використання запропонованих рішень, отриманих дисертантом, дозволяє покращити енергетичні характеристики, налагодження і обслуговування передавальних радіостанцій, підвищити при цьому надійність і технологічність конструкції, збільшити ресурс роботи і продуктивність праці на підприємстві.

Цей акт не є підставою щодо взаємних фінансових розрахунків.

Головний інженер

Д. М. Беркута

Начальник лабораторії

С. Б. Глуговський

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Генеральний директор
ТОВ "ПЗ "Квазар-Мікро Радіо"
В.М. Оліфіров
04 квітня 2009 р.



АКТ

впровадження результатів кандидатської дисертаційної роботи

Витяганця Андрія Івановича

"Вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот",

що виконана на кафедрі радіоконструювання і виробництва радіоапаратури

Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"

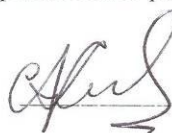
Науково-технічна комісія в складі генерального директора Оліфірова Віктора Миколайовича та головного інженера Колесникова Сергія Павловича склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи, представленої на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук:

- методика розрахунку режимів роботи і вузлів вимірювального перетворювача по уточненій математичній моделі,
 - способи усунення квадратичних складових похибок вимірювального магніторезистивного перетворювача.
 - модульований режим роботи вимірювального перетворювача активної потужності при інверсії вхідних сигналів незалежно від полярності,
- використані в проектно-конструкторській діяльності ТОВ „ПЗ "Квазар-Мікро Радіо" при налагодженні та обслуговуванні радіостанцій середніх частот МуСom потужністю до 100 Вт.

Використання вказаних результатів, отриманих дисертантом, дозволяє з високою точністю отримувати оперативну інформацію про відповідність об'єкта, що досліджується, технічним вимогам, підвищити продуктивність праці на підприємстві.

Цей акт не є підставою щодо взаємних фінансових розрахунків.

Головний інженер



Колесников С.П.

04136, м. Київ, вул. Північно-Сирецька, 1 тел./факс: 38 (044) 239-98-55, 443-08-08

<http://www.km-radio.com>

e-mail: sales@km-radio.com

"ЗАТВЕРДЖУЮ"
 Генеральний директор
 НВП ТОВ "Квант-Ефір"
 В. Омелянюк
 2009 р.



АКТ

впровадження результатів кандидатської дисертаційної роботи

Витяганця Андрія Івановича

"Вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот",
 що виконана на кафедрі радіоконструювання і виробництва радіоапаратури
 Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"

Науково-технічна комісія в складі головного інженера Волика Сергія
 Несторовича та провідного інженера Ільченка Дениса Михайловича склали цей акт
 про те, що результати дисертаційної роботи, представленої на здобуття наукового
 ступеня кандидата технічних наук:

- структура чутливого елемента магніторезистивного вимірювального
 перетворювача і розроблена його математична модель,
- створений інтерфейс магніторезистивного перетворювача активної потужності
 середніх частот,
- висновки і рекомендації по використанню вимірювальних перетворювачів
 активної потужності низьких і середніх частот,
 використані в проектно-конструкторській діяльності НВП ТОВ "Квант-Ефір" при
 складанні і налагодженні цифрових DVB-T/H ретрансляторів потужністю до 30 Вт для
 передавальних радіостанцій.

Використання вказаних результатів, отриманих дисертантом, дозволяє
 автоматизувати технологічний процес налагодження і обслуговування
 ретрансляторів, підвищити продуктивність праці на підприємстві.

Цей акт не є підставою щодо взаємних фінансових розрахунків.

Головний інженер

С. Н. Волік

Провідний інженер

Д. М. Ільченко



"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Проректор з наукової роботи НТУУ "КПІ"

член-кор. НАН України

М. Ю. Ільченко

"07" 09 2009 р.



"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор ВНДП "Елісат"

ВАТ "ВВП «Сатурн»"

М. М. Бердар

2009 р.



ПРОТОКОЛ

технічних досліджень магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот, розробленого кафедрою радіоконструювання і виробництва радіоапаратури Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"

1. ОБ'ЄКТ ДОСЛІДЖЕННЯ

Стенд для визначення основних параметрів і характеристик магніторезистивного вимірювального перетворювача активної потужності середніх частот.

2. МЕТА ДОСЛІДЖЕНЬ

Визначення працездатності і основних параметрів магніторезистивного перетворювача активної потужності при роботі в лінії передачі на неузгоджене навантаження.

Визначаються наступні параметри:

1. Робочий діапазон рівнів потужності.
2. Коефіцієнт перетворення активної потужності.
3. Внутрішній опір.
4. Чутливість перетворювача.
5. Швидкодія.

3. ПЕРЕЛІК АПАРАТУРИ.

№	Найменування	Тип	Заводський номер
1.	Генератор сигналів	ГЗ-33	8885972
2.	Блок ватметра вимірювальний	Я2М-66	35703
3.	Перетворювач вимірювальний калориметричний	5.439.002	02713
4.	Осцилограф	С1-74	971185
5.	Нановольтметр	В2-38	03388

4. БЛОК-СХЕМА СТЕНДУ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

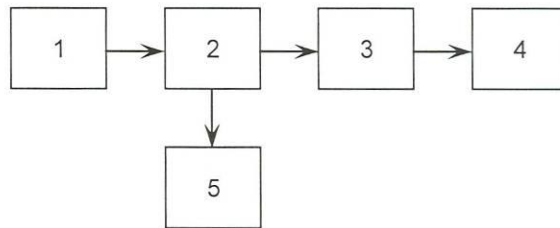


Рис. 1. Схема вимірювальної установки

1 – генератор сигналів; 2 – магніторезистивний перетворювач; 3 – перетворювач калориметричний; 4 – ватметр; 5 – нановольтметр.

5. УМОВИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Лабораторні.

6. МЕТОДИКА ДОСЛІДЖЕНЬ

Робочий діапазон рівнів потужності визначається по допустимій нелінійності вольт-ватної характеристики при роботі перетворювача на узгоджене навантаження. При цьому активна потужність вимірювалася калориметричною голівкою ватметра Я2М-66, а напруга на перетворювачі нановольтметром В2-38. Результати досліджень для частоти 200 кГц представлені в таблиці 1.

Внутрішній опір вимірюється цифровим омметром при подачі на перетворювач потужності, яка відповідає динамічному діапазону. При цьому вимірювальний струм не повинен перевищувати 1 мА. Результати досліджень представлені в таблиці 2.

Чутливість перетворювача визначена як відношення величини напруги на голівці до величини потужності, що проходить через лінію передачі.

Швидкодія магніторезистивного перетворювача визначена по осцилограмам відеоімпульсів з детекторною і досліджуваною голівками.

7. РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Таблиця 1.

Р, Вт	0,020	0,100	0,506	0,710	0,996	1,116	1,438	1,606	2,187
U ₀ , мкВ	0,117	0,580	2,940	4,175	5,855	6,560	8,435	9,430	12,820
K _P , мкВ/Вт	5,850	5,800	5,810	5,880	5,879	5,878	5,866	5,872	5,862

Отже, нелінійність вольт-ватної характеристики в діапазоні рівнів потужності 0,02 – 2 Вт не більше 1,5%.

Таблиця 2.

P, Вт	0,020	0,100	0,506	0,710	0,996	1,116	1,438	1,606	2,187
R, кОм	1,133	1,139	1,150	1,175	1,115	1,157	1,172	1,185	1,190

Таким чином, розроблений вимірювальний магніторезистивний перетворювач активної потужності з параметрами:

1. Робочий діапазон рівнів потужності 0,02 – 2 Вт.
2. Коефіцієнт перетворення 5,8 мкВ/Вт.
3. Внутрішній опір 1,1 кОм.
4. Чутливість перетворювача 25,9 мВ/Вт.
5. Швидкодія 2 мкс.

8. ВИСНОВКИ

Розроблений магніторезистивний перетворювач може бути використаний для вимірювання активної потужності при роботі в лінії передачі на неузгоджене навантаження.

Цей протокол не є підставою щодо взаємних фінансових розрахунків.

Від НТУУ "КПІ":

Від ВНДП "Елісат" ВАТ "НВП «Сатурн»":



Декан радіотехнічного факультету,

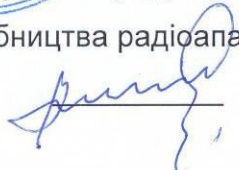
д.т.н., проф.


О. І. Рибін

Головний інженер


Д. М. Беркута

Завідувач кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури, д.т.н., проф.


Ю. Ф. Зіньковський

Начальник лабораторії


С. Б. Глуговський

Доцент кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури, к.т.н.


В. Г. Смолянінов

Відповідальний виконавець, асистент
кафедри радіоконструювання і
виробництва радіоапаратури


А. І. Витяганець



"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Перший проректор НТУУ "КПІ"
член-корр. НАН України

Якименко Ю.І.

"14" 05 2009 р.

А К Т

про використання матеріалів дисертаційної роботи Витяганця А.І.

"Вимірювальний перетворювач активної потужності середніх частот",
що виконана на кафедрі радіоконструювання і виробництва радіоапаратури
Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут"

Даним актом підтверджується, що отримані А. І. Витяганцем результати наукової роботи по розробці вимірювальних магніторезистивних перетворювачів активної потужності середніх частот в режимі "in situ" використані в навчальному процесі підготовки спеціалістів за фахом "Електронні апарати" 6.0910, а саме за окремими дисциплінами:

"Елементна база електронних апаратів" – використано розділи, що стосуються теоретичного та експериментального дослідження вимірювального перетворювача;
"Електронні прилади і мікроелектроніка" – використано результати, що стосуються технології виготовлення магніторезистивного вимірювального перетворювача;
"Комп'ютерне проектування електронних апаратів" – використано результати, що стосуються розробки вузлів і режимів роботи перетворювача.

Завдяки використанню в навчальному процесі університету результатів виконаних наукових досліджень вдалося забезпечити сучасний рівень викладання вказаних дисциплін. Наукові положення і висновки дисертаційної роботи є основою реального курсового і дипломного проектування.

Декан РТФ НТУУ "КПІ"
д.т.н., проф.



Г. Д. Рибін

Завідувач кафедри КіВРА
д.т.н., проф.

Ю. Ф. Зінковський

Викладач ЕБЕА
к.т.н., доц.

А. В. Коваль

Викладач ЕПМ
к.т.н., доц.

М. М. Прищела

Викладач КПЕА
к.т.н., доц.

С. Б. Тарабаров

