

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

Паньків Володимир Ігорович

УДК 621.314.224.5 : 621.3.088.7

ДИСЕРТАЦІЯ

**Методи та засоби підвищення точності первинних вимірювальних каналів
струму цифрових підстанцій енергосистем**

05.14.02 – електричні станції, мережі і системи

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



В. І. Паньків

Науковий керівник

Танкевич Євгеній Миколайович
доктор технічних наук, с.н.с.,
Лауреат державної премії України
в галузі науки і техніки

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Паньків В. І. Методи та засоби підвищення точності первинних вимірювальних каналів струму цифрових підстанцій енергосистем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.14.02. «Електричні станції, мережі і системи». – Інститут електродинаміки НАН України, Київ, 2019.

Дисертаційна робота присвячена розв'язанню важливого для електроенергетичної галузі наукового завдання розвитку науково-технічних основ побудови трифазних первинних вимірювальних каналів (ПВК) струму цифрових підстанцій в напрямку розробки методів і засобів підвищення їх точності в перехідних режимах електроенергетичних систем (ЕЕС) за умов насичення магнітопроводів трансформаторів струму (ТС), що дозволяє значно зменшити похибку вимірювання струмів короткого замикання (КЗ), підвищити надійність роботи систем автоматизації цифрових підстанцій і ЕЕС в цілому.

В роботі виконано аналіз методів і засобів підвищення точності однофазного ПВК з цифровим виходом, за результатами якого встановлено, що найбільш перспективним для досягнення поставленої в роботі мети є використання методів цифрової обробки вихідних струмів ПВК, в основу яких покладено математичну модель струму короткого замикання (КЗ). Встановлено, що розробка таких методів потребує у свою чергу наявності точних та швидкодіючих засобів визначення початку входження магнітопроводу ТС в стан насичення і розрахунку параметрів моделі струму КЗ, відповідно до якої відбувається коригування спотвореного вихідного струму ПВК.

На основі проведеного аналізу джерел і структури повної похибки ПВК встановлено, що найбільший внесок в цю похибку здійснюють фазні ТС, а важливими чинниками, які впливають на її значення є залишкова індукція та індукція насичення в магнітопроводах ТС. Досліджено механізми появи залишкової індукції і явища саморозмагнічування магнітопроводів ТС в

перехідних режимах ЕЕС. Встановлено фактори, що визначають виникнення та значення залишкової індукції в магнітопроводах ТС і обґрунтовано необхідність розробки методики її обчислення з урахуванням факторів, що впливають на її значення. Встановлено причини входження магнітопроводу ТС в стан насичення та досліджено наслідки впливу цього явища на функціонування різних типів захисту та систем моніторингу.

Виконано комплекс досліджень спрямованих на розробку математичної моделі трифазного ПВК струму, як необхідного і ефективного інструменту для розробки і перевірки методу підвищення його точності. Зокрема, виконано огляд і оцінювання різних способів аналітичного представлення характеристик намагнічування (ХН) магнітопроводів ТС з точки зору правомірності їх застосування при математичному моделюванні електромагнітних процесів в ТС в різних за характером розв'язуваних задачах. Подано приклади аналітичного представлення ХН магнітопроводу ТС декількома способами і зроблено їх порівняльний аналіз за точністю та простотою реалізації. Запропоновано алгоритм апроксимації ХН ТС, що ґрунтується на використанні алгоритму Флоатера-Хормана, адаптований до задач моделювання електромагнітних процесів в ТС.

Подано короткий аналіз існуючих математичних моделей ТС та теорій опису процесів намагнічування та гістерезису, які можуть бути придатними для розробки таких математичних моделей. З використанням апроксимованої характеристики намагнічування розроблено ітераційну математичну модель ТС. Модель інваріантна до способу аналітичного представлення ХН і призначена для наближених розрахунків та дослідження електромагнітних процесів в ТС без урахування втрат на вихрові струми та гістерезис.

Подано коротку характеристику і основні рівняння теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона, а також відомості про її застосування в світовій практиці для побудови математичної моделі ТС, розрахунків та досліджень електромагнітних процесів в цих апаратах. Запропоновано і обґрунтовано вдосконалення математичної моделі ТС, побудованої на основі теорії

феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона, шляхом опису його безгістерезисної ХН дробово-раціональною функцією другого порядку замість модифікованої функції Ланджевіна. За розробленою і удосконаленою моделями ТС для ТС типу ТФКН-330 розраховані вторинні струми для різних параметрів струму КЗ, вторинних навантажень та значень залишкової індукції в магнітопроводі ТС.

Подано короткий аналіз недоліків існуючих математичних моделей групи (ГТС), серед яких використання спрощеного аналітичного представлення ХН фазних ТС (прямокутної, спрямленої, поліномами різних порядків) та неможливість врахування впливу залишкової індукції в магнітопроводах ТС групи. З використанням удосконаленої моделі ТС, в програмному середовищі Matlab Simulink розроблено комп'ютерну модель групи трьох фазних ТС, яка на відміну від відомих, дозволяє врахувати взаємодію ТС в групі і комплексно досліджувати електромагнітні процеси в кожному ТС групи з урахуванням гістерезисних властивостей їх магнітопроводів, рівня та знаку залишкової індукції в них. Подано результати розрахунку вторинних струмів, струмів намагнічування ТС кожної з фаз та струму нульового проводу ГТС з фазними ТС типу ТФКН-330 зі з'єднанням їх вторинних навантажень за схемою «зірка». Розрахунок виконаний для випадку міжфазного КЗ та різних комбінацій значень і знаків залишкової індукції в магнітопроводах ТС.

З використанням розробленої моделі ГТС розроблена модель трифазного ПВК струму в складі зазначеної моделі ГТС і розробленого програмного забезпечення, яке виконує функції фільтрації вторинних струмів фазних ТС, їх дискретизацію, цифрову обробку. В розробленому програмному забезпеченні для моделювання дії аналогового фільтру ПВК реалізовано алгоритм моделі цифрового фільтру Баттерворса четвертого порядку, функцією якого є фільтрація вторинних фазних струмів ГТС. Моделювання аналогово-цифрового перетворювача відбувається шляхом лінійної інтерполяції відфільтрованих даних та відбором вибірок струмів з рівним періодом (періодом дискретизації), відповідно до необхідної досліджуваної частоти дискретизації аналогового-

цифрового перетворювача. Розраховано перехідні струми в трифазного ПВК за однофазного КЗ фази С для випадку, коли в струмі КЗ присутні завади у вигляді білого Гаусового шуму з показником відношення сигналу до рівня шуму рівним 15 дБ. Зазначені моделі дозволяють досліджувати та аналізувати електромагнітні процеси в ТС, групах ТС і трифазному ПВК струму за різних режимів роботи ЕЕС з урахуванням гістерезисних властивостей і залишкової індукції в магнітопроводах ТС.

Виконано теоретичний аналіз та експериментальні дослідження характеристик та можливостей низки відомих методів виявлення насичення магнітопроводів ТС. В залежності від підходів, покладених в основу цих методів, їх умовно поділено на п'ять груп: методи на основі використання дискретних вейвлет перетворень і теорії математичної морфології та група методів на основі використання штучних нейронних мереж; методи на основі використання цифрових фільтрів та дискретних перетворень Фур'є; методи на основі похідних вторинного струму; методи на основі аналізу симетрії вторинного струму.

Встановлено, що для забезпечення можливості використання методів перших двох груп необхідний їх подальший розвиток і вдосконалення. Універсальне використання штучних нейронних мереж обмежується значна кількість необхідних обчислювальних операцій і висока чутливість до точності математичної моделі ТС, взятої для її навчання. Методи останніх трьох груп не здатні забезпечити необхідні характеристики точності, швидкості та завадостійкості, що підтверджено експериментальними дослідженнями при моделюваннях електромагнітних процесів за розробленою моделлю ПВК струму. Зазначені недоліки і обмежені можливості відомих методів призвели до необхідності більш детального оцінювання спектральних характеристик ПВК струму.

За допомогою дискретних перетворень Фур'є досліджено спектральні характеристики вхідних та вихідних струмів ПВК струму при різних початкових фазах струму КЗ, різних значеннях залишкової індукції в магнітопроводі ТС за умов, коли в струмі КЗ відсутні завади (ідеальні умови) та за їх присутності

(робочі умови). Загалом виконано моделювання 163 випадків. На основі виконаного аналізу та порівняння результатів розрахунків спектральної щільності амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки вхідного та вихідного сигналів ПВК струму встановлено, що аналіз дискретизованого струму ПВК дискретним перетворенням Фур'є забезпечує одержання стійких до високочастотних завад спектральних характеристик ПВК.

Розроблено завадостійкий і точний метод виявлення в реальному часі насичення магнітопроводів ТС та визначення періодів та тривалості спотворення вторинних струмів ТС в складі ПВК струму за режиму КЗ в ЕЕС. Ефективність розробленого методу доведена моделюванням перехідних електромагнітних процесів в ПВК за різних видів симетричних і не симетричних КЗ.

Виконано аналіз перетворень струму КЗ на усіх етапах його проходження через ПВК і побудовано дискретну модель вихідного струму каналу в складі аперіодичної і періодичної складових основної частоти енергосистеми, спектра невідфільтрованих аналоговим фільтром вищих гармонік через обмеженість його кутової частоти зрізу і завад, що залишилися після фільтрації струму цим фільтром через неідеальність його частотних характеристик.

Побудована модель струму КЗ стала основною розробки методу визначення параметрів струму КЗ, що передбачає декілька кратне розв'язання лінійної постановки задачі МНК з трьома невідомими і дозволяє за короткий період часу (менше половини періоду основної частоти енергосистеми) визначити амплітуду періодичної складової струму КЗ, його фазу та сталу часу аперіодичної складової струму КЗ і побудувати за цими даними модель струму КЗ. Виконано експериментальну перевірку розробленого методу визначення параметрів струму КЗ шляхом звіряння одержаних цим методом значень параметрів моделей струмів КЗ за різних видів КЗ в ЕЕС з заданими значеннями цих параметрів при моделюванні електромагнітних процесів в трифазному ПВК. За результатами перевірки встановлено, що параметри періодичної складової струму КЗ в усіх досліджуваних випадках КЗ в ЕЕС оцінюються з похибкою не більше 3%, а значення сталої часу до 30%.

Розроблено метод підвищення в реальному часі точності ПВК струму за насичення магнітопроводів ТС, який ґрунтується на моделі струму КЗ, а також розроблених методах виявлення насичення магнітопроводу ТС, розрахунку параметрів струму КЗ та заміні вибірок струму на виході ПВК вибірками отриманими з моделі струму КЗ, відповідними періодам де, струм є спотвореним. Виконано експериментальну перевірку розробленого методу підвищення точності ПВК в перехідних режимах ЕЕС за насичення магнітопроводів його ТС шляхом розрахунку повних похибок ПВК без корекції і з корекцією його фазних струмів в усіх досліджуваних випадках КЗ в ЕЕС. Показано, що розроблений метод дозволяє зменшити повну похибку ПВК в перехідних режимах ЕЕС за насичення магнітопроводів його ТС з 70-90% до 6-15%.

Новизна роботи полягає в наступному. Вдосконалено побудовану на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона математична модель ТС шляхом опису його безгістерезисної ХН дробово-раціональною функцією другого порядку замість модифікованої функції Ланжевiна.

Розроблено математичну модель трифазного ПВК струму в складі розробленої в програмному середовищі Matlab Simulink моделі групи фазних ТС і розробленого програмного забезпечення, що виконує функції фільтрації вторинних струмів фазних ТС, їх дискретизації, цифрової обробки.

Розроблено метод виявлення в режимі реального часу насичення магнітопроводів фазних ТС та періодів і тривалості спотворення їх вторинних струмів в складі ПВК струму.

Розроблені методи онлайн визначення параметрів вхідних струмів ПВК за КЗ в ЕЕС та підвищення точності вимірювання струмів КЗ ЕЕС трифазних ПВК за насичення магнітопроводів його ТС.

Одержані в роботі результати у вигляді моделей, методів і програмних засобів впроваджено у МПП «АНІГЕР» під час розроблення нових модифікацій апаратно-програмних комплексів «Регіна», використані при виконанні низки науково-дослідних робіт, виконуваних в Інституті електродинаміки НАН України, а також в навчальному процесі Національного технічного університету

України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського». Розроблені в роботі моделі, методи, програмні засоби і рекомендації дозволяють: підвищити точність трифазних ПВК струму цифрових підстанцій в перехідних режимах ЕЕС за умов насичення магнітопроводів ТС; досліджувати та аналізувати електромагнітні процеси в ТС, групах ТС і ПВК струму за різних режимів роботи ЕЕС з урахуванням гістерезисних властивостей і залишкової індукції в магнітопроводах ТС; тестувати існуючі та розробляти нові більш досконалі методи та алгоритми функціонування різних типів захистів та систем моніторингу електричного обладнання цифрових підстанцій вхідними сигналами яких є струми ПВК; з високою точністю здійснювати моніторинг параметрів струмів КЗ з метою накопичення статистичних даних про аварії; здійснювати моніторинг магнітного стану магнітопроводів фазних ТС в складі ПВК; вибирати оптимальний спосіб аналітичного представлення характеристик намагнічування ТС, а також і інших електротехнічних пристроїв з феромагнітними системами з урахуванням кількості та якості вхідної інформації та характеру розв'язуваної задачі.

Ключові слова: трансформатор струму, група, первинний вимірювальний канал, коротке замикання, насичення, корекція, метод, точність.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВА

1. Паньків В. І., Танкевич Є. М. Виявлення в онлайн режимі насичення магнітопроводів високовольтних трансформаторів струму трифазних вимірювальних каналів електричних підстанцій в перехідних режимах енергосистем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 2. С. 63-71.

2. Паньків В. І., Танкевич Є. М. Спектральні характеристики первинних вимірювальних каналів струму високовольтних електричних підстанцій. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 13-20.

3. Танкевич Є. М., Яковлева І. В., Варський Г. М., Паньків В. І. Підготовка вхідної інформації для автоматичної корекції похибок вимірювальних каналів

струму систем курування електроенергетичними об'єктами. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 80-82.

4. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич. Є. М. Математична модель трансформатора струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 58-65.

5. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич. Є. М. Моделювання електромагнітних процесів в групах високовольтних трансформаторів струму. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2016. № 1, Вип. 124. С. 91-95.

6. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич. Є. М. Фактори, що визначають виникнення та значення залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму в умовах експлуатації. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 43. С. 5-13.

7. Паньків. В. І., Танкевич Є. М., Лутчин М. М. Апроксимація характеристик намагнічування трансформаторів струму. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 82-90.

8. Сопель М. Ф., Паньків В. І., Танкевич Є. М., Гречко В. В. Моделювання та мінімізація похибок високовольтних електромагнітних трансформаторів струму. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 47-54.

9. Stognii B., Pankiv V., Tankevych E., Iterative calculation of electromagnetic processes in the current transformer by the approximated magnetization curve. 2014 *IEEE International conference on intelligent energy and power system*. Kyiv, Ukraine, 2-6 June, 2014. P. 149-152.

10. Паньків В. І., Танкевич Є. М., Чернишева А. В. Спектральний аналіз струму трансформатора струму за умов насичення магнітопроводу. Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XIV Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів у місті Кременчук. Кременчук, 14-15 квітня 2016. С. 228-229.

11. Pankiv V. Determination of parameters of Jiles-Atherton model of ferromagnetic hysteresis. *Innovations in Science and Technology: the XIII*

International R&D students internet conference proceeding. Kyiv, 1-10 December, 2014. Pp. 84-86.

12. Баженов В. А., Паньків В. І. Питання розробки математичних моделей трансформаторів електричних систем. Доповіді за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електротехніки та автоматики. Київ, 21 листопада 2013. С. 134-136.

13. Баженов В. А., Паньків В. І. Використання теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона для моделювання електромагнітних процесів в трансформаторах струму. Доповіді за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. Київ, 1 грудня 2014. С. 66-68.

ANNOTATION

Pankiv V. I. Methods and means for increasing accuracy of current primary measuring channels of power system digital substations. – Qualifying scientific work published as manuscripts.

The thesis for the degree of a candidate of technical sciences (doctor of philosophy) in specialty 05.14.02. «Electric power stations, networks and systems». – Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, 2019.

The thesis is devoted to solving important for the electric power industry scientific problem of the development of scientific and technical bases for the construction of three-phase primary measuring channels (PMC) of digital substations aimed at the development of methods and means for increasing their accuracy under transient condition of electric power systems (EPS) with saturation of iron core of current transformers (CT), which allows to significantly reduce the error of measurement of fault currents, increase the reliability of digital substations automation and EPS as a whole.

In the work, the analysis of methods and means of increasing the accuracy of single-phase PMC with digital output was conducted, the results of which have found

that the most promising to achieve the work aim is using digital processing methods for processing PMC output currents, based on the mathematical model of fault current. It is established that the development of such methods requires, in turn, the availability of accurate high-speed means for determining the beginning of the entry of the CT iron core into the saturation and the calculation of the parameters of the fault current model, according to which occurs correction of output distorted current of the PMC.

Based on the analysis of sources and the structure of the composite error of PMC, it has been established that the most important contribution to this error is carried out by phase CTs, and important factors influencing its value are residual induction and induction of saturation of CT iron core. The mechanisms of appearance of residual induction and the phenomenon of self-demagnetization of iron core of CT under transient condition of EPS have been investigated. The factors determining the sign and value of residual induction of CT magnetic core have been established, and the necessity of creation the method of its calculation taking into account the factors influencing its value were substantiated. The reasons for the introduction of the CT iron core into the saturation and the effects of this phenomenon on the functioning of various types of protection and monitoring systems were investigated.

A complex of researches aimed at the development of a mathematical model of three-phase PMC of current was performed as a necessary and effective tool for the development and verification of the method for increasing the accuracy of PMC. In particular, a review and evaluation of various methods of analytical representation of the magnetization curves (MC) of iron core of CT were performed in terms of the validity of their application in mathematical modeling of electromagnetic processes in the CT in various ways, different in nature, of solvable problems. Examples of the analytical representation of the MC of iron core of CT were presented in several ways, and their comparative analysis was performed on the accuracy and simplicity of the implementation. An algorithm for the approximation of the CT MC based on the use of the Floater-Horman algorithm was proposed and adapted to the problems of simulation of electromagnetic processes in CT.

A brief analysis of the existing mathematical models of the CT and theories describing the processes of magnetization and hysteresis, which may be suitable for the development of such mathematical models was presented. Using an approximated magnetization curve, an iterative CT mathematical model was developed. Model is invariant to the method of analytical representation of the MC and is intended for approximate calculations and investigation of electromagnetic processes in CT, without taking into account hysteresis and eddy currents losses.

A brief description and basic equations of the Jiles-Atherton theory of ferromagnetic hysteresis, as well as information on its application in world practice for constructing a mathematical model of CT, calculations and investigations of electromagnetic processes in this kind of equipment were presented. The improvement of the mathematical model of CT based on the theory of Jiles-Atherton ferromagnetic hysteresis was proposed and substantiated, by describing its anhysteresis MC with the second order rational function instead of the modified Langevin function. According to the developed and improved models of CT for CT of TFKN-330 type were calculated secondary currents for different types and parameters of fault currents, as well as secondary loads and values of residual induction in the iron core of CT.

A short analysis of disadvantages of existing mathematical models of the group of CT was presented, including the use of simplified analytical representation of MC of phase CT (rectangular, straightened, polynomials of various orders) and the impossibility of taking into account the effect of residual induction in the iron cores of CTs of group. With the use of the improved CT model, a computer model of the three phase group of CTs was developed in Matlab Simulink software environment, which, unlike the known ones, allows to consider the CTs interaction in the group and conduct complex investigation the transient electromagnetic processes in each CT of group, taking into account the hypothesis of the iron core, the value and the sign of residual induction in them. The results of calculation of secondary currents, MCs for each phase CT and the current of the zero wire of the group of CTs where phase CT of TFNK-330 type with the connection of their secondary loads according to the «star» scheme were

presented. The calculation was made for the case of short circuit between phases and various combinations of values and signs of residual induction in CTs iron cores.

Using the developed model of group of CTs, a model of three-phase PMC of current in the composition of the specified model of group of CTs and developed software, which performs the functions of filtering secondary currents of phase CTs, their discretization and digital processing was developed. In the developed software for modeling the effect of the analog filter of PMC, the algorithm of the fourth-order Butterworth digital filter model was implemented, whose function is the filtration of the secondary phase currents of CTs of group. Simulation of an analog-to-digital converter was carried out by linear interpolation of filtered by filter data and sampling of currents values with the same period (sampling period), according to the required sampling rate of analog-to-digital converter. Transient currents were calculated in three-phase PMC for single-phase short circuit of phase C for a case where the fault current contains white Gaussian noise with the signal to noise ratio equal to 15 dB. These models allow to investigate and analyze electromagnetic processes in CT, groups of CTs and three-phase PMC of current in different conditions of EPS, taking into account hysteresis and residual induction in CTs iron cores.

Theoretical analysis and experimental research of the characteristics and possibilities of a number of known methods for detecting the saturation of CT iron core have been fulfilled. Depending on the approaches based on these methods, they were conventionally divided into five groups: methods based on the use of discrete wavelet transform and the theory of mathematical morphology; methods based on the use of artificial neural networks; methods based on the use of digital filters and discrete Fourier transforms; methods based on derivatives of secondary current; methods based on the analysis of secondary current symmetry.

It has been established that in order to ensure the possibility of using the methods of the first two groups, their further development and improvement is necessary. The universal use of artificial neural networks is limited through the necessity of large computational efforts and high sensitivity to the accuracy of the mathematical model of CT taken for her training. The methods of the last three groups are not able to provide

the necessary characteristics of accuracy, speed and noise immunity, which was confirmed by experimental studies in simulations of electromagnetic processes according to the developed model of PMC of current. These disadvantages and limited possibilities of known methods led to the need for a more detailed assessment of the spectral characteristics of PMC of current.

Using discrete Fourier transform, the spectral characteristics of the input and output currents of the PMC of current were modelled under different initial fault angles of fault currents, the various values of residual induction in the CT iron core, under conditions in which there are no any noise (ideal conditions) and in their presence (working conditions) in the fault currents. In total, 163 cases were investigated. Based on the performed analysis and comparison of the results of the calculations of the spectral density of the amplitudes of the DC component and the second harmonic of the input and output currents of the PMC of current, it has been established that the analysis of the discrete current of the PMC using discrete Fourier transform provides obtaining spectral characteristics of PMC resistant to high frequency noise.

The noise immunity and accurate method of real-time detecting the saturation of CT iron core and the determining the periods and duration of distortion of secondary currents of CTs as part of PMC of current under the short circuit in the EPS was developed. The efficiency of the developed method is proved by simulation of transient electromagnetic processes in PMC for different types of symmetrical and asymmetrical short-circuit.

The analysis of transformations of a fault current in all stages of its passage through the PMC was done and the discrete model of an output current of channel was constructed which consists of the DC component, periodic component of the main frequency of the power system, the spectrum of the filtered by the analogue filter of higher harmonics due to the limitation of its cutoff frequency and the noise remaining after the current filtration because of the non-ideality of its frequency-domain characteristics.

The substantiated model of the fault current was the basis of the development of the method for estimating the parameters of the fault current, which involves several

solutions of the linear formulation of the least squares method with three unknowns and allows for a short period of time (less than half the period of main frequency of power system) to determine the amplitude of the periodic component of the fault current, its angle and time constant of DC component of the fault current and build a model of fault current based on these data. The experimental verification of the developed method for determining the parameters of fault current was performed by comparing the values of the parameters of the model of currents obtained by this method for different types of fault currents in the EPS with the given values of these parameters under the simulation of electromagnetic processes in a three-phase PMC. According to the results of the verification, it has been established that the parameters of the periodic component of the fault current in all investigated cases of the CT in the EPS were estimated with an error of not more than 3%, and the value of the time constant of the DC component of fault current – up to 30%.

A method of real-time increasing the accuracy of the PMC of current under the saturation of the iron cores of the CTs, was developed is based on the model of fault current, as well as the developed methods for detecting the saturation of CTs iron cores, the calculation of the parameters of fault current and replacement the current samples at the output current of PMC by ones received from the model of fault current, where the current is distorted. The experimental verification of the developed method of increasing the accuracy of PMC under transient condition of EPS and saturation of iron cores of its CTs was provided by calculating the composite errors of the PMC with and without correction of its phase currents in all investigated cases of fault in the EPS. It is shown that the developed method allows to reduce the total error of PMC under transient condition of EPS and saturation of iron cores of its CTs from 70-90% to 6-15%.

The novelty of the work is as follows. Based on the theory of the Jiles-Atherton ferromagnetic hysteresis mathematical model of CT was perfected by the description of its anhysteresis MC by second order rational function instead of the modified Langevin function. A mathematical model of a three-phase PMC of current was developed composed of the model of the group of CTs developed in the Matlab

Simulink software environment and developed software, which performs the functions of filtration of secondary currents of CTs, their discretization and digital processing.

The method of real-time detection of the saturation of iron cores of phase CT and the periods and duration of distortion of their secondary currents as part of PMC of current was developed. The methods of real-time determination of the parameters of the input currents of PMC under the short-circuit in the EPS and the increasing the accuracy of measuring the fault currents of three-phase PMC under the short-circuit in EPS and saturation of CTs iron cores were developed.

The obtained results in the form of models, methods and software were implemented at MPP «ANIGER» during the development of new modifications of «Regina» devices, used during the execution of a number of research works carried out at the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, as well as in the educational process of the National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kiev Polytechnic Institute».

The models, methods, software tools and recommendations developed and presented in the thesis allow: to increase the accuracy of the three-phase PMC of current of digital substations under the transient conditions of the EPS and saturation of the iron core of the CT; to investigate and analyse electromagnetic processes in CT, groups of CTs and three-phase PMC of current in different conditions of EPS, taking into account hysteresis and residual induction in CT iron core; to test existing and develop new and more advanced methods and algorithms for the functioning of various types of protection and monitoring systems of electrical equipment of substations, where input signals are currents of PMC; to monitor the magnetic state of CTs iron cores as part of PMC; to choose the optimal method of analytical representation of MC of CT, as well as other electrical devices with ferromagnetic systems, taking into account the quantity and quality of the input information and the nature of the problem to be solved.

Key words: current transformer, group, primary measuring channel, fault current, saturation, correction, method, accuracy.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	20
ВСТУП.....	21
РОЗДІЛ 1 ПРОБЛЕМАТИКА ВИКОРИСТАННЯ ТА МІНІМІЗАЦІЇ ПОХИБОК ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ СТРУМУ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ПІДСТАНЦІЙ З ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМИ ТРАНСФОРМАТОРАМИ СТРУМУ.....	29
1.1 Визначення структури сумарної похибки вимірювання струмів первинним вимірювальним каналом, характеристик та моделей джерел його окремих складових.....	29
1.2 Умови виникнення і збереження залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму. Методи її визначення, контролю та зменшення.....	33
1.3 Причини насичення магнітопроводів трансформаторів струму та його вплив на функціонування релейного захисту та засоби моніторингу.....	37
1.4 Методи та способи підвищення точності вимірювання струму в перехідних режимах енергосистем.....	42
1.5 Визначення напрямків та формування основних завдань досліджень.....	50
1.6 Висновки до розділу.....	52
РОЗДІЛ 2 МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ТРИФАЗНИХ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛАХ СТРУМУ	55
2.1 Способи представлення характеристик намагнічування магнітопроводів трансформаторів струму.....	57
2.1.1 Представлення безгістерезисної та початкової характеристик намагнічування.....	60
2.1.2 Представлення основної петлі гістерезису.....	70

2.2	Моделювання електромагнітних процесів в трансформаторах струму.....	72
2.2.1	Модель на основі апроксимованої характеристики намагнічування.....	72
2.2.2	Модель на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона.....	75
2.3	Моделювання електромагнітних процесів в трифазному первинному вимірювальному каналі струму.....	80
2.3.1	Модель групи трансформаторів струму	80
2.3.2	Модель трифазного первинного вимірювального каналу струму.....	82
2.4	Висновки до розділу.....	85
РОЗДІЛ 3 ВИЯВЛЕННЯ НАСИЧЕННЯ МАГНІТОПРОВОДІВ		
ТРАНСФОРМАТОРІВ СТРУМУ ПЕРВИННОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ.....		
87		
3.1	Аналіз властивостей та характеристик методів виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму.....	87
3.2	Спектральні характеристики первинного вимірювального каналу струму.....	94
3.2.1	Спектральні характеристики за ідеальних умов.....	94
3.2.2	Спектральні характеристики за присутності високочастотних завад.....	98
3.3	Метод виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму у складі первинного вимірювального каналу.....	101
3.4	Висновки до розділу.....	106
РОЗДІЛ 4 ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ТРИФАЗНИХ ПЕРВИННИХ		
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ ЗА УМОВ НАСИЧЕННЯ		
МАГНІТОПРОВОДІВ ТРАНСФОРМАТОРІВ СТРУМУ.....		
109		
4.1	Обґрунтування вибору моделі струму короткого замикання.....	109
4.2	Метод визначення параметрів моделі струму короткого замикання.....	112

4.3	Експериментальна перевірка методу розрахунку параметрів моделі струму короткого замикання.....	118
4.4	Вплив часу затримки виявлення моменту початку короткого замикання на розрахунок значень коригувальних вибірок вихідного струму первинного вимірювального каналу.....	124
4.5	Метод мінімізації впливу насичення магнітопроводів трансформаторів струму на точність первинного вимірювального каналу	126
4.6	Порівняльний аналіз похибок первинного вимірювального каналу струму за насичення магнітопроводів трансформаторів струму з та без корекції.....	129
4.7	Висновки до розділу.....	134
	ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	136
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	140
	ДОДАТОК А Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	155
	ДОДАТОК Б Порівняння способів представлення характеристик намагнічування магнітопроводів трансформаторів струму.....	157
	ДОДАТОК В Моделювання електромагнітних процесів за допомогою моделі трансформаторі струму з апроксимованою характеристикою намагнічування.....	166
	ДОДАТОК Д Моделювання електромагнітних процесів за допомогою моделі трансформаторі струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона.....	169
	ДОДАТОК Е Моделювання електромагнітних процесів в групі трансформаторів струму.....	175
	ДОДАТОК Ж Моделювання електромагнітних процесів в первинному вимірювальному каналі струму.....	178
	ДОДАТОК З Практичне застосування результатів роботи.....	180

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ВГ – вищі гармоніки;

ГТС – група трансформаторів струму;

ДПФ – дискретні перетворення Фур'є;

ЕЕО – електроенергетичний об'єкт;

ЕЕС – електроенергетична система;

ЕМП – електромагнітний процес;

ІН – індекс насичення;

КЗ – коротке замикання;

ММ – математична модель;

МЕК – міжнародна електротехнічна комісія;

МНК – метод найменших квадратів;

МП – магнітопровід;

ПВК – первинний вимірювальний канал;

ПЗ – програмне забезпечення;

РЗ – релейний захист;

РЗА – релейний захист та автоматика;

СЩ – спектральна щільність;

ТС – трансформатор струму;

ХН – характеристика намагнічування;

ШНМ – штучна нейронна мережа;

CIGRE – conseil international des grands réseaux électriques;

IEEE – institute of electrical and electronics engineers;

SNR – signal to noise ratio.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. В основу надійного, безпечного та економічно ефективного енергозабезпечення провідних країн світу сьогодні покладено впровадження нових інформаційних технологій керування і побудова інтелектуальних електроенергетичних систем (ЕЕС). Базовим елементом інтелектуальних ЕЕС є цифрові підстанції, в яких представлення, обробка і обмін усією інформацією здійснюється в цифровій формі у відповідності до вимог стандартів міжнародної електротехнічної комісії (МЕК) [91, 99, 138]. Створення цифрових підстанцій вважається наступним етапом комплексної автоматизації ЕЕС і цим активно займаються в усьому світі. Необхідною умовою побудови та розвитку цифрових підстанцій є впровадження трифазних первинних вимірювальних каналів (ПВК) струму з цифровим виходом. Призначенням ПВК є одержання з потрібною точністю, швидкістю та надійністю кількісної інформації про контрольовані процеси в первинній високовольтній мережі, її попередня цифрова обробка і видача спеціалізованим пристроям цифрових систем комплексної автоматизації підстанцій – моніторингу, релейного захисту, диспетчерського та протиаварійного керування. Ключовими елементами ПВК є первинні перетворювачі струму (давачі струму), оскільки саме вони вносять визначальний внесок в утворення похибки передачі вимірювальної інформації від контрольованої електромережі до зазначених систем. Стандарти МЕК передбачають можливість виконання ПВК з первинними перетворювачами струму, побудованими з використанням різних фізичних ефектів – Фарадея, електромагнітного, електрооптичного та ін.

Оскільки сьогодні в Україні відсутня наукова та промислова база для побудови давачів струму з використанням ефектів, відмінних від електромагнітного, а в експлуатації знаходяться сотні тисяч електромагнітних трансформаторів струму (ТС), а також наявні значні потужності з їх виробництва, то для національної електроенергетики найбільш реалістичним і

економічно виправданим напрямком є побудова та експлуатація ПВК на основі електромагнітних ТС.

В ІЕД НАНУ розроблена теорія і цілий ряд нових ТС з зазором в їх магнітопроводах, призначених для роботи з заданою точністю як в усталених, так і перехідних режимах ЕЕС, створено основи теорії ПВК струму з цифровим виходом, а також розроблено новий перспективний давач струму такого ПВК. Вагомий вклад в створення теоретичного базису та проведення низки досліджень ПВК струму з цифровим виходом належить вченим таких зарубіжних університетів, як Вірджинія Тек, (США), Мьонджі і Гахон, (Південна Корея), Йоркського (Канада), Тегеранського (Іран), Вроцлавського технологічного (Польща) та ін.

Однак до сих пір залишається невирішеною дуже важлива для надійного функціонування систем релейного захисту проблема забезпечення точної роботи ПВК з ТС з суцільним магнітопроводом в перехідних режимах ЕЕС за умов насичення їх магнітопроводів аперіодичною складовою струму КЗ і наявності в них залишкової індукції. Саме насичення магнітопроводів ТС і було причиною аварії на Ростовській АЕС (Росія) в листопаді 2014 року [11]. Розв'язанню цієї актуальної для електроенергетики проблеми присвячено це дослідження.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами.

Теоретичні дослідження і конкретні практичні розробки здійснювалися в процесі виконання у відділі автоматизації електричних систем Інституту електродинаміки НАН України планових НДР різних видів наукової тематики: «Об'єднання-2», № ДР 0113U005033, 2013-2015 р.р.; «Інтелмер», № ДР 0112U002291, 2012-2016 р.р.; «Синхрон-2», № ДР 0112U008206, 2013-2017 р.р.; «Об'єднання-3», № ДР 0116U006585, 2016-2018 р.р.; «Метеор», № ДР 0117U007712, 2018-2022 р.р.; «Інтелмер-2», № ДР 0117U002583, 2017-2021 р.р.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розвиток науково-технічних основ побудови високовольтних трифазних первинних вимірювальних каналів струму цифрових підстанцій в напрямку розробки методів і засобів підвищення їх точності в перехідних режимах

електроенергетичних систем за умов насичення магнітопроводів трансформаторів струму.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати наступні задачі:

- провести аналіз характеристик існуючих методів і засобів підвищення точності ПВК і обґрунтування необхідності розробки нового методу;
- дослідити умови функціонування ПВК і електромагнітних ТС в їх складі в перехідних режимах ЕЕС;
- провести аналіз структури повної похибки вимірювання струмів ПВК, моделей та характеристик їх складових;
- дослідити умови виникнення і збереження залишкової індукції в магнітопроводах ТС і причин їх насичення;
- провести аналіз впливу насичення магнітопроводів ТС на функціонування пристроїв моніторингу і релейного захисту та характеристик методів боротьби з наслідками цього впливу;
- розробити математичні моделі фазного ТС, групи ТС і трифазного ПВК з цифровим виходом;
- провести аналіз та порівняти способи аналітичного представлення характеристик намагнічування (ХН) магнітопроводів ТС;
- виконати математичне моделювання електромагнітних процесів в окремому фазному ТС, трифазній групі і ПВК;
- провести аналіз характеристик існуючих методів виявлення насичення магнітопроводів ТС;
- розробити метод виявлення насичення магнітопроводів ТС та визначення періодів і тривалості спотворення їх вторинних струмів у складі ПВК;
- розробити метод розрахунку параметрів струму КЗ;
- розробити метод мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС на точність трифазного ПВК з цифровим виходом.

Об'єкт дослідження – електромагнітні процеси в трифазних первинних вимірювальних каналах струму цифрових підстанцій.

Предмет дослідження – методи підвищення точності первинних вимірювальних каналів струму за насичення магнітопроводів трансформаторів струму.

Методи дослідження. При розв'язанні поставлених задач використовувалися теоретичні та експериментальні методи досліджень: метод найменших квадратів при розрахунку коефіцієнтів емпіричних формул аналітичного представлення ХН магнітопроводів ТС заданої табличними даними; інтерполяція табличних даних ХН магнітопроводів ТС для аналітичного представлення ХН магнітопроводів ТС; аналіз результатів порівняння способів аналітичного представлення ХН з метою розробки рекомендацій правомірності їх застосування в розв'язуваних задачах; чисельне диференціювання та інтегрування при розробці спрощеної математичної моделі ТС на основі апроксимованої ХН; системний аналіз структури трифазного ПВК струму та його окремих елементів при розробленні математичної моделі ПВК; фільтрація струмів ПВК розробленим алгоритмом цифрового фільтру Батерворса четвертого порядку для моделювання дії аналогових фільтрів ПВК; лінійна інтерполяція відфільтрованих струмів ПВК з метою відбору з рівним періодом часу дискретних значень струму для моделювання дії аналогово-цифрового перетворювача ПВК; математичне моделювання електромагнітних процесів у фазному ТС, групі фазних ТС та трифазному ПВК струму; дискретні перетворення Фур'є при дослідженні спектральних характеристик ПВК струмів в перехідних режимах роботи ЕЕС та за умов насичення магнітопроводів його фазних ТС; аналіз спектральних характеристик струмів ПВК з метою встановлення надійних та стійких до завад критеріїв для розробки методу виявлення насичення магнітопроводів ТС ПВК.

Наукова новизна одержаних результатів міститься в наступних положеннях:

- вдосконалено математичну модель трансформатора струму, яка побудована на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона, шляхом аналітичного опису його безгістерезисної характеристики

намагнічування дробово-раціональною функцією другого порядку замість модифікованої функції Ланжевiна, що дає змогу зменшити похибку апроксимації в 1.3-5.8 разів в залежності від марки сталі магнітопроводу ТС і підвищити достовірність розрахунків електромагнітних процесів в трансформаторах струму;

- вперше розроблено комплексну математичну модель трифазного первинного вимірювального каналу струму в складі моделі групи трансформаторів струму з уточненим описом їх безгістерезисних характеристик, моделей аналогових фільтрів та аналого-цифрових перетворювачів, що дозволяє досліджувати електромагнітні процеси в каналі з урахуванням взаємодії трансформаторів струму в групі, впливу залишкової індукції і гістерезисних властивостей магнітопроводів трансформаторів струму, фільтрації, дискретизації струмів, та виконувати їх подальшу цифрову обробку;

- розроблено новий метод виявлення в квазіреальному часі насичення магнітопроводів фазних трансформаторів струму та періодів і тривалості спотворення їх вторинних струмів в складі первинного вимірювального каналу, який на відміну від існуючих полягає в розрахунку і порівнянні спектральних щільностей амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки вихідних струмів первинного вимірювального каналу в доаварійному режимі і режимі короткого замикання в електроенергетичній мережі і характеризується вищою точністю, завадостійкістю та меншою кількістю обчислювальних операцій;

- вперше розроблено метод визначення в квазіреальному часі параметрів домінуючих в струмі короткого замикання аперіодичної складової та періодичної складової основної частоти, який полягає у фіксації дискретних вибірок струму короткого замикання з моменту його виявлення, кумулятивному формуванні з них від трьох до шести вікон даних та розрахунку зазначених параметрів шляхом розв'язання лінійної постановки задачі методом найменших квадратів з даними кожного вікна, що дає змогу з високою точністю оцінювати параметри струму короткого замикання за різних його видів та присутності завад;

- розроблено новий метод мінімізації впливу насичення трансформаторів струму на точність трифазного первинного вимірювального каналу, що ґрунтується на комплексному використанні методу виявлення короткого замикання, розроблених методів визначення параметрів струмів короткого замикання, виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму та корекції струмів на виході каналу, який характеризується стійкістю до завад у струмах на виході каналу, наперед визначеною кількістю обчислювальних операцій та потребує незначних витрат часу і дозволяє зменшити повну похибку каналу за насичення магнітопроводів фазних трансформаторів струму з 70-90% до 6-15%.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що запропоновані в роботі моделі, методи, алгоритми, програмні засоби та рекомендації дозволяють: досліджувати та ретельно аналізувати електромагнітні процеси в ТС, групах ТС і ПВК струму за різних режимів роботи ЕЕС з урахуванням гістерезисних властивостей і залишкової індукції в магнітопроводах ТС; розширити функціональні можливості систем онлайн моніторингу параметрів та стану електричного обладнання підстанцій, підвищити надійність функціонування систем релейного захисту, автоматики та систем автоматичного керування, підвищити рівень технічної досконалості ПВК струму і систем комплексної автоматизації цифрових підстанцій в цілому, а також запобігти аваріям на них, спричиненим насиченням ТС.

Одержані в роботі результати впроваджено у МПП «АНІГЕР» під час розроблення нових модифікацій апаратно-програмних комплексів «Регіна», використано при виконанні низки науково-дослідних робіт в Інституті електродинаміки НАН України, а також в навчальному процесі Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського».

Особистий внесок здобувача. Наукові положення, що містяться в дисертації, одержані здобувачем самостійно. В роботах, опублікованих в співавторстві, автору належать наступні результати: [32] – дослідження та

порівняння характеристик існуючих методів виявлення насичення магнітопроводів ТС та розроблення і дослідження нового, завадостійкого методу виявлення насичення магнітопроводів ТС у складі трифазного ПВК струму; [33] – дослідження спектральних характеристик ПВК за насичення магнітопроводу ТС за ідеальних умов та з урахування впливу високочастотних завад; [53] – розроблення програмного забезпечення підготовки вхідної інформації для модуля автоматичної корекції похибок ПВК струму; [50] – дослідження способів аналітичного представлення безгістерезисної ХН на розрахунок вторинних струмів ТС, удосконалення математичної моделі ТС на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона та розроблення методики розрахунку її параметрів; [48] – розроблення моделі групи ТС та дослідження електромагнітних процесів за нею в ТС; [49] – дослідження факторів та причин виникнення явища залишкової індукції в магнітопроводах ТС, її впливу на функціонування пристроїв, підключених до вторинної обмотки ТС, та можливості саморозмагнічування магнітопроводів ТС в процесі експлуатації; [34] – дослідження способів аналітичного представлення ХН магнітопроводів ТС; [41] – аналіз існуючих математичних моделей ТС та методів підвищення їх точності; [141] – розроблення ітераційної математичної моделі ТС на основі апроксимованої ХН; [31] – дослідження спектральних характеристик ТС за перехідних режимів роботи ЕЕС; [125] – аналіз методу розрахунку параметрів математичної моделі феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона; [6] – дослідження можливості застосування теорії Прейзаха для моделювання електромагнітних процесів в ТС; [7] – дослідження можливості застосування теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона для моделювання електромагнітних процесів в ТС.

Апробація результатів дисертації. Основні результати досліджень, що включені до дисертації, оприлюднені на: Міжнародній науково-технічній конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики (Київ, 2013, 2014); XIII International R&D students internet conference proceeding on "Innovations in Science and Technology"

(Kyiv, 2014); IEEE International conference on "Intelligent energy and power systems" (Kyiv, 2014); XIV Міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених і спеціалістів «Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації» (Кременчук, 2016).

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота викладена на 184 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 4 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 7 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 137 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 4 таблицями, 58 рисунками. Список використаних джерел містить 150 найменування, з них 53 кириллицею та 97 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ПРОБЛЕМАТИКА ВИКОРИСТАННЯ ТА МІНІМІЗАЦІЇ ПОХИБОК ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ СТРУМУ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ПІДСТАНЦІЙ З ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМИ ТРАНСФОРМАТОРАМИ СТРУМУ

1.1 Визначення структури сумарної похибки вимірювання струмів первинним вимірювальним каналом, характеристик та моделей джерел його окремих складових

Первинний вимірювальний канал струму – ланцюг перетворень струму, який обов’язково включає в себе первинне вимірювальне перетворення вимірюваного струму і може закінчуватися на будь-якій операції перетворення [40]. На початкових етапах зародження вимірювання струму в ЕЕС до ПВК струму можна було віднести тільки первинний вимірювальний перетворювач, який в аналоговій формі по лініях зв’язку подавав струм на електромагнітні або магнітоелектричні пристрої для виконання певних функцій. Проте, з появою мікропроцесорних пристроїв та значного росту методів обробки цифрових сигналів, аналоговий сигнал проходить ряд додаткових видозмін для представлення в цифровій формі, яка обробляється методами з метою одержання необхідної інформації. В даний час практично кожний цифровий пристрій, який встановлений на підстанції отримує інформацію від ПВК.

Найбільш вживана схема ПВК струму зі структурою паралельно-послідовної дії (комутаторна або багатоточкова), яка є найбільш характерною для вимірювально-інформаційних систем цифрових підстанцій ЕЕС [52]. Така структурна схема ПВК струму у складі типового цифрового вимірювального пристрою представлена на рис. 1.1.

Схема рис. 4.1, побудована з основних елементів, які виконують типові функціональні перетворення. Подвійні лінії відображають канали обміну цифровою інформацією між ПВК струму, що складається з аналогової та

аналогово-цифрової частини і апаратно-програмним забезпеченням цифрового вимірювального пристрою, яке передбачає цифрову обробку сигналів.

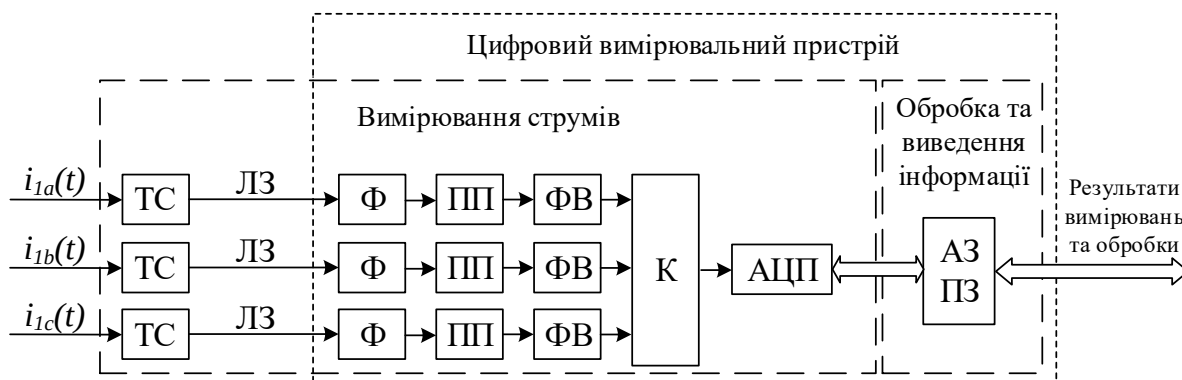


Рис. 1.1. Структурна схема ПКВ струму

Ф – низькочастотний фільтр; ПП – проміжний перетворювач; ФВ – фіксатор вибірок; К – комутатор; АЦП – аналогово-цифровий перетворювач; АЗ – апаратне забезпечення; ПЗ – програмне забезпечення

Першим, найбільш вагомим перетворенням є проходження аналогових фазних струмів мережі $i_{1a}(t), i_{1b}(t), i_{1c}(t)$ через ТС, які слід розглядати як нелінійні елементи і в різних режимах роботи ЕЕС вони вносять різні похибки у трансформацію струму. Далі по лініях зв'язку струм в аналоговій формі подається до цифрового пристрою, де струм фільтрується за допомогою низькочастотних аналогових згладжувальних фільтрів.

Низькочастотні фільтри проектуються з кутовою частотою зрізу не більшою половини частоти дискретизації АЦП і зазвичай виконуються пасивними (набір послідовно-паралельного з'єднання конденсаторів і резисторів) або активними (в своїй схемі додатково містять операційні підсилювачі). Часто вживаними низькочастотними згладжувальними фільтрами є активні фільтри різних порядків Баттерворта, Чебишева і пасивні RC фільтри [127] та ін.

Основною функцією фільтрів є зріз певного спектру вищих гармонік (ВГ) та завад у вигляді високочастотного шуму аналогових вторинних струмів ТС. На даному етапі відбувається втрата певного об'єму інформації, яка зазвичай є непотрібною, складною для обробки та надлишковою для зберігання. Таким чином аналоговий фільтр вносить вимушену похибку у вимірювання струмів

ПВК струму. У зв'язку з цим модель трифазного ПВК струму повинна враховувати вплив аналогових фільтрів на трансформацію струму в ПВК.

Після фільтрації від високочастотного шуму та вищих гармонік, струми в аналоговій формі потрапляють до проміжних перетворювачів, які є обов'язковим елементом ПВК струму. Проміжний перетворювач виконує точне перетворення вхідного сигналу, в сигнал придатний для обробки в АЦП, а також гальванічний поділ первинних і вторинних кіл. Існує значна кількість проміжних перетворювачів, які використовуються для даної цілі, зокрема це може бути: пояс Роговського з інтегратором; ТС з лінійними характеристиками навантажений шунтом; двохобмотковий ТС навантажений операційним підсилювачем; триобмотковий ТС з електронною компенсацією похибки; ТС з магнітним модулятором та ін. [52]. В загальному проміжні перетворювачі характеризуються високою точністю в усіх режимах роботи ПВК і тому їх похибки можна описувати як статичні або нехтувати ними.

В ПВК струму (рис. 1.1) вимірювання виконується не одночасно, оскільки підключення струмів до АЦП здійснюється по черзі комутатором К. З метою усунення цього недоліку у ПВК перед комутатором вводять пристрій вибірки та зберігання (фіксатор вибірки), функцією якого є зберігання протягом деякого часу миттєвих значень вхідного сигналу в АЦП.

У випадку спорудження загальної внутрішньо-підстанційної шини обробки даних, чи так званих пристроїв «mergening unit», які виконують частково функції шини обробки даних і подають сигнали різним пристроям на підстанції у вигляді цифрових сигналів безпосередньо, комутатор К слід не використовувати і встановлювати АЦП на кожний фазний струм. Це хоч і є затратним варіантом конструкції ПВК, проте більш надійним і точним, що необхідно для цих пристроїв.

Принциповою особливістю АЦП є його довжина слова виражена в бітах. Ця довжина слова впливає на здатність АЦП до відтворення аналогового сигналу в досить докладному цифровому поданні. Найбільш широковживаним і комерційно доступним на сьогоднішній день є 12 бітні АЦП послідовного

наближення, хоча на ринках вже доступні і 16 бітні. Крім того в останні роки широко почали розповсюджуватись дельта-сігма АЦП, які використовують 1 біт аналогово-цифрового перетворення, що робить ці перетворювачі дуже простими, точним і дешевими [127].

Іншою важливою характеристикою АЦП є частота дискретизації, яка зростає стабільно протягом багатьох років починаючи зі швидкості 12-и вибірок за період номінальної частоти енергосистеми до значень 128 або 256 вибірок за період в більш сучасних АЦП. Проте в ближчому майбутньому на ринок почнуть поступати АЦП з вищими частотами дискретизації, що призведе до підвищення точності відтворення вхідного сигналу у цифровому вигляді [128].

АЦП можна описати як статичний блок, для визначення поведінки якого достатньо задати відгук на статичні сигнали. Таке припущення цілком правдиве для АЦП, для яких час фіксації миттєвого значення сигналу значно менший за характерний час зміни вимірюваного сигналу.

Після АЦП вимірюваний струм в дискретній формі поступає в програмне забезпечення (ПЗ) цифрового пристрою, яке виконує обробку вибірок струму різноманітними методами (вибирається заводом виробником відповідно до функцій, які цифровий пристрій повинен виконувати) задля отримання специфічних оцінок і створення керуючих, попереджувальних чи інших сигналів і т. д. На даному етапі також можлива втрата інформації через похибки, які вносять математичні методи, а також розроблені на їх базі алгоритми.

Таким чином, проаналізувавши структуру сумарної похибки ПВК струму, можна стверджувати, що елементом, який вносить найбільший внесок в її значення є електромагнітний ТС, проблеми використання якого більш детально будуть описані в наступних підрозділах. Вагомий вплив в трансформацію струму вносить обраний аналогово-цифровий перетворювач а також згладжувальний аналоговий фільтр. Таким чином ці складові повинні бути враховані при створенні математичної моделі ПВК струму та дослідженні електромагнітних та інших трансформаційних процесів в ньому.

1.2 Умови виникнення і збереження залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму. Методи її визначення, контролю та зменшення [49]

Залишкова індукція B_r в МП ТС є одним з основних та важливих параметрів, що впливають на метрологічні характеристики ТС. Дослідженням цього явища присвячено значну кількість праць, зокрема [5, 36, 42, 45, 46, 59, 64 та ін.]. Незважаючи на це залишкова індукція є проблемним питанням і до сих пір.

В праці [5] проведено вагомі експериментальні дослідження, де більш як зі ста ТС, які експлуатувались в електричних мережах класів напруги від 10 до 330 кВ були одержані значення фактичної залишкової індукції. В результаті цих досліджень було встановлено, що залишкова індукція присутня у всіх ТС, а її значення коливалось від 30 до 88% від максимально можливого B_{rmax} . В праці [148] відмічається, що експериментальними дослідження, проведеними канадським енергопідприємством, було виявлено, що більше як 50% їх діючих ТС працюють з залишковою індукцією, яка перевищує 50% від максимального значення B_{rmax} . В [102] стверджується, що при повірці 141 ТС на клас напруги 230 кВ у 27% був присутній магнітний потік, що складав 60-80% максимально залишкового потоку.

Основні причини і умови виникнення залишкової індукції узагальнено та описано в праці [49], де відображено процес її виникнення за різних початкових умов (пошкоджень в ЕСС). Залишкова індукція, яка утворилась внаслідок вимкнення пошкодження, як свідчать праці [5, 36, 42, 45, 46, 64], може зберігатись невизначено довго. В усталених режимах вона погіршує метрологічні характеристики ТС, а в перехідних режимах може двояко впливати на трансформацію первинного струму. У випадку, якщо залишкова індукція в МП має протилежний знак до полярності струму короткого замикання (КЗ) в ЕСС чи кидка струму намагнічування силового трансформатора, то це значно покращує трансформацію первинного струму на перших періодах перехідного

процесу в порівнянні з випадком її відсутності. У випадку, коли полярність залишкової індукції співпадає з полярністю зазначених струмів, спостерігається значне насичення, починаючи з першого періоду [49].

Відомо, що стандарти [19, 87] регламентують похибки ТС в усталених режимах роботи, проте вони регламентовані для розмагнічених МП ТС. В усталених режимах роботи ЕЕС за наявності залишкової індукції в МП ТС, погіршення метрологічних характеристик ТС відбувається через те, що нахил часткових петель гістерезису є дещо більший ніж при її нульовому значенні, про що зазначалось в праці [36]. Це супроводжується зростанням струму намагнічування $i_0(t)$ і відповідно похибок ТС. В праці [37] на основі порівняння експериментально визначених похибок ряду двох типів ТС для вимірювань з розмагніченими, згідно вимог стандартів [19, 87], МП і похибок ТС з максимальною індукцією насичення осердь, спричиненою протіканням струму КЗ, зроблено висновок про можливість виходу похибок ТС з класу точності після протікання струмів КЗ. Там же зазначено, що час розмагнічування ТС для вимірювань визначається величиною первинного струму, потужністю вторинного навантаження, конструктивними параметрами і характеристиками електромагнітної системи ТС.

Явище та можливість саморозмагнічування ТС досліджувались в працях [36, 37, 46]. Дослідженнями [36] встановлено, що залишкова індукція в МП ТС, після вмикання первинного струму основної частоти зменшувалась на протязі 4-5 періодів до деякого значення, що надалі залишалось незмінним. В праці [46] експериментальними дослідженнями було встановлено, що за відсутності в кривій $H = f(t)$ від'ємних півхвиль розмагнічування не відбувається. І навіть наявність таких півхвиль є недостатньою умовою для саморозмагнічування, оскільки під дією періодичної складової індукції розмагнічування проходитиме лише до певного рівня, який залежить від її амплітуди, що підтвердило поданий в праці [36] висновок. Такі висновки експериментально підтверджують, що залишкова індукція в МП ТС може зберігатись невизначено довго.

В стандарті [90] зауважують, що для того, щоб отримати залишкову індукцію в МП ТС значенням 10% від B_{rmax} необхідно прикласти напругу до вторинної обмотки ТС близьку 60% напруги «колінної точки».

Єдиний спосіб зменшення залишкової індукції у МП ТС, що знаходиться експлуатації полягає у розмагнічування їх за допомогою зовнішніх засобів. Таке розмагнічування може бути виконане з використанням напруги промислової частоти. При розімкненій первинній обмотці, з підключенням джерела змінної напруги до вторинної обмотки і її збільшенням до тих пір, поки МП не почне входити в область насичення. Ця точка може бути виявлена за допомогою спостереження за непропорційним зростанням струму намагнічування. Зменшення напруги до нуля за період близький до 3-х секунд розмагнітить магнітопровід [90].

Для уникнення значної залишкової індукції, можливе застосування ТС з повітряними зазорами. З цього приводу в 1990 році, комітет IEEE оприлюднив звіт [58] щодо застосування ТС з повітряними зазорами. Згідно цього звіту, однією з переваг використання ТС з повітряними зазорами – дійсно є зменшення максимальної залишкової індукції, проте слід зауважити про вагомні недоліки використання ТС з повітряними зазорами:

- збільшення струму намагнічування, тобто похибки трансформації первинного струму ТС;

- наявність затухаючого потоку в МП ТС після відключення струму КЗ, тривалість затухання якого може бути досить значним, і цей потік є більшим ніж максимальний залишковий потік. У випадку спрацювання швидкодіючого повторного включення можливе насичення МП ТС з зазором. Цей затухаючий потік також негативно впливатиме на операційні кола вимикача, оскільки реле не розумітимуть чи вимикач є вже відключеним чи ні.

- складність у застосуванні для диференційних захистів, через те, що похибки результуючого струму групи ТС будуть збільшені, особливо при зовнішніх пошкодженнях. Можливі неправильні спрацювання максимальнострумових захистів.

Попри ці недоліки, в звіті робочої групи 4 комітету №34 CIGRE [148] чітко вказується про складність в підтриманні заводських допусків необхідних розмірів зазорів для управління залишковою індукцією.

Досконалих методів визначення залишкової індукції під час експлуатації для традиційних ТС суцільним МП практично не існує. Хоча найбільш цікавою і важливою в цьому аспекті є праця [5], де запропонована методика визначення залишкової індукції, проте вона є неточною і складною у використанні. Неточність пов'язана з тим, що в ній залишкову індукцію описують формулою вигляду:

$$B_r = B_{r \text{ апер}} + B_{r \text{ пер}},$$

де $B_{r \text{ апер}} = B_a(t_{pz})$, функція $B_a(t) = B'_r + (B_{r \text{ max}} - B'_r)e^{-t/T'}$ – емпірична формула, в основу якої покладені певні припущення. Значення B'_r досить суттєво залежить від сталої часу вторинного контуру T' , визначення якої базується на апроксимації області розмагнічування прямою лінією, в результаті чого можливі суттєві похибки у визначенні цієї складової. Всі ці припущення в значній мірі зумовлюють похибки особливо на першому десятку періодів.

Складність методики полягає в необхідності визначення експериментальних даних, серед яких максимальне значення залишкової індукції $B_{r \text{ max}}$ та дві додаткові функції $B_{r \text{ max пер}^*} = f(B_{\text{max пер}^*})$, $B_{an}^{уст} = f(B_{\text{max пер}^*})$, методологія визначення яких описана в цій же праці. Відмічені аспекти обмежують використання цієї методики.

В роботі [113] запропоновано спосіб для динамічного контролю потоку в МП. Проте він потребує значних подальших досліджень і удосконалень. Базується на вмиканні значного опору у вторинне коло, перемикача який шпунтує цей опір і детектора який повинен реагувати на полярність вторинного струму і робити керуючий вплив на перемикач.

В зв'язку з цим, постає питання у розробки методики визначення залишкової індукції в ТС з використанням сучасних комп'ютерних моделей ТС,

застосування яких дасть змогу оцінити наявність ймовірної залишкової індукції, яка присутня в МП ТС, з метою подальшого використання цієї важливої вихідної інформації при розв'язанні багатьох важливих задач вимірювання та моніторингу в електроенергетиці. Згідно викладених вище міркувань про причини виникнення залишкової індукції, така методика повинна враховувати фактори та їх взаємозв'язки (рис. 1.2).

Вплив залишкової індукції на похибки ТС накладає додаткові вимоги до виконання техніки вимірювання, моніторингу, РЗА та керування ЕЕО [46].

Це вагомий фактор, який слід враховувати при дослідженнях в області вимірювання струмів електроенергетичних об'єктів, налаштувань релейних захистів і автоматики, обліку кількості електроенергії [49].

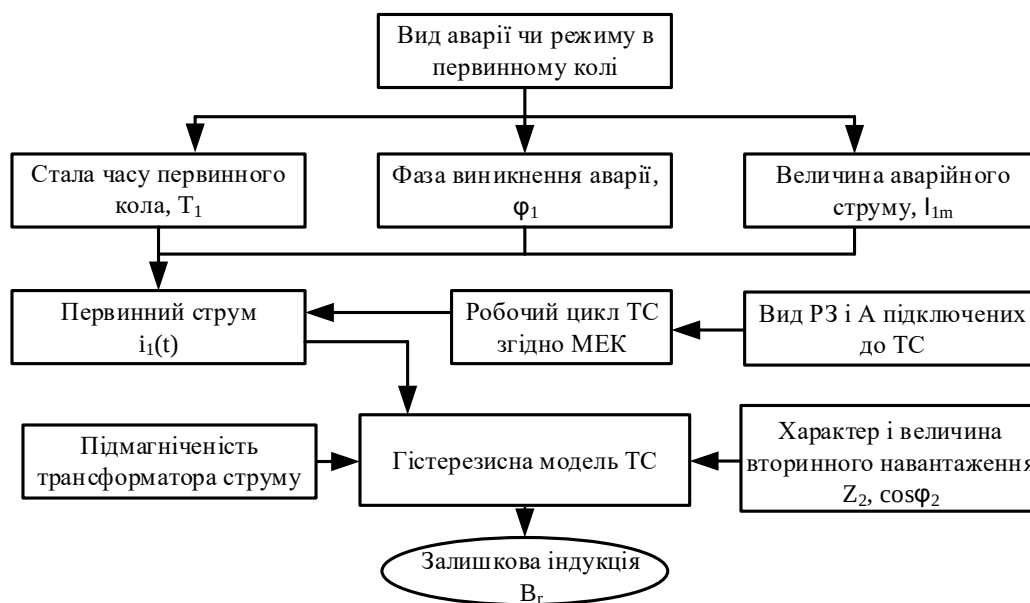


Рис. 1.2. Фактори, що визначають рівень та знак залишкової індукції в МП ТС

1.3 Причини насичення магнітопроводів трансформаторів струму та його вплив на функціонування релейного захисту та засоби моніторингу [41]

Насичення МП ТС може виникати внаслідок протікання через ТС струму КЗ або кидків струму намагнічування силового трансформатора. До основних вагомих факторів, які впливають на насичення МП ТС слід віднести: сталу часу

затухання струму КЗ чи кидка струму намагнічування силового трансформатора, момент виникнення та амплітуда цих струмів.

Сучасне комп'ютерне ПЗ дозволяє прорахувати значну кількість можливих режимів і дослідити можливі та граничні амплітуди та сталі часу струмів КЗ, проте це не стосується моменту виникнення струму КЗ, який і є визначальним у появі аперіодичної складової в струмі КЗ. Відомо, що ця складова є однією їх основних причин можливої появи насичення МП ТС [39, 43, 105].

Другою вагомою причиною насичення МП ТС є наявність залишкової індукції МП ТС, яка як вже відмічалось може як і позитивно так і негативно впливати на трансформацію струму ТС [49].

Третім важливим фактором є вторинне навантаження ТС, особливо у випадку коли воно містить значну індуктивну складову. Більшість захисних реле, які практично існують в трьох формах (високоомні – електромагнітні, середньоомні – електронні і напівпровідникові та низькоомні – мікропроцесорні), використовують складову основної частоти струму КЗ для виявлення КЗ. Через постійне зниження вартості мікропроцесорної техніки та її елементів, в енергетиці стрімким темпом відходять від застосування високоомних та середньоомних захисних реле замінюючи їх мікропроцесорними, які вважаються крім того більш швидкодіючими та надійними.

Хоча сучасні мікропроцесорні захисти характеризуються порівняно малими значеннями навантаження ТС, проте проводи ліній зв'язку між ТС і пристроями захисту на високовольтних підстанціях можуть сягати декількох сотень метрів і їх реактивний опір може призводити до насичення [53, 107]. Окрім того слід також розуміти, що з ціллю безпеки, пов'язаної з можливими хакерськими атаками, цифрові підстанції доцільно обладнувати резервним РЗА не мікропроцесорного виконання до тих пір поки не буде розроблена чітка архітектура мереж, рекомендацій та стандартів що до забезпечення їх безпеки.

У випадку відсутності значних аперіодичних складових, насичення МП ТС можливе тільки за значних амплітуд струму КЗ в поєднанні зі значним вторинним навантаженням з індуктивною складовою та залишковою індукцією в МП ТС. У випадку мікропроцесорних захистів аперіодична складова струму КЗ може спричинити значні похибки в оцінюванні основної частоти сигналу навіть за умов коли МП ТС не увійшов у насичення [83]. В залежності від використовуваного алгоритму [116, 117] ці похибки можуть сягати 20%.

Для боротьби з впливом аперіодичної складової задля якомога точнішої оцінки складової основної частоти використовують різні цифрові фільтри та алгоритми методів на рівні ПЗ захисту, серед яких фільтр Кальмана, мімічний фільтр, алгоритми побудовані на основі ДПФ та ін., проте навіть вони не можуть забезпечити точну оцінку складової основної частоти за умов наявності аперіодичної складової в струмі КЗ [41, 116].

У випадку, якщо вторинний струм ТС є спотвореним внаслідок насичення, розраховане діюче значення буде значно нижчим ніж фактичне значення струму КЗ. Таким чином, за розрахунку діючого значення складової основної частоти обов'язково слід враховувати не лише вплив на його точність аперіодичної складової струму КЗ, але й використовуваного алгоритму розрахунку, а також насичення МП ТС [41, 83, 150].

Зокрема, у працях [57, 72, 82, 124, 131, 143] показано, що максимальноструміві захисти можуть крім власної затримки (внаслідок селективності) вносити додаткову затримку в спрацювання через недооцінку діючого значення струму основної частоти за умов швидкого насичення МП ТС. Це відбувається через те, що на практиці зазвичай для розрахунку уставки використовують коефіцієнт запасу від 2 до 2.5 від номінального струму, який враховує можливі перенавантаження, кидки струму намагнічування силових трансформаторів, непередбачені умови експлуатації мережі. Але, як показали дослідження [107], у більшості випадків, розрахунок уставок спрацювання таким шляхом є завищений і потребує перегляду.

У випадку дистанційних МП реле алгоритми для розрахунку повного опору умовно можна поділити на чотири групи. Перша група розроблена на припущенні, що форми сигналів, які протікають через реле є чисто синусоїдними. Друга група використовує ДПФ. Третя група використовує цифрові фільтри для отримання інформації про складову основної частоти. Четверта група алгоритмів чисельними методами розв'язує диференціальні рівняння, які описують поведінку лінії електропередачі за режиму КЗ [133]. З цих груп, другу і третю можна вважати найбільш правдивими. Проте, враховуючи вище згадані можливі впливи аперіодичної складової струму КЗ та насичення МП ТС на оцінку діючого значення складової основної частоти, і в цих випадках можлива переоцінка або недооцінка повного опору КЗ дистанційними реле і відповідно неправильне спрацювання захисту, про що відмічалось в працях [82, 131, 124].

Диференціальні захисти широко використовується для захисту генераторів, трансформаторів, шин і ліній електропередачі. У випадку внутрішнього пошкодження, насичення МП ТС є великою проблемою для стабільності диференціального захисту. Високий рівень помилкових диференціальних струмів може виникати, якщо МП ТС з одного боку по відношенню до зони захисту насичується, а ТС з іншого може точно перетворювати первинний струм. В таких випадках виникає ймовірність помилкових дій диференціального захисту [46, 71, 109].

Для запобігання помилкових спрацювань диференціального захисту використовують алгоритми блокування його дії на деякий час при появі насичення магнітопроводу ТС [71, 78, 109, 140]. Таким чином, насичення МП ТС не впливає на роботу диференціального захисту, і захист просто спрацьовує з більшою затримкою часу.

У випадку зовнішніх пошкоджень, диференціальний струм який подається до диференціальний захист, повинен бути рівний нулю. Коли відключається внутрішнє КЗ, існує ймовірність збереження залишкової індукції в МП ТС. При подальшому зовнішньому пошкодженні за можливого насичення МП одного із

ТС, фіктивний диференціальний струм поступає до диференціального захисту, що може за таких умов помилково спрацювати як захист від внутрішнього пошкодження [46, 103, 145].

Для систем моніторингу залишкового ресурсу високовольтних вимикачів, важливо точно розраховувати діюче значення струму складової основної частоти та значення інтегралу Джоуля (інтеграл квадрату миттєвого струму). За наявності аперіодичної складової і особливо насичення ТС відбуватиметься помилковий розрахунок цих параметрів і відповідно помилковий розрахунок залишкового комутаційного ресурсу [51].

Вище описане свідчить, що кожний тип розглянутого обладнання по різному реагує на насичення МП ТС, і у зв'язку з цим виробники цього обладнання використовують різноманітні методи та алгоритми боротьби з наслідками впливу явища насичення МП ТС. Найкращим варіантом було б вирішити проблему безпосередньо в самому ТС. Це можливо внаслідок збільшенні розміру МП ТС і покращенні матеріалів магнітопроводів ТС. Однак, обидва випадки призводять до зростання вартості ТС. Крім того перший спосіб викликати збільшення зовнішнього діаметру МП (який впливатиме на механічні та геометричні характеристики) або зменшення внутрішнього діаметру (погіршення ізоляційних характеристик ТС) [82, 131].

Для уникнення насичення стандарт IEEE C37.110 [90] пропонує ряд рекомендацій щодо уникнення насичення МП ТС, які передбачають використання ТС з МП у яких «колінна точка» характеристики намагнічування (ХН) є якомога вищою, і задовольняє ряду співвідношень. Ці співвідношення враховують такі фактори як залишкову індукцію, вплив аперіодичної складової струму КЗ та вторинного навантаження ТС. Але їх використання, особливо при врахуванні залишкової індукції може вимагати занадто високе значення «колінної точки» ХН МП ТС, якої практично може і не існувати у природі. Компроміс в такому випадку полягатиме у зменшенні безпосередньо вторинного навантаження ТС.

1.4 Методи та способи підвищення точності вимірювання струму в перехідних режимах енергосистем [41]

В усі часи задача забезпечення прийнятної точності вимірювання струму була актуальною для побудови і функціонування систем моніторингу, захисту, автоматики та керування високовольтних підстанцій. Раніше один з таких підходів був орієнтований безпосередньо на підвищенні точності самого ТС, як елементу ПВК, який вносить найбільшу похибку в трансформацію струму. Прикладами методів цієї групи є використання МП з повітряними зазорами, особливості і недоліки яких описані в підрозділі 1.2, а також збільшення геометричних розмірів МП, про що згадувалось в підрозділі 1.3.

Також до цієї групи слід віднести метод поданий в праці [139], де запропоновано використовувати два МП M_1 (основний зовнішній) і M_2 (додатковий внутрішній), три обмотки $w_1 - w_3$ та операційний підсилювач, цим самим створюючи ТС з електронною компенсацією похибки. Обмотки w_1 (первинна) та w_2 (вторинна) повинні охоплювати обидва МП. Додаткова обмотка w_3 , яка охоплює тільки додатковий МП M_2 використовується для фіксування струму похибки ТС. Операційний підсилювач використовувався для зменшення або обмеження навантаження на МП M_2 і таким чином струм у додатковій обмотці w_3 частково відображав похибку МП M_1 . Струм обмотки w_3 накладався на струм вторинної обмотки w_2 цим самим створюючи відкоректований струм ТС в обмотці w_2 .

Дещо інший підхід задіяно в роботі [126], де запропоновано використовувати два магнітопроводи M_1 і M_2 , чотири обмотки $w_1 - w_4$ та операційний підсилювач. Такий спосіб створення ТС передбачає, що МП можуть розміщуватись як і роздільно, так і вкладатись один в другий, як і у випадку [139]. Обмотки w_1 та w_2 охоплюють обидва МП. Обмотка, w_4 (корегувальна) намотується на обидва МП. Додаткова обмотка w_3 , що має туж саму кількість витків, що і корегувальна обмотка w_4 , охоплює тільки додатковий МП M_2 . Струм у обмотці w_3 створюється струмом обмотки w_4 , який проходить через

операційний підсилювач, цим самим створюючи віртуальне коротке замикання. Використання підсилювача струму у обмотці w_3 протилежного струму обмотки w_4 по суті й забезпечує зменшення похибки ТС.

В [115] роботі проведено удосконалення способу підвищення точності ТС поданого в праці [126] шляхом введення додаткової п'ятої обмотки w_5 , призначену для виявлення піків струму похибки, та ще одного операційного підсилювача. Такий спосіб був перевірений як і для усталених, так і перехідних режимів енергосистем і показав добрі результати.

В праці [12] запропоновано спосіб підвищення точності ТС, що передбачає використання двох МП M_1 та M_2 , чотирьох обмоток $w_1 - w_4$ та операційний підсилювач. На відміну від праці [126], корегувальна обмотка w_4 охоплює тільки основний МП M_1 і слугує для оцінки залишкового потоку МП M_1 . Це оціночне значення у вигляді струму протікає через операційний підсилювач і поступає на додаткову обмотку w_4 яка охоплює додатковий МП M_2 , генеруючи при цьому компенсаційний магнітний потік, тим самим зменшуючи похибку ТС практично до нуля.

Методи праць [12, 115, 126, 139] вимагають збільшення геометричних розмірів самого ТС, що є достатньо обмежувальним фактором для високовольтних підстанцій. З іншого боку, вартість виготовлення ТС за використання будь-якого з методів цієї групи, буде значно вищою, через додаткові витрати на матеріали магнітної системи, обмоток та самого ізоляційного середовища в наслідок збільшених габаритів ТС.

В другу групу методів підвищення точності ПВК струму слід віднести методи, що передбачають використання електронних корегувальних пристроїв підключених до вторинної обмотки ТС [44, 60, 63, 69, 93, 137].

В праці [137] запропоновано електронний коригувальний пристрій для корекції вторинного струму в усталених режимах роботи енергосистем, який підключається до вторинної обмотки ТС. Коригувальний пристрій складається з набору опорів, конденсаторів та операційного підсилювача, параметри яких визначаються відповідно до дослідів неробочого ходу (визначається

індуктивність намагнічування та опір втрат на гістерезис та вихрові струми) і від значення вторинного навантаження ТС. Такий коригуючий пристрій не може бути використаний в реальній експлуатації оскільки автори не врахували той факт, що індуктивність намагнічування та опір втрат на гістерезис і вихрові струми є нелінійними, внаслідок чого, за деяких обставин експлуатації, можлива перекомпенсація струму намагнічування і відповідно неправдивий корегований вторинний струм. Крім того метод не враховує вплив залишкової індукції в МП ТС.

В праці [60] запропоновано електронний коригувальний пристрій, який підключається до вторинної обмотки ТС. Елементна база даного пристрою складається з декількох операційних підсилювачів, суматора та набору опорів і конденсаторів. Практично тут ті ж самі проблеми, що і у випадку праці [137]. Крім того в праці [44] зауважується, що операційні підсилювачі безпосередньо самі вводять похибку із-за напруги зміщення і різності вхідних струмів. Зміна навантаження в процесі роботи ТС також призводить до збільшення похибки в операційному підсилювачі. У зв'язку з цим в праці [44] запропоновано використовувати коригувальний пристрій на базі інтегратора і декількох суматорів. Такий коригуючий пристрій передбачає підключення до вторинної обмотки ТС шунта, напруга з якого знімається і подається на вхід коригувального пристрою. Його елементна база передбачає інтегратор, суматори, обмежувач зміщення і блок нелінійності для опису ХН ТС, який реалізований на базі діодних лінійок. Проте даний коригувальний пристрій побудований на ряді припущень, які унеможливають його використання, а саме не враховані впливу індуктивностей розсіювання вторинної обмотки та вторинного навантаження ТС, блок нелінійності передбачає кусково-лінійну апроксимацію, вторинне навантаження передбачається чисто активне і увесь час стає.

В праці [63] запропоновано вводити у вторинне коло протидіючу фактичній, аперіодичну складову з фіксованою амплітудою для уникнення або зменшення насичення МП ТС. Використовуючи формулу первинного струму, виведено

формулу вторинного струму ТС і взяті відповідно першу і другу похідні цього струму. Ці формули використовуються для аналітичного визначення параметрів аперіодичної складової. Далі розроблено електронний пристрій, які підключений у вторинне коло і впускає зворотною аперіодичну складову по відношенню до тої, що протікає у первинному колі. Електронний пристрій складається з диференціаторів, підсилювача зі зворотнім зв'язком, паралельне R-C коло, де конденсатор, який заряджається через резистор і є генератором аперіодичної складової струму.

В працях [69, 70] у вторинне коло ТС пропонують підключати електронний ключ з додатковим опором. Цей електронний ключ складається з двох діодів та двох біполярних транзисторів з ізольованим затвором. Цей ключ за допомогою додаткового опору дає можливість створити потік в МП ТС протилежний до фактичного, цим самим зменшити останній. Проте, за деяких обставин (пов'язаних з часом затримки на виявлення пошкодження) можлива генерація занадто великого потоку додатковим опором і відповідно це призводитиме до штучних похибок створених самим коригувальним пристроєм.

Хоча метод перевірений значною кількістю моделювань, описаних в [70] і показує добрі результати у підвищенні точності, застосування є досить складним оскільки крім електронного пристрою слід застосувати ще й мікропроцесорний. Функції мікропроцесорного пристрою є розрахунок потоку, який повинен бути згенерований за допомогою електронного ключа, розрахунку часу, коли саме цей потік повинен генеруватись і, як показано в [69], автори застосували ряд припущень, які можуть не відповідати реальній поведінці ЕЕС, що ускладнює їх узагальнене застосування.

Оскільки застосування коригувальних пристроїв на електронній базі не може забезпечити необхідну ефективність і точність корекції вторинного струму ТС в усталених та перехідних режимах ЕЕС із-за нездатності врахування значної кількості впливових факторів, такий спосіб підвищення точності розглядатися в подальшому не буде.

Третя група, як показують дослідження, є найбільш перспективним напрямком підвищення точності ПВК саме сучасних підстанцій, що передбачає корекцію вихідних струмів на виході ПВК на основі використання методів цифрової обробки сигналів.

Насамперед слід зазначити, що в закордонних публікаціях цього спрямування розглядається ТС з цифровим представленням його вторинного струму (ТС з цифровим виходом), який по суті є однофазним ПВК, однак поняття ПВК в них, на відміну від вітчизняних публікацій, як таке не використовується. Аналіз значної кількості цих праць показав, що усі розглядувані в них методи можна умовно розділити на декілька підгруп. Методи першої підгрупи передбачають використання різного типу моделей ТС (з різним представленням контуру намагнічування) для визначення струму намагнічування в періодах насичення МП ТС та його додавання до фактичного виміряного струму на виході ПВК [62, 97, 98, 99, 102, 103, 104, 112, 123]. Так в працях [97, 98, 99, 102, 103, 104] для моделювання контуру намагнічування ТС пропонується використовувати безгістерезисну ХН, яка представлена кусково-лінійною апроксимацією; в праці [62] для цього використано безгістерезисну ХН з її представленням поліномом 3, 5 та 7-го степенів, і сталий опір, що характеризує втрати на гістерезис та вихрові струми. В методі праці [112] в моделі ТС задіяна ХН, апроксимована двома прямими відрізками, в [123] ХН представлена простою дробовою формулою з двома невідомими коефіцієнтами (рівняння Фроліха), в [135] – поліномом зі степенями 1, 5 та 33. Використання моделей ТС з розглянутими способами апроксимації ХН не спроможне забезпечити необхідну точність коригування вихідних струмів ПВК, через те, що як показано в праці [34], апроксимація ХН цими способами не завжди дає можливість точно описати ХН і часто може супроводжуватися осциляціями, які негативно впливатимуть на точність корегування.

Невід’ємною і важливою операцією методів цієї підгрупи є оцінювання початкового потоку в МП ТС (залишкової індукції), який, як і спосіб апроксимації ХН, визначає достовірність розрахованої поправки до струму на

виході ПВК за допомогою моделі ТС і відповідно значно впливає на точність корекції вихідних струмів ПВК. В працях [97, 102] цей потік оцінюється як інтегральна характеристика дискретного потоку за повний період відповідно до запропонованої там формули. Після знаходження потоку, за допомогою апроксимованої ХН, визначається перше значення струму намагнічування, який додається до фактичного струму на виході ПВК. Далі за допомогою коректованого вторинного струму ТС, розраховується значення потоку в магнітопроводі і відповідно нове значення струму намагнічування ТС. Ця процедура повторюється до тих пір поки триває насичення. При цьому зазначимо, що розрахунок початкового потоку відповідно до формули запропонованої в [97, 102], як стверджується в праці [98], є припустимим тільки за умови відсутності залишкової індукції в МП ТС. В працях [98, 99, 103] для оцінювання початкового потоку використовується прогнозоване значення вибірки вторинного струму при насиченні ТС, яке вважається відкоректованим, а для його розрахунку використано методи функції другої різниці [98, 99], – третьої різниці [103] струму на виході ПВК. Подальші кореговані вибірки струму отримуються за тією ж процедурою, що й в працях [97, 102]. Яким чином враховується початковий магнітний потік при коригуванні значень струму методами викладеними в [112, 123] в цих працях не сказано.

Отже можна стверджувати, що ця підгрупа методів в значній мірі залежить від обраної моделі ТС (способу представлення контуру намагнічування МП), від початкових умов (урахування залишкової індукції в МП) та параметрів моделі (значення та характеру вторинного навантаження ТС, коефіцієнт трансформації), які необхідні для будь-якої достовірної моделі ТС і тому не можуть бути універсальними методами корегування вихідних струмів ПВК в перехідних режимах ЕЕС [41].

Методи другої підгрупи передбачають використання різних за складом і точністю моделей струму КЗ і різної кількості фактичних виміряних вибірок вторинного струму ТС, які належать до ненасиченої його частини, для розрахунку коригованих вибірок з подальшою заміною ними вибірок насиченої

частини цього струму [56, 66, 74, 81, 82, 93, 105, 108, 124, 133, 140, 146, 149, 150 та ін.]. А саме, m вибірок ненасиченої частини вторинного струму дають можливість скласти систему m рівнянь і визначити $n \leq m$ параметрів обраної моделі струму КЗ. Як невідомі в моделі струму КЗ використовуються амплітуди його періодичної та аперіодичної складових, стала часу та фаза виникнення пошкодження [124, 146]; амплітуда періодичної складової основної частоти, момент виникнення пошкодження та параметри ВГ які обмежуються кутовою частотою зрізу низькочастотного згладжувального фільтру ПВК [133] амплітуди періодичної та аперіодичної складових та фаза виникнення пошкодження [82]. В праці [140] використано сумнівну модель струму КЗ, оскільки крім затухаючої аперіодичної складової струму КЗ автори описали затухаючу періодичну складову основної частоти, що не відповідає ніякому фізичному смислу.

В ряді праць [74, 93, 124, 133] використовується моделі струму КЗ, в яких аперіодична складова моделі лінеаризується шляхом розкладу в ряд Тейлора:

$$e^{-\frac{t}{T_1}} = 1 - \frac{t}{T_1} + \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{T_1} \right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{t}{T_1} \right)^3 + \frac{1}{4!} \left(\frac{t}{T_1} \right)^4 + \dots$$

або в дискретному представленні,

$$e^{-\frac{n \cdot \Delta T}{T_1}} = 1 - \frac{t}{T_1} + \frac{1}{2!} \left(\frac{n \cdot \Delta T}{T_1} \right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{n \cdot \Delta T}{T_1} \right)^3 + \frac{1}{4!} \left(\frac{n \cdot \Delta T}{T_1} \right)^4 + \dots \quad (1.1)$$

де $t = n \cdot \Delta T$ (n – номер вибірки, ΔT – період дискретизації), та відбору його перших декількох членів – двох [124], трьох [133] та чотирьох [74] для її представлення в моделі струму КЗ.

На рис. 1.3 показано апроксимацію аперіодичної складової струму КЗ зі сталою часу $T_1 = 0.1$ с, приведеною до початкового значення (крива 1), її лінеаризованими аперіодичними складовими з різною кількістю прийнятих до уваги членів ряду Тейлора (пряма лінія 2 – перших два члени ряду; крива – 3 – перших три члени ряду; крива 4 – перших чотири члени ряду Тейлора). Як видно з рис. 1.3, жодна з продемонстрованих лінеаризацій аперіодичної складової не

здатна її апроксимувати. В подальшому такі відхилення вносять значні похибки в розрахунок параметрів моделі струму КЗ МНК, отже це значний недолік методів, запропонованих в цих працях.

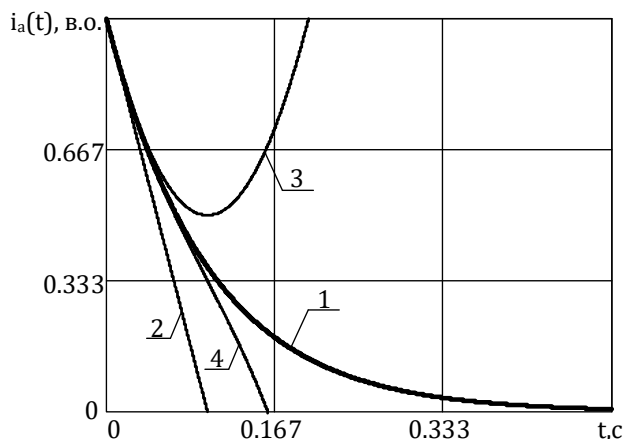


Рис. 1.3. Апроксимація експоненти зі сталою часу $T_1 = 0.1$ с, її лінеаризованими експонентами з різною кількістю членів ряду Тейлора:

(1 – експонента; 2 – перших два члени ряду; 3 – перших три члени ряду;
4 – перших чотири члени ряду)

Хоча лінеаризація аперіодичної складової з урахуванням більшої кількості членів ряду Тейлора надає можливість точніше апроксимувати аперіодичну складову струму КЗ, проте в даному разі виникає проблема пов'язана безпосередньо з обчислювальним процесом. Так у випадку достатньо великих частот дискретизації АЦП ПВК, наприклад 3200 чи 6400 Гц періоди дискретизації ΔT становитимуть відповідно 0.0003125 та 0.00015625 с і при піднесенні їх значень до 3-ї степені (чисельник четвертої складової розкладу експоненти в ряд Тейлора $(n^3 \cdot \Delta T^3)$ у виразі (1.1)) призведе до значного зростання кількості десяткових розрядів дробового числа, що при обертанні матриці, де ці числа фігуруватимуть як коефіцієнти при невідомих, призведе до сингулярності розв'язку.

Щодо кількості фактичних вимірних вибірок струму на виході ПВК, використовуваних для визначення параметрів моделі струму КЗ, встановлено наступне. В праці [146] для моделі з чотирма невідомими використовуються чотири вибірки струму на виході ПВК, які не належать його насиченій частині.

У разі фіксації більшої кількості вибірок ненасиченої частини, для визначення параметрів струму КЗ в праці [93] запропоновано використовувати генетичний алгоритм для пошуку оптимального значення в перевизначеній системі рівнянь. В праці [124] для визначення параметрів моделі, представленої у лінеаризованій формі з чотирма невідомими, використовують вибірки ненасичених частин струму двох послідовних періодів. Розв'язок одержаної при цьому надлишково-визначеної системи, в якій 6 невідомих та $m > 6$ рівнянь, виконується МНК.

Отже, методам цієї підгрупи властиві наступні недоліки: низька точність через низьку точність використовуваних моделей струму КЗ [74, 93, 124, 133], помилки у виборі її параметрів [82, 140]; можливе не забезпечення рівнозначності системи (рівності між кількістю невідомих і кількістю вибірок, що належать ненасиченій частині струму на виході ПВК) [8, 43, 124].

Третю підгрупу складають комбіновані методи, в яких одночасно використовуються модель ТС і модель струму КЗ. Так в праці [135] використано модель струму КЗ, яка отримана шляхом тригонометричних перетворень його періодичної складової та розкладу аперіодичної складової в ряд Тейлора з обмеженням двох перших його складових (в сукупності функція чотирьох невідомих), для побудови регресійної моделі первинного струму ТС. Для розрахунку фактичних вибірок вторинного струму ТС, задіяна його модель, в якій ХН представлено поліномом з степенями 1, 5 та 33, і яка передбачає врахування залишкової індукції (п'ята невідома) в МП ТС. Повна регресійна модель являє собою нелінійну регресійну модель, яка є функцією п'яти вищезгаданих невідомих.

1.5 Визначення напрямків та формування основних завдань досліджень

Перехідні режими високовольтних електричних мереж характеризуються нестаціонарними сигналами, які в значній кількості випадків окрім періодичної складової можуть містити аперіодичну складову, ряд ВГ та завад у вигляді

високочастотного шуму. Аперіодична складова струму може спричиняти насичення МП ТС і відповідно спотворення його вторинного струму. Крім того, накопичена залишкова індукція, яка зазвичай присутня в МП ТС, також вносить певні корективи у відтворення вторинного струму ТС в таких режимах.

Як вже відмічалось, сукупний вплив вищеописаних явищ може привести до помилок в роботі пристроїв моніторингу, захисту, автоматики та керування високовольтних підстанцій. Тому в усі часи задача забезпечення прийнятної точності вимірювання струму КЗ була актуальною для побудови і функціонування зазначених систем. Особливого значення вона набула в зв'язку з переходом цих систем на нову мікропроцесорну елементну базу і їх новими функціональними можливостями, які з'явилися при цьому.

За таких умов вимоги до точності вхідної інформації цих систем, отримуваної інформації від ПВК постійно зростають, а їх забезпечення на основі використання підходів і методів, які базуються на конструктивному удосконаленні ТС або використанні електронних коригувальних пристроїв, підключених до вторинної обмотки ТС, стало неефективним або неможливим. Сьогодні, як показують дослідження, найбільш перспективним шляхом розв'язання цієї задачі є вихідних струмів на виході ПВК за допомогою використання методів цифрової обробки сигналів.

Проведений аналіз методів підвищення точності ПВК струму свідчить про обмеженість можливостей використання моделей ТС у складі алгоритму корекції через значні труднощі отримання всіх необхідних початкових умов моделі в онлайн режимі. Методи, які передбачають використання ММ струмів КЗ мають ряд недоліків, пов'язаних з представленням моделі та обчислювальним процесом, проте усунення цих недоліків дасть можливість ефективно підвищувати точність ПВК струму за насичення МП ТС.

Методи підвищення точності ПВК струму в перехідних режимах ЕЕС, які базуються на використанні ММ струму КЗ, обов'язково передбачають використання методу виявлення насичення МП ТС з метою заміни фактичних вибірок струму, що належать періодам, де вторинний струм ТС є спотвореним,

відповідними значеннями струму, отриманими з визначеної моделі струму КЗ. Отже важливою задачею роботи має також стати дослідження характеристик існуючих методів виявлення насичення МП ТС, їх порівнянні з метою вибору кращого з них.

Розробка та тестування методів мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС на точність ПВК на основі використання методів цифрової обробки сигналів за використання реальних ТС практично не можливі із-за складності та значних грошових затрат на проведення реальних експериментів з високовольтними ТС. З іншого боку сучасна комп'ютерна техніка, значна теоретична база та низка досліджень фізичних процесів в ТС дозволяють розробити досконалі ММ ТС, ГТС та трифазного ПВК струму, які здатні моделювати процеси наближені до реальних і є вагомим інструментом для розробки та тестування саме методів цифрової обробки сигналів. У зв'язку з цим однією з задач, яка має бути вирішена в дисертації є розробка такого інструментарію.

1.6 Висновки до розділу

1. На основі огляду чинних і розроблюваних міжнародних стандартів, наукових публікацій з урахуванням економічного стану електроенергетики і можливостей їх впровадження обґрунтовано необхідність зменшення сумарних похибок вимірювання струмів ПВК з високовольтними електромагнітними ТС за умов насичення їх МП в перехідних режимах ЕЕС.

2. Показано, що загальна похибка вимірювання струму ПВК складається з похибок його аналогової та цифрової частин. Похибка аналогової частини складається з похибок первинних перетворювачів – ТС, похибок проміжних перетворювачів струм-напруга та аналогових фільтрів. Похибка цифрової частини складається з похибок аналогово-цифрового перетворення та математичного апарату обробки інформації. Показано, що найбільший внесок в похибку вимірювання струму ПВК здійснюють фазні ТС.

3. Важливими чинниками, які впливають на похибку ТС є залишкова індукція та індукція насичення. Зокрема при дослідженні впливу залишкової індукції на поведінку ТС доцільно виходити з наступних положень:

- залишкова індукція має місце практично у всіх МП ТС, що експлуатуються в електричних мережах, і може зберігатись в них тривалий час;
- значення залишкової індукції може знаходитись в досить широких межах – практично від нуля до максимально можливої залишкової індукції, що відповідає граничній петлі гістерезису, а ймовірність її різних значень суттєво залежить від умов експлуатації ТС.

4. Визначено сукупність факторів, що складає основу для розробки методики визначення залишкової індукції. Її використання дозволить з високою точністю оцінювати наявність і можливе значення залишкової індукції в МП ТС в умовах експлуатації.

5. Встановлено причини входження МП ТС в насичення та досліджено наслідки впливу цього явища на функціонування різних типів захисту та систем моніторингу.

6. Виконано класифікацію існуючих методів підвищення точності ПВК струму відповідно до використовуваних підходів, а саме: покращення конструктивних характеристик ТС; використання коригувальних пристроїв підключеного до вторинної обмотки ТС; використання методів цифрової обробки сигналів на виході ПВК. Останні поділено на три категорії – методи, що передбачають використання ММ ТС та методи що передбачають використання ММ струмів КЗ та комбіновані методи де використовують поєднання моделей. Визначено переваги та недоліки усіх оглянутих та досліджених методів.

7. Використання підходів з метою підвищення точності вимірювання струмів, що передбачають покращення конструктивних характеристик, можливе тільки при побудові нових ТС. Група підходів, що передбачає використання коригувальних пристроїв з електронною базою не може забезпечити необхідне підвищення точності вимірювання струму через неможливість врахування значної кількості впливових факторів та порівняно високу вартість електронної

бази. Група підходів, що передбачає корекцію на виході ПВК, у випадку використання методів підвищення точності розроблених на основі ММ ТС та комбіновані методи не можуть бути універсальними, оскільки необхідно точно оцінювати значення початкових умов моделі ТС. Методи, що передбачають використання моделі струму КЗ потребують удосконалень та більш ретельного вивчення.

Посилання: [5], [8], [12], [19], [34], [36], [37], [39- 46], [49], [51], [52], [56-60], [62-64], [66], [69-72], [74], [78], [81-83], [87], [90], [93-99], [102-105], [107-109], [112], [113], [115-117], [123], [124], [126-128], [131], [133], [135], [137], [139], [140], [143], [145], [146], [148-150], див. список використаних джерел стор. 140-153.

РОЗДІЛ 2

МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ТРИФАЗНИХ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛАХ СТРУМУ

Частково проблемні питання моделювання ПВК струму було розглянуто в працях [40, 47, 52], проте в даних роботах модель саме ПВК струму в цілому як така не розглядалась. У зв'язку з цим, проаналізувавши загальну структуру ПВК струму, як вже відмічалось в розділ 1, найбільш важливим елементом ПВК струму є електромагнітний ТС. Таким чином, перш за все для розробки моделі ПВК струму, слід обрати модель ТС, яка здатна максимально правдиво відображати ЕМП в ТС.

Загалом, ЕМП в ТС характеризуються просторово-часовими співвідношеннями і в загальному випадку описуються диференціальними рівняннями в часткових похідних – рівняннями Максвела.

Якщо знати просторовий розподіл магнітної індукції $\vec{B}$ і напруженості електричного поля $\vec{E}$, а також густину струму $\vec{J}$, напруженість магнітного поля $\vec{H}$ і електричної індукції $\vec{D}$, які зв'язані з векторами $\vec{B}$ і $\vec{E}$, параметрами середовища (електричною ϵ та магнітною μ проникністю, електричною провідністю γ), то можна отримати відповіді на всі питання. Однак визначити чисельні значення цих величин аналітичними рішеннями системи рівнянь Максвела неможливо [43].

При дослідженні ТС можна не розглядати електричні поля в діелектричних середовищах в зв'язку з тим, що вони визначаються тільки ізоляцією і не впливають безпосередньо на перетворення вхідного сигналу. Таким чином, рівняння квазістаціонарного режиму, які характеризують поле в феромагнітному середовищі, матимуть наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot}(\vec{H}) &= \vec{J}; \quad \operatorname{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad \operatorname{div}(\vec{B}) = 0; \\ \vec{B} &= \mu \vec{H}; \quad \vec{J} = \gamma \vec{E}; \quad \mu = f(\vec{H}). \end{aligned} \quad (2.1)$$

Систему рівнянь (2.1) можна дещо спростити вибором відповідної товщини стрічки для виготовлення МП, тим самим зменшимо вплив вихрових струмів на робочій частоті. Тоді рівняння запишуться наступним чином [43]:

$$\operatorname{rot}(\vec{H}) = \vec{j}; \operatorname{div}(\vec{B}) = 0; \vec{B} = \mu \vec{H}; \mu = f(\vec{H}).$$

Проте, навіть така система рівнянь, так як і система рівнянь (2.1) не вирішуються аналітично, тому для дослідження ЕМП в ТС використовують математичне моделювання.

В загальному представлення магнітних систем за допомогою ММ можна розділити на дві групи. Зокрема до першої групи ММ слід віднести ті, які частково описують фізичні властивості поведінки феромагнетиків. До таких властивостей слід віднести механізм намагнічування (тобто рух доменної стінки і момент її обертання), який описується зворотнім, прямим та безгістерезисним намагнічуванням та сам гістерезис, який в загальному виникає внаслідок взаємодії між доменами, анізотропії та сил, обумовлених внутрішнім пінінговим тертям [41]. В світовій літературі таких фізичних моделей існує не так і багато. Серед них слід відмітити моделі Стоунера-Вольхварца та Глобуса [110], Джайлса-Атертона [94, 95, 106, 110], Прейзаха [6, 100, 132], модель Ходждона – в праці [80] та модель Хаусера [79].

До другої категорії слід віднести ММ, в основі яких, для побудови основної та часткових петель гістерезису або безгістерезисної ХН лежить використання різних апроксимуючих функцій. До таких ММ слід віднести моделі Чана [65], Вонга [147], ММ основана на аналізі нелінійних систем методом Хармштейна [86], гіперболічну модель [121], гістерезисну модель, яка розроблена саме для моделювання ЕМП в ТС [77] та ін.

Більшість з вище перерахованих теорій опису гістерезисного явища ще не застосовувались для створення ММ та моделювання усталених і перехідних режимів в ТС, проте деякі з них будуть розглянуті в дисертації.

Область дослідження поведінки ТС практично визначає яку ММ слід використати. Зокрема, задачі пов'язані з дослідженням усталених режимів, де

присутні вищі гармоніки, перехідних режимів, особливо при дослідженні автоматичних повторних включень, в кращому варіанті повинні використовувати ММ ТС, де враховано доменну структуру МП та основні фізичні властивості феромагнітних матеріалів. В задачах пов'язаних з наближеними розрахунками, де певною точністю можна знехтувати (тобто нехтування певних механізмів намагнічування), слід використовувати прості ММ, які легко піддаються до програмної реалізації та прості у своїх обчисленнях. В даній роботі представлено ММ для обох сфер дослідження.

Оскільки МП ТС при намагнічуванні змінним струмом властива нелінійність поведінки характеристики, практично всі ММ ТС потребують математичного представлення ХН їх МП (основної, початкової чи петель гістерезису в залежності від вимог ММ ТС). Таким чином, в цьому розділі також розглянуто способи та методи представлення ХН.

2.1 Способи представлення характеристик намагнічування магнітопроводів трансформаторів струму [34]

Дані ХН, включно з розмірами МП ТС, є практично основними параметри магнітної системи, які необхідні для моделювання ЕМП в ТС. Згідно [19] такі параметри обов'язково повинні входити до переліку довідникових даних, які повинні вказуватися в інформаційних матеріалах підприємства-виробника на конкретний виготовлений ТС. Проте, зазвичай, такі дані надаються не завжди, а використання замість них довідникових даних на сталь певного типу та товщину стрічки МП ТС є неприпустимим, оскільки розбіжність ХН однієї марки сталі може знаходитись в межах $\pm 20\%$ [9].

Така розбіжність в загальному пов'язана з досить складним процесом виготовлення МП ТС. Зокрема, в працях [13, 14] досліджено як на етапах виготовлення ТС, від отримання сталі і до самої експлуатації готового ТС, змінюється значення максимальної індукції при фіксованому значенні напруженості магнітного поля. На вигляд ХН впливають геометричні розміри

МП, наявність зазорів, розташування обмоток, механічні фактори, температура, в решті решт МП із однієї марки сталі можуть мати різне конструктивне виконання: виті, шихтовані, набрані із декількох сортів сталі.

Слід також відмітити, що при експлуатації ТС внаслідок втрат при перемагнічуванні і виділенні тепла намагнічувальними обмотками виникає нагрів МП. Підвищені температури МП впродовж тривалого часу сприяють їх структурним змінам, які називаються процесами старіння. В таких випадках виникає погіршення магнітних властивостей МП. Це може призводити як і до зміни магнітної індукції, так і до зміни напруженості поля. Зокрема, при підвищених температурах феромагнетиків відбувається зниження намагніченості насичення. ХН дещо знижується в області більших індукцій (зона насичення), в області малих індукцій напруженість поля менша [18].

Різке зниження ХН, особливо в її початковій області, що впливає на значне намагнічування МП при малих значеннях магнітного потоку, виникає внаслідок міжвиткових замикань [28]. В практиці для контролю таких замикань вимірюють струм намагнічування при певному значенні напруги, і судячи по зміні струму намагнічування можна зробити висновок про наявність короткозамкнених витків.

В загальному є декілька способів зняття ХН. ХН поділяють на зняті на постійному та на змінному струмі. В загальному згідно стандарту [87] до методів зняття ХН відносяться: метод змінного струму; метод постійного струму; альтернативний метод постійного струму; метод ємнісного розряду. Проте, в деяких випадках ХН може зніматись при подачі напруги в первинну обмотку та вимірюванні напруги на затискачах вторинної обмотки. Це особливо зручно для ТС з номінальним вторинним струмом 1 А, так як опір контуру намагнічування у них досить великий і для зняття ХН приходить подавати на вторинну обмотку напругу в 1500 В, що ускладнює процедуру зняття ХН і небезпечно для виткової ізоляції [28].

В будь-якому випадку, незалежно від того яким чином отримані дані про ХН МП ТС, в електроенергетиці до сих пір актуальна задача підбору функцій,

які дозволили б якомога точніше аналітично описати експериментально зняті ХН ТС. На рис. 2.1 представлені різні типи таких ХН феромагнетиків.

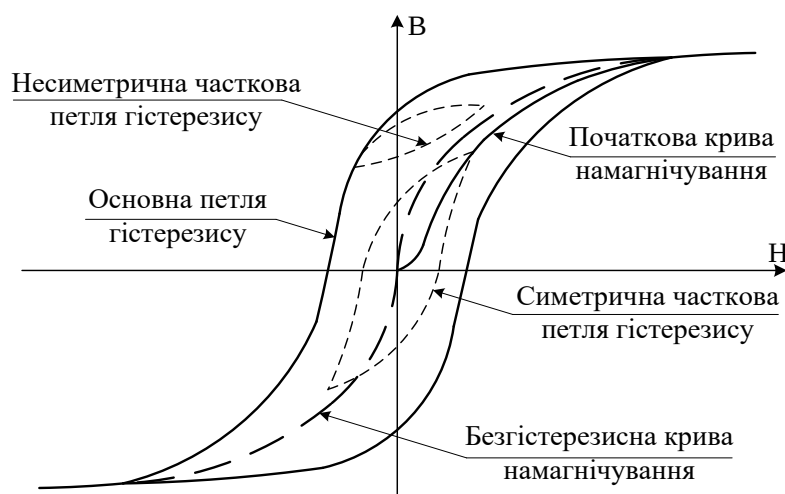


Рис. 2.1. ХН феромагнітних матеріалів

Аналітичне вираження ХН використовується для різних задач, зокрема серед них:

- розрахунок похибок і конструктивних параметрів магнітної системи при проектуванні ТС;
- для розрахунків перехідних процесів в ТС;
- частково для вивчення поведінки РЗА в перехідних режимах ЕЕС.

Зокрема, при аналізі ЕМП в ТС, вибір ХН залежить від типу розглядуваної задачі та комп'ютерних можливостей. Звісно, що використання безгістерезисної (основної) чи початкової ХН призводитиме до менших обчислювальних затрат, ніж використання гістерезисних петель. Але в такому разі втрачатиметься точність розрахунку.

Враховуючи вище перелічені фактори, можливості сучасної обчислювальної техніки та тип задачі, в якій використовуються ХН, можна описати наступні вимоги до апроксимації ХН [34]:

- точність апроксимації: для наближених розрахунків перехідних процесів по основній ХН можна використовувати менш точну апроксимуючу формулу; при більш точних розрахунках – гістерезисні моделі, в яких ядром є апроксимована безгістерезисна ХН та при проектуванні ТС слід

використовувати якомога точніше аналітичне представлення. При цьому слід відмітити, що в цьому випадку похідні dB/dH чи dH/dB також мають бути якомога точнішими.

- апроксимуючі формули мають містити якомога менше коефіцієнтів, до того ж вони мають бути прості для обчислення. Важливість цієї вимоги пояснюється нагальною необхідністю врахування впливу перехідних процесів в групах ТС на функціонування РЗА при проектуванні захистів, виборів уставок їх спрацювання, оскільки до сих пір це робиться за результатами розрахунків перехідних процесів в електричній мережі без врахування перехідних процесів в ГТС. Зрозуміло, що це значно ускладнює опис і розрахунок перехідних процесів, але зараз розв'язання цієї складної задачі вже стає можливим завдяки сучасним комп'ютерним засобам. Тому вибір формули апроксимації ХН відіграє важливу роль при аналізі ЕМП в ТС та проектуванні РЗА.

За останні більш як 100 років було запропоновано велику кількість публікацій щодо представлення безгістерезисної та початкової ХН [8, 10, 20, 21, 24, 25, 27 та ін.]. З аналізу цих праць витікає наступна можлива їх класифікація (рис. 2.2).

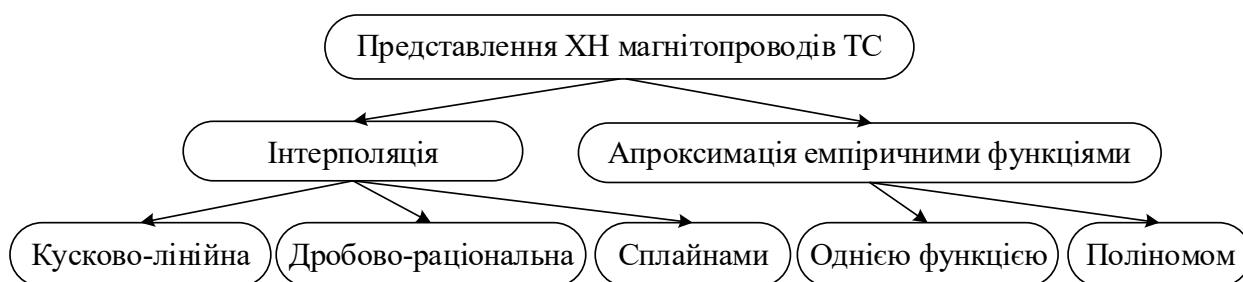


Рис. 2.2. Класифікація способів представлення ХН магнітопроводів ТС

Представлення основної петлі гістерезису виконується практично тільки за допомогою емпіричних функцій. Аналітичне представлення симетричних та несиметричних часткових петель зазвичай не виконують, оскільки їхня побудова виконується безпосередньо в складі ММ ТС при виконанні розрахунків ЕМП ТС.

2.1.1 Представлення безгістерезисної та початкової характеристик намагнічування. Характерною ознакою інтерполяції є те, що інтерполяційна

формула охоплює усі експериментально зняті точки ХН. З одного боку, це досить позитивний момент, оскільки є можливість побудувати криву з високою точністю, з іншого боку потрібно розуміти, що зняті експериментальні дані можуть містити в собі похибки і інтерполяційна функція повторить ці похибки. При чисельних розрахунках, коли необхідно проводити чисельне диференціювання такої функції, можливе накопичення похибки розрахунку. Також слід зауважити, що при інтерполяції немає значення як ми бажаємо представити ХН – як функцію $B(H)$, чи як функцію $H(B)$. Нижче розглянуто декілька методів апроксимації інтерполяційними функціями $B(H)$ і зроблено їх порівняння з точки зору точності та ефективності застосування.

Найпростішим видом інтерполяції є кусково-лінійна інтерполяція, її можна назвати ще сплайном першого порядку. Така інтерполяція базується на заміні ХН прямими лініями, що дозволяє звести задачу від нелінійної до лінійної. Це значно спрощує розрахунок ЕМП в ТС, проте понижує точність такого моделювання. Найпростішими прикладами кусково-лінійної інтерполяції є прямокутна та спрямлена ХН, тобто ХН ТС задається всього двома лініями [22, 38]. Проте ХН можна задати й n – ою кількістю точок, відповідно кількість ліній, якими ми представляємо ХН становитиме $n - 1$, чому відповідає наступна формула:

$$B(H) = B_i + (H - H_i) \left[\frac{B_{i+1} - B_i}{H_{i+1} - H_i} \right]. \quad (2.2)$$

Таке представлення є досить ефективним через простоту обчислень, оскільки не потрібно розв'язувати ніяких систем рівнянь для визначення коефіцієнтів інтерполяції. Проте вона має значний недолік, через те, що тільки сама функція буде неперервною, а її перша похідна це вже розривна функція. Задачі, в яких варто застосовувати таке представлення ХН, це там, де не потрібне неперервне визначення похідних.

За останні роки зросла кількість публікацій, наприклад [118], де пропонуються нові алгоритми кусково-лінійної апроксимації, де ще з більшою

точністю при n заданих точках можна наблизити зокрема апроксимовану криву намагнічування до експериментальної в порівнянні з (2.2).

Велика кількість публікацій присвячена представленню ХН за допомогою поліномів [8, 10, 24 та ін]. У праці [24] пропонують криву розбивати на декілька ділянок і кожен ділянку апроксимувати своїм поліномом, у праці [8] пропонують використовувати декілька членів полінома низького порядку і обов'язково один член високого порядку.

Апроксимація поліномами не завжди дає задовільне рішення задачі наближення функції з заданою точністю на даному проміжку, так як збіг функції $B(H)$ з поліномом $B'(H)$ навіть при близько заданих одна від одної точках H_i і H_{i+1} не гарантуватиме малість величини $|B(H) - B'(H)|$ на відрізку $[H_i, H_{i+1}]$, оскільки поліному притаманні так звані осциляції. Ці осциляції відбуваються через те, що функція досить різко міняється [15] (так зване "коліно" ХН і область насичення). Тому поліномом варто апроксимувати ХН або від початку координат і не далеко за коліно ХН, або починаючи від коліна ХН до області максимального насичення.

Розглянемо тепер яким же все-таки поліномом варто апроксимувати ХН. Є досить багато форм запису інтерполяційних поліномів загального виду, наприклад: Ньютона, Лагранжа, Гауса, Еверта та багато інших, але тут слід розуміти, що такі поліноми в заданих точках B_i та H_i будуть співпадати з експериментальною кривою. З одного боку це добре, а з іншого експериментально зняті точки B_i та H_i ($i = 1, n$) як правило є наближеними і мають похибки. Тому постає питання у визначенні найкращих коефіцієнтів для полінома. В загальному випадку при n експериментально знятих точках можна побудувати апроксимуючий поліном степені $m < n$, який матиме вигляд:

$$B(H) = \sum_{i=1}^m a_i H^i, \quad (2.3)$$

де визначення найкращих коефіцієнтів $a_1, a_2 \dots a_m$, можна виконати декількома методами, а саме це може бути метод вибраних точок, що є притаманним саме

для інтерполяції або МНК чи метод середніх [15]. Останні два методи визначення коефіцієнтів класифікують апроксимуючий поліном як емпіричні формули, більш детальне роз'яснення цього зроблено в подальшому.

Для визначення коефіцієнтів $a_1, a_2 \dots, a_m$ методом вибраних точок, необхідно мати m експериментально знятих значень B_i та H_i . Далі можна скласти систему рівнянь вигляду:

$$\sum_{j=1}^m a_j H_i^j = B_i, \quad i = 1..m. \quad (2.4)$$

Розв'язком лінійної системи рівнянь (2.4) будуть коефіцієнти $a_1, a_2 \dots, a_m$. Такий метод не слід використовувати, коли точність експериментально знятих точок з координатами B_i та H_i відносно невелика. Слід також відмітити, що не для кожного набору експериментальних точок можна побудувати такий інтерполяційний поліном. Якщо дослідження процесів ТС відбувається за ХН до області насичення, такий метод є дуже корисним, точним і простим у використанні та обчисленні.

Представлення ХН дробово-раціональними функціями можна побачити в [27]. Такий вид апроксимації в загальному є одним із найскладніших і має наступний вигляд:

$$B(H) = \sum_{j=1}^s a_j H^j \bigg/ \sum_{j=0}^p b_j H^j. \quad (2.5)$$

Коефіцієнти $a_1, \dots, a_s, b_0, b_1, \dots, b_p$ можна визначити за наявності $n = s + p + 1$ експериментально знятих точок ХН. Тоді можливий запис системи рівнянь наступного виду:

$$\sum_{j=1}^s a_j H_i^j - B_i \sum_{j=0}^p b_j H_i^j = 0. \quad (2.6)$$

Перевагою такого представлення ХН є висока точність. Однак, одним із недоліків є те, що не для кожного набору точок вдається побудувати раціональну інтерполяційну функцію. До того ж, вирішуючи систему (2.6) при визначенні значної кількості коефіцієнтів завжди буде накопичуватись похибка в коефіцієнтах і апроксимована функція не зможе правильно описати експериментальну функцію. Для того, щоб уникнути таких проблем існує декілька алгоритмів визначення коефіцієнтів і побудови апроксимуючої функції. Одним із таких алгоритмів є алгоритм Флоатера-Хормана, запропонований в 2005 році, який нічим не поступається кубічним сплайнам [75], що розглянуті нижче. Для кривої намагнічування апроксимуючу формулу за алгоритмом Флоатера-Хормана можна записати в наступному вигляді:

$$B(H) = \sum_{i=0}^n B_i \left[\frac{k_i}{H - H_i} \right] / \sum_{i=0}^n \left[\frac{k_i}{H - H_i} \right], \quad (2.7)$$

де k_i - ваговий коефіцієнт, який визначається наступним чином:

$$k_i = \sum_{\substack{s=0 \\ i-d \leq s \leq i}}^{n-d} (-1)^s \cdot \prod_{\substack{j=s \\ j \neq i}}^{s+d} \left[\frac{1}{H_i - H_j} \right]. \quad (2.8)$$

В формулі (2.8) порядок інтерполяційної схеми Флоатера-Хормана d можна приймати в межах $0 \leq d < n$. Число d задає порядок точності апроксимації і його не завжди варто приймати великим. Цей алгоритм має значну перевагу, оскільки не потрібно розв'язувати системи рівнянь для визначення коефіцієнтів формули.

Далі розглянемо апроксимацію сплайнами. Теорія сплайнів розроблена досить недавно і дає високу точність в побудові апроксимуючих формул [25]. Як і в кусково-лінійній апроксимації, маючи n експериментально знятих точок, ХН розбивається на $n - 1$ відрізок. Згідно теорії сплайнів кожний такий відрізок можна апроксимувати поліномом невисокої степені, експонентою, тригонометричними функціями і т. д, тобто варіантів є досить багато. Проте для

ХН, яка знімається з невисокою точністю, використовувати математичний апарат, який потребує значних обчислювальних затрат, мабуть немає ніякого сенсу. При аналізі різних публікацій найчастіше зустрічались параболічна та кубічна інтерполяція сплайнами [21, 25]. Тобто кожний відрізок $[H_{i-1}, H_i]$ замінюється квадратичним та кубічним поліномом відповідно. Параболічний сплайн для ХН на кожній ділянці виглядає наступним чином:

$$B_i(H) = a_i + b_i(H - H_{i-1}) + c_i(H - H_{i-1})^2. \quad (2.9)$$

Кількість коефіцієнтів в (2.9), які необхідно визначити для апроксимації, становить $3n$ і відповідно до праці [30] вони мають наступний вигляд:

$$\begin{aligned} a_i &= B_{i-1}; \quad c_i = \frac{B_i - B_{i-1}}{(H_i - H_{i-1})^2} - \frac{b_i}{H_i - H_{i-1}}; \quad i = 1, \dots, n; \\ b_1 &= 0; \quad b_{i+1} = 2 \frac{B_i - B_{i-1}}{H_i - H_{i-1}} - b_i; \quad i = 1, \dots, n-1. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Рівняння (2.10) вирішуються наступним чином: спершу визначаються коефіцієнти a_i та b_i , а потім коефіцієнти c_i . Далі після визначення цих коефіцієнтів для визначення самого сплайна достатньо визначити номер інтервалу в який попадає точка інтерполювання, і скористатися формулою (2.9). Ефективність параболічного сплайну полягає в тому, що не потрібно розв'язувати системи рівнянь для визначення коефіцієнтів. В такому сплайні забезпечується неперервність першої похідної. Проте кількість коефіцієнтів становить $3n$, тобто потребує більших затрат пам'яті обчислювальних засобів в порівнянні з алгоритмом Флоатера-Хормана.

Кубічний сплайн на теперішній час мабуть є одним із найточніших та найефективніших методів інтерполяції, здобув широке застосування у всіх матпакетах і в загальному має наступний вигляд:

$$B_i(H) = a_i + b_i(H - H_{i-1}) + c_i(H - H_{i-1})^2 + d_i(H - H_{i-1})^3. \quad (2.11)$$

Як видно з формули (2.11) кількість коефіцієнтів тут налічується $4n$ і відповідно до [30] спершу методом прогонки розв'язують трьохдіагональну систему рівнянь і визначають коефіцієнти c_i :

$$c_1 = 0; \quad c_{n+1} = 0;$$

$$\begin{aligned} & (H_{i-1} - H_{i-2})c_{i-1} + 2(H_i - H_{i-2})c_i + (H_i - H_{i-1})c_{i+1} = \\ & = 3 \left(\frac{B_i - B_{i-1}}{H_i - H_{i-1}} - \frac{B_{i-1} - B_{i-2}}{H_{i-1} - H_{i-2}} \right); \quad i = 2, \dots, n, \end{aligned}$$

далі знаходять коефіцієнти b_i та d_i :

$$b_i = \frac{B_i - B_{i-1}}{H_i - H_{i-1}} - \frac{H_i - H_{i-1}}{3} (c_{i+1} + 2c_i);$$

$$d_i = \frac{c_{i+1} - c_i}{3(H_i - H_{i-1})}; \quad i = 1, \dots, n-1,$$

та коефіцієнти b_n та d_n :

$$b_n = \frac{B_n - B_{n-1}}{H_n - H_{n-1}} - \frac{2c_n(H_n - H_{n-1})}{3};$$

$$d_n = -\frac{c_n}{3(H_n - H_{n-1})}.$$

Коефіцієнти $a_i = B_{i-1}$ при $i = 1, \dots, n$.

Кубічний сплайн дає можливість визначити неперервну не тільки першу, але й другу похідну. В Додатку Б описано проведені дослідження та порівняльний аналіз вищеописаних методів апроксимації інтерполяційними функціями.

Перш ніж обговорювати можливість використання емпіричних формул для апроксимації ХН, слід розглянути методи визначення коефіцієнтів апроксимації. Як вже відмічалось, існує декілька методів знаходження найкращих коефіцієнтів емпіричної апроксимуючої формули, зокрема в праці [15] запропоновано і

описано два з них: метод середніх та МНК. Враховуючи кращу точність МНК, він використаний в подальших розрахунках.

Близько одинадцять груп емпіричних формул для апроксимації ХН описано в праці [10]. При виконанні даної роботи, всі ці групи були досліджені для різних ХН ТС, поданих в працях [2, 38, 39], де коефіцієнти формул визначались за допомогою МНК. За результатами дослідження групою найбільш точних емпіричних формул апроксимації ХН виявилась арктангенсна група і зокрема формула запропонована Мюллером, наступного вигляду:

$$B(H) = A \cdot \arctg(\alpha \cdot H) + C \cdot H. \quad (2.12)$$

В роботі [10] запропоноване аналітичне визначення коефіцієнтів A , C та α . Для цього спершу необхідно визначити коефіцієнт α , розв'язуючи ітераційним або графоаналітичним шляхом рівняння:

$$\frac{B_1 \cdot H_2 - B_2 \cdot H_1}{B_3 \cdot H_2 - B_2 \cdot H_3} = \frac{H_2 \cdot \arctg(\alpha \cdot H_1) - H_1 \cdot \arctg(\alpha \cdot H_2)}{H_2 \cdot \arctg(\alpha \cdot H_3) - H_3 \cdot \arctg(\alpha \cdot H_2)}. \quad (2.13)$$

В рівнянні (2.13) значення $H_1 \dots B_3$ це значення напруженостей магнітного поля та індукції вибраних по методу «вибраних точок». Перша точка – до «коліна» ХН (в області середніх індукцій на лінійній ділянці); друга точка – за «коліном» ХН; третю точку необхідно брати в області максимального насичення. Визначивши коефіцієнт α , розраховуються коефіцієнти A та C :

$$A = \frac{B_1 \cdot H_2 - B_2 \cdot H_1}{H_2 \cdot \arctg(\alpha \cdot H_1) - H_1 \cdot \arctg(\alpha \cdot H_2)},$$

$$C = \frac{B_1 - A \cdot \arctg(\alpha \cdot H_1)}{H_1}.$$

У випадку, коли необхідно апроксимувати ХН формулою з аргументом B , варто використовувати гіперболічну функцією з лінійним коефіцієнтом наступного виду [34]:

$$H(B) = A \cdot \sinh(\alpha \cdot B) + C \cdot B. \quad (2.14)$$

Аналітичні вирази для розрахунку коефіцієнтів для формули (2.12) було виведено як і в попередньому варіанті, тобто спершу отримано коефіцієнт α , як розв'язок рівняння:

$$\frac{H_1 \cdot B_2 - H_2 \cdot B_1}{H_2 \cdot B_3 - H_3 \cdot B_2} = \frac{B_2 \cdot \sinh(\alpha \cdot B_1) - B_1 \cdot \sinh(\alpha \cdot B_2)}{B_3 \cdot \sinh(\alpha \cdot B_2) - B_2 \cdot \sinh(\alpha \cdot B_3)}$$

далі визначені коефіцієнти:

$$A = \frac{H_2 \cdot B_3 - H_3 \cdot B_2}{B_3 \cdot \sinh(\alpha \cdot B_2) - B_2 \cdot \sinh(\alpha \cdot B_3)};$$

$$C = \frac{H_1 - A \cdot \sinh(\alpha \cdot B_1)}{B_1}.$$

В формулах (2.12) та (2.14) лінійні коефіцієнти визначають нахил кривої намагнічування до осі аргументу. Слід відмітити, що використовувати такі емпіричні формули можна тільки до безгістерезисної ХН. Апроксимація безгістерезисної ХН цими формулами показано в Додатку Б.

В роботі [121] для апроксимації початкової кривої намагнічування в першому квадранті запропонована наступне співвідношення:

$$H(B) = a \cdot \tan(k \cdot B) + c(1 - e^{-p \cdot B}), \quad (2.15)$$

де друга його складова відповідає за вигин в Релеївській зоні, а коефіцієнти a , k , c , p – параметри апроксимації.

Враховуючи, що перша (тангенсійна) складова виразу (2.15), має тенденцію з грубою похибкою поводити себе в області значного насичення, то в даній роботі запропоновано для апроксимації початкової ХН використовувати замість тангенсу гіперболічний синус. Відповідна формула виглядає наступним чином:

$$H(B) = a \cdot \sinh(k \cdot B) + c(1 - e^{-p \cdot B}). \quad (2.16)$$

Порівняння апроксимуючих формул (2.14) та (2.15) відображено в Додатку Б.

Розглянемо тепер апроксимацію емпіричними поліномами, тобто поліномами які не проходять через експериментальні точки, відповідно їхні коефіцієнти розраховуватимуться МНК. Слід зауважити, що апроксимація поліномами не завжди дає задовільне рішення задачі наближення функції з заданою точністю на даному проміжку, так як збіг заданої в табличній формі функції з поліномом $B(H)$ навіть при близько заданих одна від одної точок H_i і H_{i+1} не гарантуватиме малість величини відхилення на відрізку $[H_i, H_{i+1}]$, оскільки поліному притаманні так звані осциляції. Ці осциляції відбуваються через те, що функція досить різко змінює значення [15] (так зване "коліно" ХН і область насичення).

Про поліноміальну апроксимацію опубліковано також значну кількість праць, в яких автори старались усунути осциляції, розбиваючи ХН на три ділянки і кожен з них апроксимувати своїм поліномом [24], або використовувати декілька членів полінома низького порядку і обов'язково один член високого порядку [8].

В загальному випадку, як вже раніше згадувалось, при n експериментально знятих точках ХН можна побудувати апроксимуючий поліном степені $m < n$, вигляду (2.4). Проте при дослідженні виявилось, що для апроксимації ХН слід використовувати непарні степені поліному наступного вигляду

$$H(B) = \sum_{j=1,3,5\dots}^m a_j B^j, \quad j = 1..m, \quad 2 \cdot m < n. \quad (2.17)$$

Приклад та аналіз такого способу апроксимації наведено на рис. Б.6 (див. Додаток Б).

Розглянемо апроксимацію емпіричною дробово-раціональною функцією виду (2.5), коефіцієнти якої розраховувались МНК. Приклад такої апроксимації

зображено на рис. Б.7 (див. Додаток Б). Слід зауважити, що при виконанні досліджень з апроксимації ХН дробово-раціональною емпіричною функцією, приймалися до розгляду різні комбінації степенів s чисельника та p знаменника. Апроксимація виконується з певною точністю тільки для безгістерезисної ХН, для початкової ХН використовувати такий вид апроксимації не варто із-за значних похибок апроксимації в Релеївській зоні. Також при виконанні досліджень встановлено, що для апроксимації безгістерезисної ХН слід використовувати порядок степенів $s = p$ формули (2.5). При значеннях степенів $s \neq p$ функції мають тенденцію не описувати ХН або описувати з дуже низькою точністю.

Найкращим варіантом для апроксимації безгістерезисної ХН, як показано на рис. Б.6 (крива 3), виявилась дробово-раціональна функція степені $s = p = 2$ наступного вигляду:

$$B(H) = \frac{a_1 H + a_2 H^2}{b_0 + b_1 H + b_2 H^2}. \quad (2.18)$$

Крім того, слід зауважити, що формула (2.18) була перевірена для ХН ТС, поданих в працях [2, 38, 39] і показала дуже добрі результати.

2.1.2 Представлення основної петлі гістерезису. Значна кількість ММ ТС вимагають аналітичного опису основної петлі гістерезису. З цією метою розглянемо декілька варіантів аналітичного представлення основної петлі гістерезису, які зустрічались в різноманітній літературі при виконанні даної роботи.

Зокрема, в роботі [26] запропоновано декілька співвідношень для апроксимації основної гістерезисної петлі. Слід відмітити, що в цій роботі описані співвідношення, запропоновані Релейєм, проте застосування цих співвідношень, особливо для ММ є не завжди виправдано, оскільки основну гістерезисну петлю розділено на три області напруженостей поля: $H \ll H_c$, $H \geq -H_c$ та $H \geq H_c$, що в свою чергу ускладнює ММ та зменшує її точність із-за можливих нестиківок частин петлі в переході з однієї області в іншу. З решти

перелічених в цій праці способів апроксимації слід виділити наступне співвідношення, яке виділяється своєю простотою у застосуванні і порівняно високою точністю з поміж інших співвідношень:

$$B^{\mp}(H) = \frac{2 \cdot B_s}{\pi} \left[\arctg \left(\frac{H \pm H_c}{H_c} \cdot \tg \left(\frac{\pi \cdot B_r}{2 \cdot B_s} \right) \right) \right]. \quad (2.19)$$

Тут верхній знак відповідає спадаючій частині, а нижній-зростаючій частині петлі гістерезису.

В роботі [65] запропоновано наступний спосіб опису основної гістерезисної петлі:

$$B^{\mp}(H) = \frac{B_s \cdot (H \pm H_c)}{|H \pm H_c| + H_c \cdot \left(\frac{B_r}{B_s} - 1 \right)}. \quad (2.20)$$

Приклад апроксимації основної петлі гістерезису приведеної в Додатку Б. на рис. Б.1 за формулами (2.19) та (2.20) подано на рис. Б.8.

Ще один спосіб запропонований в праці [132]. Він має наступний вигляд:

$$B(H) = 0.5 \sum_{i=1}^m B_i [\tgh(a_i H) + c \cdot \operatorname{sech}^2(a_i H)], \quad (2.21)$$

де a_i – коефіцієнти апроксимації, $a_i > 0$ та $B_i > 0$; m – кількість членів апроксимуючої формули,

$$c = \begin{cases} 0 \leq c \leq 0.5 & \text{при зростанні } H; \\ -0.5 \leq c \leq 0 & \text{при спаданні } H, \end{cases}$$

за умови $\sum_{i=1}^m B_i = B_s$.

Приклад та результати такої апроксимації відображені на рис. Б.9 та Б.10 Додатку Б.

В роботі [142] описано Т(х)-модель для відображення гістерезисних петель наступного вигляду:

$$T^{\mp}(x) = B^{\mp}(H) = a_0 \cdot H + \sum_{i=1}^m [b_i \cdot \operatorname{tgh}[c_i(H \pm H_c)]]. \quad (2.22)$$

Для демонстрації того, як запропонована функція описує експериментальні дані основної петлі гістерезису (рис. Б.1 Додатку Б) за допомогою МНК розраховувались коефіцієнти a_0 , b_i , c_i , $i = 1 \dots m$ для різних значень m . Результати апроксимації цим способом відображені на рис. Б.11 та Б.12.

Апроксимуючі формули (2.21) та (2.22) можуть дещо точніше описувати основну петлю гістерезису (рис. Б.9-Б.10) при збільшенні членів суми ряду m , що є негативною характеристикою цього способу. Це в свою чергу означає, що для узагальненого використання таких апроксимуючих формул, заздалегідь необхідно розробити алгоритм визначення оптимальної кількості членів суми m та коефіцієнтів кожного члену апроксимуючої формули.

2.2 Моделювання електромагнітних процесів в трансформаторах струму

2.2.1 Модель на основі апроксимованої характеристики намагнічування [141]. В загальному випадку ММ ТС без врахування втрат на вихрові струми і гістерезис описується системою двох рівнянь:

$$i_2(t) = w_1/w_2 (i_1(t) - i_0(t));$$

$$\frac{d\Psi(t)}{dt} = r_2 i_2(t) + L_2 \frac{di_2(t)}{dt}, \quad (2.22)$$

де $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_0(t)$ – миттєві значення первинного, вторинного та намагнічуючого струму відповідно; $d\Psi(t)/dt$ – швидкість зміни потокозчеплення вторинної обмотки, r_2, L_2 – активний опір та індуктивність вторинного кола ТС; w_1, w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмотки.

Оскільки розрахунок проводиться по апроксимованій ХН, яка зазвичай задається в координатах $B(H)$ чи $H(B)$, то перейдемо від координат $i_0(\Psi)$ до координат $H(B)$, використовуючи наступні співвідношення

$$\frac{d\Psi(t)}{dt} = w_2 \frac{d\Phi(t)}{dt}; \quad \Phi(t) = B(t)S; \quad i_0(t) = \frac{H(t) \cdot l_c}{w_1},$$

де l_c, S – відповідно довжина середньої лінії і площа поперечного перерізу МП ТС.

Використовуючи дані співвідношення перепишемо систему рівнянь (2.22) наступним чином:

$$i_2(t) = \frac{w_1}{w_2} \left(i_1(t) - \frac{l_c}{w_1} H(B(t)) \right); \quad (2.23)$$

$$\frac{dB(t)}{dt} w_2 S = r_2 i_2(t) + L_2 \frac{di_2(t)}{dt}.$$

Застосуємо для розв'язання цієї системи рівнянь чисельні методи. Скористаємося чисельним диференціюванням [23] і представимо похідні другого рівняння системи (2.23) наступним чином:

$$\frac{B^{(k)} - B^{(k-1)}}{\Delta t} = \frac{1}{w_2 S} \left[r_2 i_2 + L_2 \frac{i_2^{(k)} - i_2^{(k-1)}}{\Delta t} \right],$$

де Δt - деякий приріст часу, k - номер поточного приросту часу.

Виконаємо наступні перетворення останнього рівняння:

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + \frac{\Delta t}{w_2 \cdot S} \cdot \left[r_2 \cdot i_2^{(k)} + L_2 \cdot \frac{i_2^{(k)} - i_2^{(k-1)}}{\Delta t} \right];$$

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + i_2^{(k)} \cdot \frac{\Delta t \cdot r_2 + L_2}{w_2 \cdot S} - i_2^{(k-1)} \cdot \frac{L_2}{w_2 \cdot S}.$$

Звідси значення магнітної індукції на кожному поточному кроці часу можна записати наступним чином:

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + i_2^{(k)} \cdot A_1 - i_2^{(k-1)} \cdot A_2, \quad (2.24)$$

де A_1 та A_2 сталі коефіцієнти на кожному кроці, які визначаються наступними співвідношеннями:

$$A_1 = \frac{\Delta t \cdot r_2 + L_2}{w_2 \cdot S}; \quad A_2 = \frac{L_2}{w_2 \cdot S}. \quad (2.25)$$

Система рівнянь (2.22) на кожному k -ому кроці з урахуванням рівняння (2.23) матиме вигляд:

$$i_2^{(k)} = k_H \left[i_1^{(k)} - \frac{l_c}{w_1} H(B^{(k)}) \right]; \quad (2.26)$$

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + i_2^{(k)} \cdot A_1 - i_2^{(k-1)} \cdot A_2,$$

де k_H - номінальний коефіцієнт трансформації ТС.

При використанні чисельного інтегрування, перепишемо друге рівняння системи (2.23) наступним чином:

$$\begin{aligned} w_2 S \int_{k-1}^k \frac{dB(t)}{dt} dt &= r_2 \int_{k-1}^k i_2(t) dt + L_2 \int_{k-1}^k \frac{di_2(t)}{dt} dt; \\ w_2 S [B^{(k)} - B^{(k-1)}] &= r_2 \int_{k-1}^k i_2(t) dt + L_2 [i_2^{(k)} - i_2^{(k-1)}]; \\ B^{(k)} &= B^{(k-1)} + \frac{r_2}{w_2 S} \int_{k-1}^k i_2(t) dt + \frac{L_2}{w_2 S} i_2^{(k)} - \frac{L_2}{w_2 S} i_2^{(k-1)}. \end{aligned}$$

Скориставшись методом трапецій при малих приростах часу Δt запишемо останнє рівняння наступним чином:

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + \frac{r_2}{w_2 S} \cdot \frac{\Delta t}{2} \cdot [i_2^{(k-1)} + i_2^{(k)}] + \frac{L_2}{w_2 S} i_2^{(k)} - \frac{L_2}{w_2 S} i_2^{(k-1)};$$

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + \frac{r_2 \Delta t - 2L_2}{2w_2 S} \cdot i_2^{(k-1)} + \frac{r_2 \Delta t + 2L_2}{2w_2 S} \cdot i_2^{(k)}. \quad (2.27)$$

Введемо наступні позначення:

$$C_1 = \frac{r_2 \Delta t + 2L_2}{2w_2 S}, \quad C_2 = \frac{r_2 \Delta t - 2L_2}{2w_2 S}. \quad (2.28)$$

З врахуванням виразів (2.27) та (2.28) систему рівнянь (2.23) представимо в наступному вигляді:

$$i_2^{(k)} = k_n \left[i_1^{(k)} - \frac{l_c}{w_1} H(B^{(k)}) \right]; \quad (2.29)$$

$$B^{(k)} = B^{(k-1)} + i_2^{(k)} \cdot C_1 + i_2^{(k-1)} \cdot C_2.$$

Математична модель ТС (2.26) та (2.29) при малих Δt дають практично однакові результати моделювання. Приклади моделювання ЕМП в ТС подано в Додатку В.

2.2.2 Модель на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона [7, 50]. Теорія феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона розглядає процес намагнічування феромагнітного матеріалу як протидію сил тертя будь-якій зміні в намагнічуванні (при переміщенні доменної стінки всередині матеріалу через наявність дефектних місць в матеріалі, меж між кристалами, домішків та ін.) і таким чином представляється, як фізична модель феромагнітного гістерезису [94, 95]. В загальному дана теорія являє собою нелінійні диференціальні рівняння першого порядку, які характеризуються рядом коефіцієнтів, що мають певний фізичний зміст. Ідентифікація цих коефіцієнтів можлива за допомогою вимірної початкової характеристики намагнічування (ХН) та основної гістерезисної петлі [95].

В основу даної моделі покладено рівняння для безгістерезисної ХН, яка описує залежність намагніченості від середньої напруженості поля (ефективного поля). Безгістерезисна ХН використовується як ядро (основа) для моделювання впливів вигину і переміщення доменної стінки, тобто зворотного і прямого руху

доменних стінок, але не враховує втрати викликані внаслідок руху доменної стінки. Як таку характеристику використано модифіковану функцію Ланджевiна, яка має наступний вигляд:

$$M_{an}(H) = M_s \left[\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right], \quad (2.30)$$

де $H_e = H + \alpha M$ – це ефективне поле, яке проявляється внаслідок зсуву доменiв; H – зовнiшнє застосоване поле; α – середнiй параметр поля, який представляє мiждоменний зв'язок, M_s – намагнiченiсть насичення. Константа a так званий параметр форми безгiстерезисної ХН вiдображає зростання температури феромагнетику [61]. Слiд вiдмiтити, що M_s прийнято вважати точку, де збiгаються початкова ХН, зростаюча та спадаюча частини граничної петлi гiстерезису.

З рiвняння енергетичного балансу намагнiчування, отримано співвiдношення для диференцiальної проникностi прямої намагнiченостi $dM_{irr}/dH_e = (M_{an} - M_{irr})/k\delta$, де k – коефiцiєнт, який вiдображає зв'язок з гiстерезисними втратами, δ – коефiцiєнт знаку, який приймає значення $+1$, коли $dH/dt > 0$ та -1 , коли $dH/dt < 0$.

Впродовж процесу намагнiчування, доменна стiнка феромагнiтного матерiалу не тiльки переходить вiд одного центрального захвату до iншого, а й вигинається, коли утримуються на центральних захватах. Такий вигин доменної стiнки пов'язаний iз зворотною змiною у процесi намагнiчування. Виходячи з деяких фiзичних енергетичних припущень про вигин доменної стiнки [94] отримано лiнiйно залежне співвiдношення для зворотної намагнiченостi $M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr})$, де c – коефiцiєнт зворотностi, який знаходиться в межах $[0,1]$.

Оскiльки сумарна намагнiченiсть це сума прямої намагнiченостi та зворотної намагнiченостi, тобто $M = M_{irr} + c(M_{an} - M_{irr})$, то сумарна диференцiальна проникнiсть для феромагнiтного матерiалу може бути представлена в наступному виглядi [94]:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{1}{1+c} \cdot \frac{M_{an} - M}{\delta k / \mu_0 - \alpha(M_{an} - M)} + \frac{c}{1+c} \cdot \frac{dM_{an}}{dH}. \quad (2.31)$$

Перехід від намагніченості до індукції описується співвідношенням:

$$B = \mu_0(H + M), \quad (2.32)$$

де μ_0 – магнітна проникність вакууму, B – магнітна індукція.

З метою застосування розглянутої теорії опису гістерезису для моделювання ЕЕМ в ТС використано два основні рівняння ТС (2.22) [50].

Вирази (2.31) – (2.32) та система рівнянь (2.22) утворюють набір з чотирьох рівнянь, які дають змогу ітераційно розрахувати чотири невідомі ΔI_2 , ΔH , ΔB , і ΔM на кожному кроці інтегрування.

Як вже раніше відмічалось Джайлс і Атертон використовували у своїх дослідженнях модифіковану функцію Ланджевiна (2.30) для опису безгістерезисної ХН, яка є основою для побудови гістерезисних циклів. Проте в деяких працях вказувалось на суттєві похибки апроксимації модифікованою функцією Ланджевiна експериментальних даних ХН. У [144] запропоновано використовувати гіперболічний тангенс або дробово-лінійну функцію, що практично з такою ж точністю описують ХН, що й модифікована функція Ланджевiна. У [59] запропоновано більш точніший спосіб апроксимації ХН:

$$M_{an}(H) = M_s \frac{a_1 H_e + H_e^b}{a_3 + a_3 H_e + H_e^b}, \quad (2.33)$$

де a_1, a_2, a_3, b – коефіцієнти апроксимації.

З метою удосконалення моделі Джайлса-Атертона для розрахунку ЕМП в ТС в роботі [50] запропоновано використовувати для апроксимації безгістерезисної ХН замість функції Ланджевiна – дробово-раціональну функцію другого порядку (2.18), яка у координатах намагніченість-напруженість магнітного поля має наступний вигляд:

$$M_{an}(H) = \frac{s_1 H_e + s_2 H_e^2}{p_0 + p_1 H_e + p_2 H_e^2}, \quad (2.34)$$

де s_1, s_2, p_0, p_1, p_2 – коефіцієнти апроксимації.

На рис. 2.3 представлено порівняння точності апроксимації експериментальних даних ХН готових МП ТС з різних марок сталі: 1511 (рис. 2.3 (а)), 1512 (рис. 2.3 (б)), 3406 (рис. 2.3 (в)), 3408 (рис. 2.3 (г)).

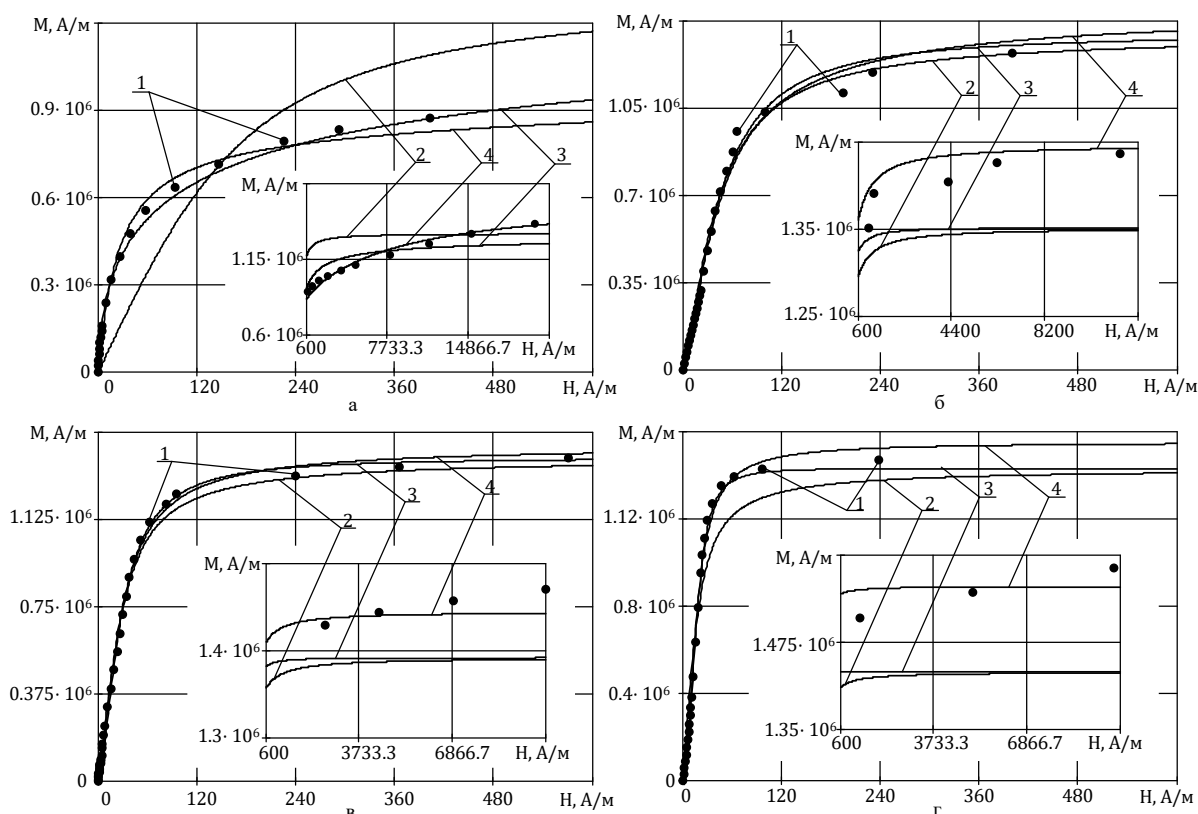


Рис. 2.3. Апроксимація експериментальних даних безгістерезисних ХН готових МП ТС різних марок сталі: а) 1511; б) 1512; в) 3406; г) 3408

1 – експериментальні дані ХН; 2 – апроксимація згідно формули (2.30); 3 – апроксимація згідно формули (2.33); 4 – апроксимація згідно формули (2.34)). Коефіцієнти апроксимуючих формул у всіх випадках розраховувались за допомогою МНК.

Як видно функція Ланджевiна (2.30) у всіх досліджуваних випадках з великою похибкою описує зону насичення ХН. Для деяких сталей (рис. 2.3 (а) та рис. 2.3 (г)) вона з низькою точністю описує плечову зону ХН, а для сталі (рис. 2.3 (а)) – і лінійну частину до плечової зони. Функція (2.33), запропонована в

роботі [59], дає набагато кращу точність апроксимації в порівнянні з функцією Ланджевіна, але тільки до зони насичення. У всіх показаних на рис. 2.3 випадках, починаючи із зони насичення, апроксимована нею ХН проходить дещо нижче відносно експериментальних точок ХН. Для усунення цього недоліку, запропонована функція (2.34), що значно краще описує крім початкової і плечової зони також і зону насичення ХН.

В додатку Д на рис. Д.1 та Д.2 показано вплив застосування (2.34) на прикладі розрахунку струмів ТС з МП марки сталі 1511 в порівнянні апроксимацією ХН функцією, запропонованою в роботі [59]. Також в Додатку Д зображено приклад моделювання ЕМП процесів за допомогою розробленої моделі ТС на основі теорії Джайлса-Атертона.

В оригінальній теорії Джайлса-Атертона для опису гістерезисних явищ слід визначити п'ять коефіцієнтів α , a , k , c , M_s . Детальна інформація щодо процедури їх визначення запропонована в працях [95, 125]. Однак в праці [106] відмічено, що ця процедура не дає можливості точно відтворити гістерезис, оскільки не зрозуміло які «фіксовані точки» на вимірних кривих повинні бути використані для розрахунку коефіцієнтів. Більш того неявний характер рівнянь для розрахунку цих коефіцієнтів вносить значну проблему в можливість знаходження розв'язку або помилкового визначення коефіцієнтів. З метою підвищення точності визначення коефіцієнтів для опису гістерезису відповідно до оригінальної теорії Джайлса-Атертона в роботі [61] запропоновано модифіковану процедуру для розрахунку цих коефіцієнтів.

Однак використання точніших апроксимуючих безгістерезисну ХН формул (2.33) та (2.34) пов'язано з появою нових коефіцієнтів, що робить неможливим застосування процедур розрахунку коефіцієнтів, запропонованих в працях [61, 95]. З метою забезпечення можливості використання запропонованої апроксимуючої формули (2.34) і відповідно підвищення точності опису явища гістерезису ТС, можливе застосування сучасних генетичних оптимізаційних методів, які вже набули великої популярності в світовій практиці для розв'язання

різноманітних інженерних задач, зокрема адаптація одного з них для запропонованої моделі описана в праці [50].

2.3 Моделювання електромагнітних процесів в трифазному первинному вимірювальному каналі струму

В попередньому підрозділі йшла мова про моделі фазного ТС та моделювання ЕМП в ньому. Проте, в реальності трифазний ПВК струму це сукупність трьох фазних ТС, як це показано на рис. 1.1. Розглядати трифазний ПВК струму як однолінійну схему, як це зазвичай роблять з трифазними колами, та досліджувати ЕМП тільки в одній опорній фазі А – це суттєва помилка дослідників, оскільки в таких випадках не можливо відтворити процеси в ПВК за складніших режимів роботи ЕЕС, відмінних від усталеного чи режиму однофазного КЗ, що призводить до зростання похибок при дослідженні ЕМП [53]. Враховуючи цей фактор, можна чітко стверджувати, що важливою складовою моделі трифазного ПВК є модель групи фазних ТС (ГТС), яка повинна максимально наближено до реальних умов відтворювати протікання ЕМП в фактичній ГТС.

2.3.1 Модель групи трансформаторів струму [48]. Моделі ТС, які використовувались раніше для досліджень процесів в ГТС [1, 3, 4, 16, 17, 29 та ін.], базувались на певних спрощеннях, серед яких найбільш вагомим є застосування спрощеного опису ХН. Найчастіше використовувалась прямокутна апроксимація ХН, що при дослідженні фазних ТС могло вносити 40-50% розрахункової похибки, дещо рідше спрямлена ХН. Також були спроби розділяти ХН на декілька частин і апроксимувати кожен з них своєю функцією, що викликало розрив першої похідної і не завжди дозволяло точно описувати фактичні експериментальні дані ХН [17]. Внаслідок таких спрощень не моделювались часткові гістерезисні цикли намагнічування МП ТС, а відповідно не враховувались втрати на вихрові струми та гістерезис.

При дослідженні ЕМП в ГТС, з використанням моделі ТС з ХН, апроксимованої ідеальною прямокутною кривою чи зі спрямленою ХН, завжди припускалось, що один із ТС групи насичується першим, а далі за принципом ітерацій розрахунок поведінки інших фазних ТС починався з моменту насичення цього ТС. Тобто такий підхід до розрахунку ЕМП в ГТС не забезпечує достовірність і точність його результатів.

Використана в праці [1] в дослідженні диференціальних струмових захистів із з'єднанням ТС за схемами «зірка-зірка» та «зірка-трикутник» аналітична апроксимація основної ХН ТС арктангенсною функцією з лінійним коефіцієнтом, як показано в праці [34], з досить низкою точністю описує основну ХН і її слід приймати лише для наближених розрахунків процесів в ГТС. Модель ГТС, яка запропонована в праці [17] і ґрунтується на апроксимації ХН поділеної на три частини, диференціальних рівняннях ТС і алгебраїчних рівняннях ГТС, що разом розв'язуються за допомогою чисельного інтегрування, громіздка і трудомістка.

Другий вагомий недолік усіх таких моделювань, це неможливість правильного врахування залишкової індукції в МП ТС групи, значення якої є одним із основних та найбільш впливових початкових даних моделювання (див. підрозділ 1.2).

Використання сучасних обчислювальної техніки, ПЗ та теорії опису процесів намагнічування феромагнітних матеріалів створює можливість підвищення точності моделювання ЕМП процесів в ГТС, позбувшись вище згаданих спрощень та недоліків.

Для моделювання ЕМП в ГТС використовувалось програмне середовище Matlab Simulink. Схема для моделювання ЕМП процесів в ГТС зі з'єднанням вторинного навантаження в «зірку», що зображена на рис. 2.4, складається з наступних блоків: 1 – програмованого джерела напруги; 2 – параметрів лінії електропередачі, за допомогою якого регулюється діюче значення періодичної складової струму КЗ та значення сталої часу первинного кола за КЗ; 3 – навантаження первинної енергосистеми, за допомогою якого регулюються

параметри доаварійного усталеного режиму (амплітуди фазних струмів доаварійного режиму та кути зсуву цих струмів відносно фазних напруг); 4 – характеристик КЗ, за допомогою якого задається тип та регулюється момент виникнення КЗ; 5 – групи фазних ТС; 6 – вторинних навантажень ТС, з'єднаних за схемою «зірка»; 7 – опору нульового проводу.

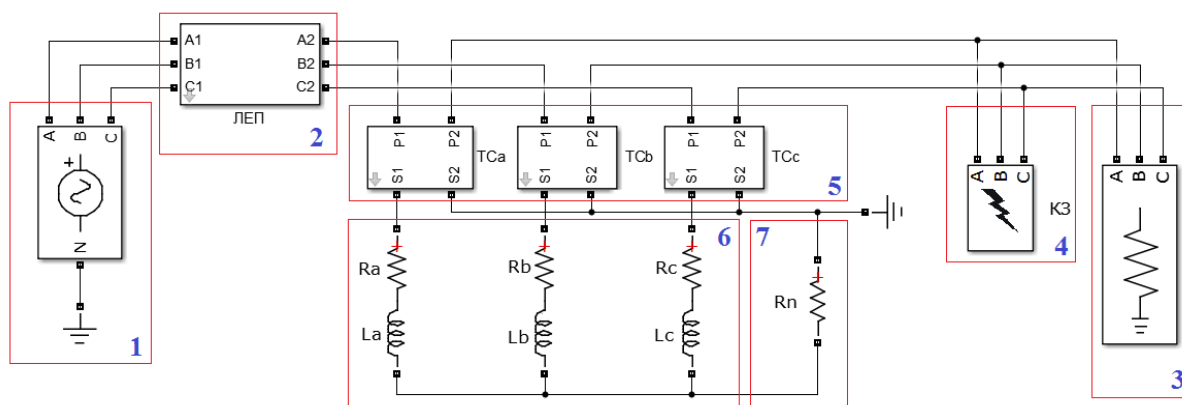


Рис. 2.4. Схема моделювання ЕМП в ГТС

Для досліджень поданих в розділах 3 та 4 у блоці 5, модель кожного фазного ТС – це удосконалена модель ТС на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона, яка детально описана в пункті 2.2.2. Проте, слід зауважити, що у блоці 5, за необхідності можна з достатньою легкістю використати алгоритми моделі ТС на основі апроксимованої ХН описаної в пункті 2.2.1. За таких умов значно зменшуються обчислювальні затрати і відповідно час досліджень, проте в такому випадку ми втрачаємо точність досліджень в порівнянні з використанням гістерезисної моделі ТС пункту 2.2.2.

Задіяна в схемі рис. 2.4 модель ГТС дає можливість досліджувати і всі інші можливі типи з'єднань вторинних обмоток ТС групи (трикутник, неповна зірка, різниця струмів фаз, а також послідовне і паралельне з'єднання). Приклад моделювання ЕМП в ГТС описано в Додатку Е.

2.3.2 Модель трифазного первинного вимірювального каналу струму [32]. Описана в передньому пункті модель ГТС є основою розробленої моделі трифазного ПВК струму. Незважаючи на те, що відповідно до схеми рис. 2.4 в

результаті можна розрахувати значну кількість параметрів, (похибки трансформації, магнітну індукцію, напруженість магнітного поля та намагніченість МП), основна інформація яка відбиралась для подальшого дослідження відповідно до рис. 1.1 – це були безпосередньо фазні первинні струми $i_{1a}(t), i_{1b}(t), i_{1c}(t)$, характеристики яких регулювались і задавались опосередковано через параметрами блоків 1-4 рис. 2.4, та розраховані за таких умов фазні вторинні струми $i_{2a}(t), i_{2b}(t), i_{2c}(t)$ ГТС.

Дані струмів кожного модельованого випадку зберігались у файлах зі структурою даних csv (coma separated value) для подальшого моделювання етапів перетворення струмів в ПВК, шляхом обробки цих даних в розробленому ПЗ, основні функції якого представлені на рис. 2.5.



Рис. 2.5. Функції програмного забезпечення обробки струмів ГТС

В розробленому ПЗ для моделювання дії аналогового фільтру реалізовано алгоритм моделі цифрового фільтру Баттерворса четвертого порядку, функцією якого є фільтрація вторинних фазних струмів ГТС. Кутова частота зрізу фільтру Баттерворса у всіх подальших дослідженнях прийнята рівною 400 Гц. Частотні характеристики використаного фільтру зображена на рис. 2.6.

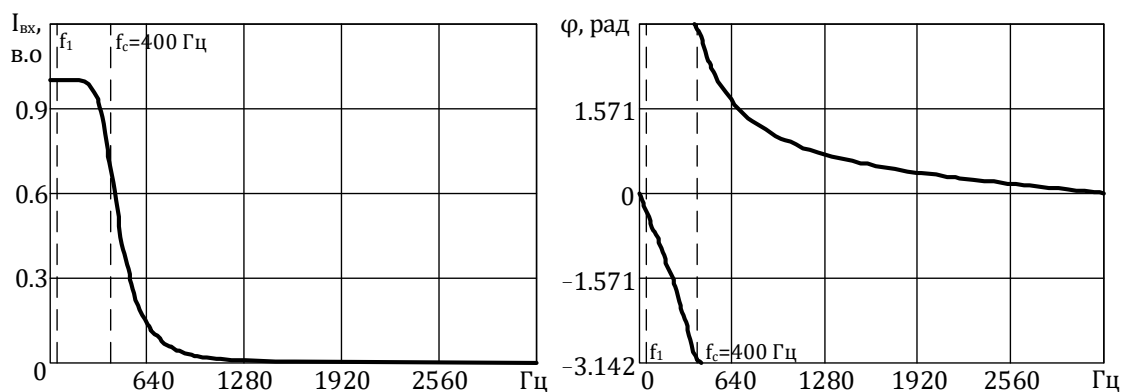


Рис. 2.6. Частотні характеристики моделі цифрового фільтру Баттерворса четвертого порядку з кутовою частотою зрізу 400 Гц
а) амплітудо-частотна; б) фазо-частотна

Реалізований в ПЗ алгоритм цифрового фільтру Баттерворса дозволяє виконувати розрахунки з іншими кутовими частотами зрізу шляхом перерахунку коефіцієнтів фільтру.

Моделювання АЦП відбувається шляхом лінійної інтерполяції відфільтрованих фільтром даних та відбором вибірок струмів з рівним періодом (періодом дискретизації), відповідно до необхідної досліджуваної частоти дискретизації АЦП. У всіх подальших дослідженнях використано модель АЦП з частотою дискретизації 6400 Гц (кількість вибірок за період основної частоти становить 128). Такий підхід до моделювання АЦП дозволяє виконувати дослідження ЕМП в ПВК при інших необхідних частотах дискретизації.

Програмне забезпечення розроблялось для гнучкого тестування, аналізу, порівняння та розробки нових методів та на їх основі алгоритмів виявлення КЗ, фіксації періодів насичення МП ТС, корекції струмів ПВК за насичення МП ТС та одержання інших інформативних складових з вибірок струмів на виході ПВК. Приклад моделювання ЕМП в ПВК, який в подальшому використаний для аналізу та порівняння методів виявлення насичення МП ТС подано в Додатку Ж.

2.4 Висновки до розділу

1. На основі огляду і оцінювання різних способів аналітичного представлення ХН МП ТС подано рекомендації з вибору оптимального способу аналітичного представлення в залежності від кількості вхідної інформації та характеру розв'язуваної задачі.

2. Удосконалено емпіричну формулу апроксимації ХН гіперболічним синусом шляхом введення в апроксимуючу формулу лінійного коефіцієнта, який впливає на нахил ХН до осі абсцис. Це забезпечує можливість опису ХН однією формулою та підвищення точності апроксимації.

3. Розроблено спосіб апроксимації ХН ТС, що полягає в пошуку точки розбиття ХН, яка характеризується різкою зміною аргументу, на дві ділянки та послідовному застосуванні до кожної з них алгоритму Флоатера-Хормана. Розробленому алгоритму властива висока точність апроксимації, співрозмірна з точністю апроксимації кубічними сплайнами, але менший об'єм і простота обчислень, відсутність осциляцій та можливість отримання похідних другого порядку. Запропоновані рекомендації, формула і спосіб можуть бути використані при апроксимації ХН інших електротехнічних пристроїв з феромагнітними МП.

4. Розроблено ММ ТС, інваріантну до способу апроксимації ХН. Модель дозволяє враховувати залишкову індукцію в МП ТС, розраховувати похибки ТС в перехідних режимах, легко алгоритмізується і потребує мінімальних обчислювальних затрат.

3. Удосконалено ММ ТС, яка ґрунтується на теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона і відрізняється від існуючих моделей, побудованих на основі цієї теорії, більш точним представленням безгістерезисної ХН. Використання моделі забезпечує більш точну побудову часткових і основної петель гістерезису, більшу достовірність розрахунків ЕМП у ТС.

4. В програмному середовищі Matlab Simulink розроблено комп'ютерну модель ГТС, в якій використана удосконалена модель ТС. На відміну від відомих, розроблена модель дозволяє комплексно досліджувати ЕМП в кожному ТС трифазної групи з урахуванням гістерезисних властивостей їх МП, рівня та знаку залишкової індукції в них, а також взаємодії ТС в групі, що забезпечує підвищення точності моделювання ЕМП в ГТС.

5. Розроблено ММ ПВК струму, яка складається з моделі групи фазних ТС (кожен з фазних ТС представлений моделлю, побудованою на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона і удосконаленою автором гнучкішим і точнішим способом апроксимації безгістерезисної ХН) розробленої в програмному середовищі Matlab Simulink та ПЗ цифрової обробки та аналізу струмів ПВК.

Розроблена модель дозволяє підвищити точність моделювання і комплексно досліджувати ЕМП в трифазному ПВК з урахуванням гістерезисних властивостей МП ТС, рівня та знаку залишкової індукції в них, взаємодії ТС в групі за аварійних та усталених режимів роботи ЕЕС враховуючи процеси аналогової фільтрації і дискретизації струмів.

Посилання: [1-4], [6-10], [13-30], [32], [34], [35], [38-41], [43], [47], [48], [50], [52], [53], [59], [61], [65], [75], [77], [79], [80], [86], [87], [94], [95], [106], [110], [118], [121], [125], [132], [141], [142], [144], [147], див. список використаних джерел стор. 147-154.

РОЗДІЛ 3

ВИЯВЛЕННЯ НАСИЧЕННЯ МАГНІТОПРОВОДІВ ТРАНСФОРМАТОРІВ СТРУМУ ПЕРВИННОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ

В підрозділі 1.5 відмічено, що найбільш придатний спосіб отримання достовірної інформації про струми КЗ і обмеження можливих помилкових дій РЗА є корекція вихідних струмів ПВК на періодах, де МП ТС знаходився в насиченому стані. Такий підхід до підвищення точності ПВК в перехідних режимах вимагає використання відповідного методу, який шляхом цифрової обробки дискретизованих струмів ПВК здатний виявляти початок входження МП ТС в стан насичення, а також визначати періоди та тривалість спотворення вторинного струму ТС.

3.1 Аналіз властивостей та характеристик методів виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму [32]

Аналіз публікацій [57, 66, 68, 81, 82, 84, 85, 93, 96, 100, 101, 105, 108, 109, 112, 131, 134, 145, 146, 149 та ін.] засвідчив наявність значної кількості методів виявлення насичення МП ТС. Насамперед зазначимо, що усі вони передбачають визначення наступних величин: індексу насичення (ІН) – математичної або фізичної величини, яка розраховується відповідно до задіяного в методі математичного апарату; одного чи двох порогових значень $th[n]$ (threshold) ІН, які являють собою межі між ненасиченим і насиченим станом МП і вказують на початок насичення і вихід з цього стану, та показника насичення $sat[n]$ – значення бінарного сигналу, що є результатом порівняння плинного значення ІН з його пороговим значенням і характеризує періоди спотворення вторинного струму ТС у складі ПВК. Розрахунки $sat[n]$ і $th[n]$ кожним методом потребує одержання певної кількості вибірок дискретизованого струму $i_2[n]$ ТС і виконання певної кількості обчислювальних операцій з вікном даних кожної

надходжуваної його вибірки. Тому довжина вікна даних і кількість обчислювальних операцій з ним, необхідних для розрахунку ІН і його порогових значень, наряду з точністю та завадостійкістю, прийняті як основні характеристики методів при їх порівнянні і встановленні їх здатності забезпечити точне і ефективне визначення наявності і тривалості насичення. В залежності від підходів, покладених в основу методів, їх доцільно умовно поділити на декілька груп. Так, до першої групи слід віднести методи, що передбачають розробку і застосування цифрової фільтрації і ДПФ. Серед них методи, які використовують для розрахунку ІН наступні функції: функцію $\Delta[n]$ різниці Ньютона зі зворотнім зв'язком [66]; функцію $\Delta_2[n]$ різниці другого порядку [67, 68, 96, 100]; функцію $\Delta_3[n]$ різниці третього порядку [101]; функцію $\Delta_{lan}[n]$ різниці низько-шумового фільтра Ланзоса [134], а також метод, який орієнтований на аналіз наявності аперіодичної складової у вторинному струмі ТС під час КЗ [149]. На рис. 3.1 показано результати, виконаних автором розрахунків ІН і його порогових значень за вказаними методами для описаного в Додатку Е випадку КЗ фази С. З цих розрахунків виявилось, що вони потребують порівняно невеликої кількості вибірок струму $i_2[n]$ і обчислювальних операцій на кожне вікно даних, що є їх перевагою. Як видно з рис. 3.1 для кривих $\Delta_1[n]$, $\Delta_2[n]$ і $\Delta_3[n]$ існують пікові значення, які перевищують їх порогові значення $th[n]$ і співпадають з початками періодів входження МП ТС в стан насичення. Проте в усіх цих трьох кривих також мають місце і зайві пульсації, які перевищують значення $th[n]$ і ніяк не пов'язані з початками чи кінцями періодів насичення, а є наслідком впливу завад в струмі КЗ. Реалізація п'ятого з розглядуваних методів цієї групи – методу аналізу аперіодичної складової струму КЗ показала, що періоди перевищення значення використовуваних в ньому ІН порогових значень не корелюються з періодами насичення і мають місце не лише під час КЗ, а і в доаварійному режимі.

Другу групу складають методи, що базуються на використанні похідних дискретизованого струму ТС різних порядків для прогнозування кожної наступної вибірки та її порівнянні з фактичним значення цього струму [146].

Якщо значення плинної фактичної вибірки струму, яка в цих методах вважається ІН, перевищує значення прогнозованої вибірки, яка прийнята за порогове значення ІН, фіксується початок періоду насичення МП. Ці методи, порівняно з іншими, потребують мінімальної довжини вікна даних та мінімальної кількості обчислювальних операцій.

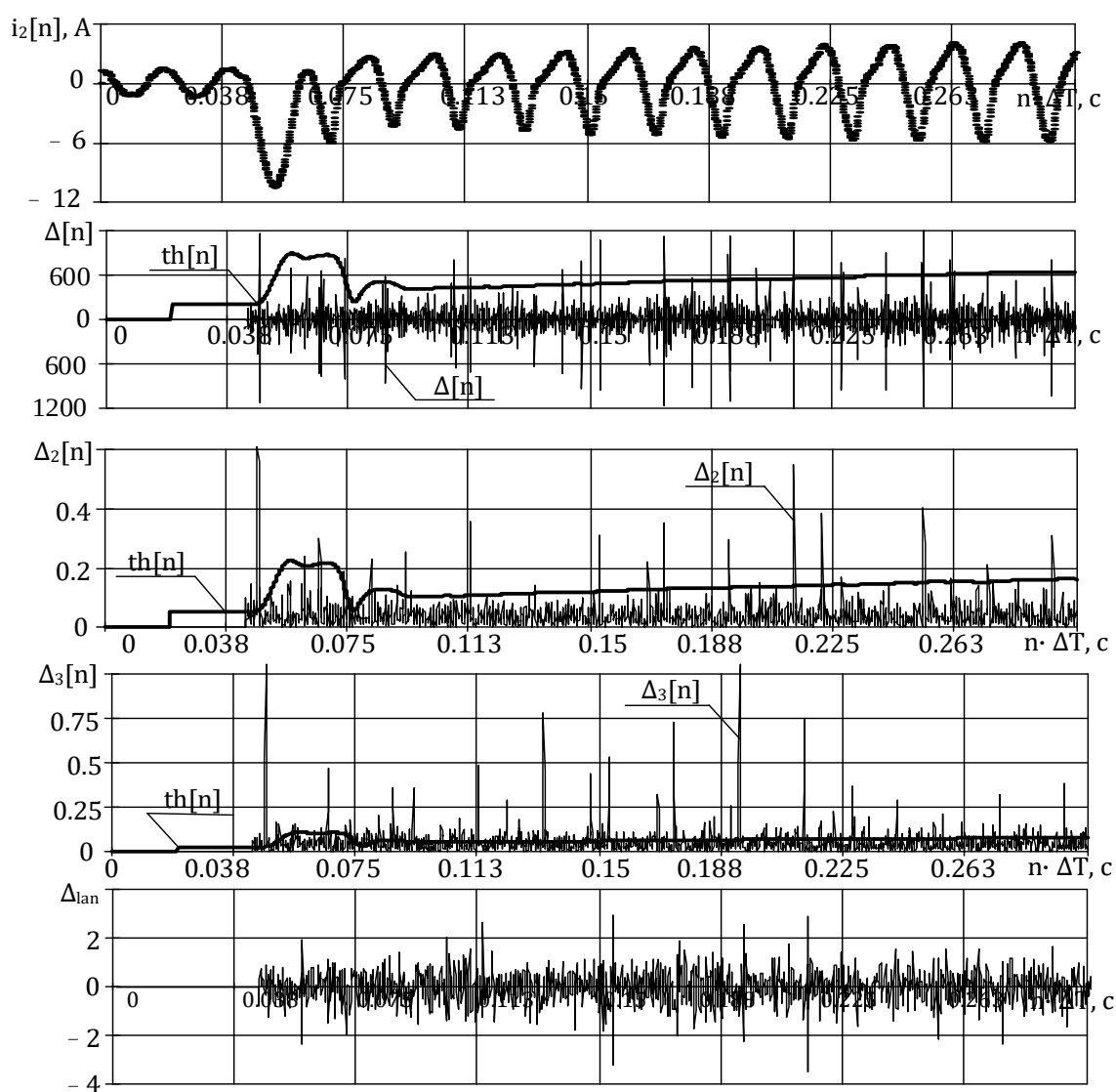


Рис. 3.1. Порівняння ІН методів на основі функцій різниці вибірок вторинного струму різних порядків

До третьої групи відносяться методи праць, які ґрунтуються на аналізі симетрії дискретизованого струму ТС під час КЗ відносно його локальних пікових значень [84, 85]. На рис. 3.2 показано результати експериментального визначення ІН за методом запропонованим в праці [85] шляхом порівняння

значення функції різниці другого порядку на однаковому інтервалі з обох боків відносно локальних екстремумів струму. Алгоритм методу за працею [84] полягає у накопиченні, з моменту фіксації переходу вторинного струму $i_2[n]$ через нуль, вибірок, які належать половині періоду основної частоти, визначенні локального екстремуму струму $i_2(t_m)$ на цьому півперіоді, формуванні відносно моменту часу t_m двох підмасивів вибірок і за допомогою МНК оцінюванні прогнозованих значень вибірок $i_{2e}(t_1)$ та $i_{2e}(t_2)$ в моменти часу t_1 та t_2 поза досліджуваним вікном даних, розрахунку ІН δ_e і його порівнянні з пороговим значенням th . Через неповноту поданого опису обох цих методів (відсутність моделі порогового значення ІН) і моделі струму, які використано як шаблон в МНК (в другому методі) оцінити їх характеристики неможливо.

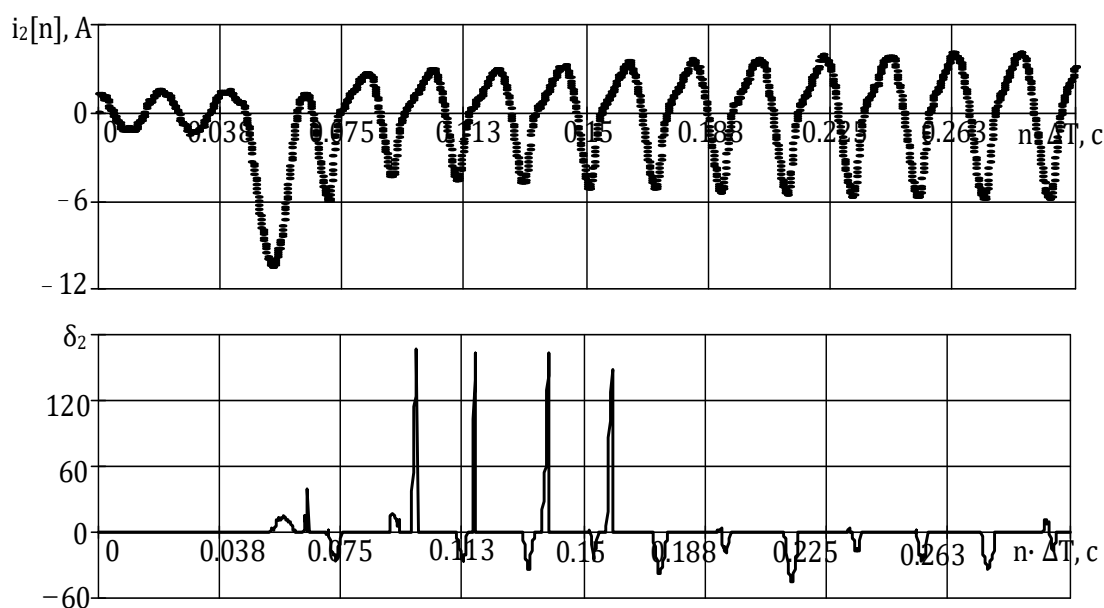


Рис. 3.2. Визначення ІН методом на основі аналізу симетрії вторинного струму відносно локальних екстремумів вторинного струму

Основні характеристики розглянутих вище методів подано в табл. 3.1, де $i_2[n]$ – дискретизований струм ПВК; n – індекс вибірки струму; N – кількість вибірок за період основної частоти, що залежить від частоти дискретизації АЦП; $sat[n]$ – бінарний сигнал (1 – спотворення відбулось, 0 – спотворення відсутнє); $th[n]$ – порогове значення ІН; k – коефіцієнт запасу порогового значення.

Таблиця 3.1

Характеристики методів виявлення періодів насичення магнітопроводів ТС

Теоретична основа методу	Модель		Довжина вікна даних	Кількість обчислювальних операцій
	Індексу насичення	Порогового значення індексу насичення		
Аналіз затухаючої аперіодичної складової [149]	$\gamma[n] = \frac{p[n] \cdot I[n] + I[n] - I[n-1] }{p[n] \cdot I[n] + I[n-1] - I[n-2] },$ $p[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } I[n]/D[n] > 10, \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$ $D[n] = \frac{ I[n] - I[n-1] }{1 - 1/(\exp(-j2\pi/N))},$ $\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } th_{upper} > \gamma[n] > th_{lower}, \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th_{upper} = 0.85$ $th_{lower} = 1.05$	$N + 3$	$N^2 + 4$
Визначення функції різниці низько шумового фільтра Ланзоса [134]	$\Delta_{lan}[n] = i_2[n] - 9 \cdot i_2[n-1] + 8 \cdot i_2[n-2] + 8 \cdot i_2[n-3] - 9 \cdot i_2[n-4] + i_2[n-5],$ $\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } \Delta_{lan}[n] > th[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th = 0.0118 \cdot k \cdot I_m$	**	**
Аналіз симетричності вікна даних на основі функції різниці другого порядку [85]	$\delta_2[n_m + n] = \left(\frac{\Delta_2[n_m + n] - \Delta_2[n_m - n]}{i_2[k_m]} \right) \cdot 100,$ $\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } th_{upper} > \delta_2[n] > th_{lower}, \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	th_{upper} th_{lower}	**	**
Прогнозування вибірки вторинного струму на основі першої похідної вторинного струму [146]	$\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } th[n] > i_2[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th[n] = 2 \cdot i_2[n] - i_2[n-1]$	2	3
Прогнозування вибірки вторинного струму на основі другої похідної вторинного струму [146]	$\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } th[n] > i_2[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th[n] = 3 \cdot i_2[n] - 3 \cdot i_2[n-1] + i_2[n-2]$	3	4
Прогнозування вибірки вторинного струму на основі третьої похідної вторинного струму [146]	$\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } th[n] > i_2[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th[n] = 4 \cdot i_2[n] - 6 \cdot i_2[n-1] + 4 \cdot i_2[n-2] - i_2[n-3]$	4	5
Визначення функції різниці другого порядку [67, 68, 96, 100]	$\Delta_2[n] = i_2[n] - 2 \cdot i_2[n-1] + i_2[n-2],$ $\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } \Delta_2[n] > th[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th[n] = k \cdot \sqrt{2} \cdot I[n] \cdot \left[2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]^2$	N	$N^2 + 10$
Визначення функції різниці третього порядку [101]	$\Delta_3[n] = i_2[n] - 3 \cdot i_2[n-1] + 3 \cdot i_2[n-2] - i_2[n-3],$ $\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } \Delta_3[n] > th[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th[n] = k \cdot \sqrt{2} \cdot I[n] \cdot \left[2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]^3$	N	$N^2 + 13$
Визначення функції різниці Ньютона зі зворотнім зв'язком [66]	$\Delta[n] = \frac{1}{\Delta T} (0.25 \cdot i_2[n] - i_2[n-1] + 1.5 \cdot i_2[n-2] - i_2[n-3] + 0.25 \cdot i_2[n-4]),$ $\text{sat}[n] = \begin{cases} 1 & \text{якщо } \Delta[n] > th[n], \\ 0 & \text{в іншому випадку.} \end{cases}$	$th[n] = k \cdot \sqrt{2} \cdot I[n] \cdot \left[2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]^4$	N	$N^2 + 17$

** — не вдалось оцінити через відсутність деякої інформації безпосередньо в працях.

Четверта група представлена методами, які використовують з одного боку два достатньо різних, проте з іншого боку дещо схожі інструменти цифрової обробки сигналів: теорію математичної морфології (обробка суто в часовому просторі) [93, 109, 112] та вейвлет перетворення (обробка сигналу в часовому та частотному просторах) [81, 82, 108]. В працях [93, 112] ІН визначається шляхом обробки дискретизованого струму ТС та розроблених авторами елементів його структурування операторами звуження та розширення. В праці [109] запропоновано використовувати два елементи структурування – один для зростаючої півхвилі дискретизованого струму ТС, інший до спадаючої його півхвилі. Їх форма має вигляд масштабуючої плоскої лінії з різною полярністю. До кожної півхвилі струму застосовується розроблений морфологічний градієнт з відповідним елементом структурування, який і є ІН і представляє собою звичайну різницю між базовими операторами розширення та звуження. В усіх цих працях відсутня будь-яка інформація щодо розрахунку порогового значення ІН.

Застосування дискретних вейвлет перетворень для виявлення насичення МП ТС та періодів і тривалості спотворення вторинного струму ТС приваблює можливістю дослідження вторинного струму ТС, як зазначено вище, в двох просторах. Базисною операцією такого перетворення є згортка досліджуваного струму та обраного вейвлету, а його результатом є два набори коефіцієнтів: деталізації та апроксимації. У всіх трьох публікаціях, як вейвлет функцію використано вейвлет Добеші четвертого порядку, а плинні значення ІН тотожні коефіцієнтам деталізації, отримуваним на першому етапі розкладу дискретних вейвлет перетворень.

Швидкість дії алгоритмів методів цієї групи залежить від довжини вікна даних та кількості обчислювальних операцій, необхідних для розрахунку ІН, які в свою чергу є залежними від довжини обраних елементу структурування та вейвлет функції. Зазначимо також, що використовувані в цих методах ІН є безрозмірними математичними величинами, характер зміни яких за різних

режимів роботи ЕЕС не досліджено, що не дозволяє чітко визначити їх порогові значення, що до речі в цих працях і не зроблено.

Окрему, п'яту, групу складають методи, які передбачають застосування ШНМ з метою виявлення насичення МП ТС [81, 105, 131 та ін.]. Реалізація цих методів полягає в проектуванні самої мережі, тобто у виборі структури, кількості шарів та нейронів в кожному шарі мережі, функції активації нейронів і т.п., а також навчанні та оптимізації мережі. Навіть після виконання усіх цих процедур, для виявлення насичення завжди потрібно значну кількість обчислювальних операцій, що є одним із недоліків цих методів. Здатність ШНМ після навчання точно фіксувати насичення МП вагомо залежить від точності використовуваних ММ ТС і точності визначення їх вхідних параметрів (параметрів самого ТС), що обмежує і стримує узагальнене використання ШНМ для різних типів ТС.

Отже, саме викладені результати проведеного теоретичного аналізу і практичного дослідження характеристик і обмежені можливості відомих методів забезпечити точне виявлення насичення МП ТС та визначення періодів і тривалості спотворення вторинного струму ТС (низька точність, чутливість до завад, недостатність обґрунтування, незавершеність, потреба у вдосконаленні та ін.) спонукали до розробки нового методу.

Оскільки присутні у вторинному струмі ТС завади є основною причиною помилкового виявлення насичення його МП, то вирішення цієї проблеми можливе в двох варіантах. Перший полягає в розробленні цифрових фільтрів згладжування сигналів з подальшим застосування методів виявлення насичення МП ТС. Проте порядок таких фільтрів може бути достатньо значним, відповідно це викликатиме додатковий зсув у фазі (відповідно до фазо-частотної характеристики фільтру) і як наслідок додаткові затримки у виявленні насичення МП ТС.

Другий варіант полягає у використанні лише певного частотного вмісту вторинного струму, який здатний вказувати на те, що присутнє насичення МП ТС і при цьому уникати впливу завад на точність таких оцінок. Таким чином

важливо встановити спектральні характеристики струмів ПВК струму в перехідних режимах роботи ЕЕС.

3.2 Спектральні характеристики струмів первинного вимірювального каналу [31, 33]

Спектральний аналіз дискретних залежностей сигналів є потужним інструментом, за допомогою якого можна визначити частотний склад сигналу (тобто оцінити, як сумарна енергія сигналу, заданого послідовністю даних, розподілена по частотах). Серед методів спектрального аналізу слід виділити традиційні ДПФ, Юла-Вокера, Берга та ін., а також більш сучасні Хільберта-Хуанга, Проні, Вейвлет аналіз. В роботі для визначення спектральних характеристик струмів визнано за доцільне і достатнє традиційні ДПФ, де спектральна щільність (СЩ) визначається за виразом:

$$\dot{S}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad (3.1)$$

де функція $\dot{S}[k]$ – комплексна СЩ сигналу, а її модуль $|\dot{S}[k]|$ – СЩ його амплітуд. Аргумент $\arg(\dot{S}[k])$ – називається фазовим спектром періодичного коливання, $i[n]$ – вибірки досліджуваного дискретизованого струму.

Фізичний зміст СЩ полягає в тому, що вона характеризує розподіл сигналу за частотним спектром (кожна елементарна потужність, яка відповідає нескінченно малій ділянці спектра від ω до $\omega + d\omega$, пропорційна значенню функції $S(\omega)$ для даної частоти ω).

3.2.1 Спектральні характеристики за ідеальних умов. Оскільки для розробки методу виявлення насичення МП ТС важливо встановити завадостійкість ІН, то перш за все слід виконати дослідження спектральних характеристик ПВК струму за ідеальних умов, тобто коли завади у струмах ПВК відсутні. В загальному для встановлення цих характеристик було виконано дослідження 163-х випадків перехідних режимів ЕЕС, в яких були визначені

струми на виході ПВК за різних параметрів струмів КЗ, а саме різних кратностей діючого значення періодичної складової, моментів виникнення та сталих часу струму КЗ. На рис. 3.3 зображено декілька з розглянутих випадків за відсутності ВГ та високочастотних завад, які дають змогу наглядно продемонструвати результати досліджень та пояснити ряд ЕМП в ТС та обчислювальних процесів ДПФ.

На рис. 3.3 для кожного досліджуваного випадку (а)-(г) зображено приведений дискретизований первинний струм $i'_1[n]$, дискретизований струм на виході ПВК $i_2[n]$ та відповідні розраховані СЩ амплітуд цих струмів для аперіодичної складової $s_0[n]$ та другої гармоніки $s_2[n]$. Слід також відмітити, що із ростом номеру гармоніки, СЩ амплітуд цих гармонік ($s_3[n]$, $s_4[n]$, $s_5[n]$, ...) мають схожу поведінку з СЩ амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$, проте рівні СЩ їх амплітуд зменшуються із збільшенням номеру гармоніки і відповідно на рис. 3.3, зображено лише СЩ аперіодичної складової $s_0[n]$ та другої гармоніки $s_2[n]$.

Як видно, з рис. 3.3 (а), через те, що фаза КЗ знаходиться поблизу пікового значення доаварійного струму ($\varphi_{\text{кз}} \approx 90^\circ$ – відсутня аперіодична складова в струмі КЗ), насичення МП ТС не відбулось. Проте на початку виникнення КЗ, у вікно даних ДПФ, довжина якого рівна періоду основної частоти енергосистеми (для АЦП з частотою дискретизації 6400 Гц – 128 вибір за період) попадають вибірки двох режимів – доаварійного та аварійного (струм КЗ), що в свою чергу сигналізує про різкий перерозподіл потужності сигналу між гармоніками. В наслідок цього, з появою струму КЗ на рис. 3.3 (а) спостерігається тимчасове різке зростання СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$ і другої гармоніки $s_2[n]$, а враховуючи те, що в даному випадку ніякого насичення не відбулось – ці СЩ амплітуд практично співпадають для приведенного первинного дискретизованого струму $i'_1[n]$ та струму на виході ПВК $i_2[n]$.

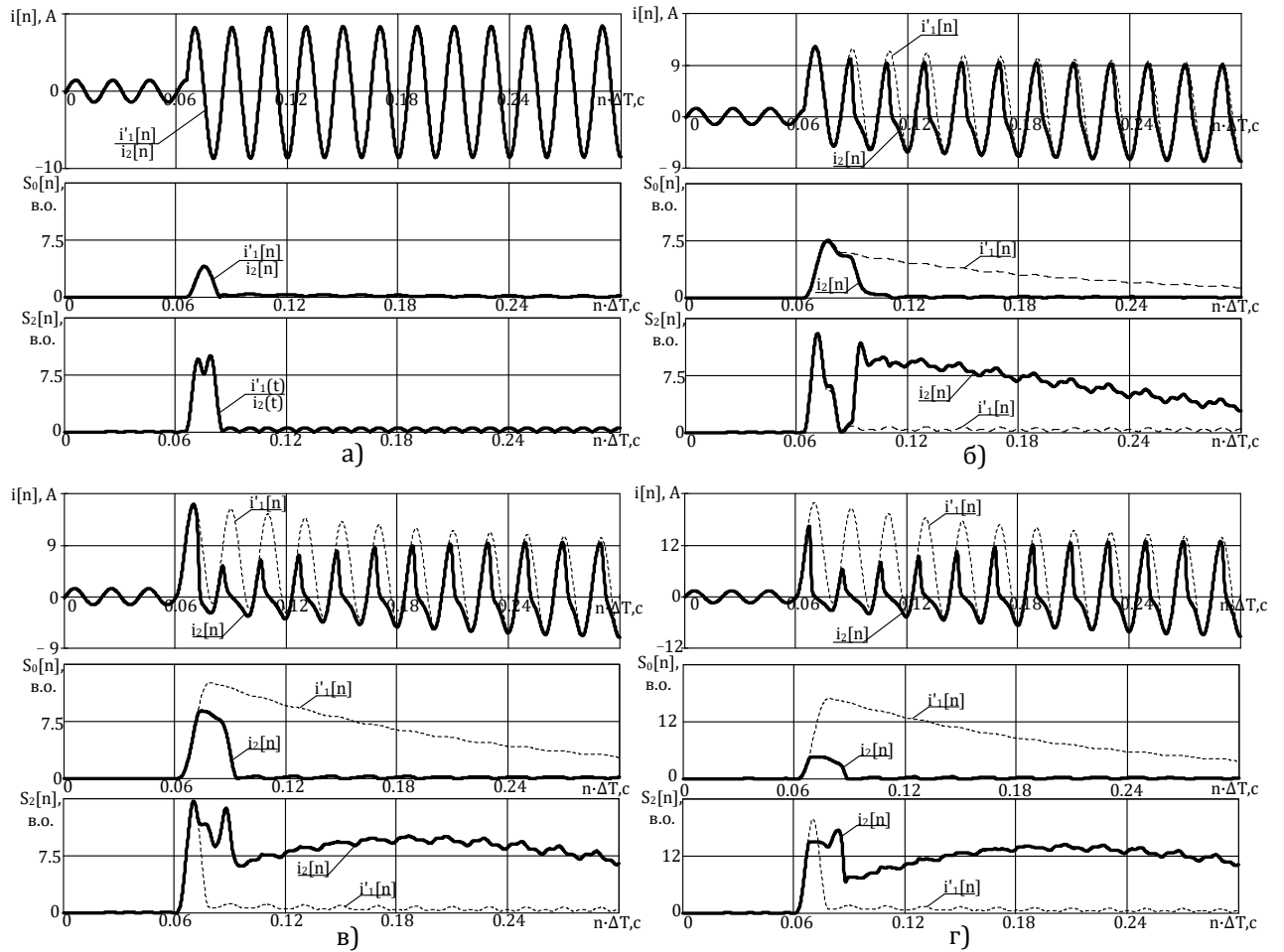


Рис. 3.3. Спектральні характеристики струмів ПВК за умов КЗ та відсутності

завад: а) $\varphi_{K3} = 90^\circ, B_r = 0$ Тл; б) $\varphi_{K3} = 60^\circ, B_r = 0$ Тл;

в) $\varphi_{K3} = 0^\circ, B_r = 0$ Тл; г) $\varphi_{K3} = 90^\circ, B_r = 0.56$ Тл;

Випадки рис. 3.3 (б)-(г) відображають появу періодів спотворення вторинного струму через входження МП ТС в стан насичення. У випадках (б) та (в) причиною насичення є поява аперіодичної складової в струмів КЗ (фази струму КЗ φ_{K3} становлять відповідно 60° та 0°). Тут, як і для випадку рис. 3.3 (а), на початку виникнення КЗ відбувається різкий перерозподіл потужності струму між гармоніками, проте на відміну від випадку рис. 3.3 (а), із за спотворення вторинного струму внаслідок насичення МП ТС – спектральні характеристики обох струмів значно відрізняються і видно, що розраховані СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$ та другої гармоніки $s_2[n]$ приведенного дискретизованого первинного $i'_1[n]$ та струму на виході ПВК $i_2[n]$ струмів до входження МП ТС в режим насичення повністю співпадають, проте з початком

входження в режим насичення – характеристики значно відрізняються. Зокрема видно, що в наслідок насичення МП ТС, аперіодична складова у вторинне коло не проходить і $s_0[n]$ дискретизованого струму ПВК $i_2[n]$ практично є близька до нульовому значення, що свідчить про те, що МП ТС в режимі насичення є фільтром аперіодичної складової струму КЗ.

СЩ амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$ струму на виході ПВК $i_2[n]$ з появою насичення МП ТС значно зростає у порівнянні з відповідною СЩ амплітуд «правдивого» приведенного первинного дискретизованого струму $i'_1[n]$. Цю характеристику можна також використати як додатковий показник того, що МП ТС увійшов в стан насичення. СЩ амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$ дискретизованого приведенного первинного струму $i'_1[n]$ після виникнення насичення не рівна нулю через дискретизацію струму, а також через те що аперіодична складова в первинному струмі дещо спотворює симетрію миттєвого струму відповідно до пікових значень на періодах основної частоти енергосистеми.

Випадок рис. 3.3 (г) відрізняється від двох попередніх тим, що для розрахунку струму на виході ПВК $i_2[n]$ враховувався вплив залишкової індукції в МП ТС (70% від максимально можливої залишкової індукції для розглядуваних характеристик МП ТС), а саме – гірший випадок, коли знак залишкової індукції співпадає з знаком аперіодичної складової струму КЗ. У даному випадку струм на виході ПВК $i_2[n]$ значно спотворюється на першому періоді основної частоти після виникнення КЗ і відповідно значення СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$ є значно меншими ніж у попередніх двох випадках (ефект фільтру аперіодичної складової).

Спільною ознакою для випадків рис. 3.3 (в) та (г) є те, що СЩ амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$ на відміну від випадків рис. 3.3 (а), де взагалі відсутнє насичення, та рис. 3.3 (б), де ТС входить в насичення на другому періоді основної частоти після виникнення КЗ, входження МП ТС в насичення спочатку має зростаючий характер, що свідчить про глибоке насичення МП ТС, а потім спадаючий характер.

Для випадку рис. 3.3 (б), значення СЩ амплітуд другої гармоніки струму на виході ПВК спочатку падає до нуля, що свідчить про те, що МП ТС ще не ввійшов в режим насичення на першому періоді основної частоти, а потім різко зростає і в подальшому має спадаючий характер – що свідчить про м'яке насичення МП ТС.

3.2.2 Спектральні характеристики за присутності завад у вигляді високочастотного шуму. Аналізовані випадки і всі розраховані дані рис. 3.3 отримані практично за ідеальних умов, які в реальних енергосистемах як правило не існують. На практиці струми містять спектри ВГ та високочастотних завад. З одного боку, відповідно до експериментальних результатів досліджень праці [73], ТС є фільтром шуму в діапазоні високих частот, проте лінії зв'язку між виводами ТС та аналогово-цифровою частиною ПВК (див. рис. 1.1) на високовольтних підстанціях можуть сягати декількох сотень метрів. Отже електромагнітні поля на таких підстанціях можуть створювати електричні наводки в лініях зв'язку і струм, який потрапляє на вхід аналогового фільтру, містить високочастотний шум. У зв'язку з цим на рис. 3.4 зображені результати моделювання таких самих випадків перехідних процесів тільки з урахуванням впливу високочастотного шуму, а саме кожний випадок містить зашумлені миттєві приведені первинний струм $i'_1(t)$ та вторинний струм $i_2(t)$, відфільтровані фільтром Баттерворса, четвертого порядку дискретизовані АЦП струми – приведені первинний струм $i'_1[n]$ та струм на виході ПВК $i_2[n]$, а також розраховані відповідні їм значення СЩ амплітуд $s_0[n]$ та $s_2[n]$. Шум, який накладався на миттєві приведені вхідний та вихідний струми ПВК – білий Гаусів шум з показником відношення сигналу до шуму (signal to noise ratio, SNR) рівним 15 Дб, що є достатньо високим показником зашумленості.



Рис. 3.4. Спектральні характеристики струмів ПВК за умов КЗ та присутності

завад: а) $\varphi_{\text{КЗ}} = 90^\circ, B_r = 0$ Тл; б) $\varphi_{\text{КЗ}} = 60^\circ, B_r = 0$ Тл;

в) $\varphi_{\text{КЗ}} = 0^\circ, B_r = 0$ Тл; г) $\varphi_{\text{КЗ}} = 90^\circ, B_r = 0.56$ Тл;

Порівняння результатів розрахунку СЩ амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки для обох струмів без врахування впливу шуму (рис. 3.3) та з урахуванням шуму (рис. 3.4) дає можливість чітко стверджувати що внаслідок фільтрації результати розрахунків практично ідентичні у всіх випадках для СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$. При порівнянні результатів розрахунків ідентичних випадків без врахування впливу шуму та з урахуванням шуму для СЩ амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$ спостерігались незначні відхилення в

розрахунках, максимальне з яких не перевищувало 0.5%. Такий аналіз та порівняння дає можливість стверджувати, що якщо розглядати комплексно перехідні процеси в ПВК струму та обробку результатів вимірювання методом ДПФ, то в результаті ми отримуємо достатньо стійкі до високочастотного шуму ІН, які можна використати для покращення технічного рівня і ефективності функціонування комплексів та систем усіх ієрархічних рівнів управління ЕЕС.

Зокрема, для прикладу, сам критерій різкого перерозподілу потужності сигналу між гармоніками можна використати для розробки методів виявлення КЗ. Тут, найбільш ефективним інформативним показником для цієї мети може бути СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$. Ефективність цього показника полягає в тому, що для його розрахунку необхідно мінімальну кількість обчислювальних затрат, оскільки відсутня необхідність визначення комплексних значень, а при правильній реалізації алгоритму кожне вікно даних потребуватиме тільки двох обчислювальних операцій (додавання та віднімання). Подібний інформативний показник запропоновано та досліджено в праці [129], де показником виявлення КЗ є лише сума вибірок струму за період основної частоти, що практично є пропорційним до СЩ амплітуд аперіодичної складової. Також слід відмітити, що в ЕЕС присутні інші експлуатаційні режими, наприклад різка зміна навантаження в ЕЕС, що відповідно викликатиме також різкий перерозподіл потужності між гармоніками на початкових етапах. Такі вибірки в свою чергу попадатимуть у вікно даних для розрахунку чи то СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$, чи то показника, запропонованого в праці [129], тому стверджувати про самодостатність запропонованих показників для виявлення КЗ в мережах не слід говорити. Але використання таких показників як додаткових критеріїв для достовірного висновку чи відбулось КЗ в енергосистемі, чи ні – заслуговує уваги.

Другий напрямок, де можна використати досліджені спектральні характеристики, серед яких відмітимо значення, характер та періоди зміни СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$ та другої гармоніки $s_2[n]$, це системи, які потребують виявлення насичення МП ТС. Описані процеси і їх характеристики

покладені в основу розробки досконалого методу виявлення початку входження МП ТС в насичення.

3.3 Метод виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму у складі первинного вимірювального каналу [32]

Базисні теоретичні положення та результати експериментальних досліджень спектральних характеристик ПВК струму з використанням ДПФ подано в попередньому підрозділі. Оскільки встановлено, що початок насичення МП високовольтного ТС в складі ПВК супроводжується різким перерозподілом потужності вхідного струму між гармоніками струму на виході ПВК і значною відмінністю СЩ $s_0[n]$ амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки $s_2[n]$ приведенного вхідного та вихідного струмів ПВК.

Метод полягає в наступному: насамперед виконується постійне обчислення двох ІН: СЩ амплітуд нульової $s_0[n]$ та другої гармонік $s_2[n]$ струмів на виході ПВК. На початку кожного нового періоду після старту алгоритму, з урахуванням значень ІН за попередній повний період основної частоти ($n \in n - N \dots n$), відбувається розрахунок порогових значень th_0 та th_2 обох ІН, як двократне максимальне значення СЩ амплітуд нульової гармоніки $s_0[n]$ для th_0 та трикратне максимальне значення СЩ амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$ для th_2 :

$$th_0 = 2 \cdot \max(s_0[n]), \text{ де } n \in n - N \dots n;$$

$$th_2 = 3 \cdot \max(s_2[n]), \text{ де } n \in n - N \dots n.$$

Значення коефіцієнтів 2 і 3 в цих виразах вибрані такими аби забезпечити надійність методу за умов незначних збурень в ЕЕС, таких як раптовий приріст чи спад навантаження в не аварійному режимі. Як показано раніше, з появою насичення МП ТС значення ІН $s_0[n]$ і $s_2[n]$ відразу зростають, в порівнянні з їх максимальними значеннями в останньому періоду доаварійного режиму, відповідно в 4-8 і 7-15 разів (в залежності від параметрів струму КЗ), що і

послужило основою вибору значень цих коефіцієнтів. На рис. 3.5 показано алгоритм розробленого методу виявлення насичення МП ТС ПВК.

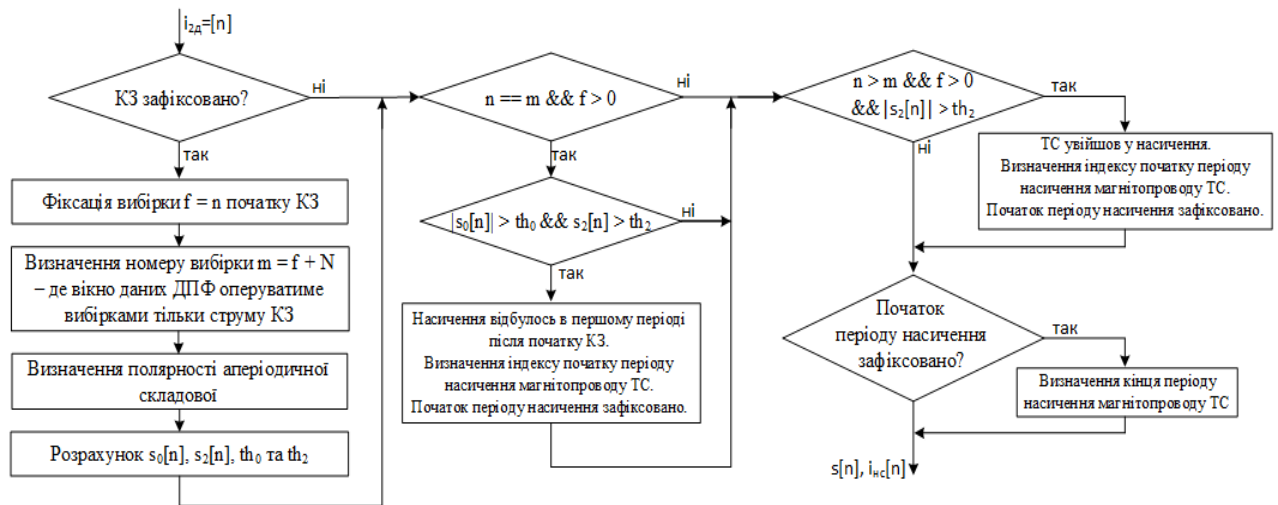


Рис. 3.5. Алгоритм методу виявлення насичення МП ТС

Алгоритм методу передбачає існування детектору КЗ (алгоритму реалізації певного методу виявлення КЗ), який фіксує індекс вибірки $f = n$ струму $i_2[n]$ відповідної початку КЗ. Як базис детектору КЗ використано появу різкого перерозподілу потужності струму на виході ПВК між його гармоніками в перші декілька вибірок після появи КЗ. Це дозволяє достатньо швидко і точно, з мінімальними обчислювальними затратами, визначати індекс вибірки f початку КЗ. Фіксація цього перерозподілу здійснюється з використанням тих же індексів $s_0[n]$ та $s_2[n]$ та їхніх порогових значень th_0 та th_2 .

У разі виконання умови $s_0[n] > th_0$ та $s_2[n] > th_2$, що засвідчує наявність КЗ, фіксується відповідне значення номеру вибірки $f = n$ струму $i_2[n]$, встановлюється полярність струму та визначається номер контрольної вибірки $m = f + N$, де N – кількість вибірок за період основної частоти. Оскільки в перший період після появи КЗ у вікно даних ДПФ попадають вибірки обох режимів – доаварійного та аварійного і відбувається різкий перерозподіл потужності струму між його гармоніками, і встановити чи відбулось насичення МП ТС в перший період після виникнення КЗ ($n \in f \dots m$) практично неможливо. При надходженні вибірки m вікно даних ДПФ вже складається лише

з вибірок струму аварійного режиму, що дозволяє чітко встановити чи відбулось насичення в перший період після КЗ, (тобто, в період $n \in f \dots t$) чи ні. При цьому порогові значення th_0 та th_2 більше не перераховуються.

У випадку фіксації КЗ і встановлення в момент контрольної вибірки струму t відсутності насичення МП ТС на першому періоді основної частоти після виникнення КЗ, здійснюється подальший аналіз вибірок струму $i_2[n]$. Показником наявності та фіксації насичення на наступних 2-му, 3-му та ін. періодах є перевищення номеру поточної вибірки n вторинного струму $i_2[n]$ номера контрольної вибірки t (яка була розрахована в момент фіксації КЗ) та різке зростання спектральної щільності амплітуд другої гармоніки $s_2[n]$, значення якого перевищує відповідне порогове значення th_2 .

Якщо насичення МП ТС зафіксовано, то визначається номер вибірки, відповідної початку першого періоду насичення як $\max(i_2[n])$ для позитивної полярності та $\min(i_2[n])$ де $n \in f \dots t$ для негативної полярності аперіодичної складової струму КЗ.

Незалежно від того, в якому саме періоді основної частоти після виникнення КЗ сталося насичення кожна нова вибірка n струму $i_2[n]$, підпадає під аналіз з метою визначення потенційного кінця періоду спотворення вторинного струму ТС за насичення його МП. Критерієм закінчення періоду спотворення вторинного струму ТС є досягнення локального мінімуму вторинного струму $\min(i_2[n])$, $n \in s \dots s + N$ для випадку позитивної полярності аперіодичної складової струму КЗ (ця характеристика фіксується в момент виявлення КЗ) та локального максимуму вторинного струму $\max(i_2[n])$, де $n \in s \dots s + N$ для випадку негативної полярності аперіодичної складової струму КЗ.

Ефективність розробленого методу виявлення насичення МП ТС продемонстровано на прикладах моделювання ЕМП в трифазному ПВК для випадків трифазного КЗ (рис. 3.6), двофазного КЗ на землю фаз А та В (рис. 3.7) та міжфазного КЗ фаз А і В (рис. 3.8). Моделювання виконане з використанням моделі ПВК (див. підрозділ 2.4) і наступних параметрів фазних ТС, їх вторинних навантажень та параметрів струму КЗ: значення вторинних навантажень фазних

ТС становили $R_a = 25 \text{ Ом}$; $R_b = 30 \text{ Ом}$; $R_c = 24 \text{ Ом}$; значення залишкової індукції в МП фазних ТС $B_{ra} = 0.6 \text{ Тл}$ (75% B_{rmax}); $B_{ra} = 0.45 \text{ Тл}$ (56.3% B_{rmax}); $B_{rc} = -0.35 \text{ Тл}$ (43.8% B_{rmax}); діюче значення доаварійного струму становило 2 кА (номінальний струму ТС даного типу); діюче значення періодичної складової струму КЗ $I_{1m} = 8 \text{ кА}$; стала часу первинного кола $T_1 = 0.15 \text{ с}$; момент виникнення КЗ підібрано з метою встановлення фази КЗ $\varphi_{КЗ}$ для фази А рівної 0° , а для фаз В та С відповідно -120° та 120° відповідно.

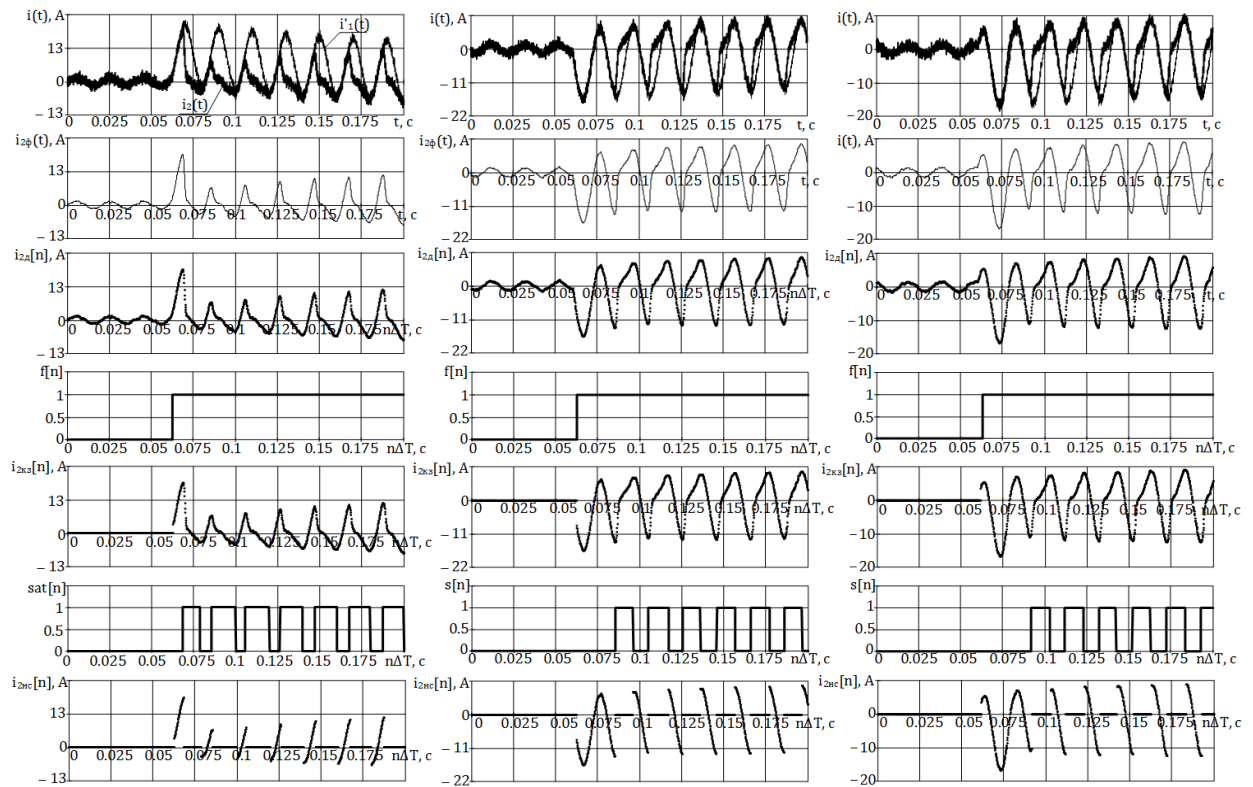


Рис. 3.6. Перетворення струмів в трифазному ПВК та виявлення насичення МП ТС і періодів спотворення вторинного струму ТС ПВК за трифазного КЗ

У випадку трифазного КЗ момент виникнення КЗ підібрано з метою встановлення фази КЗ $\varphi_{КЗ}$ для фази А рівної 0° , а для фаз В відповідно -120° . Етапи перетворення фазних струмів при проходженні через трифазний ПВК та виявлення насичення МП ТС і періодів спотворення вторинних струмів ТС за таких умов показано на рис. 3.7. У випадку міжфазного КЗ момент виникнення КЗ підібрано з метою встановлення максимальної аперіодичної складової струму КЗ у фазі А, що забезпечується у момент переходу струму через нульове

значення. Оскільки це міжфазне КЗ фаз А та В, то для фази А $\varphi_{\text{КЗ}} = 30^\circ$, а фази В $\varphi_{\text{КЗ}} = 210^\circ$.

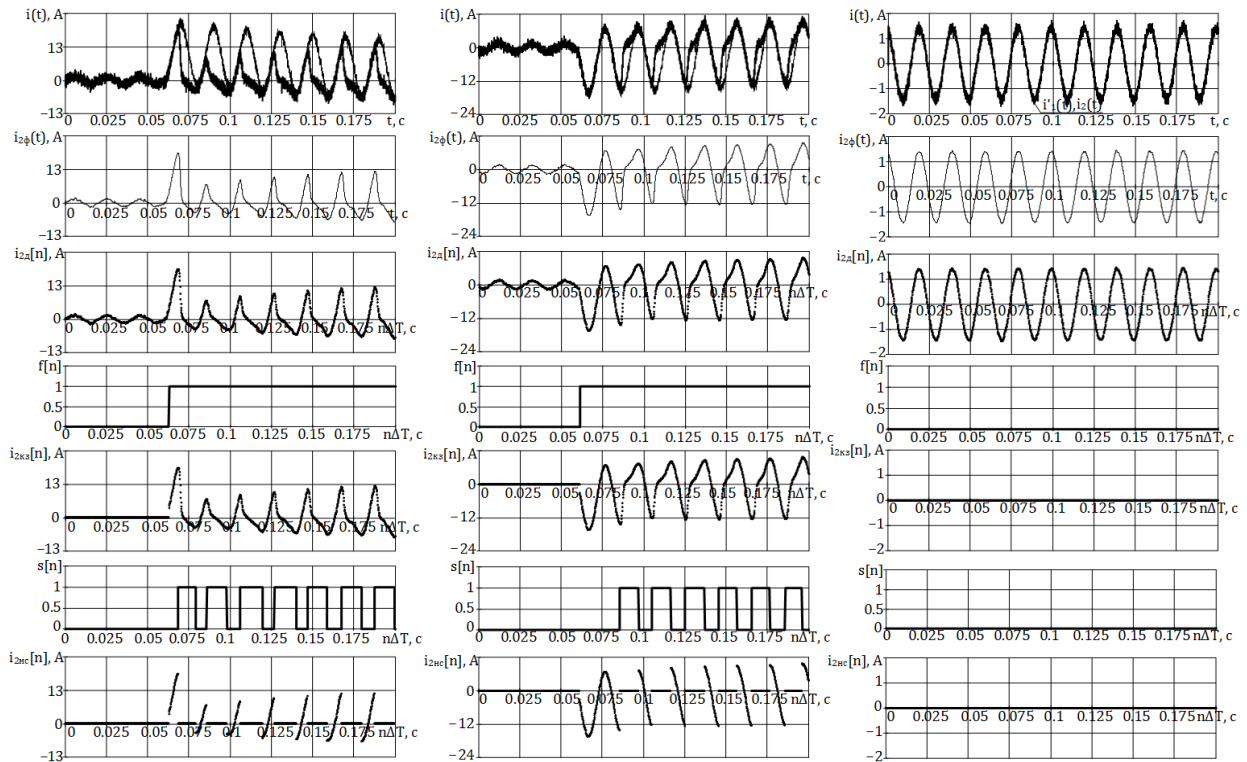


Рис. 3.7. Перетворення струмів в трифазному ПВК та виявлення насичення МП ТС і періодів спотворення вторинного струму ТС ПВК за двофазного КЗ на землю фаз А та В

У всіх розглянутих випадках рис. 3.6-3.8 на основі дискретизованих фазних струмів ПВК $i_{2д}[n]$ згідно алгоритму розробленого методу відбувався розрахунок СЩ амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки та відбувались порівняння цих значень з їх відповідними пороговими значенням відповідно до правил описаних вище. В результаті цих порівнянь генерувалися бінарні сигнали $sat[n]$ для кожної з фаз, що відображають стан МП фазних ТС і періодів та тривалості спотворення вторинних струмів фазних ТС, а також формувались підмасиви вибірок $i_{2нс}[n]$ з дискретизованих фазних вторинних струмів $i_{2д}[n]$, відповідних періодам де вторинний струм є спотвореним ($sat[n] = 0$). Як видно з усіх цих рисунків для всіх розглянутих випадків КЗ і перехідних процесів в ПВК розроблений метод безпомилково визначив

насичення МП фазних ТС і періодів та тривалості спотворення його вторинних струмів.

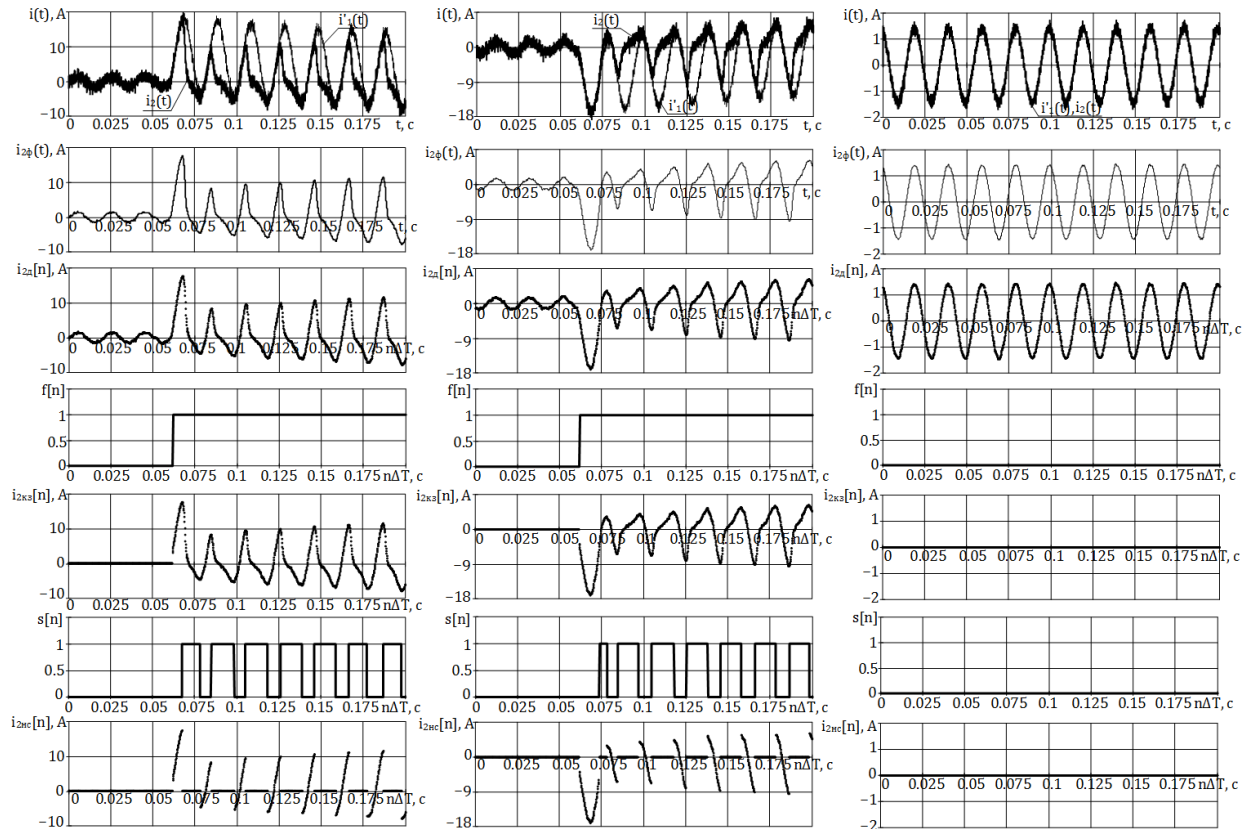


Рис. 3.8. Перетворення струмів в трифазному ПВК та виявлення насичення МП ТС і періодів спотворення вторинного струму ТС ПВК за міжфазного КЗ фаз А та В

3.4 Висновки до розділу

В результаті виконаних теоретичного аналізу і експериментального дослідження ряду відомих методів виявлення насичення МП ТС в складі ПВК струму (методу аналізу затухаючої аперіодичної складової струму КЗ, функції різниці Ньютона зі зворотнім зв'язком, функції різниці другого порядку, функції різниці третього порядку, функції різниці низько-шумового фільтра Ланзоса) встановлено їх практичну нездатність забезпечити необхідні характеристики точності, швидкості та завадостійкості, особливо за умов наявності в струмі КЗ завад, характерних для високовольтних електричних підстанцій ЕЕС. Це

унеможливиює їх практичне використання в складі математичного забезпечення сучасних систем вимірювання, моніторингу, релейного захисту та керування ЕЕС.

Встановлено, що використання, методів цифрової обробки сигналів, що ґрунтуються на теорії математичної морфології та дискретних вейвлет перетворень, з метою виявлення насичення, через складність і недостатнє обґрунтування поки що невиправдано, а самі методи потребують подальшого розвитку і вдосконалення.

Показано, що потреба в значній кількості обчислювальних операцій і висока чутливість до точності ММ ТС обмежує універсальне використання штучних нейронних мереж з метою виявлення насичення МП ТС.

Встановлено, що з появою насичення МП ТС значно зростає СЩ амплітуд другої гармоніки вихідного сигналу ПВК струму порівняно з такою ж властивістю його вхідного сигналу, що може бути використано як показник моніторингу режиму роботи ТС, а саме-входження його МП в стан насичення.

Встановлено, що початок насичення МП ТС ПВК аперіодичною складовою струму КЗ супроводжується різким перерозподілом потужності струму між ВГ струму на виході ПВК і значною відмінністю СЩ амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки приведенного вхідного струму та струму на виході ПВК.

Показано, що СЩ амплітуд аперіодичної складової струму на виході ПВК при насиченні нею його МП близька до нуля, що свідчить про те, що в цьому режимі ТС є фільтром аперіодичної складової струму.

На основі порівняння результатів розрахунків СЩ амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки вхідного та вихідного сигналів ПВК струму показано, що цифрова обробка струму на виході ПВК методом ДПФ забезпечує одержання стійких до високочастотних завад спектральних характеристик ПВК, які можуть бути використані в інформаційно-вимірювальних системах при розв'язанні ряду актуальних задач електроенергетики (підвищення точності

вимірювання струмів в перехідних режимах ЕЕС, вдосконалення РЗ, моніторингу режимів роботи ТС та ін.).

Розроблено метод і алгоритм виявлення насичення МП фазних ТС та періодів і тривалості спотворення їх вторинних струмів в складі ПВК струму, що полягає в розрахунку спектральних щільностей амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки вихідних струмів ПВК на перших періодах після виникнення КЗ та їх порівнянні з відповідними прогнозованими їх значеннями розрахованими з використанням вибірок вихідних фазних струмів ПВК в доаварійному режимі ЕЕС. Метод характеризується високою точністю, швидкістю та завадостійкістю, меншою в порівнянні з більшістю відомих методів кількістю обчислювальних операцій і складає основу розробки методу корекції вихідних струмів ПВК в режимі КЗ за умов насичення МП ТС, що є важливою актуальною задачею для систем автоматизації ЕЕС.

Посилання: [31-33], [57], [66-68], [73], [81], [82], [84], [85], [93], [96], [100], [101], [105], [108], [109], [112], [129], [131], [134], [145], [146], [149] , див. список використаних джерел стор. 142-154.

РОЗДІЛ 4

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ТРИФАЗНИХ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ ЗА УМОВ НАСИЧЕННЯ МАГНІТОПРОВОДІВ ТРАНСФОРМАТОРІВ СТРУМУ

В розділі 3 подано теоретичний базис, характеристики та дослідження завадостійкого методу виявлення насичення МП ТС трифазного ПВК струму. Розроблений метод дозволяє достатньо ефективно та точно в онлайн режимі визначати періоди, де вторинні струми ТС ПВК є спотвореними в наслідок насичення МП ТС. Це в свою чергу надає можливість чітко відмежувати вибірки на виході ПВК, що відповідають періодам, де вторинний струм ТС не є спотвореним $i_{2\text{нс}}[n]$ від вибірок, що належать періодам де вторинний струм ТС є спотвореним. Вибірки вторинного струму $i_{2\text{нс}}[n]$, що відповідають максимально точному відтворенні вхідного струму ПВК, є базовою інформацією, яка використана для корекції значень струму на виході ПВК.

4.1 Обґрунтування вибору моделі струму короткого замикання

Як вже відмічалось в підрозділі 1.4, підгрупа методів, що передбачає підвищення точності ПВК шляхом використання ММ струму КЗ, мають ряд недоліків. На відміну від проаналізованих в підрозділі 1.4 праць, де в [82, 140] обрано не реалістичні моделі струму КЗ, а в працях [74, 93, 124, 133, 146] використовувались достатньо спрощені моделі струму КЗ, які в основному включали в себе тільки дві складові струму КЗ – періодичну та аперіодичну, розглянемо більш складнішу модель струму КЗ на вході в ПВК наступного вигляду:

$$i_{1\text{кз}}(t) = i_a(t) + i_{\text{п}}(t) + i_{\text{г}}(t) + i_{\text{ш}}(t) = I_m \cos(\varphi_{\text{кз}}) e^{-\frac{t}{T_1}} - \quad (4.1)$$

$$-I_m \cos(\omega t + \varphi_{\text{КЗ}}) + \sum_{k=2}^{k=K} I_{mk} \sin(\omega_k t + \theta_k) + i_{\text{ш}}(t),$$

де $i_a(t)$ – аперіодична складова з початковим амплітудним значенням $I_m \cos(\varphi_{\text{КЗ}})$, що затухає зі сталою часу струму КЗ T_1 , I_m – діюче значення струму КЗ основної частоти, $\varphi_{\text{КЗ}}$ – фаза КЗ, яка є сукупністю двох складових. Друга складова моделі струму КЗ $i_{\text{п}}(t)$ – періодична складова струму КЗ основної частоти, амплітудне значення I_m , якої змінюється з кутовою частотою $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_1$, де f_1 – основна частота енергосистеми.

Складова $i_{\text{г}}(t)$ – описує присутність ВГ, кожна з яких має власне амплітудне значення I_{mk} , яке змінюється з кутовою частотою $\omega_k = k \cdot \omega_1 = 2 \cdot k \cdot \pi \cdot f_1$ та зсунуте по фазі на кут θ_k . Звісно, в моделі можна розглядати також те, що кожна k – а гармоніка окрім періодичної складової містить додатково власні аперіодичні складові, також можна більш детально розглядати зсув по фазі θ_k для кожної гармоніки, проте таким поглибленим аналізом та врахуванням параметрів знехтувано, оскільки КЗ, які призводять до насичення магнітопроводи ТС ПВК, зазвичай характеризуються значними струмами КЗ з домінуючими амплітудами основної гармоніки періодичної складової та аперіодичної складової, що на порядки більші ніж амплітуди ВГ.

Остання складова моделі струму КЗ $i_{\text{ш}}(t)$ характеризує завади у вигляді високочастотного шуму, які можуть міститися в струмі КЗ, через наведені напруги від суміжних ліній електропередачі, вплив радіочастот, електромагнітних полів безпосередньо на високовольтних підстанціях, тощо.

Як вже відмічалось в підрозділі 1.1, при проходженні через складові ПВК, аналоговий струм (4.1) зазнає ряду перетворень та видозмін. Першим і найбільш вагомим елементом є безпосередньо електромагнітний ТС, який в залежності від поточного режиму ЕЕС може вносити різні похибки у вторинне коло. Проте, для того щоб сформулювати метод підвищення точності введемо припущення, що ТС вносить незначну похибку у вторинне коло і відповідно вторинний струму $i_{2\text{КЗ}}(t)$ практично рівний приведену первинному, тобто $i_{2\text{КЗ}}(t) \approx i_{1\text{КЗ}}(t)/k_{\text{ТС}}$,

де $k_{\text{ТС}}$ – коефіцієнт трансформації ТС. Далі, після проходження через ТС, вторинний струм $i_{2\text{КЗ}}(t)$ поступає на вхід аналогового фільтру ПВК, який обов'язково спроектований з певною частотою зрізу, рівною не більше половини частоти дискретизації АЦП ПВК (див. підрозділ 1.1). Аналоговий фільтр слугує та повинен зрізати спектр зайвих ВГ та високочастотного шуму $i_{\text{ш}}(t)$, присутніх у вторинному струмі $i_{2\text{КЗ}}(t)$ фази, в результаті чого відфільтрований струм має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} i_{2\phi}(t) &= i'_a(t) + i'_n(t) + i'_{\text{гф}}(t) + i_{\text{шф}}(t) = \\ &= I'_m \cos(\varphi_{\text{КЗ}}) e^{-\frac{t}{T_1}} - I'_m \cos(\omega t + \varphi_{\text{КЗ}}) + \sum_{f=2}^{f=F} I'_{mf} \sin(\omega_f t + \theta_f) + i_{\text{шф}}(t), \end{aligned}$$

де $i'_a(t), i'_n(t), i'_{\text{гф}}(t)$ – відповідно до (4.1) приведені значення аналогових миттєвих складових первинного струму КЗ $i_{1\text{КЗ}}(t)$ до вторинного кола, а складові I'_m, I'_{mf} амплітудні значення цих складових. Число гармонік f , що присутні у відфільтрованому струмі ПВК $i_{2\phi}(t)$, є значно меншим ніж на етапі до фільтрації, тобто $F < K$, де значення F , як вже відмічалось, залежить від кутової частоти зрізу аналогового фільтру. Також слід відмітити, що ідеальних аналогових фільтрів не буває (частотна характеристики фільтру не є ідеальною), то відфільтрований вторинний струм все-таки міститиме завади $i_{\text{шф}}(t)$, проте ці завади характеризуватимуться значно меншими значеннями амплітуд.

Після фільтрації, струми ПВК в аналоговій формі потрапляють на вхід проміжних перетворювачів, похибками яких при дослідженні знехтувано відповідно до аналізу та тверджень підрозділу 1.1. Далі АЦП ПВК виконує відбір значень струму аналогового сигналу з певним періодом дискретизації ΔT і подає ці значення $i_2[n]$ в цифровому вигляді на вхід апаратно-програмної складової пристрою для подальшої обробки. Модель струму КЗ (4.1) на виході АЦП можна записати наступним чином:

$$\begin{aligned}
i_2[n] &= i'_a[\Delta T \cdot n] + i'_n[\Delta T \cdot n] + i'_{\text{рф}}[\Delta T \cdot n] + \\
&+ i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n] = I'_m \cos(\varphi_{\text{кз}}) e^{-\frac{\Delta T \cdot n}{T_1}} - I'_m \cos(\omega \cdot \Delta T \cdot n + \varphi_{\text{кз}}) + \\
&+ \sum_{f=2}^{f=F} I'_{mf} \sin(\omega_f \cdot \Delta T \cdot n + \theta_f) + i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n].
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Виконавши звичайне тригонометричне перетворення з періодичною складовою дискретизованого вторинного струму (4.2), тобто $\cos(\omega \cdot \Delta T \cdot n + \varphi_{\text{кз}}) = \cos(\omega \cdot \Delta T \cdot n) \cos(\varphi_{\text{кз}}) - \sin(\omega \cdot \Delta T \cdot n) \sin(\varphi_{\text{кз}})$, отримаємо модель вторинного струму $i_2[n]$ на виході АЦП ПБК, придатну до формулювання методу підвищення точності ПБК за умов насичення МП ТС, де модель матиме наступний вигляд:

$$\begin{aligned}
i_2[n] &= i'_a[\Delta T \cdot n] + i'_n[\Delta T \cdot n] + i'_{\text{рф}}[\Delta T \cdot n] + \\
&+ i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n] = I'_m \cos(\varphi_{\text{кз}}) e^{-\frac{\Delta T \cdot n}{T_1}} - \\
&- I'_m \cos(\varphi_{\text{кз}}) \cdot \cos(\omega \cdot \Delta T \cdot n) + I'_m \sin(\varphi_{\text{кз}}) \cdot \sin(\omega \cdot \Delta T \cdot n) + \\
&+ \sum_{f=2}^{f=F} I'_{mf} \sin(\omega_f \cdot \Delta T \cdot n + \theta_f) + i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n].
\end{aligned} \tag{4.3}$$

4.2 Метод визначення параметрів моделі струму короткого замикання

Отримавши необхідну модель (4.3) струму КЗ на виході АЦП ПБК $i_2[n]$, розглянемо тепер на рис. 4.1 більш детально фрагмент осцилограми дискретизованого струму фази А на першому періоді після виникнення КЗ $i_2[n]$ рис. 3.6, з приведеним до вторинного кола аналоговим первинним струмом $i'_1(t)$ без завад, який задавався при моделюванні трифазного КЗ. Припустимо, що алгоритм виявлення КЗ зафіксував, що відбулось КЗ в момент часу $t_{\text{кз}}$, що відповідає номеру вибірки f , а алгоритм виявлення періодів насичення магнітопроводу ТС зафіксував, що початок першого періоду насичення припадає

в момент $t_{\text{поч}}$, що відповідає номеру вибірки s , а його кінець моменту $t_{\text{кін}}$. Відповідно період часу $\Delta T_{\text{нс}}$ – це період, де МП ТС ще не знаходиться в стані насичення і в цей період трансформація миттєвого струму КЗ відбувається з мінімальними похибками, тобто $k_{ct} \cdot i_2[n \cdot \Delta T] \approx i_1(n \cdot \Delta T)$, $n \in f \dots s$. Період часу $\Delta T_{\text{нас}}$ – це період, де вторинний струм ТС є спотвореним внаслідок насичення його МП, і вибірки струму на виході ПВК $i_2[n]$ містять значні похибки. На рис. 4.1, для фрагменту осцилограми струмів ПВК додатково зображено приведені значення аперіодичної складової приведенного струму КЗ на вході ПВК $i'_a(t)$. Як видно з рис. 4.1 в період $\Delta T_{\text{нс}}$ зміна аперіодичної складової $\Delta i'_a(t)$ є незначною, що дозволяє зробити припущення, що на даному періоді ця складова є незмінною.

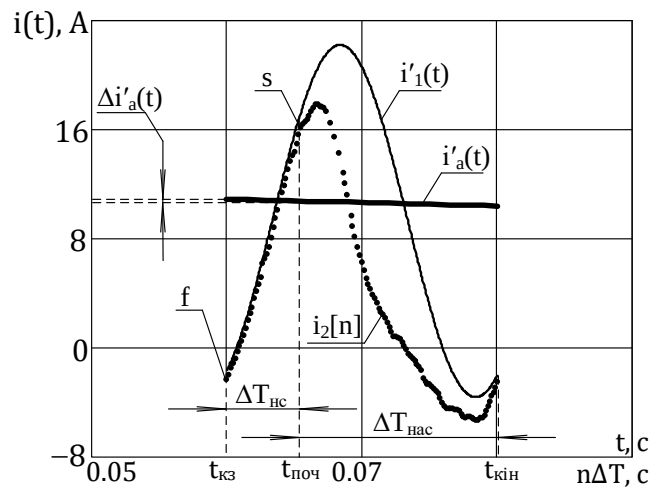


Рис. 4.1. Фрагмент осцилограми вхідного та вихідного струмів фази ПВК за насичення МП ТС цієї фази

Запропоноване припущення, що на періоді $\Delta T_{\text{нс}}$ приріст аперіодичної складової є практично незмінним $\Delta i'_a(t) \approx \text{const}$ та використання фактичних значень вибірок $i_2[n]$ цього періоду ($n \in f \dots s$) дає можливість сформулювати лінійну постановку задачі МНК для розрахунку ряду параметрів струму моделі КЗ (4.3). Для цього представимо праву частину моделі струму (4.3) як функцію трьох невідомих x_1, x_2, x_3 , тобто:

$$i_2[n] = x_1 \cdot a_1[n] + x_2 \cdot a_2[n] + x_3, \quad (4.4)$$

де під невідомими розуміється уявна x_1 та дійсна x_2 складові комплексного амплітудного значення струму КЗ основної частоти енергосистеми

$$\begin{aligned} x_1 &= -I'_m \cos(\varphi_{\text{КЗ}}); \\ x_2 &= I'_m \sin(\varphi_{\text{КЗ}}), \end{aligned}$$

та сума аперіодичних складових, невідфільтрованих ВГ та невідфільтрованих завад:

$$x_3 = I'_m \cos(\varphi_{\text{КЗ}}) e^{-\frac{\Delta T \cdot n}{T_1}} + \sum_{f=2}^{f=F} I'_{mf} \sin(\omega_f \cdot \Delta T \cdot n + \theta_f) + i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n], \quad (4.5)$$

а під коефіцієнтами при невідомих $a_1[n]$ та $a_2[n]$, які є змінними у часі:

$$\begin{aligned} a_1[n] &= \cos(\omega \cdot \Delta T \cdot n) \\ a_2[n] &= \sin(\omega \cdot \Delta T \cdot n) \end{aligned}$$

Рівність (4.4) для декількох послідовних вибірок, що належать періоду $n \in f \dots s$ і знаходяться в межах $3 \leq p < s$ дає можливість записати систему алгебраїчних лінійних рівнянь:

$$\begin{bmatrix} a_1[f] & a_2[f] & 1 \\ a_1[f+1] & a_2[f+1] & 1 \\ a_1[f+2] & a_2[f+2] & 1 \\ \dots & \dots & \dots \\ a_1[p] & a_2[p] & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_2[f] \\ i_2[f+1] \\ i_2[f+2] \\ \dots \\ i_2[p] \end{bmatrix}$$

Якщо кількість вибірок вторинного струму $p = 3$ система рівнянь є рівновизначеною і її можна записати в матричному вигляді:

$$[a[n]] \cdot [x] = [i_2[n]],$$

де невідомі вектору $[x]$ визначаються як:

$$[x] = [a[n]]^{-1} \cdot [i_2[n]].$$

Якщо кількість вибірок $n \in f \dots p$ все ж таки більша ніж 3, тобто система рівнянь є перевизначеною, то надмірну кількість вибірок струму $i_2[n]$ доцільно використати для більш точного розрахунку невідомих вектору $[x]$. В такому випадку відповідно до лінійної постановки МНК невідомі визначатимуться як:

$$[x] = [a[n]]^\dagger \cdot [i_2[n]], \quad (4.6)$$

де $[a[n]]^\dagger$ – псевдообернена матриця коефіцієнтів при невідомих, яка визначається наступним чином:

$$[a[n]]^\dagger = \left[[a[n]]^T \cdot [a[n]] \right]^{-1} \cdot [a[n]]^T. \quad (4.7)$$

Розв'язок системи рівнянь (4.6) дає можливість визначити амплітудне значення та фазу періодичної складової моделі струму КЗ (4.3) за наступними співвідношеннями:

$$I'_{m1} = \sqrt{x_1^2 + x_2^2};$$

$$\varphi_{кз} = \arctg\left(\frac{x_2}{x_1}\right).$$

Початкове значення аперіодичної складової струму КЗ відповідно до (4.2) визначається як:

$$I'_a(0) = I'_{m1} \cdot \cos(\varphi_{кз}).$$

Для визначення сталої часу T_1 аперіодичної складової моделі струму КЗ слід перейти в напівлогарифмічний масштаб. Для прикладу на рис. 4.2 (а) показано зміну в часі звичайної експоненти з сталою часу $T_1 = 0.1$ с, а на рис. 4.2 (б) ця експонента в напівлогарифмічному масштабі. Як видно з рис. 4 (б) в напівлогарифмічному масштабі ми маємо справу зі звичайною прямою лінією,

яка описується рівнянням $y = \lambda \cdot x + b$, де λ – кутовий коефіцієнт цієї лінії і водночас це коефіцієнт затухання експоненти. Визначивши коефіцієнт затухання λ можна легко отримати сталу часу за співвідношенням $T_1 = 1/\lambda$.

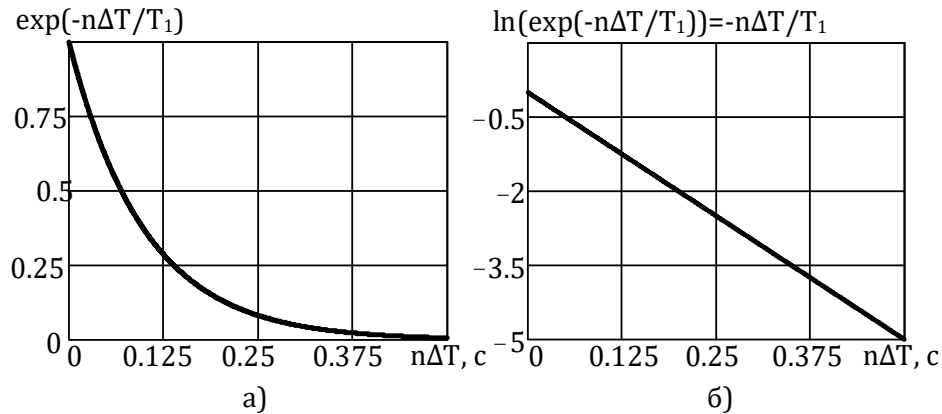


Рис. 4.2. Аперіодична складова: а) звичайний масштаб;
б) напівлогарифмічний масштаб

В нашому випадку змінна x_3 вектору невідомих $[x]$, як видно з (4.5) це аперіодична складова, що затухає з сталою часу T_1 , а її амплітуда є домінуючою в складовій змінної x_3 , а спектр невідфільтрованих вищих гармонік $i'_{\text{гф}}[\Delta T \cdot n]$ та завад $i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n]$, які містяться у вибірках струму $i_2[n]$ ПВК, слід розглядати як незначні відхилення від значення домінуючої амплітуди. Для того, щоб оцінити коефіцієнт затухання аперіодичної складової струму КЗ (а й відповідно сталу часу T_1) з мінімальними похибками, на періоді $\Delta T_{\text{нс}}$ слід виконати 4-6 оцінок вектору невідомих $[x]$, де для кожної оцінки необхідно збільшувати довжину вікна даних як це показано на рис. 4.3, накопичуючи кількість вибірок з дотриманням умови, що номер поточної вибірки $n \in f \dots s$, для кожної оцінки вектору невідомих $[x]$ фіксується момент часу $n \cdot \Delta T$ останньої вибірки, яка попала у вікно даних відповідної оцінки вектору невідомих $[x]$.

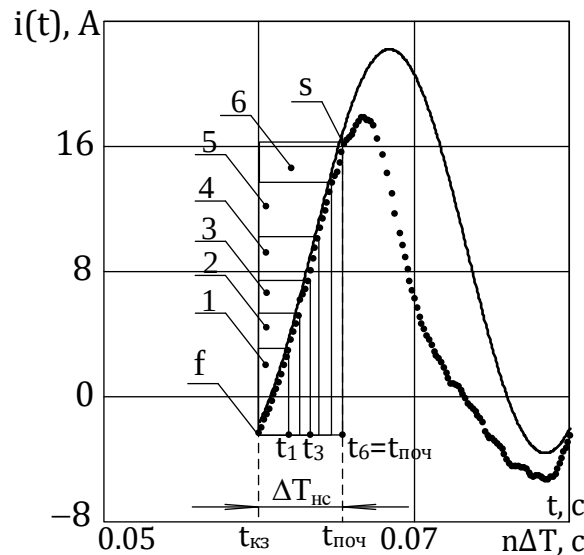


Рис. 4.3. Схема відбору вибірок у вікна даних для оцінки сталої часу T_1 струму КЗ

Для прикладу на рис. 4.3 зображено 6 вікон даних з відповідними моментами часу $t_1 \dots t_6 = t_{\text{поч}}$ їх останніх вибірок. Кожний визначений вектор невідомих $[x]$, таким чином матиме власне значення невідомої x_3 , що належатиме відповідному вікну даних і власний момент часу останньої вибірки. В результаті отримаємо залежність $x_3[m]$, де $m = [t_1, t_2, \dots, t_6]$, яка фактично описує процес затухання амплітуди (4.5) зі сталою часу T_1 . Перейшовши в напівлогарифмічний масштаб, для випадку рис. 4.3 знову отримаємо лінійну постановку задачі МНК наступного вигляду:

$$\begin{bmatrix} t_1 & 1 \\ t_2 & 1 \\ \dots & \dots \\ t_6 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ln(x_3(t_1)) \\ \ln(x_3(t_2)) \\ \dots \\ \ln(x_3(t_6)) \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

Перевизначена система рівнянь (4.8) дозволяє обмежити негативний вплив спектру невідфільтрованих ВГ $i'_{\text{гф}}[\Delta T \cdot n]$ та завад $i_{\text{шф}}[\Delta T \cdot n]$, оскільки ми побудуємо пряму лінію з найменшими квадратами відхилень від координат точок $(t_m, \ln(x_3(m)))$, для цього і потрібно визначати декілька оцінок $x_3(m)$ на періоді $n \in f \dots s$, де $m > 2$.

Також застосувавши метод підстановки чи метод Крамера до системи рівнянь (4.8) отримано загальну формулу визначення сталої часу T_1 :

$$T_1 = \frac{M \cdot \sum_{m=1}^M t_m^2 - (\sum_{m=1}^M t_m)^2}{M \cdot \sum_{m=1}^M (t_m \cdot \ln(x_3(m))) - \sum_{m=1}^M t_m \cdot \sum_{m=1}^M \ln(x_3(m))}, \quad (4.9)$$

де M – кількість виконаних оцінок вектору невідомих $[x]$ на періоді $n \in f \dots s$.

Визначені параметри струму КЗ I'_{m1} , $\varphi_{кз}$ та T_1 є достатніми параметрами для формування моделі миттєвого струму $i'_m(t)$ для підвищення точності ПВК за умов насичення МП ТС:

$$i'_m(t) = I_m \cos(\varphi_{кз}) e^{-\frac{t}{T_1}} - I_m \cos(\omega t + \varphi_{кз}). \quad (4.10)$$

4.3 Експериментальна перевірка методу розрахунку параметрів струму короткого замикання

Для розглянутого в підрозділі 3.3 випадку трифазного КЗ (див. рис. 3.6), кількість вибірок фази А, що належать періоду від моменту виявлення КЗ до входження МП ТС в насичення ($n \in f \dots s$) становить 37 вибірок струму $i_{2нс}[n]$, а для фази В – 154, а фази С – 193. Відповідно до методу описаного в пункті 4.1.2, з метою оцінки сталою часу T_1 та параметрів періодичної складової I_m та $\varphi_{кз}$ з масиву вибірок $i_{2нс}[n]$ починаючи з вибірки f сформовано п'ять вікон даних з довжинами 5, 7, 9, 11 та 13 вибірок в кожному. Для створених вікон даних сформульовано відповідні задачі МНК відповідно до (4.4) і розраховані невідомі вектору x та параметри періодичної складової струму КЗ I'_{1m} та $\varphi_{кз}$ для кожної фази. Результати розрахунку невідомих та параметрів періодичної складової струму КЗ для трьох фаз зведено в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1

Результати розрахунку змінних задачі МНК та параметрів періодичних складових фаз за трифазного КЗ

Фаза	Номер сформованого вікна даних	Довжина вікна даних	Змінні задачі МНК			Параметри періодичної складової струму КЗ	
			x_1	x_2	x_3	I'_{1m}, A	$\varphi_{кз}, ^\circ$
А	1	5	11.123	-0.009	11.06	11.123	-0.047
	2	7	11.089	-0.056	11.002	11.089	-0.288
	3	9	11.069	-0.086	10.966	11.069	-0.447
	4	11	11.051	-0.116	10.932	11.052	-0.599
	5	13	11.036	-0.144	10.9	11.037	-0.747
В	1	5	5.417	9.827	-5.228	11.221	-118.863
	2	7	5.383	9.846	-5.189	11.221	-118.666
	3	9	5.368	9.855	-5.173	11.222	-118.579
	4	11	5.359	9.861	-5.162	11.223	-118.524
	5	13	5.354	9.864	-5.155	11.224	-118.49
С	1	5	-5.577	9.932	5.905	11.391	119.315
	2	7	-5.577	9.927	5.89	11.386	119.327
	3	9	-5.578	9.933	5.886	11.392	119.316
	4	11	-5.577	9.927	5.87	11.386	119.326
	5	13	-5.575	9.917	5.85	11.376	119.341

Як видно з таблиці 4.1 відхилення розрахованих параметрів періодичної складової струму КЗ I'_{1m} та $\varphi_{кз}$ фаз для різних вікон даних є незначним і для того щоб не використовувати дані лише одного з вікон – для формування моделей струмів КЗ фаз, використовувались усереднені значення параметрів періодичної складової струмів КЗ, які відповідно становили для фази А: $I'_{1m} = 11.123 A$, $\varphi_{кз} = -0.426^\circ$; В: $I'_{1m} = 11.222 A$, $\varphi_{кз} = -118.624^\circ$; С: $I'_{1m} = 11.386 A$, $\varphi_{кз} = 119.324^\circ$.

В підрозділі 3.3 описано, що при моделюванні перехідних процесів в ПВК за трифазного КЗ діюче значення періодичних складових фаз задано рівним 8 кА, а моменти виникнення КЗ підібрано з метою встановлення фази КЗ $\varphi_{кз}$ для фази А рівної 0° , а для фаз В та С – -120° та 120° відповідно. Таким чином похибки оцінки параметрів періодичних складових фаз запропонованим методом становлять для амплітуд 1.69% для фази А, 0.81% – фази В та 0.64% – фази С та фаз КЗ: 0.12%, 1.15% та 0.56% відповідно.

Значення невідомих x_3 та моменти часу оцінки цих невідомих відповідно до формули (4.9) використані для визначення сталих часу T_1 кожної з фаз. На

рис. 4.4 для кожної з фаз зображено в напівлогарифмічному масштабі, значення невідомих x_3 , приведених до їх максимального значення, експоненти зі сталою часу заданою при моделюванні $T_1 = 0.15$ с (див. підрозділ 3.3) та визначеними за допомогою формули (4.8) індивідуальних сталих часу кожної з фаз, які становлять $T_1 = 0.176$ с для фази А, $T_1 = 0.187$ с для фази В та $T_1 = 0.141$ с.

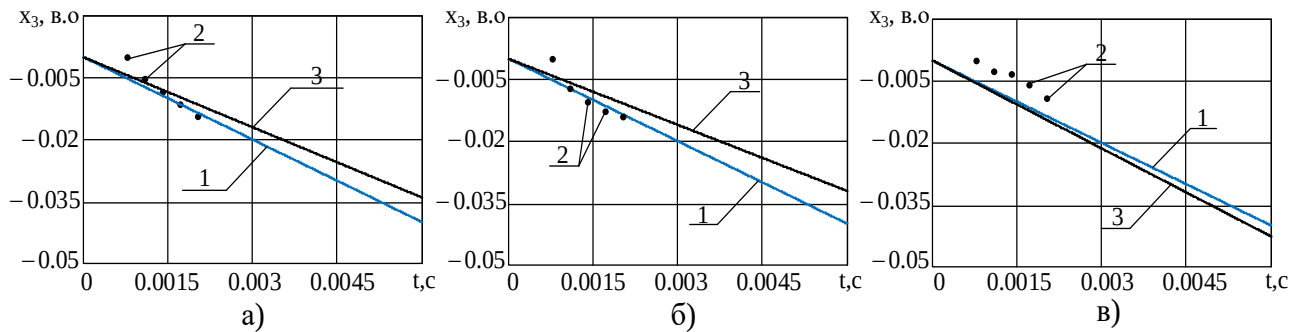


Рис. 4.4. Значення змінних x_3 та експонент в напівлогарифмічному масштабі за трифазного КЗ: а) фаза А; б) фаза В; в) фаза С

1 – стала часу задана при моделюванні; 2 – розраховані значення x_3 ;
3 – розраховане значення сталої часу

Звісно, фази А, В та С не мають своїх власних сталих часу, оскільки змодельоване КЗ є єдиним і всі струми спричинені цим КЗ затухають з єдиною сталою часу $T_1 = 0.15$ с. Це свідчить про те, що оцінка сталої часу виконується з певною методичною похибкою і ця похибка становить для фази А 17.3%. В – 24.6% та С – 6%. Ці похибки є доволі значними і їх причиною є достатньо високе значення показника SNR – 15дБ заданого при моделюванні та не ідеальних характеристик моделі фільтру (див. рис. 2.6). За умов менших амплітуд завад та кращих характеристик аналогового фільтру похибки оцінки сталої часу будуть меншими.

Струми КЗ кожної з фаз побудованих відповідно до формули (4.10) на основі розрахованих параметрів зображені на рис. 4.5.

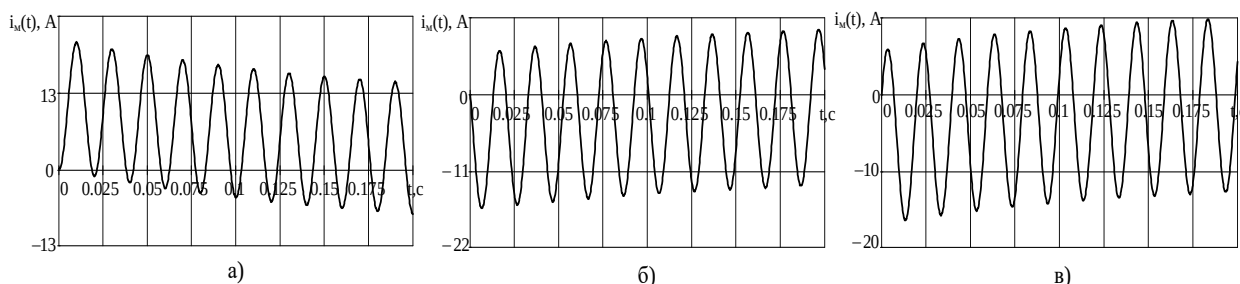


Рис. 4.5. Осцилограми моделей струмів КЗ фаз за трифазного КЗ:

а) фаза А; б) фаза В; в) фаза С

Для випадку двофазного КЗ рис. 3.7 число зафіксованих вибірок фази А, що належать періоду $n \in f \dots s$ становила 36, а фази В – 157. Для пошкоджених фаз формувалось п'ять вікон даних з числом вибірок відповідно 6, 10, 14, 18 та 22. Результати розрахунків для кожної з фаз зведено в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2

Результати розрахунку змінних задачі МНК та параметрів періодичних складових фаз за двофазного КЗ на землю

Фаза	Номер сформованого вікна даних	Довжина вікна даних	Змінні задачі МНК			Параметри періодичної складової струму КЗ	
			x_1	x_2	x_3	I'_{1m}, A	$\varphi_{кз}^0$
А	1	6	11.095	0.045	11.018	11.095	0.234
	2	10	11.054	0.114	10.919	11.055	0.592
	3	14	11.024	-0.174	10.884	11.026	-0.906
	4	18	11.001	-0.234	10.849	11.003	-1.219
	5	22	10.98	0.303	10.86	10.984	1.583
В	1	6	5.454	9.807	5.27	11.222	-119.079
	2	10	5.394	9.835	5.205	11.218	-118.744
	3	14	5.368	9.851	5.174	11.218	-118.586
	4	18	5.355	9.86	5.169	11.22	-118.507
	5	22	5.343	9.869	5.164	11.223	-118.432

Усереднені значення параметрів періодичної складової за п'ять вікон даних пошкодженої фази А: $I'_{1m} = 11.033 A$, (похибка розрахунку 2.48%) $\varphi_{кз} = 0.057^0$ (похибка розрахунку 0.02%); фази В: $I'_{1m} = 11.22 A$, (похибка розрахунку 0.83%) $\varphi_{кз} = -118.669^0$ (похибка розрахунку 1.11%). Розраховані значення сталих часу фази А становлять $T_1 = 0.146 c$ (похибка розрахунку 2.67%); фази В $T_1 = 0.131 c$ (похибка розрахунку 12.67%). Ілюстрація

розрахованих значень x_3 і заданих при моделюванні та розрахованих сталих часу фаз в напівлогарифмічному масштабі зображені на рис. 4.6.

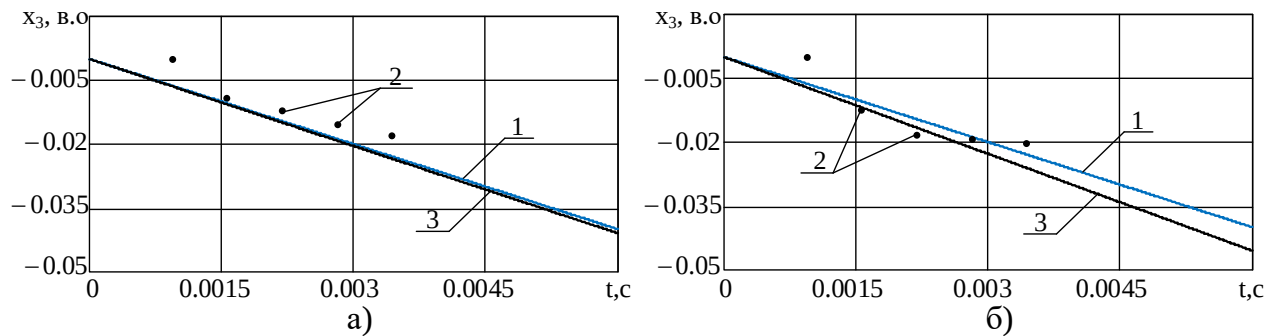


Рис. 4.6. Значення змінних x_3 та експонент в напівлогарифмічному масштабі за двохфазного КЗ на землю: а) фаза А; б) фаза В

1 – стала часу задана при моделювання; 2 – розраховані значення x_3 ;

3 – розраховане значення сталої часу

Струми КЗ фаз А і В побудованих відповідно до формули (4.10) на основі розрахованих параметрів зображені на рис. 4.7.

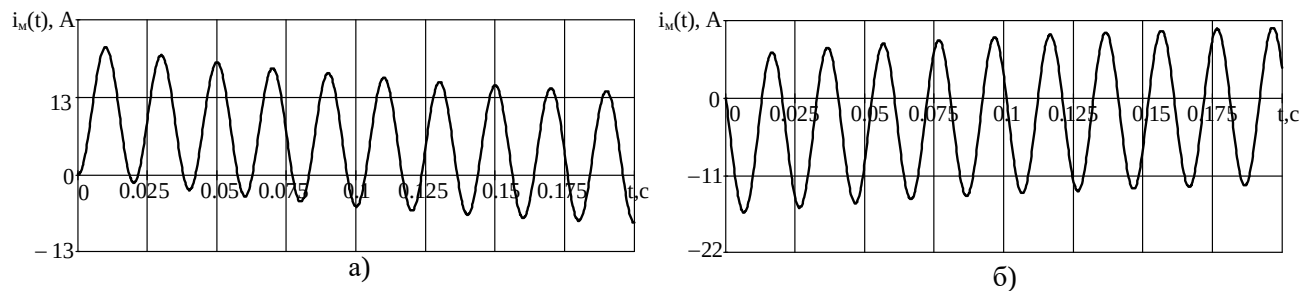


Рис. 4.7. Осцилограми моделей струмів КЗ фаз за двофазного КЗ на землю: а) фаза А; б) фаза В

Для випадку міжфазного КЗ фаз рис. 3.8 число зафіксованих вибірок фази А, що належать періоду $n \in f \dots s$ становила 37, а фази В – 74. Для пошкоджених фаз формувалось п'ять вікон даних з довжинами 7, 11, 15, 19 та 23 вибірок в кожному. Результати розрахунків для кожної з фаз зведено в таблицю 4.3.

Таблиця 4.3

Результати розрахунку змінних задачі МНК та параметрів періодичних складових фаз за міжфазного КЗ

Фаза	Номер сформованого вікна даних	Довжина вікна даних	Змінні задачі МНК			Параметри періодичної складової струму КЗ	
			x_1	x_2	x_3	I'_{1m}, A	$\varphi_{KЗ}, ^\circ$
А	1	7	-9.002	5.066	8.266	10.33	29.37
	2	11	-8.917	5.139	8.155	10.292	29.954
	3	15	-8.858	5.199	8.072	10.271	30.409
	4	19	-8.813	5.252	8.005	10.259	30.79
	5	23	-8.774	5.307	7.939	10.254	31.167
В	1	7	-7.602	-4.684	8.099	8.929	211.716
	2	11	-7.588	-4.698	8.084	8.925	211.811
	3	15	-7.578	-4.708	8.069	8.921	211.905
	4	19	-7.567	-4.721	8.012	8.919	212.017
	5	23	-7.556	-4.735	8.004	8.918	212.138

Усереднені значення параметрів періодичної складової за п'ять вікон даних пошкодженої фази А: $I'_{1m} = 10.281 A$, $\varphi_{KЗ} = 30.338^\circ$ (похибка розрахунку 1.13%); фази В: $I'_{1m} = 8.922 A$, $\varphi_{KЗ} = 211.917^\circ$ (похибка розрахунку 0.91%).

Розраховані значення сталих часу фази А становлять $T_1 = 0.126 c$ (похибка розрахунку 16%); фази В $T_1 = 0.192 c$ (похибка розрахунку 28%). Ілюстрація розрахованих значень x_3 і заданих при моделюванні та розрахованих сталих часу фаз в напівлогарифмічному масштабі зображені на рис. 4.8.

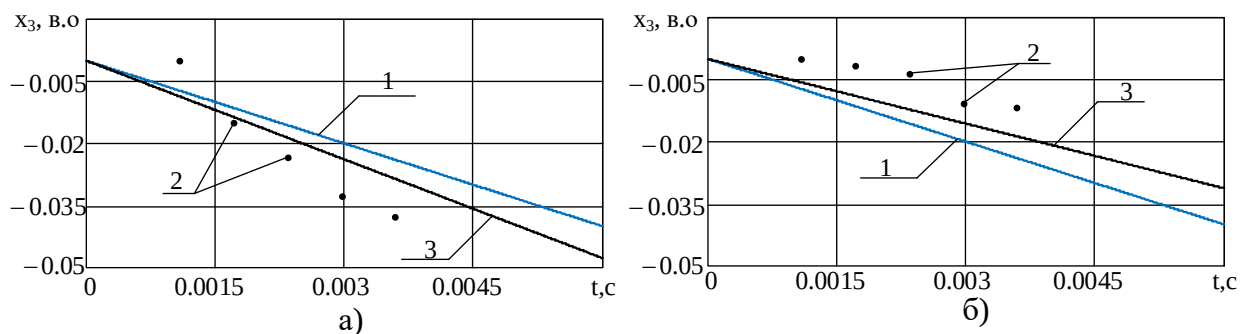


Рис. 4.8. Значення змінних x_3 та експонент в напівлогарифмічному масштабі за міжфазного КЗ фаз А та В: а) фаза А; б) фаза В

1 – стала часу задана при моделювання; 2 – розраховані значення x_3 ;

3 – розраховані значення сталої часу

Струми КЗ фаз А і В побудованих відповідно до формули (4.10) на основі розрахованих параметрів зображені на рис. 4.9.

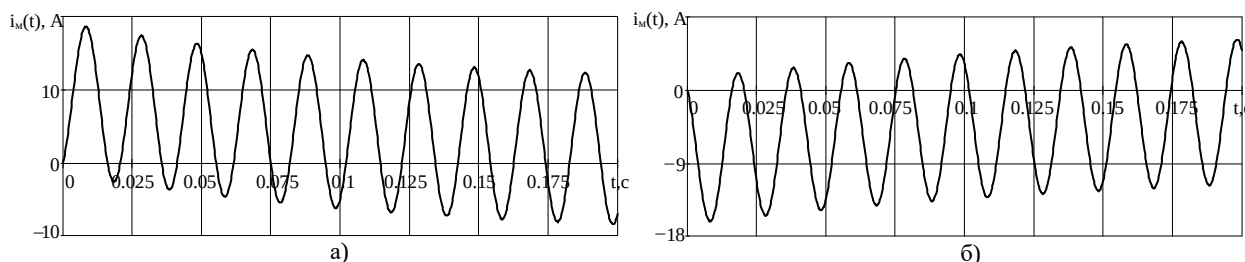


Рис. 4.9. Осцилограми моделей струмів фаз за міжфазного КЗ фаз А та В:

а) фаза А; б) фаза В

В загальному з проведених експериментальних досліджень та оцінки похибок визначення параметрів моделей струмів КЗ, доходимо до висновку, що запропонований метод дозволяє достатньо точно оцінити параметри періодичної складової струму КЗ на вході ПВК (похибка оцінки не перевищувала 3%), аналізуючи лише декілька вибірок струму на виході ПВК. Оцінка сталої часу здійснюється з похибкою в межах 3-30%. В реальності за присутності значних показників SNR на підстанціях, зменшити методичну похибку можна шляхом використання аналогових фільтрів з кращими частотними характеристиками.

4.4 Вплив часу затримки виявлення моменту початку короткого замикання на розрахунок значень коригувальних вибірок вихідного струму первинного вимірювального каналу

В підрозділі 3.3, сформульовано метод виявлення насичення МП ТС у складі ПВК, тригером якого є виявлене КЗ відповідним алгоритмом виявлення КЗ. Загалом, існує велика кількість методів, які є і можуть бути задіяні як алгоритм виявлення КЗ сучасних реєстраторів аварій та пристроїв РЗ. Всі ці методи відрізняються задіяними в них математичними апаратами, кількістю та типом використовуваних сигналів для виявлення КЗ та певною математичною чи фізичною величиною що використовується для контролю. Умовно їх можна розділити на чотири групи: методи, що базуються на моделях об'єктів захисту та

їх особливостях [122, 127]; на аналізі частотного вмісту вхідних сигналів [114, 122, 136]; на особливостях форми та моделі вхідного сигналу [93, 109, 111, 114, 127, 120]; на аналізі та порівнянні значень вибірок вхідних сигналів [55, 76, 119, 122, 130].

Кожний з цих методів оперує своїм власним вікном даних для отримання інформації про те чи відбулось КЗ, чи ні, а їхні алгоритми характеризуються певною тривалістю обчислювального процесу, що впливає на швидкість виявлення КЗ. У зв'язку з цим методи також поділяють на швидкодіючі, з тривалістю виявлення КЗ в межах одного періоду основної частоти ЕЕС після виникнення КЗ; методи з дуже швидким виявленням КЗ (тривалість виявлення в межах половини періоду основної частоти ЕЕС) та методи з ультра швидким виявленням КЗ (тривалість виявлення в межах четверті періоду основної частоти ЕЕС) [122].

Подані короткі відомості про класифікацію та певні характеристики методів виявлення КЗ вказують на складність обґрунтованого чіткого вибору конкретного методу виявлення КЗ, який можна було б застосувати з метою підвищення точності ПВК струму за насичення МП ТС. Найкращим варіантом було б провести широке дослідження та порівняння характеристик цих методів між собою, по аналогії як це було проведено в підрозділі 3.1 дисертації (порівняння методів виявлення насичення МП ТС), з метою встановлення кращого з них. Таке досить трудомістке і затратне по часу дослідження, яке не входило в перелік завдань цієї дисертації, буде предметом дослідження автора в майбутньому. На даному етапі, без проведення такого дослідження, можна поставити одну з найважливіших вимог до методу виявлення КЗ – це швидкодія. В ідеальному випадку алгоритм обраного методу повинен виконувати свою функцію в межах четверті періоду основної частоти ЕЕС.

Навіть, якщо обрано ультра швидкий метод виявлення КЗ слід розуміти, що номер вибірки f , визначений методом виявлення КЗ за початок КЗ, не зовсім точно відповідає реальному моменту виникнення КЗ, оскільки будь-який метод виявлення КЗ робить остаточну оцінку, що відбулось КЗ з певною затримкою,

пов'язаною насамперед з математичним апаратом методу та певними додатковими перевірками, які дозволяють чітко розмежувати доаварійний режим ЕЕС з аварійним. Таким чином реальний момент КЗ є зсунутим в часі на певну затримку τ відносно моменту виявлення КЗ, що відповідає вибірці f , яка практично є початком відліку події КЗ. Визначення затримки часу τ є дуже важливим для правильної заміни вибірок, що належать періодам, де магнітопровід ТС знаходиться в насиченні відповідними вибірками моделі струму КЗ, оскільки це дозволить виконувати заміну вибірок з реальних початкових умов. Практично таку задачу можна записати як пошук значення часу затримки τ , яке б задовільнило умову:

$$||i_{2m}(\tau) - i_2[f]|| \rightarrow \min,$$

або іншими словами

$$||i_{2m}(\tau) - i_2[f]|| < \varepsilon,$$

де ε – максимально допустиме відхилення абсолютного значення вибірки струму на виході АЦП ПВК $i_2[n]$ від відповідного абсолютного значення моделі струму КЗ $i_{2m}(\tau)$ починаючи з нульових початкових умов моделі $i_{2m}(0)$.

Визначення часу затримки τ дає можливість виконувати заміну вибірок періодів, де вторинний струм ТС є спотвореним за насичення його МП, вибірками моделі як це описано в наступному підрозділі.

4.5 Метод мінімізації впливу насичення магнітопроводів трансформаторів струму на точність первинного вимірювального каналу

Метод мінімізації впливу насичення МП ТС на точність ПВК полягає насамперед в безперервній реєстрації дискретизованих струмів ПВК $i_2[n]$ для кожної з фаз та безперервному їх аналізу алгоритмом виявлення КЗ. Основна вимога щодо методу та алгоритму виявлення КЗ визначена в попередньому підрозділі.

У випадку, якщо КЗ зафіксовано, то в залежності від характеристик та можливостей процесора використовуваного контролера можливі два варіанти реалізації даного методу – а саме виконання розрахунків за допомогою синхронного та асинхронного програмування.

Перший варіант, що є більш продуктивною реалізацією методу – асинхронне виконання розрахунків, передбачає запуск дії трьох алгоритмів асинхронно в двох потоках процесора (основному та паралельному). В основному потоці, відповідно до методу, представленого в підрозділі 3.3, рекурсивним чином оцінюється значення СЩ амплітуд аперіодичної складової $s_0[n]$ та другої гармоніки $s_2[n]$, які порівнюються з своїми відповідними пороговими значеннями th_0 та th_2 з метою виявлення насичення МП фазних ТС та періодів і тривалості спотворення фазних вторинних струмів.

Так як, відповідно до тверджень описаних в підрозділах 3.2 та 3.3, одразу в перший період після виникнення КЗ встановити чи відбулось насичення чи ні неможливо через потрапляння у вікно даних методу виявлення насичення вибірок доаварійного та аварійного режимів, то, в паралельному потоці процесора, заздалегідь виконується оцінка параметрів струмів КЗ кожної з фаз відповідно до методу та тверджень описаних в підрозділі 4.2.

Оскільки оцінка параметрів струму КЗ відбувається паралельно від оцінки чи відбулось насичення МП ТС ПБК в першому періоді після КЗ чи ні, то щоб унеможливити потрапляння зайвих вибірок даних (вибірок що можливо належать гіпотетичному першому періоду насичення МП фазного ТС) при формуванні вікон даних для оцінки параметрів струмів КЗ дотримується умова, що вікна даних формуються з вибірок $i_2[n]$, де $|i_2[n]| < \max(|i_2[n]|)$, де $n \in f \dots f + N$, тобто з вибірок, у яких абсолютне значення є меншим за максимальне абсолютне значення вибірки, що належать одному періоду основної частоти від моменту виявлення КЗ. Одразу ж після оцінки параметрів струмів КЗ фаз в цьому ж потоці відповідно до тверджень підрозділу 4.4 оцінюються значення часу затримки τ виявлення КЗ для кожної з фаз.

За умов розрахованих параметрів моделей струмів КЗ, визначених затримок часу τ в паралельному потоці та встановлення того, що хоча б один з МП ТС ПВК увійшов в насичення, про що свідчитиме наявність логічних «1» в бінарних сигналах $sat[n]$ відповідних фаз, оцінених методом виявлення насичення в основному потоці, заміна вибірок на періодах, де вторинний струм ТС є спотвореним за насичення МП ТС, вибірками отриманими з моделі (4.10) виконуватиметься наступним чином:

$$i_k[n] = \begin{cases} i_2[n], & \text{якщо } sat[n] = 0 \\ i_m(\tau + n \cdot \Delta T), & \text{якщо } sat[n] = 1 \end{cases} \quad (4.11)$$

У випадку реалізації методу лише в основному потоці процесора, тобто використовуючи синхронне програмування, одразу ж після виявлення КЗ, повинен запускатись метод виявлення насичення МП ТС і тільки після встановлення ним того, що відбулось насичення запускається алгоритм визначення параметрів струмів КЗ фаз та відповідних оцінок часу затримки τ та подальшої корекції значень вибірок струмів на періодах спотворення вторинного струму, вибірками отриманими з відповідних моделей відповідно до виразу (4.11). Не виконання розрахунків на першому періоді основної частоти після виявлення КЗ зменшує продуктивність методу підвищення точності ПВК, оскільки сама корекція виконуватиметься з більшою затримкою часу, через необхідність виконання розрахунків в основному потоці процесора, які можна було б виконувати паралельно відразу ж після виявлення КЗ. На рис. 4.10 показано блок-схему алгоритму методу підвищення точності ПВК за умов насичення МП ТС реалізовану в паралельних потоках.

Реалізація методу підвищення точності з асинхронним виконанням розрахунків є ефективнішим оскільки до моменту встановлення чи відбулось насичення чи ні алгоритмом методу виявлення насичення МП ТС в основному потоці (за період основної частоти де метод є недієздатним, оскільки у вікно даних методу потрапляють вибірки доаварійного та аварійного режимів, див. підрозділ 3.2), паралельним потоком можна оцінити всі необхідні параметри

(параметри моделей струму КЗ та затримок часу) для виконання миттєвої корекції відразу ж після встановлення того що відбулось насичення МП ТС ПБК.

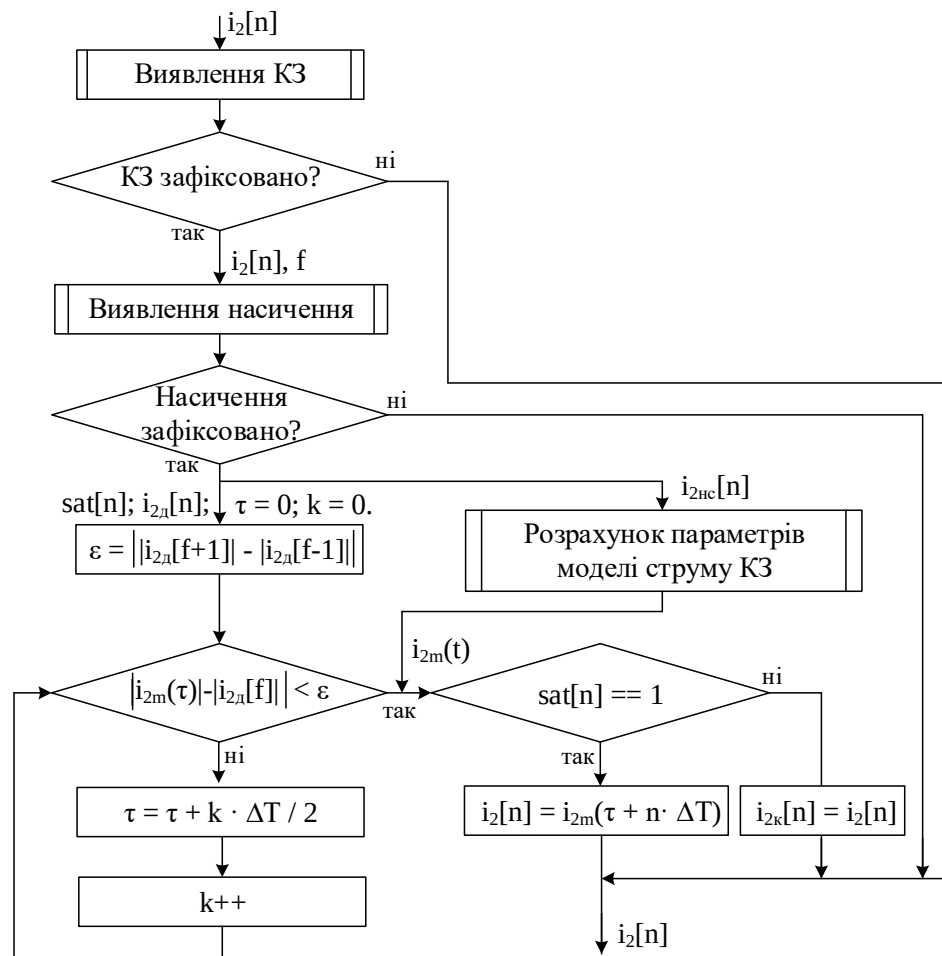


Рис. 4.10. Алгоритм методу мінімізації впливу насичення МП ТС ПБК

4.6 Порівняльний аналіз похибок первинного вимірювального каналу струму за насичення магнітопроводів трансформаторів струму з та без корекції

Як вже раніше згадувалось виконати фізичні експерименти з групою висковольтних ТС, та ще й у складі ПБК провівши симуляцію КЗ є дуже дороговартісним. Окрім того практично відсутня нормативна база, яка б регламентувала порядок проведення таких експериментів. Зокрема в стандартах [88, 89] приведена схема для перевірки електронних ТС з цифровим виходом (див. рис. 4.12 (а)), що є тотожним до ПБК фази, а також приведена формула оцінки

повної похибки ТС з цифровим виходом відповідно до такої схеми повірки наступного вигляду:

$$\varepsilon_{\text{ПВК}} = \frac{100}{I_1} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [k_H \cdot i_2[n] - i_1(t_n)]^2}, \quad (4.12)$$

де k_H – номінальний коефіцієнт трансформації ТС; I_1 – середньоквадратичне значення первинного струму; $i_1(t)$ – первинний струм; $i_2[n]$ – струм на виході ПВК в цифровому представленні; N – кількість вибірок за період основної частоти; t_n – момент часу, в який була відібрана вибірка $i_2[n]$.

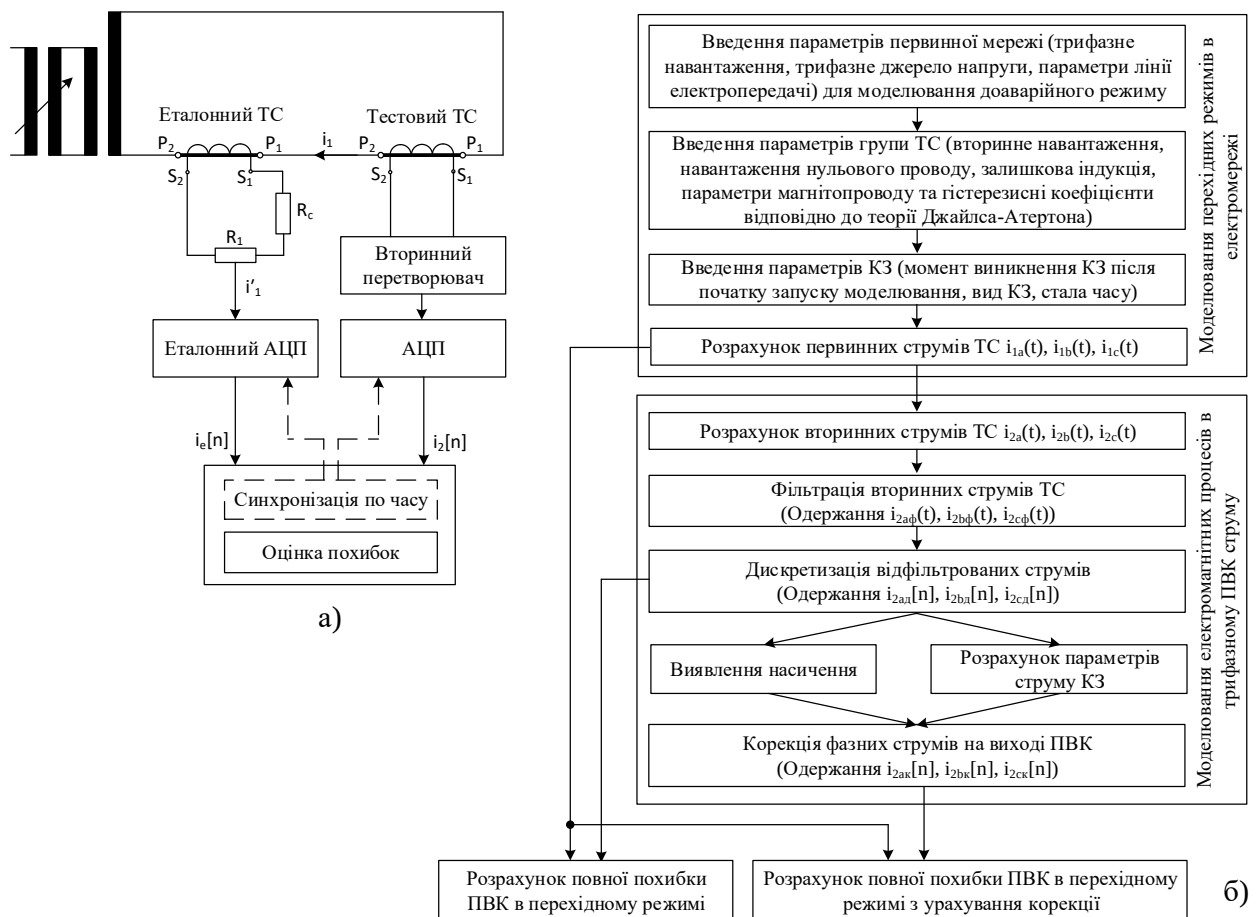


Рис. 4.11. Схеми визначення похибок ПВК: а) експериментальна за усталених режимів відповідно до рекомендації [88, 89]; б) симуляційна для перехідних режимів

Формула (4.12) призначена для оцінки похибки ПВК за усталеного режиму роботи, яка передбачає, що струм $i_1(t)$, за якого проводилась перевірка цифрового ТС (ПВК) є періодичним і симетричним. Проте в нашому випадку ми розглядаємо перехідні режими роботи ЕЕС, де схема для проведення досліджень і формула оцінки похибки за таких режимів в стандартах [88, 89] не представлені. Таким чином для оцінки повної похибки ПВК за перехідних режимів, формулу (4.12) запишемо в рекурсивній формі для n -ї вибірки:

$$\varepsilon_{\text{ПВК}}[n] = \frac{100}{I_1[n]} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=n-N}^n [k_n \cdot i_2[j] - i_1(t_j)]^2}, \quad (4.13)$$

де $I_1[n]$ – середньоквадратичне значення первинного струму в момент оцінки похибки $\varepsilon_{\text{ПВК}}[n]$. Визначення похибок ПВК до і після корекції виконано у відповідності до схеми рис. 4.11 (б).

На рис. 4.12 (а) зображено приведені первинні струми $i'_1(t)$ фаз задані опосередковано через параметри блоків 1-4 рис. 2.4 (без врахування ВГ та завад) та відповідні розраховані дискретизовані струми ПВК $i_2[n]$ для випадку трифазного КЗ рис. 3.6. На рис. 4.12 (б) відповідно кореговані фазні струми $i_k[n]$ фаз у відповідності до алгоритму рис. 4.10, а на рис. 4.12 (в) розраховані похибки ПВК струму фаз без корекції $\varepsilon_{\text{ПВК}}[n]$ та з урахуванням корекції $\varepsilon'_{\text{ПВК}}[n]$ відповідно до формули (4.13) і схеми обчислення похибок рис. 4.11 (б).

Аналогічно, на рис. 4.13 (а) зображено приведені первинні струми $i'_1(t)$ фаз та відповідні розраховані дискретизовані струми ПВК $i_2[n]$ для випадку двофазного на землю КЗ фаз А та В рис. 3.7, на рис. 4.13 (б) відповідно коректорвані фазні струми $i_k[n]$ пошкоджених фаз, а на рис. 4.13 (в) розраховані похибки ПВК струму фаз без корекції $\varepsilon_{\text{ПВК}}[n]$ та з урахуванням корекції $\varepsilon'_{\text{ПВК}}[n]$.

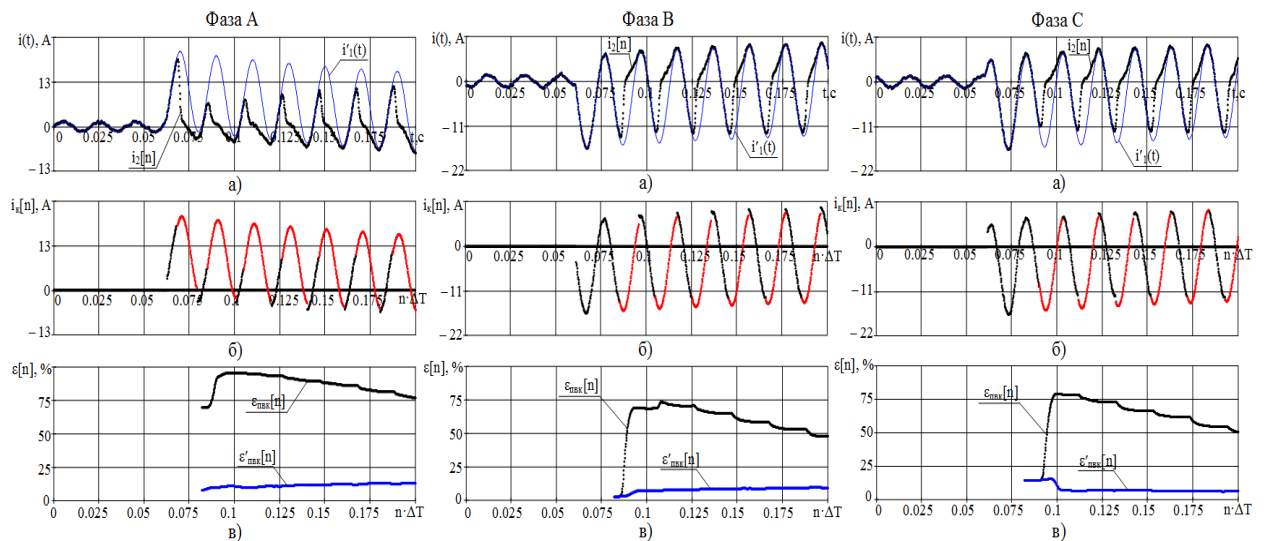


Рис. 4.12. Струми та похибки фаз ПВК за трифазного КЗ:

а) приведенний вхідний та дискретизований вихідний струми ПВК; б) коректований струм на виході ПВК; в) похибки ПВК без корекції та з корекцією вихідного струму

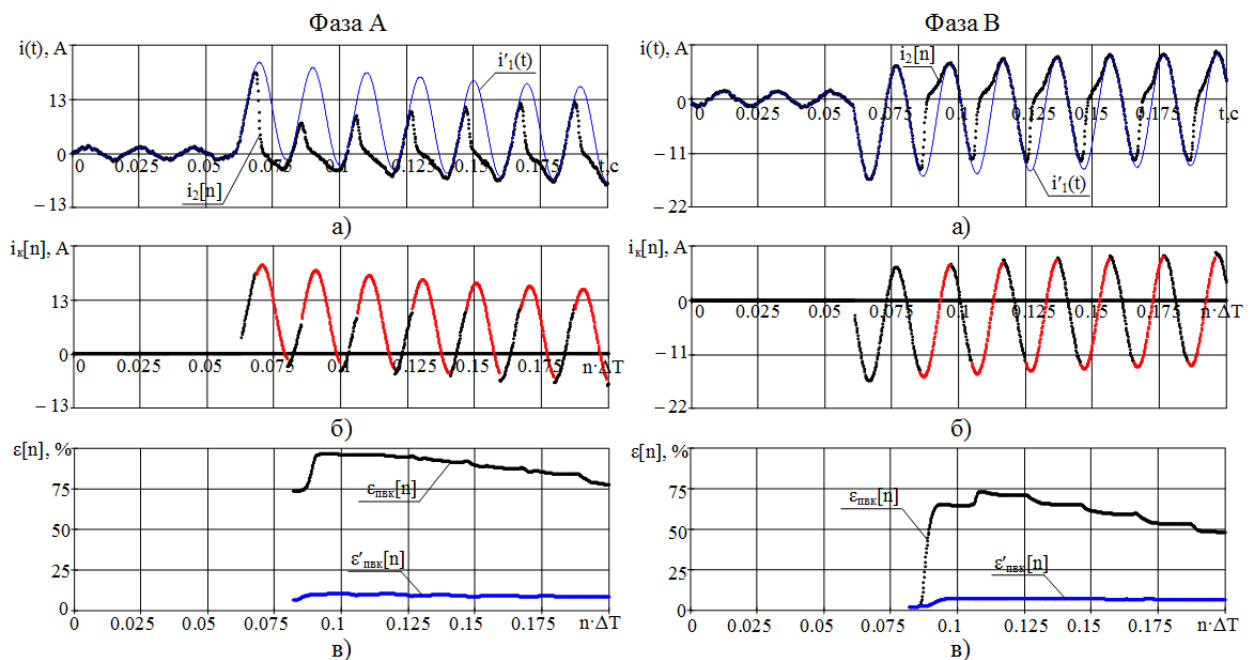


Рис. 4.13. Струми та похибки фаз ПВК за двофазного КЗ на землю: а) приведенний вхідний та дискретизований вихідний струми ПВК; б) коректовані фазні струми на виході ПВК; в) похибки ПВК без корекції та з корекцією вихідного струму

На рис. 4.14 (а) зображено приведені первинні струми $i'_1(t)$ пошкоджених фаз А та В (без врахування ВГ та завад) та відповідні розраховані дискретизовані струми ПВК $i_2[n]$ для випадку міжфазного КЗ фаз А та В рис. 3.8. На рис. 4.14 (б) зображені коректорвані фазні струми $i_k[n]$ пошкоджених фаз, а на рис. 4.14 (в) відповідно розраховані похибки ПВК струму фаз А та В без корекції $\varepsilon_{\text{ПВК}}[n]$ та з урахуванням корекції $\varepsilon'_{\text{ПВК}}[n]$.

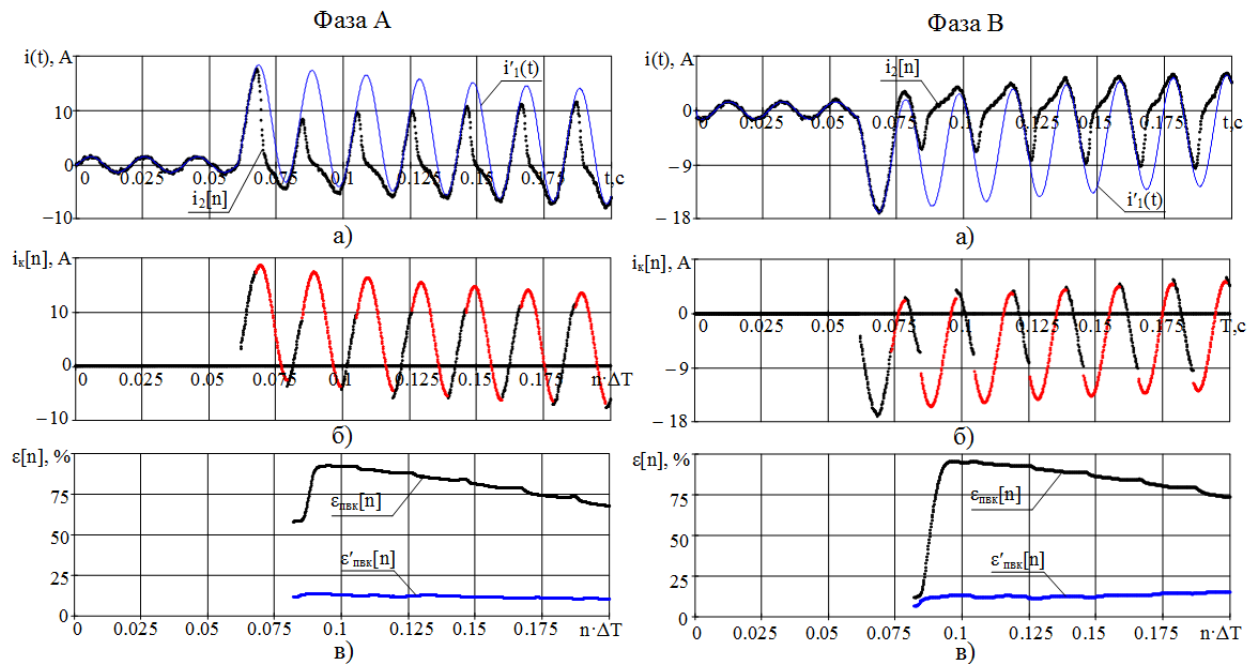


Рис. 4.14. Струми та похибки фаз ПВК за міжфазного КЗ:

а) приведений вхідний та дискретизований вихідний струми ПВК; б) коректований струм на виході ПВК; в) похибки ПВК без корекції та з корекцією вихідного струму

Як видно з рис. 4.12-4.14 повні похибки ПВК за умов насичення МП фазних ТС є достатньо високими і досягають 80-95%, вони зменшуються по мірі згасання аперіодичної складової первинних струмів фаз та відповідним виходом МП фазних ТС з насичення. Сукупна реалізація і дія методу виявлення насичення МП ТС та періодів і тривалості спотворення вторинних струмів ТС (див. розділ 3), методу визначення параметрів моделі струму КЗ (див. підрозділ 4.1.2) та алгоритму заміни фактичних вибірок періодів спотворення відповідними вибірками моделей струмів рис. 4.10 дає можливість зменшити

повну похибку ПВК в перехідних режимах до значень 6-15%. Значення похибок після корекції залишаються все ж таки ще достатньо великими і пов'язані насамперед з похибками самих ТС, похибками внаслідок фільтрації та дискретизації та похибками оцінки параметрів моделей струмів КЗ. Ці методичні похибки виникають насамперед через неточне оцінювання сталої часу внаслідок присутності невідфільтрованих ВГ та завад у вибірках струмів ПВК, як це детально описано в підрозділі 4.3.

При розробці пристроїв, які будуть використовувати запропонований метод корекції з метою додаткового зменшення методичної похибки в оцінці сталої часу слід розробляти аналогові фільтри з кращими частотними характеристиками. Це в свою чергу призведе до додаткової затримки проте підвищить точність корекції вихідного струму ПВК.

4.7 Висновки до розділу

1. Виконано аналіз перетворень струму КЗ на усіх етапах його проходження через ПВК і побудовано дискретну модель вихідного струму каналу в складі аперіодичної і періодичної складових основної частоти енергосистеми, спектра невідфільтрованих аналоговим фільтром ВГ через обмеженість його кутової частоти зрізу і завад, що залишилися після фільтрації струму цим фільтром через не ідеальність його частотних характеристик.

2. Розроблено метод визначення параметрів струму КЗ, що передбачає декілька кратне розв'язання лінійної постановки задачі МНК з трьома невідомими і дозволяє за короткий період часу (менше половини періоду основної частоти енергосистеми) визначити амплітуду періодичної складової струму КЗ, його фазу та сталу часу аперіодичної складової струму КЗ і побудувати за цими даними модель струму КЗ. Виконано експериментальну перевірку розробленого методу визначення параметрів струму КЗ шляхом звіряння одержаних цим методом значень параметрів моделей струмів КЗ за різних видів КЗ в ЕСС з заданими значеннями цих параметрів при моделюванні

ЕМП в трифазному ПВК. За результатами перевірки встановлено, що параметри періодичної складової струму КЗ в усіх досліджуваних випадках КЗ в ЕЕС оцінюються з похибкою не більше 3%, а значення сталої часу до 30%.

3. Виконано аналіз впливу часу затримки виявлення моменту початку КЗ на розрахунок значень коригувальних вибірок вихідного струму ПВК.

4. Запропоновано метод мінімізації впливу насичення МП ТС на точність ПВК струму, який ґрунтується на моделі струму КЗ, а також розроблених методах виявлення насичення МП ТС, розрахунку параметрів струму КЗ та заміні вибірок струму на виході ПВК вибірками отриманими з моделі струму КЗ, відповідними періодам де, струм є спотвореним. Виконано експериментальну перевірку розробленого методу підвищення точності ПВК в перехідних режимах ЕЕС за насичення МП його ТС шляхом розрахунку повних похибок ПВК без корекції і з корекцією його фазних струмів в усіх досліджуваних випадках КЗ в ЕЕС. Показано, що розроблений метод дозволяє зменшити повну похибку ПВК в перехідних режимах ЕЕС за насичення МП його ТС з 70-90% до 6-15%.

Посилання: [55], [74], [82], [88], [89], [93], [111], [114], [119], [120], [122], [124], [130], [133], [136], [140], [146], див. список використаних джерел стор. 145-154.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі розв'язано важливе для електроенергетичної галузі наукове завдання розвитку науково-технічних основ побудови трифазних первинних вимірювальних каналів струму цифрових підстанцій в напрямку розробки методів і засобів підвищення їх точності в перехідних режимах ЕЕС за умов насичення магнітопроводів трансформаторів струму, що дає змогу суттєво зменшити похибку вимірювання струму за різних видів та параметрів КЗ в ЕЕС, розширити функціональні можливості систем моніторингу електричного обладнання підстанцій, підвищити рівень технічної досконалості та надійність роботи комплексних систем автоматизації цифрових підстанцій і ЕЕС в цілому.

1. Аналіз практики експлуатації ПВК струму свідчить про можливе неправильне функціонування різних типів захисту та систем моніторингу параметрів електроенергетичних об'єктів за насичення магнітопроводів ТС. Основними чинниками насичення магнітопроводів є збережена в них залишкова індукція, значення якої, як встановлено, коливається в досить широких межах і має місце практично у всіх магнітопроводах ТС, що експлуатуються в мережах, а також аперіодична складова струму КЗ. Поєднання впливу цих факторів призводить до значного зростання похибки ПВК, що, наприклад, стало причиною помилкового спрацювання захисту і аварії на Ростовській АЕС 4 листопада 2014 р.

2. Виконано аналіз характеристик, переваг і недоліків методів і засобів підвищення точності однофазного ПВК з цифровим виходом, за результатами якого встановлено, що найбільш перспективним для досягнення поставленої в роботі мети є використання методів цифрової обробки вихідного струму ПВК, в основу якого покладено математичну модель струму КЗ. Реалізація цих методів потребує точного визначення початку входження магнітопроводу ТС в стан насичення, а також надійного і точного розрахунку параметрів моделі струму КЗ, відповідно до якої відбувається корекція спотвореного струму ПВК.

3. На основі дослідження та оцінювання характеристик і можливостей способів аналітичного представлення характеристик намагнічування магнітопроводів ТС сформовані рекомендації з вибору оптимального способу в залежності від кількості вхідної інформації та характеру розв'язуваної задачі. Запропоновані формули та алгоритм, які можуть бути використані при аналітичному представленні характеристики намагнічування інших електротехнічних пристроїв з феромагнітними магнітопроводами.

4. Розроблено ітераційну математичну модель ТС, яка ґрунтується на використанні апроксимованої безгістерезисної характеристики намагнічування, і є інваріантною до способу апроксимації характеристики намагнічування, легко алгоритмізується і потребує мінімальних обчислювальних затрат.

5. Вдосконалено математичну модель ТС, що побудована на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона, шляхом заміни базової функції Ланджевіна дробово-раціональною функцією другого порядку для опису безгістерезисної характеристики намагнічування магнітопроводу ТС, що дозволяє досліджувати електромагнітні процеси в ТС з врахуванням гістерезисних властивостей та залишкової індукції в їх магнітопроводах.

6. Розроблено математичні моделі групи ТС та трифазного ПВК, які є ефективним інструментом дослідження та аналізу електромагнітних процесів в групі ТС та ПВК, їх впливу на поведінку сучасних швидкодіючих цифрових захистів, тестування та удосконалення алгоритмів функціонування захистів за будь-якої схеми з'єднання вторинних навантажень ТС групи.

7. Виконано дослідження спектральних характеристик ПВК струму, де на основі порівняння результатів розрахунків спектральних щільностей амплітуд аперіодичної складової та другої гармоніки вхідного та вихідного сигналів ПВК струму показано, що цифрова обробка струму на виході ПВК дискретним перетворенням Фур'є забезпечує одержання стійких до високочастотних завад спектральних характеристик ПВК, які можуть бути використані в інформаційно-вимірювальних системах при розв'язанні ряду актуальних задач електроенергетики (підвищення точності вимірювання струмів в перехідних

режимах ЕЕС, вдосконалення релейного захисту, моніторингу режимів роботи ТС та ін.).

8. Розроблено метод і алгоритм визначення насичення магнітопроводів ТС в складі трифазного ПВК струму, що характеризується високою точністю, швидкістю та завадостійкістю, меншою кількістю обчислювальних операцій, який став основою розробки методу підвищення точності ПВК струму за умов насичення магнітопроводів ТС.

9. Розроблено метод визначення параметрів струму КЗ. На основі проведених розрахунків параметрів струмів КЗ за різних їх видів встановлено, що при малій довжині вікна даних (5-9 вибірок вторинного струму фази ПВК) та присутності завад метод дозволяє з мінімальними похибками (до 3%) оцінити параметри періодичної складової та з похибками до 30% – сталу часу струму КЗ ЕЕС.

10. Розроблено метод і алгоритм мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС у складі трифазного ПВК струму, що дозволяє зменшити повну похибку ПВК в перехідних режимах за насичення магнітопроводів ТС з 70-90% до 6-15%.

11. Достовірність одержаних в роботі результатів підтверджується коректним застосуванням теоретичних і експериментальних методів досліджень, підпорядкованих розв'язанню поставлених в дисертації задач, а також результатами імітаційного моделювання електромагнітних процесів в трифазному ПВК струму і розрахунку його вихідних струмів за різних видів і параметрів КЗ в ЕЕС та порівняльного оцінювання точності ПВК з використанням розробленого методу і без нього.

12. Одержані в роботі результати у вигляді моделей, методів і програмних засобів впроваджено у МПП «АНІГЕР» під час розроблення нових модифікацій апаратно-програмних комплексів «Регіна», використані при виконанні низки науково-дослідних робіт в Інституті електродинаміки НАН України, а також в навчальному процесі Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського».

13. Подальше використання результатів роботи планується в організаціях та підприємствах, що займаються проектуванням, розробкою, виготовленням та експлуатацією електромагнітних ТС, ПВК з цифровим виходом, пристроїв релейного захисту та систем моніторингу параметрів високовольтного електричного обладнання і параметрів режимів ЕЕС.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аллилуев В. А. Моделирование переходных процессов в дифференциальных токовых защитах. *Электричество*. 1996. № 6. С. 39-41.
2. Афанасьев В. В., Адоньев Н. М., Кибель В. М. Трансформаторы тока. Изд. 2-е. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. 416 с.
3. Багинский Л. В., Лещенко В. М., Саломатин А. Ф., Тимофеев И. П. Аналитическое исследование переходных процессов в схеме «звезда» трансформаторов тока при значительной активной нагрузке. *Изв. вуз. Электромеханика*. 1982. № 2. С. 211-217.
4. Багинский Л. В., Лещенко В. М., Тимофеев И. П., Воробьев И. Б., Ленский А. А., Сафронов А. Г. Взаимодействие трансформаторов тока в схеме «звезда» при значительной активной нагрузке в режиме трехфазных коротких замыканий. *Изв. вуз. Энергетика*. 1984. № 4. С. 49-53.
5. Баев А. В. Остаточная индукция в трансформаторах тока релейной защиты. *Электричество*. 1971. №7. С. 4-9.
6. Баженов В. А., Паньків В. І. Питання розробки математичних моделей трансформаторів електричних систем. Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. *Сучасні проблеми електротехніки та автоматики*. Київ, 21 листопада 2013. С. 134-136.
7. Баженов В. А., Паньків В. І. Використання теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона для моделювання електромагнітних процесів в трансформаторах струму. Доповіді за матеріалами Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. *Сучасні проблеми електротехніки та автоматики*. Київ, 1 грудня 2014. С. 66-68.
8. Бамбас А. М., Савиновський Ю. А., Ганциовська А. С. Определение оптимального степенного полинома для аппроксимации основной кривой намагничивания. *Изв. вуз. электромеханика*. 1966. № 12. С. 1293-1296.
9. Бачурин Н. И. Трансформаторы тока. Л.: Энергия, 1974. 376 с.

10. Бессонов Л. А. Электрические цепи со сталью. М.: Госэнергоиздат, 1948. 345 с.
11. В5 РНК СИГРЭ «Релейная защита и автоматика». Проблемы переходных режимов. *Новости электротехники*. 2015. №4. Вип. 94. С. 8.
12. Варський Г. М. Вимірювальні перетворювачі струму з електронною компенсацією похибки для електроенергетики та електроенергетичних установок: автореф. дис. ... канд. техн. наук. : 05.14.02 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ, 2007. 20 с.
13. Власов В. Н. Исследование влияния технологии изготовления трансформатора тока на характеристики намагничивания магнитопроводов. *Техн. Электродинамика*. 1982. №5. С. 90-94.
14. Власов В. Н. Нормирование и контроль характеристик намагничивания трансформаторов тока. *Электротехническая промышленность*. 1982. Вип. 124, № 2. С. 4-6.
15. Демидович Б. П., Марон Э. З. Численные методы анализа. Приближение функций, дифференциальные и интегральные уравнения. М.: Главная ред. физико-математической литературы изд-ва "Наука", 1967. 368 с.
16. Дмитриев К. С. Динамическое моделирование групп защитных трансформаторов тока. *Изв. вуз. Электромеханика*. 1976. № 7. С. 711-718.
17. Дроздов А. Д., Кужеков С. Л. Исследование формы вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах. *Электричество*. 1971. №1. С. 27-32.
18. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали. 2-е изд. М.: Энергия, 1974. 239 с.
19. ДСТУ ІЕС 60044-1:2008 Трансформатори вимірювальні. Частина 1. Трансформатори струму (ІЕС 60044-1.2003, IDT). Київ, Держспоживстандарт України, 2008. 30 с.
20. Золотарев Н. А. Кусочно-полиномиальная аппроксимация характеристик намагничивания. *Изв. вуз. электромеханика*. 1981. № 3. С. 237-242.

21. Кадаточников В. И., Хан Е. Б. Аппроксимация основной кривой намагничивания параболической сплайн-функцией. *Изв. вуз. электромеханика*. 1991. № 7. С. 11-15.
22. Казанский В. Е. Трансформаторы тока в схемах релейной защите. М.: Энергия, 1969. 184 с.
23. Калиткин Н. Н. Численные методы. М.: Главная редакция физико-математической литературы изд-ва "Наука", 1978. 512 с.
24. Кузовлева Ф. Я., Пеккер И. И. Аппроксимация кривых намагничивания при расчетах на ЭЦВМ. *Изв. вуз. электромеханика*. 1965. №6. С. 611-614.
25. Маляр В., Маляр А., Гречин Д. Апроксимація характеристик намагнічування електротехнічних сталей. *Теоретична електротехніка*. 2004. № 57. С. 78-85.
26. Матюк В. Ф., Осипов А. А. Математические модели кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса. Часть 1. Анализ моделей. *Неразрушающий контроль и диагностика*. 2011. №2. С. 3-35.
27. Михайлов С. П., Литвинцев А. А. Аппроксимация экспериментальных кривых намагничивания с помощью рациональных функций. *Дефектоскопия*. 1995. №6. С. 52-55.
28. Мусаэлян э. С. Наладка електрооборудования електростанцій и подстанцій. М.: ЕНЕРГІЯ, 1967. 537 с.
29. Новаш В. И., Сопьяник В. Х. Расчет переходных процессов в токовых цепях многоплечевых дифференциальных защит. *Электричество*. 1982. № 7. С. 74-76.
30. Носач В. В. Решение задач аппроксимации с помощью персональных компьютеров. М.: МИКАП, 1994. 382 с.
31. Паньків В. І., Танкевич Є. М., Чернишева А. В. Спектральний аналіз струму трансформатора струму за умов насичення магнітопроводу. XIV Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів.

Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Кременчук, Україна, 14-15 квітня 2016. С. 228-229.

32. Паньків В. І., Танкевич Є. М. Виявлення в онлайн режимі насичення магнітопроводів високовольтних трансформаторів струму трифазних вимірювальних каналів електричних підстанцій в перехідних режимах енергосистем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 2. С. 63-71.

33. Паньків В. І., Танкевич Є. М. Спектральні характеристики первинних вимірювальних каналів струму високовольтних електричних підстанцій. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 13-20.

34. Паньків В. І., Танкевич Є. М., Лутчин М. М. Апроксимація характеристик намагнічування трансформаторів струму. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 82-90.

35. Подгорный Э. В., Хлебников С. Д. О выборе расчетной характеристики намагничивания трансформаторов тока в переходных режимах. *Электричество*. 1966. №9. С. 87-90.

36. Поташев И. П. Остаточная индукция в трансформаторах тока. *Вестник электропромышленности*. 1937. № 3. С. 16-22.

37. Раскулов Р. Погрешности трансформаторов тока. Влияние токов короткого замыкания. *Новости Электротехники*. 2005. Вып. 32. №2. С. 114- 116.

38. РД 153-34.0-35.301-2002 Инструкция по проверке трансформаторов тока, используемых в схемах релейной защиты и измерения. М.: ЕЭС России, 2002. 73 с.

39. Сирота И. М. Переходные режимы работы трансформатора тока. К.: Изд-во АН УССР, 1961. 192 с.

40. Сопель М. Ф. Моніторинг в електроенергетиці : дис. ... докт. техн. наук : 5.14.02 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 2015. 430 с.

41. Сопель М. Ф., Паньків В. І., Танкевич Є. М., Гречко В. В. Моделювання та мінімізація похибок високовольтних електромагнітних трансформаторів струму. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 47-54.

42. Стогний Б. С. О характере влияния остаточной индукции на работу трансформатора тока. *Труды ИЭД АН УССР*. 1963. Вып. 20. С. 44-59.
43. Стогний Б. С. Теория измерительных преобразователей переменного тока и напряжения. К.: Наук. Думка, 1984. 272с.
44. Стогний Б. С., Кириленко А. В., Демин А. Е., Зозуля А. М. Особенности работы и принципы построения измерительных преобразователей сварочного тока. Киев: АН УССР ИЭД, 1987. 52 с. (Препринт / АН УССР Институт электродинамики; 536).
45. Стогний Б. С., Степанов А. В. Методика определений погрешностей трансформатора тока с учетом остаточной индукции при переходных процессах в первичной цепи. *Изв. вузов Электромеханика*. 1974. №8. С. 823-828.
46. Стогний Б. С., Степанов А. В. О возможности саморозмагничивания трансформаторов тока в переходных режимах с остаточной индукцией. *Проблемы технической электродинамики*. 1973. Вып. 43. С. 28-33.
47. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Варський Г. М., Яковлева І. В. Трифазні вимірювальні канали векторів напруги та струму, їхній вплив на точність вимірювань. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 1. С. 81-87.
48. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич. Є. М. Моделювання електромагнітних процесів в групах високовольтних трансформаторів струму. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2016. № 1, Вип. 124. С. 91-95.
49. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич. Є. М. Фактори, що визначають виникнення та значення залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму в умовах експлуатації. *Праці інституту електродинаміки*. 2016. Вип. 43. С. 5-13.
50. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич. Є. М. Математична модель трансформатора струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 58-65.

51. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Третьякова Л. Д., Танкевич Є.М., Панов А. В., Паньків В. І. Визначення комутаційного ресурсу високовольтних вимикачів. *Технічна електродинаміка*. 2017. №1. С. 71-80.

52. Танкевич Є. М. Первинні вимірювальні канали систем комплексної автоматизації електроенергетичних об'єктів : дис. ... докт. техн. наук : 05.14.02 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 2004. 445с.

53. Танкевич Є. М., Яковлева І. В., Варський Г. М., Паньків В. І. Підготовка вхідної інформації для автоматичної корекції похибок вимірювальних каналів струму систем курування електроенергетичними об'єктами. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 80-82.

54. AEMO. Multiple generator disconnection and under frequency load shedding event 02 July 2009. Power system incident report, Australian Energy Market Operator, Melbourne, Australia. URL: <https://www.aemo.com.au/-/media/Files/PDF/0233-0001-pdf.pdf>. (дата звернення: 15.01.2019).

55. Aglar E. U., Tekdemir I. G., Arsoy A. B. Assessment of integral based fault detection methods for power system relaying. *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*. Bursa, Turkey, 26-28 November 2015. Pp. 469-473.

56. Ajaei F. B., Sanaye-Pasand M., Davarpanah M., Rezaei-Zare A., Iravani R. Compensation of the current transformer saturation effects for digital relays. *IEEE Transaction on power delivery*. 2011. Vol. 26, № 4. P. 2531-2540.

57. Al-Abbas N. H. Efficient proposed solutions for current transformers saturation effects on overcurrent relays operations in distribution systems. 2009 Proceedings of the 44th *International Universities power engineering conference*. Glasgow, 1-4 September 2009. Pp. 1-6.

58. An IEEE Power system relay committee report. Gapped core current transformer characteristics and performance. *IEEE Transaction on power delivery*. 1990. Vol. 5, № 4. Pp. 1732-1740.

59. Annakkage U. D., McLaren P. G., Jayasinghe R. P., Parker A. D. A current transformer model based on the Jiles-Atherton theory of ferromagnetic hysteresis. *IEEE Transaction on power delivery*. 2000. Vol.15. №1. P. 57-61.
60. Baccigalupi A., Liccardo A. Low-cost prototype for the electronically compensation of current transformers. *IEEE Sensor journal*. 2009. Vol. 9, № 6. P. 641-647.
61. Benabou A., Clenet S., Piriou F. Comparison of Preisach and Jiles-Atherton models to take into account hysteresis phenomenon for finite element analysis. *Journal of magnetism and magnetic materials*. 2003. Vol. 261, №1-2. P. 139-160.
62. Bittanti S., Cuzzola F. A., Lorito F., Poncia G. Compensation of nonlinearities in a current transformer for the reconstruction of the primary current. *IEEE Transaction on control systems technology*. 2001. Vol. 9, №4. P. 565-573.
63. Bradley D. A., Gray C. B., O`Kelly D. Transient compensation of current transformers. *IEEE Transactions on power apparatus and systems*. 1978. Vol. PAS-97, № 4. P. 1264-1271.
64. Bruce R. G., Wright A. Remanent flux in current-transformer. *Proceedings IEE*. 1966. Vol. 113, №5. Pp. 915-920.
65. Chan J. H., Vladimirescu A., Gao X.-C. Nonlinear transformer model for circuit simulation. *IEEE Transactions on computer-aided design*. 1991. Vol. 10, № 4. Pp. 476-482.
66. Chothani N. G., Bhalja B. R. New algorithm for current transformer saturation detection and compensation based on derivatives of secondary current and Newton`s backward difference formulae. *IET Generation, transmission and distribution*. 2014. Vol. 8, № 5. P. 841-850.
67. Dashti H. Sanaye-Pasand M., Davarpanah M. Current transformer saturation detectors for busbar differential protection. *42nd International Universities Power Engineering Conference*. Brighton, U.K. 2007. Pp. 338-343.
68. Dashti H., Sanaye-Pasand M., Davarpanah M. Fast and reliable CT saturation detection using a combined method. *IEEE Transaction on power delivery*. 2009. Vol. 24, No 3. Pp. 1037–1044.

69. Davarpanah M., Sanaye-Pasand M., Iravani R. A saturation suppression approach for the current transformer – Part I: fundamental concepts and design. *IEEE Transaction on power delivery*. 2013. Vol. 28, № 3. P. 1928-1935.
70. Davarpanah M., Sanaye-Pasand M., Iravani R. A saturation suppression approach for the current transformer – Part II: performance evaluation. *IEEE Transaction on power delivery*. 2013. Vol. 28, № 3. P. 1936-1943.
71. Davarpanah M., Sanaye-Pasand M., Irvani R. Performance enhancement of the transformer restricted earth fault relay. *IEEE Transaction on power delivery*. 2013. Vol. 28, № 1. Pp. 467-474.
72. El-Amin I. M., Al-Abbas N. H. Saturation of current transformers and its impact on digital overcurrent relays. 2006. TDC`06. *IEEE/PES Transition and distribution conference and exposition*. Caracas, Latin America, 15-18 August 2006. Pp. 1-6.
73. Elhaffar A., Elkalashy N. I., Lehtonen M. Experimental investigations on multi-end fault location system based on current traveling waves. *2007 IEEE Lausanne power tech conference*. Lausanne, Switzerland, 1-5 July 2007. Pp. 1141-1146.
74. El-Naggar K., Gilany M. A discrete dynamic filter for detecting and compensating CT saturation. *Electric power systems research*. 2007. Vol. 77, № 5-6. Pp. 527-533.
75. Floater M. S., Hormann K. Barycentric rational interpolation with no poles and high rates of approximation. 2005 URL: <http://cgvr.cs.unibremen.de/papers/hormann/Floater.2007.BRI.pdf>.
76. Gilbert D. M., Morrison I. F. A statistical method for the detection of power system faults. *Electrical Power and Energy Systems*. 1997. Vol. 19, № 4. Pp. 269-275.
77. Guerra F. das C. F., Mota W. S. Current transformer model. *IEEE Transaction on power delivery*. 2007. Vol. 22, № 1. Pp. 187-194.
78. Guzman A., Qin B.-I., Labuschagne C. Reliable busbar protection with advanced zone selection. *IEEE Transaction on power delivery*. 2005. Vol. 20, № 2. Pp. 625-629.

79. Hauser H. Energetic model of feromagnetic hysteresis. *Journal of applied physics*. 1994. Vol.75, №3. Pp. 2584-2597.
80. Hodgdon M. L. Mathematical theory and calculation of magnetic hysteresis curves. *IEEE Transactions on magnetics*. 1988. Vol.24, №6. Pp. 3120-3122.
81. Hong Y. Y., Chang-Chian P. C. Detection and correction of distorted current transformer current using wavelet transform and artificial intelligence. *IET generation, transmission and distribution*. 2008. Vol. 2, № 4. P. 866-875.
82. Hong Y. Y., Wei D.-W. Compensation of distorted secondary current caused by saturation and remanence in a current transformer. *IEEE Transactions on power delivery*. 2010. Vol. 25, № 1. Pp. 47-54.
83. Hooshyar A., Sanaye-Pasand M. Accurate measurement of fault currents contaminated with decaying DC offset and CT saturation. *IEEE Transaction on power delivery*. 2012. Vol. 27, № 2. Pp. 773-783.
84. Hooshyar A., Sanaye-Pasand M. CT saturation detection based on waveform analysis using a variable-length window. *IEEE Transaction on power delivery*. 2011. Vol. 26, No 3. Pp. 2040–2050.
85. Hooshyar A., Sanaye-Pasand M., Davarpanah M. Development of a new derivative-based algorithm to detect current transformer saturation. *IET Generation, transmission and distribution*. 2012. Vol. 6, No 3. Pp. 207-217.
86. Hsu J-T., Khai D. T. A Hammerstein-based dynamic model for hysteresis phenomenon. *IEEE Transactions on power electronics*. 1997. № 3. P. 406-413.
87. IEC 61869-2: 2012 Instrument transformers – Part 2: Additional requirements for current transformers. Geneva, IEC, 2012. 144 p.
88. IEC 61869-6: 2016 Instrument transformers – Part 6: Additional general requirements for low-power instrument transformers. Geneva, IEC, 2016. 176 p.
89. IEC 61869-9: 2016 Instrument transformers – Part 9: Digital interface for instrument transformers. Geneva, IEC, 2016. 127 p.
90. IEEE Std C37.110-2007 IEEE Guide for the application of current transformer used for protective relaying purposes. New-York, IEEE, 2008. 63 p.

91. Ingram D. M. E. Assessment of precision timing and real-time data networks for digital substation automation : PhD thesis : 05.14.02 / Queensland University of Technology. Brisbane, Australia. 2013. 187 p.
92. International electrotechnical commission. Smart grid standards map. URL: <http://smartgridstandardsmap.com/> (дата звернення: 25.10.2018).
93. Ji T. Y., Wu Q. H., Tang W. H., Jiang L. A morphological scheme for the correction of CT saturation waveforms. *2011 IEEE Power and energy society general meeting*. Detroit, USA, 24-29 July 2011. P. 1-7.
94. Jiles D. C., Atherton D. L. Theory of ferromagnetic hysteresis. *Journal of magnetism and magnetic materials*. 1986. Vol. 61. Pp.48-60.
95. Jiles D. C., Thoelke J. B. Theory of ferromagnetic hysteresis: determination of model parameters from experimental hysteresis loops. *IEEE Transactions on magnetics*. 1989. Vol. 25, № 5. P. 3928-3930.
96. Kang Y. C. Kang S. H., Crossley P. An algorithm for detecting CT saturation using the secondary current third difference function. *IEEE Bologna Powertech conference proceedings*. Bologna, Italy, 23-26 June 2003. Pp. 320-325.
97. Kang Y. C., Kang S. H., Park J. K., Johns A. T., Aggarwal R. K. Development and hardware implementation of a compensating algorithm for secondary current of current transformers. *IEE Proceedings on electric power applications*. 1996. Vol. 143, № 1. P. 41-49.
98. Kang Y. C., Lim U. J., Kang S. H., Crossley P. A. Compensating of the distortion in the secondary current caused by saturation and remanence in a CT. *IEEE Transaction on power delivery*. 2004. Vol. 19, № 4. P. 1642-1649.
99. Kang Y. C., Lim U. J., Kang S. H., Kim Y. G. Compensating algorithm for use with measurement type current transformer for protection. *IEE Proceedings on generation, transmission and distribution*. 2005. Vol. 152, № 6. P. 880-890.
100. Kang Y. C., Ok S. H., Kang S. H. A CT saturation detection algorithm. *IEEE Transaction on power delivery*. 2004. Vol. 19, No 1. P. 78-85.

101. Kang Y. C., Ok S. H., Kang S. H., Crossley P. A. Design and evaluation of an algorithm for detecting current transformer saturation. *IEE Processing generation, transmission and distribution*. 2004. Vol. 151, No 1. Pp. 27-35.
102. Kang Y. C., Park J. K., Kang S. H., Johns A. T., Aggarwal R. K. An algorithm for compensating secondary currents of current transformers. *IEEE Transaction on power delivery*. 1997. Vol. 12, № 1. Pp. 116-124.
103. Kang Y. C., Yun J. S., Lee D. E., Kang S. H., Jang S. I., Kim Y. G. Busbar differential protection in conjunction with a current transformer compensating algorithm. *IEEE Transaction on power delivery*. 2008. Vol. 2, № 1. Pp. 100-109.
104. Kang Y. C., Zheng T. Y., So S. H., Kang H. G., Jang S. I., Kim Y. G. Compensating algorithm for the secondary current of a measurement CT considering the hysteresis characteristic. *IEEE transmission and distribution conference and exposition Asia and Pacific*. Seoul, 26-30 October 2009. P. 1-4.
105. Kgorashadi-Zadeh H., Sanaye-Pasand M. Correction of saturated current transformers secondary current using ANNs. *IEEE Transactions on power delivery*. 2006. Vol. 21, № 1. Pp. 73-79.
106. Kis P. Jiles-Atherton model implementation to edge finite element method : PhD thesis / Budapest University of Technology and Economics, Budapest, Hungary. 2006. 143 p.
107. Kojovic Li. A. Impact of current transformer saturation on overcurrent protection operation. *IEEE Power engineering society summer meeting*. Chicago, USA, 25 July 2002. Vol. 3. Pp. 1078-1083.
108. Li F., Li Y., Aggarwal R. K. Combined wavelet transform and regression technique for secondary current compensation of current transformers. *IEE Processing on generation, transmission and distribution*. 2002. Vol. 149, № 4. P. 497-503.
109. Lin X., Zou L., Tian Q., Weng H., Liu P. A series multiresolution morphological gradient-based criterion to identify CT saturation. *IEEE Transaction on power delivery*. 2006. Vol. 21, № 3. Pp. 1169-1175.
110. Liorzou F., Phelps B., Atherton D. L. Macroscopic model of magnetization. *IEEE Transactions on magnetics*. 2000. Vol.36, №2. Pp. 418-428.

111. Lopes F.V., Fernandes Jr. D., Neves W. L. A. Transients detection in EHV transmission lines using Park's transformation. *2012 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition*. Orlando, USA, 7-9 May 2012. Pp. 1-6.

112. Lu Z., Smith J. S., Wu Q. H. Morphological lifting scheme for current transformer saturation detection and compensation. *IEEE Transaction on circuits systems*. 2008. Vol. 55, № 10. P. 3349-3357.

113. Masson L. Circuit for the dynamic control of magnetic flux in current transformers. *IEEE Transactions on power apparatus and systems*. 1979. Vol. PAS-98, № 4. Pp. 1990-1995.

114. Melo Y. M. P., Lopes F. V., Neves W. L. A., Fernandes Jr. D. A comparison of transmission line fault detection methods. *International conference on power systems transients*. Cavtat, Croatia, 15-18 June 2015. Pp. 1-5.

115. Milijanić P. N., So E., Moore W. J. M. An electronically enhanced magnetic core for current transformers. *IEEE Transactions on instrument and measurement*. 1991. Vol. 40, № 2. P. 410-414.

116. Nam S. R., Park J. Y., Kang S. H., Kezunovic M. Phasor estimation in presence of DC offset and CT saturation. *IEEE Transaction on power delivery*. 2009. Vol. 24, № 4. Pp. 1842–1849.

117. Nam S. R., Sohn J. M., Kang S. H., Park J. K. Modified notch filter-based instantaneous phasor estimation for high-speed distance protection. *Electric Engineering*. 2007. Vol. 89, № 4. Pp. 311–317.

118. Nishikawa H. Accurate piecewise linear continuous approximations to one-dimensional curves: error estimates and algorithms. 2005. URL: http://www.cfdnotes.com/cfdnotes_oned_node_algorithm.pdf.

119. Noori M. R., Jamali S., Shahrtash S. M. Security assessment for a cumulative sum-based fault detector in transmission lines. *2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering*. Rome, Italy, 8-11 May 2011. Pp. 412-417.

120. Noori M. R., Shahrtash S. M. Combine fault detector and fault phase selector for transmission lines based on adaptive cumulative sum method. *IEEE Transaction on power delivery*. 2013. Vol. 28, № 3. P. 1779-1787.

121. Nová I., Havlíček V., Zemánek I. Dynamic hysteresis loops modeling by means of extended hyperbolic model. *IEEE Transactions on magnetics*. 2013. Vol. 49, № 1. Pp. 148-151.

122. Ohrstom M. Fast fault detection for power distribution systems : PhD thesis : 29.04.2003 / Royal Institute of Technology. Stockholm, Sweden. 2003. 104 p.

123. Ozgonenel O. Correction of saturated current from measurement current transformer. *IET Electrical power application*. 2013. Vol. 7, № 7. P. 580-585.

124. Pan J., Vu K., Hu Y. An efficient compensation algorithm for current transformer saturation effects. *IEEE Transaction on power delivery*. 2004. Vol. 19, № 4. Pp. 1623-1628.

125. Pankiv V. Determination of parameters of Jiles-Atherton model of ferromagnetic hysteresis. *Innovations in Science and Technology: the XIII International R&D Students Internet Conference Proceeding*. Kyiv, 1-10 December, 2014. Pp. 84-86.

126. Petersons O. A self-balancing current comparator. *IEEE Transactions on instrument and measurement*. 1966. Vol. 15, № 1-2. P. 62-71.

127. Phadke A. G., Thorp J. S. Computer relaying for power systems. Second edition. N.-Y.: Willey, 2009. 326 p.

128. Phadke A. G., Thorp J. S. Synchronized phasor measurements and their applications. N.-Y.: Springer, 2008. 249 p.

129. Pradhan A. K., Routray A., Mohanty S. R. A moving sum approach for fault detection of power systems. *Electric Power Components and Systems*. 2006. Vol. 34. Pp. 385-399.

130. Raeisi A., Hosseini-Biyouki M. M., Askarian-Abyaneh H., Danyar S. Implementation of a high-speed cumulative determinant-based fault detection algorithm for power system relaying. *The 9th Power system protection and control conference*. Tehran, Iran, 14-15 January 2015. Pp. 64-77.

131. Rebizant W., Daniel B. Current transformer saturation detection with genetically optimized neural networks. *IEEE Transaction on power delivery*. 2007. Vol. 22, № 2. Pp. 820-827.

132. Rezaei-Zare A., Iravany R., Sanaye-Pasand M. An accurate current transformer model based on Preisach theory for the analysis of electromagnetic transients. *IEEE Transaction on power delivery*. 2008. Vol.23, №1. Pp. 233-242.

133. Sachdev M. S., Barlbeau M. A. A new algorithm for digital impedance relays. *IEEE Transaction on power apparatus and systems*. 1979. Vol. PAS-98, № 6. Pp. 2232-2240.

134. Schettino B. M., Duque C. A., Silveire P. M., Ribeiro P. F., Cerque A. S. A new method of current transformer saturation detection in the presence of noise. *IEEE Transaction on power delivery*. 2014. Vol. 29, No 4. Pp. 1760-1767.

135. Shi D. Y., Buse J., Wu Q. H., Guo C. X. Current transformer saturation compensation based on a partial nonlinear model. *Electric power systems research*. 2013. Vol. 97, № 5-6. P. 34-40.

136. Silva K. M., Souza B. A., Brito N. S. D. Fault detection and classification in transmission lanes based on wavelet transform and ANN. *IEEE Transaction on power delivery*. 2006. Vol. 21. № 4. Pp. 2058-2063.

137. Slomovitz D. Electronic system for increasing the accuracy of in-service instrument-current transformers. *IEEE Transactions on instrument and measurement*. 2003. Vol. 52, № 2. P. 408-410.

138. SMB smart grid strategic group. Smart grid standardization roadmap. June, 2010. URL: http://www.iec.ch/smartgrid/downloads/sg3_roadmap.pdf. (дата звернення: 25.10.2018).

139. Souders T. M. Wide-band two stage current transformers of high accuracy. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. 1972. Vol. IM-21, № 4. P. 340-345.

140. Stachel P., Schegner P. Detection and correction of current transformer saturation effects in secondary current signals. *PES'09. IEEE Power & Energy society general meeting*. Calgary, AB, 26-30 July 2009. Pp. 1-6.

141. Stognii B., Pankiv V., Tankevych E. Iterative calculation of electromagnetic processes in the current transformer by the approximated magnetization curve. *2014 IEEE International conference on Intelligent energy and power system*. Kyiv, June 2-6 2014. Pp. 149-152.

142. Takacs J. Mathematics of hysteretic phenomena: The T(x) model for the description of hysteresis. Weinheim: Wiley-VCH, 2003. 173 p.

143. Terrence S., Hunt R. Current transformer saturation effects on coordinating time interval. *IEEE Pulp and paper industry technical conference*. Portland, USA, 05 September 2012. Pp. 1-7.

144. Tziouvaras D. A., McLaren P., Alexander G. Mathematical models for current, voltage and coupling capacitor voltage transformers. *IEEE Transaction on power delivery*. 2000. Vol. 15, № 1. P. 62-72.

145. Villamagna N., Crossley P. A. A CT saturation detection algorithm using symmetrical components for current differential protection. *IEEE Transaction on power delivery*. 2006. Vol. 21, № 1. Pp. 38-45.

146. Wiszniewski A., Rebizant W., Schiel L. Correction of current transformer transient performance. *IEEE Transaction on power delivery*. 2008. Vol. 23, № 2. P. 624-632.

147. Wong C-C. A dynamic hysteresis model. *IEEE Transaction on magnetics*. 1988. Vol. 24, № 2. Pp. 1966-1968.

148. Working group 04 of study committee № 34. Protection. The effects of EHV relaying of fault and switching generated transients. *La conference internationale des grands reseaux electrique on Cigre session*. France, 30 Aug. – 7 Sep. 1978. Pp. 1-15.

149. Yu C.-S. Detection and correction of saturated current transformer measurements using decaying DC components. *IEEE Transactions on power delivery*. 2010. Vol. 25, № 3. P. 1340-1347.

150. Yu D. C., Cummins J. C., Wang Z., Yoon H. J. Correction of current transformer distorted secondary current due to saturation using artificial neural networks. *IEEE Transaction on power delivery*. 2001. Vol. 16, № 2. Pp. 189-194.

ДОДАТОК А

Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

Наукові праці в яких опубліковані основні наукові результати дисертації

1. Паньків В. І., Танкевич Є. М. Виявлення в онлайн режимі насичення магнітопроводів високовольтних трансформаторів струму трифазних вимірювальних каналів електричних підстанцій в перехідних режимах енергосистем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 2. С. 63-71.
2. Паньків В. І., Танкевич Є. М. Спектральні характеристики первинних вимірювальних каналів струму високовольтних електричних підстанцій. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 51. С. 13-20.
3. Танкевич Є. М., Яковлева І. В., Варський Г. М., Паньків В. І. Підготовка вхідної інформації для автоматичної корекції похибок вимірювальних каналів струму систем курування електроенергетичними об'єктами. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 80-82.
4. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич Є. М. Математична модель трансформатора струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 58-65.
5. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич Є. М. Моделювання електромагнітних процесів в групах високовольтних трансформаторів струму. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2016. № 1, Вип. 124. С. 91-95.
6. Стогній Б. С., Сопель М. Ф., Паньків В. І. Танкевич Є. М. Фактори, що визначають виникнення та значення залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму в умовах експлуатації. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 43. С. 5-13.
7. Паньків В. І., Танкевич Є. М., Лутчин М. М. Апроксимація характеристик намагнічування трансформаторів струму. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 82-90.

8. Сопель М. Ф., Паньків В. І., Танкевич Є. М., Гречко В. В. Моделювання та мінімізація похибок високовольтних електромагнітних трансформаторів струму. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 47-54.

Наукові праці апробаційного характеру

9. Stognii B., Pankiv V., Tankevych E., Iterative calculation of electromagnetic processes in the current transformer by the approximated magnetization curve. *2014 IEEE International conference on intelligent energy and power system*. Kyiv, Ukraine, 2-6 June, 2014. P. 149-152.

10. Паньків В. І., Танкевич Є. М., Чернишева А. В. Спектральний аналіз струму трансформатора струму за умов насичення магнітопроводу. Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XIV Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів у місті Кременчук. Кременчук, 14-15 квітня 2016. С. 228-229.

11. Pankiv V. Determination of parameters of Jiles-Atherton model of ferromagnetic hysteresis. *Innovations in Science and Technology: the XIII International R&D students internet conference proceeding*. Kyiv, 1-10 December, 2014. Pp. 84-86.

12. Баженов В. А., Паньків В. І. Питання розробки математичних моделей трансформаторів електричних систем. Доповіді за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електротехніки та автоматики. Київ, 21 листопада 2013. С. 134-136.

13. Баженов В. А., Паньків В. І. Використання теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона для моделювання електромагнітних процесів в трансформаторах струму. Доповіді за матеріалами міжнародної науково-технічної конференції молодих учених, аспірантів і студентів. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. Київ, 1 грудня 2014. С. 66-68.

ДОДАТОК Б

Порівняння способів представлення характеристик намагнічування магнітопроводів трансформаторів струму

Для порівняння методів апроксимації вищеописаними інтерполуючими функціями, було використано початкову ХН та основну петлю гістерезису магнітопроводу ТС, виконаного зі сталі марки 1511 (Э41), які були виміряні балістичним методом [39] (рис. Б.1).

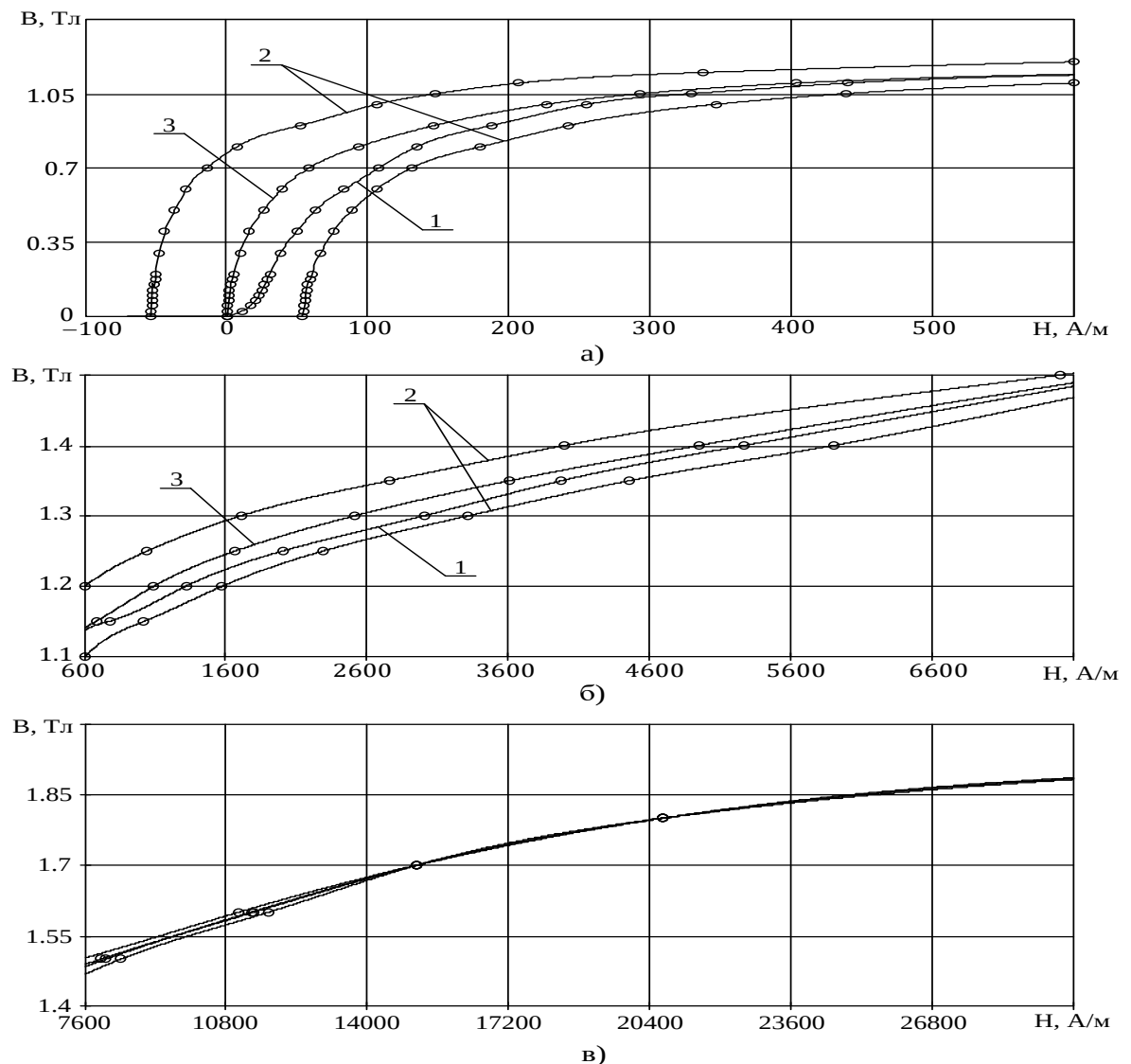


Рис. Б.1. Експериментально виміряні початкова ХН (1), основна петля гістерезису (2) та розрахована безгістерезисна ХН (3): а) область $H = [-100 \dots 600] \text{ A/m}$; б) область $H = [600 \dots 7600] \text{ A/m}$; в) область $H = [7600 \dots 30000] \text{ A/m}$;

Безгістерезисна характеристика намагнічування розрахована як половина суми зростаючої та спадаючої частин основної гістерезисної петлі $0.5(H_{irr_i} + H_{rev_i})$ при сталій індукції ($B_i = const$). Порівняння результатів апроксимації інтерполюючими функціями для безгістерезисної ХН зображено на рис. Б.2, а для початкової ХН на рис. Б.3.

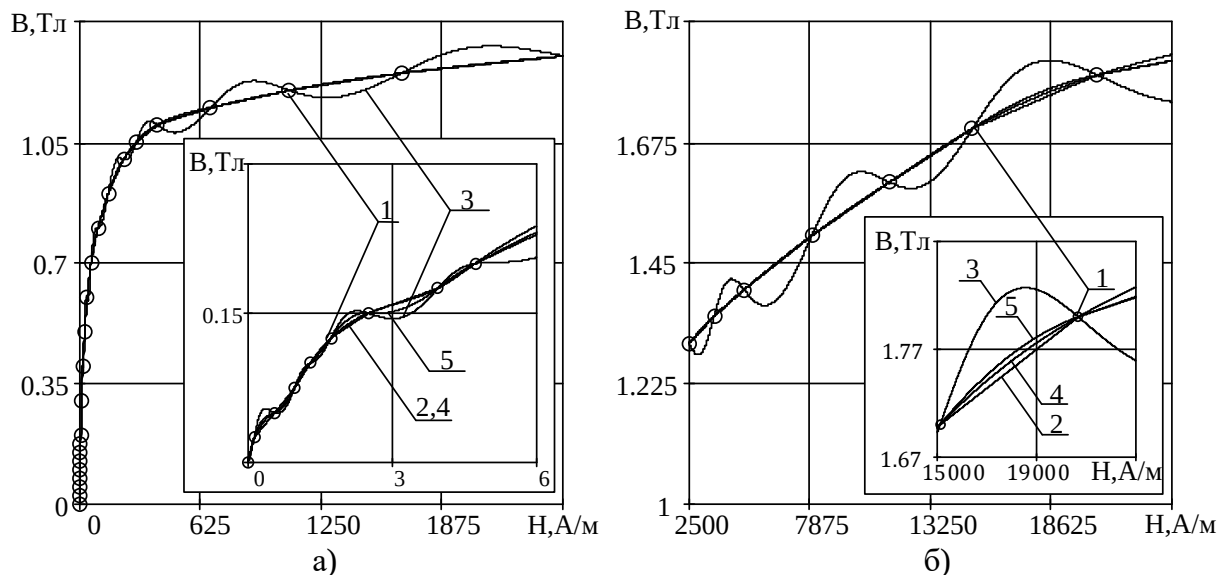


Рис. Б.2. Апроксимація безгістерезисної ХН інтерполяційними функціями: а) область незначного насичення; б) область значного насичення

(1 – експериментальні дані; 2 – кусково-лінійна інтерполяція; 3 – інтерполяція параболічними сплайнами; 4 – інтерполяція кубічними сплайнами; 5 – інтерполяція алгоритмом Флоатера-Хормана)

Як видно з рис. Б.2 та Б.3 використання інтерполяції параболічними сплайнами для апроксимації як початкової так і безгістерезисної ХН, є не припустимим, оскільки виникають значні осциляції, що супроводжується значним коливанням похідних. Дуже зручною і простою у використанні є кусково-лінійна інтерполяція, але слід зважати на недоліки такої апроксимації, які були відмічені вище. Найкращим варіантом для інтерполяції є використання кубічних сплайнів та алгоритму Флоатера-Хормана. Слід відмітити, що інколи при інтерполяції експериментальних даних інших ХН ТС можуть спостерігатись незначні коливання, які були пов'язані з неточністю та нерівномірністю зняття цих експериментальних точок.

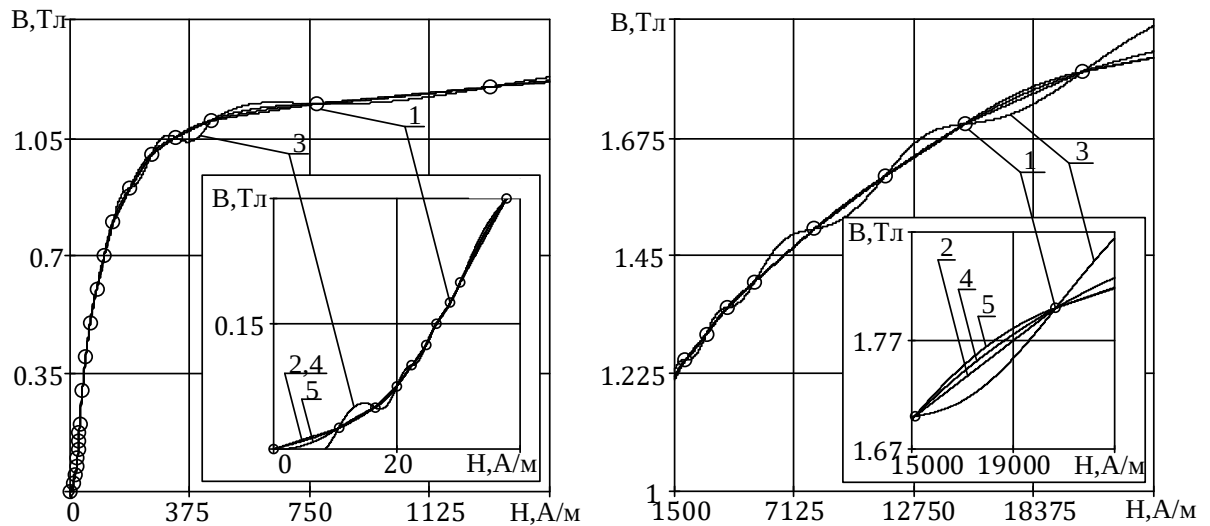


Рис. Б.3. Апроксимація початкової ХН інтерполяційними функціями:

а) область незначного насичення; б) область значного насичення

(1 – експериментальні дані; 2 – кусково-лінійна інтерполяція; 3 – інтерполяція параболічними сплайнами; 4 – інтерполяція кубічними сплайнами; 5 – інтерполяція алгоритмом Флоатера-Хормана)

Для поліноміальної (2.3) та дробово-раціональної (2.5) інтерполяції при розв'язанні систем рівнянь (2.4) та (2.5) відповідно, не вдалося визначити коефіцієнти інтерполяційних формул із-за неточних вимірювань експериментальних даних.

Застосування емпіричних апроксимуючих формул (2.12) та (2.14) для апроксимації безгістерезисної ХН сталі марки 1511 відображено на рис. Б.4. Як видно з рис. Б.4 точність апроксимації цими формулами набагато гірша ніж точність апроксимації інтерполяційними функціями, проте перевагою таких формул є те, що похідна є неперервною на всьому проміжку апроксимації, функції потребують малу кількість коефіцієнтів. Відповідно такі співвідношення можна використовувати для приблизних розрахунків електромагнітних процесів в ТС для врахування нелінійних властивостей магнітопроводів. Як видно за допомогою МНК можна знайти більш точніші коефіцієнти апроксимуючих формул, ніж при розрахунку аналітичними виразами.

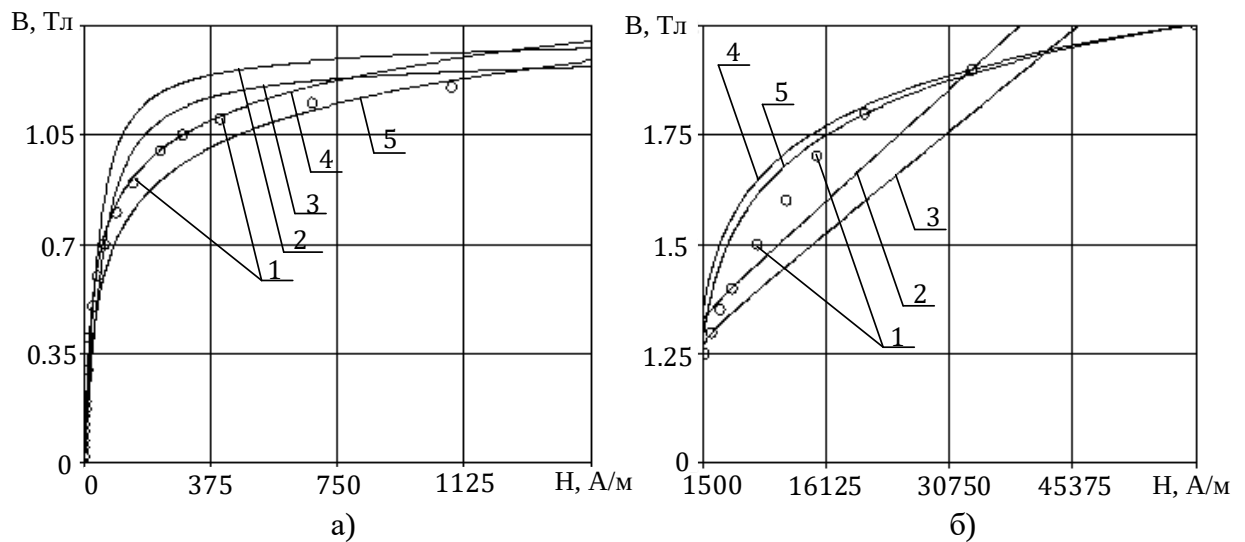


Рис. Б.4. Апроксимація безгістерезисної ХН:

а) область незначного насичення; б) область значного насичення.

(1 – експериментальні дані; 2 – по (2.12), розрахунок коефіцієнтів аналітичними виразами; 3 – по (2.12), розрахунок коефіцієнтів МНК; 4 – по (2.14), розрах. коеф. аналітичними виразами; 5 – (2.14), розрах. коеф. МНК)

Приклад апроксимації початкової ХН ТС магнітопроводу сталі марки 1511 виразами (2.15) та (2.16) з розрахунком коефіцієнтів апроксимації за допомогою МНК зображено на рис. Б.5.

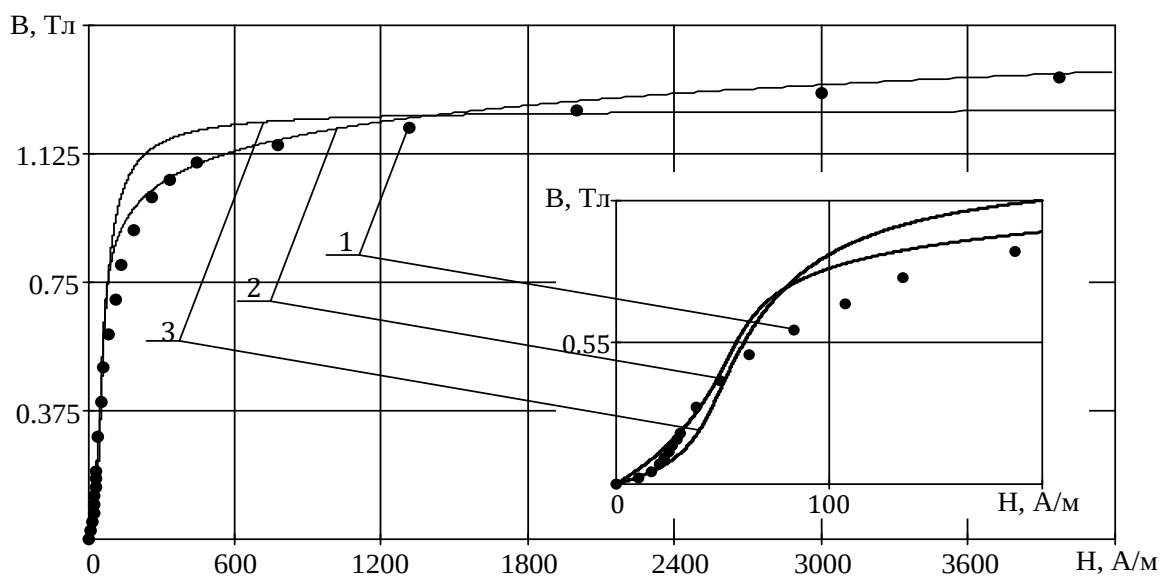


Рис. Б.5. Апроксимація початкової ХН

(1 – експериментальні дані; 2 – по (2.16), розрах. коеф. МНК;
3 – по (2.15), розрах. коеф. МНК)

Як видно з рис. Б.5 більш точноше апроксимує експериментальні дані формула (2.16), запропонована в даній роботі, на відміну від формули (2.15), запропонованої в роботі [121].

На рис. Б.6 досліджено вплив кількості взятих складових непарного полінома на точність апроксимації початкової ХН. Всі коефіцієнти розраховувались МНК.

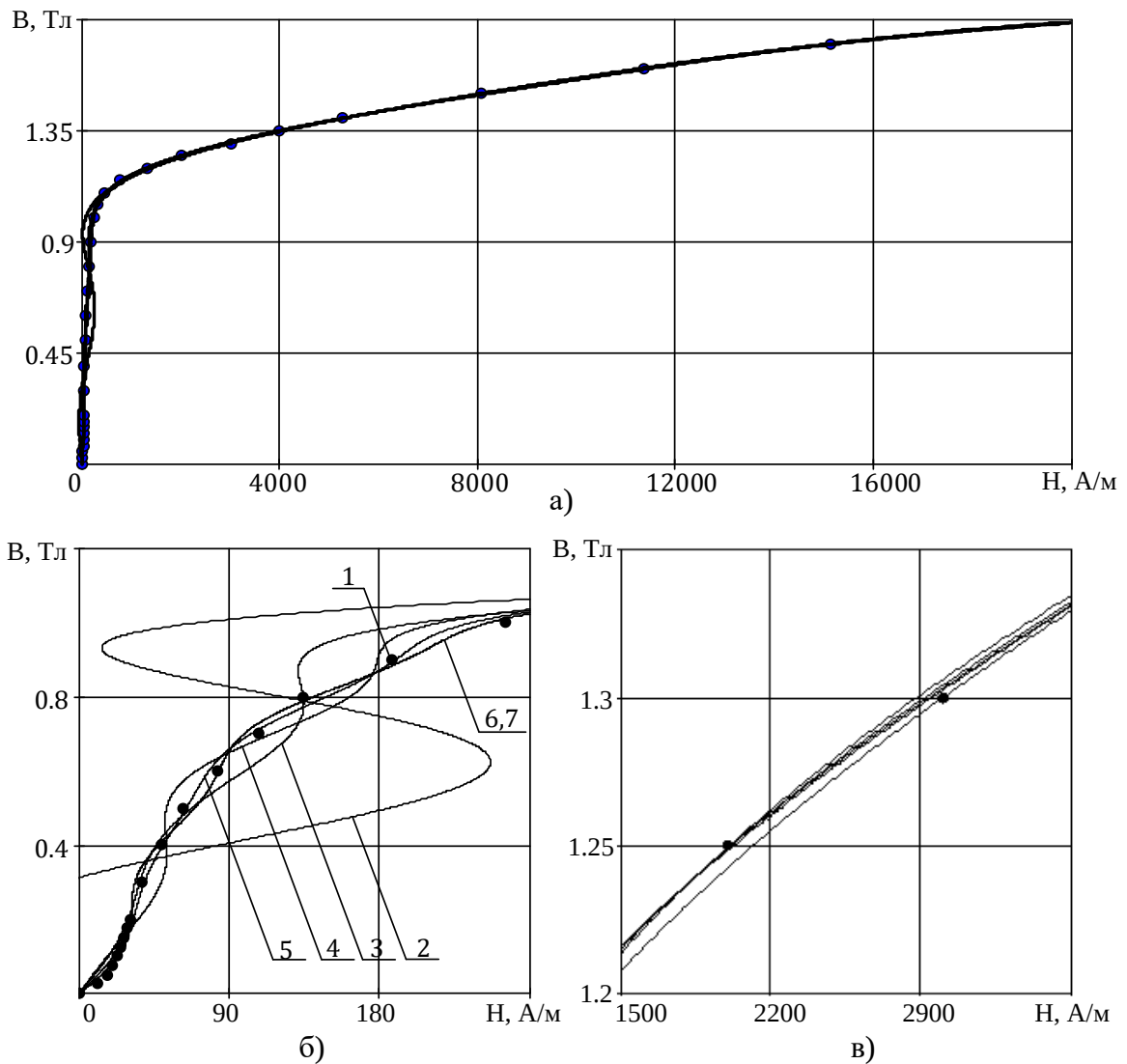


Рис. Б.6. Апроксимація ХН емпіричним поліномом непарної степені (2.16)

а) загальний вигляд; б) область малого насичення; в) область значного насичення

(1 – експериментальні дані; 2 – 7 склад. полінома; 3 – 9 склад. полінома; 4 – 11 склад. полінома; 5 – 13 склад. полінома; 6 – 15 склад. полінома; 7 – 17 склад. полінома)

Як видно з рис. Б.6, чим більшу кількість складових непарного полінома взято для апроксимації ХН, тим точнішу апроксимацію отримаємо. При кількості складових полінома рівній 15 та 17 і вище, функції практично збігаються, проте зберігаються незначні осциляції. Такі ж дослідження були проведені для безгістерезисної ХН, в результаті чого були отримані аналогічні результати. Також при виконанні досліджень було перевірено твердження роботи [8] про обов'язкове використання хоча б однієї складової високої степені. Результати таких досліджень свідчили про те, що не завжди складова високої степені покращує точність апроксимації, і її слід застосовувати для конкретних випадків з обов'язковою перевіркою точності апроксимації.

Приклад апроксимації безгістерезисної ХН емпіричними дробово-раціональними функціями різних порядків відповідно до формули (2.5) зображено на рис. Б.7.

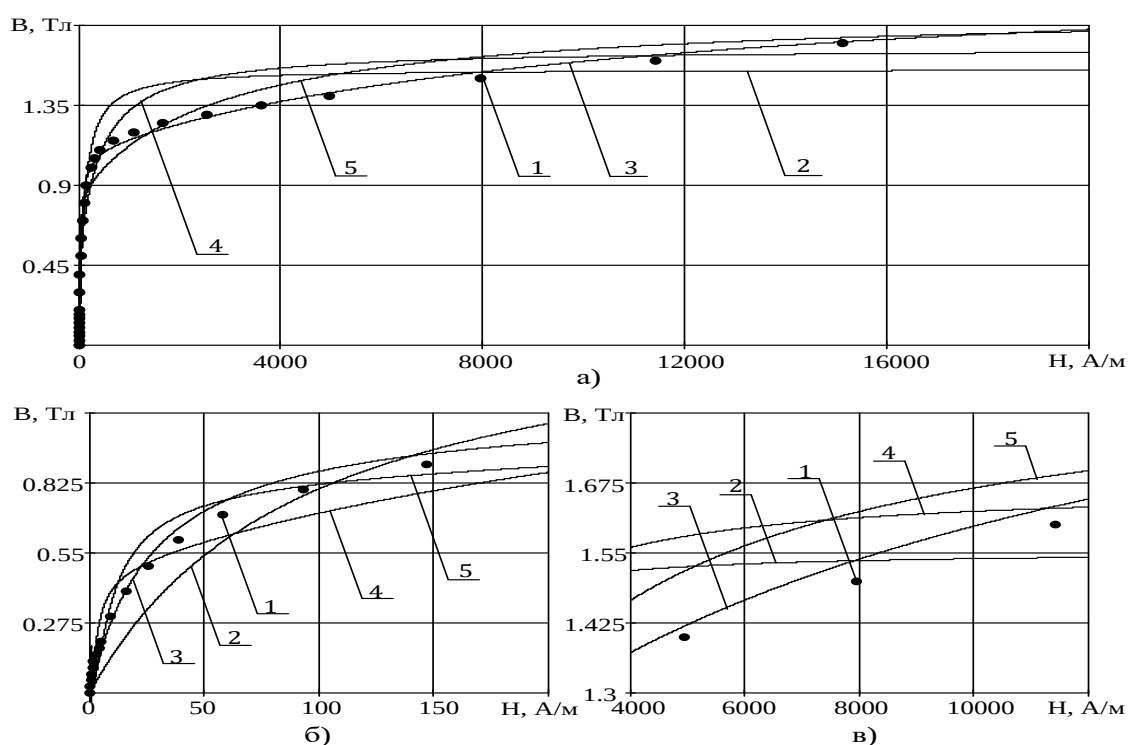


Рис. Б.7. Апроксимація безгістерезисної ХН емпіричними дробово-раціональними функціями (2.5): а) загальний вигляд; б) область малого насичення; в) область значного насичення

(1 – експериментальні точки; 2 – функція порядку $s = p = 1$; 3 – функція порядку $s = p = 2$; 4 – функція порядку $s = p = 3$; 5 – функція порядку $s = p = 4$);

Приклад апроксимації основної петлі гістерезису рис. Б.1 за формулами (2.19) та (2.20) зображено на рис. Б.8.

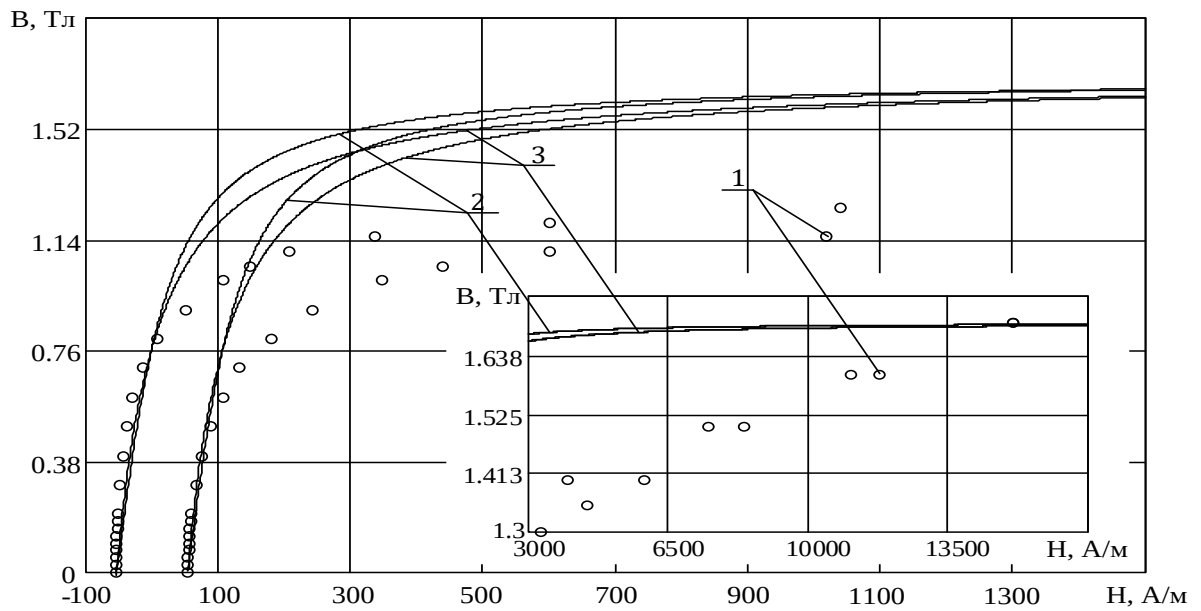


Рис. Б.8. Апроксимація основної петлі гістерезису

(1 – експериментальні точки; 2 – апроксимація за формулою (2.19);
3 – апроксимація за формулою (2.20))

Приклад апроксимації основної петлі гістерезису за формулою (2.21) при різних кількості членів ряду m відображено на рис. Б.9 та рис. Б.10. Коефіцієнти a_i розраховувались за допомогою МНК.

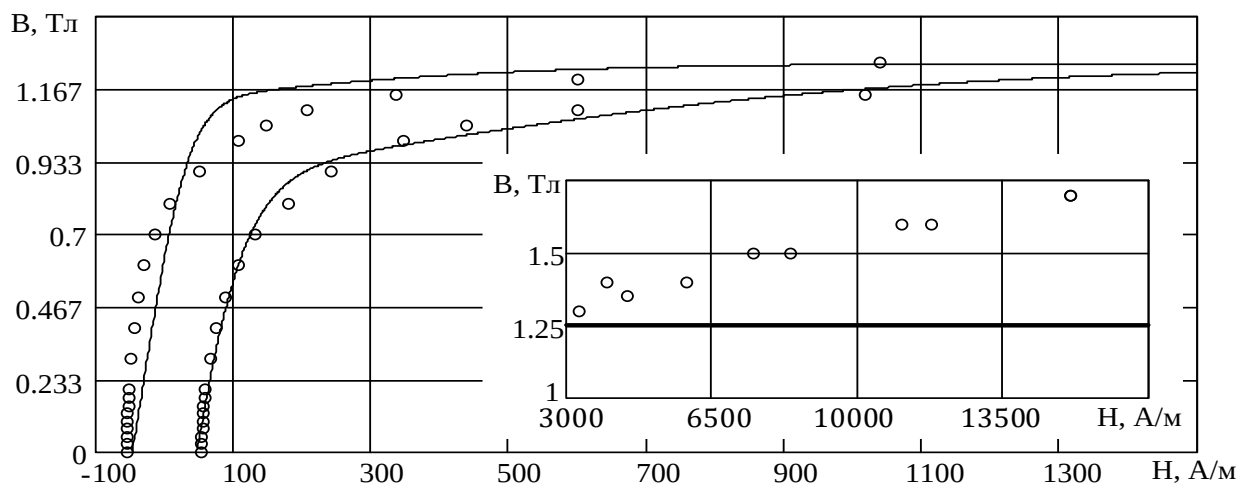
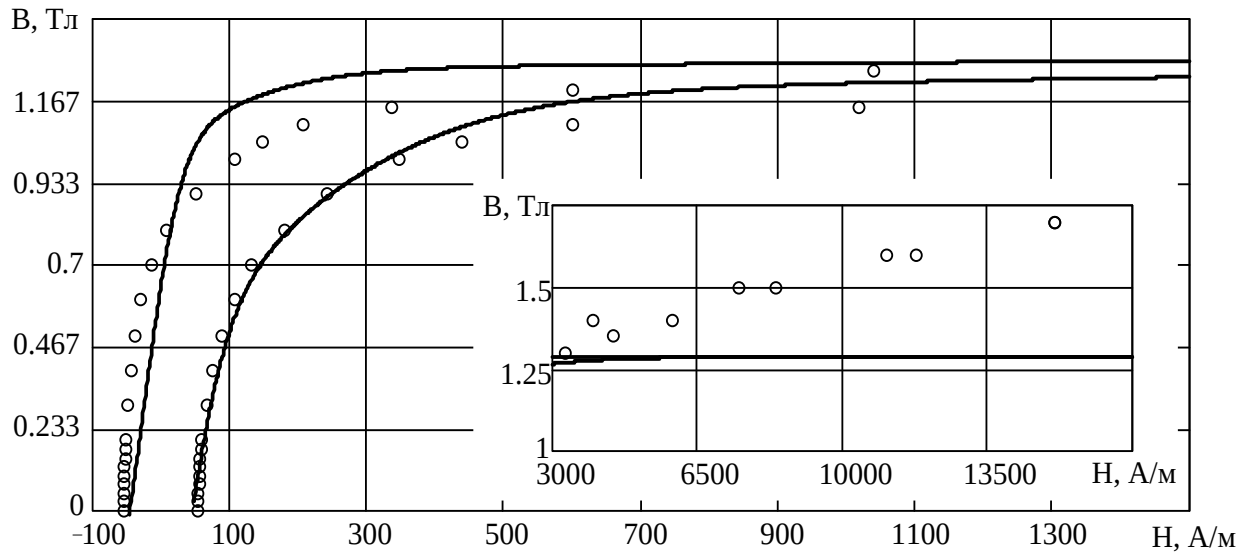
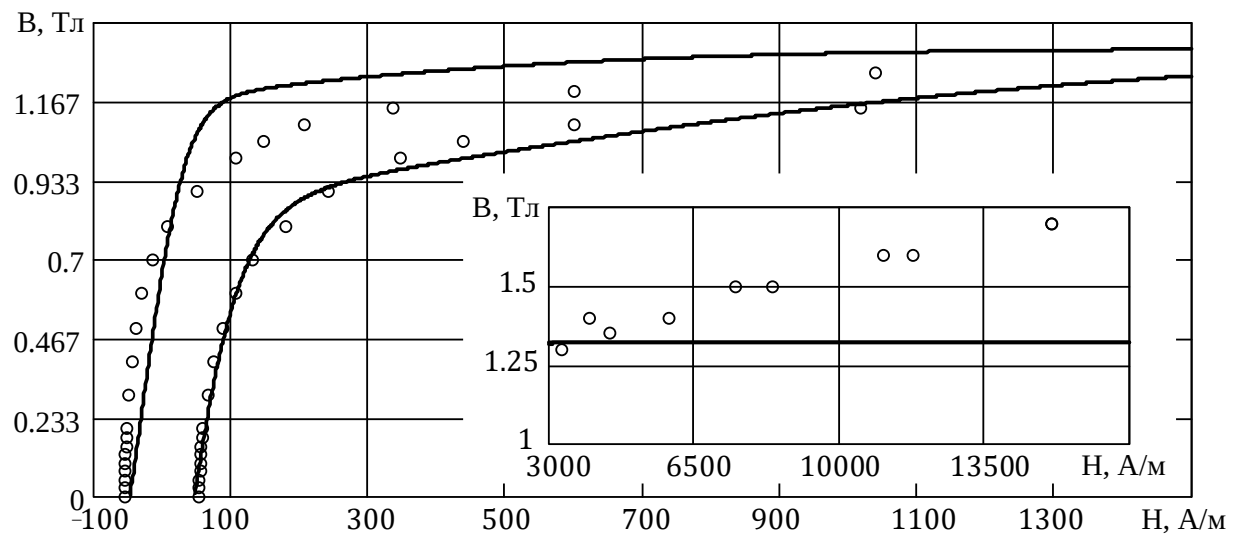


Рис. Б.9. Апроксимація основної петлі гістерезису формулою (2.21) при кількості членів $m = 2$



а)



б)

Рис. Б.10. Апроксимація основної петлі гістерезису формулою (2.21) при кількості членів: а) $m = 4$; б) $m = 6$

Приклад апроксимації основної петлі гістерезису за формулою (2.22) зображено на рис. Б.11 та Б.12.

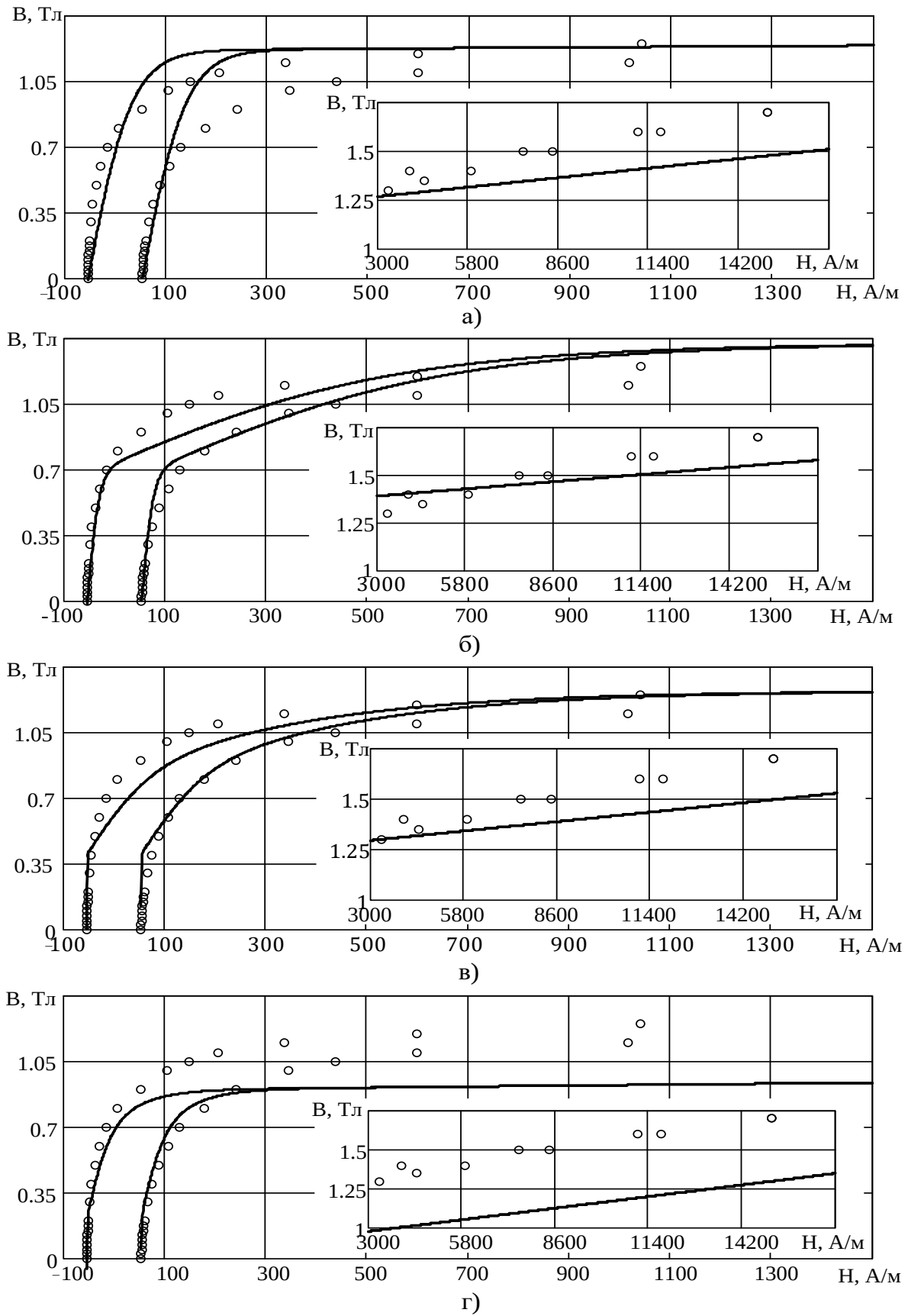


Рис. Б.11. Апроксимація основної петлі гістерезису за формулою (2.22) при кількості членів суми: а) $m = 1$; б) $m = 2$; в) $m = 3$; г) $m = 4$

ДОДАТОК В

Моделювання електромагнітних процесів за допомогою моделі трансформаторі струму з апроксимованою характеристикою намагнічування

Враховуючи, що аналіз ЕМП в ТС за допомогою систем рівнянь (2.26) та (2.29) дають практично аналогічні результати, то для моделювання ЕМП використовується систем рівнянь (2.26). В розрахунках використано дані безгістерезисної ХН рис. А.1 апроксимовані формулою (2.14).

Досліджено перехідні процеси в ТС ТФКН-330 з наступними номінальними параметрами: номінальний первинний струм $I_{1н} = 2000$ А; номінальний вторинний струм $I_{2н} = 1$ А; кількість витків первинної обмотки $w_1 = 1$; кількість витків вторинної обмотки $w_2 = 1995$; середня довжина лінії магнітного потоку $l_c = 0.957$ м; площа поперечного перерізу магнітопроводу $S = 15.3 \cdot 10^{-4}$ м²; Опір вторинної обмотки $Z_{2обм} \approx R_{2обм} = 8.2$ Ом; Номінальний опір навантаження на обмотку захисту класу точності 10Р $Z_{2н} = 40$ Ом з коефіцієнтом потужності $\cos\varphi_{2н} = 0.8$.

Розглянуто наступні випадки моделювання:

Випадок 1. Моделювання ЕМП в ТС ТФКН-330 за різних кратностей діючого значення періодичної складової струму КЗ $I_{1д}$ ($2; 5; 10 \cdot I_{1н}$) з фазою КЗ $\varphi_{кз} = 0^\circ$, сталій часу $T_1 = 0.12$ с, номінальному активному вторинному навантаженні $Z_2 = R_{2обм} + \cos\varphi_{2н} \cdot Z_{2н} = 8.2 + 0.8 \cdot 40 = 40.2$ Ом та за відсутності залишкової індукції в магнітопроводі $B_r = 0$ Тл зображено на рис. В.1.

Випадок 2. Моделювання ЕМП в ТС ТФКН-330 з різними фазами КЗ ($\varphi_{кз} = 45^\circ, 180^\circ$), діючим значенням періодичної складової струму КЗ рівним $I_{1д} = 5 \cdot I_{1н} = 10$ кА, зі сталою часу $T_1 = 0.12$ с, номінальним активними вторинним навантаженням $Z_2 = R_{2обм} + \cos\varphi_{2н} \cdot Z_{2н} = 8.2 + 0.8 \cdot 40 = 40.2$ Ом та за відсутності залишкової індукції в магнітопроводі $B_r = 0$ Тл зображено на рис. В.2.

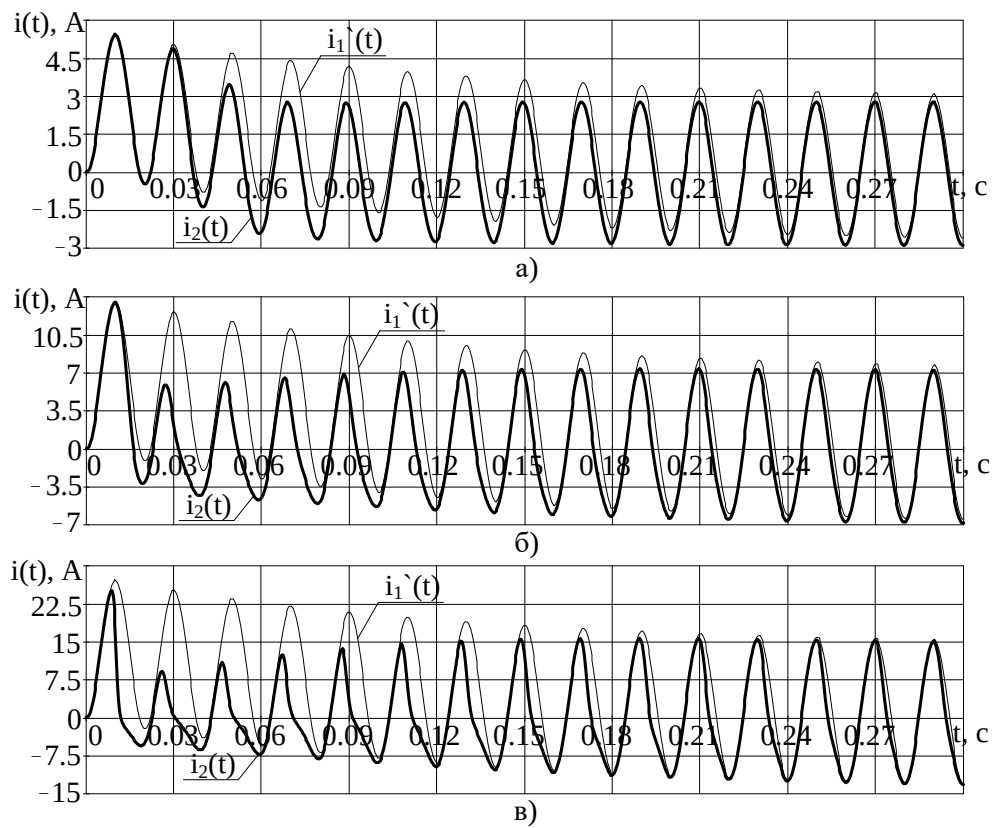


Рис. В.1. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 за різних кратностей струму КЗ а) $I_{1д} = 4$ кА; б) $I_{1д} = 10$ кА; в) $I_{1д} = 20$ кА

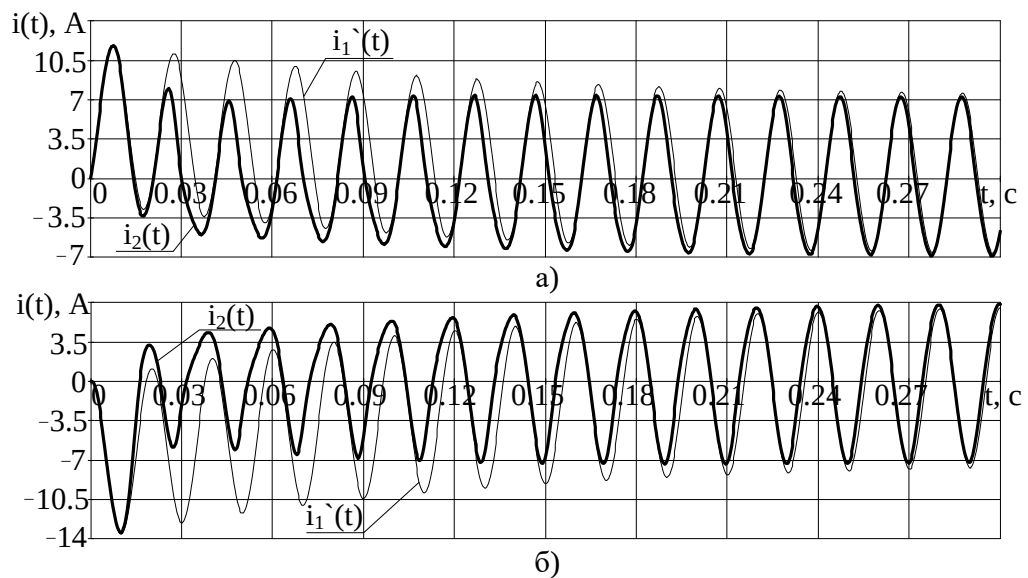


Рис. В.2. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 за діючого значення струму КЗ рівного $I_{1д} = 10$ кА; в момент виникнення КЗ а) $\varphi_{кз} = 45^\circ$ б) $\varphi_{кз} = 180^\circ$

Випадок 3. Моделювання ЕМП в ТС ТФКН-330 за різних значень залишкової індукції в магнітопроводі ТС ($B_r = +B_{rmax}, -B_{rmax}$, де $B_{rmax} = 0.8$ Тл), без залишкової індукції ($B_r = 0$ Тл) та діючого значення періодичної складової струму КЗ рівної $I_{1д} = 5 \cdot I_{1н} = 10$ кА з фазою КЗ $\varphi_{кз} = 0^\circ$, сталою часу $T_1 = 0.15$ с, номінальним активними вторинним навантаженням $Z_2 = R_{2обм} + \cos\varphi_{2н} \cdot Z_{2н} = 8.2 + 0.8 \cdot 40 = 40.2$ Ом зображено на рис. В.3.

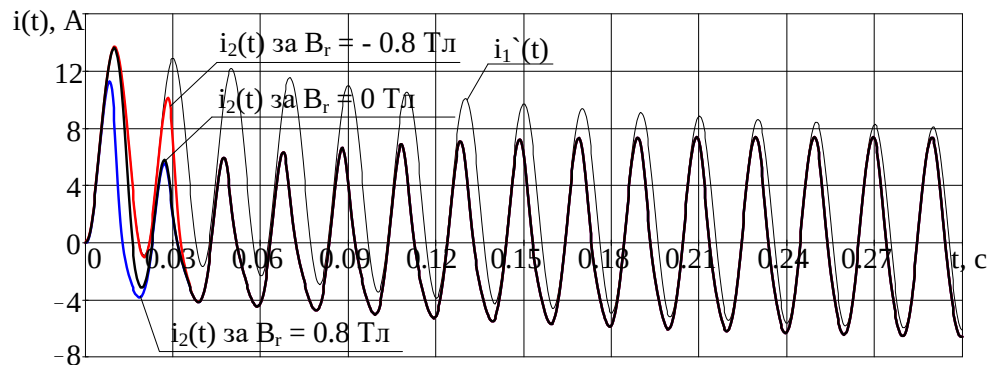


Рис. В.3. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 з різними значеннями залишкової індукції

Випадок 4. Моделювання ЕМП в ТС ТФКН-330 за важких умов виникнення струму КЗ при значенні періодичної складової струму КЗ рівній $I_{1д} = 15 \cdot I_{1н} = 30$ кА, фазою КЗ $\varphi_{кз} = 0^\circ$, сталою часу $T_1 = 0.3$ с, з номінальним активними вторинним навантаженням $Z_2 = R_{2обм} + \cos\varphi_{2н} \cdot Z_{2н} = 8.2 + 0.8 \cdot 40 = 40.2$ Ом та за наявності залишкової індукції в магнітопроводі $B_r = 0.8 \cdot B_{rmax} = 0.8 \cdot 0.8 = 0.64$ Тл, яка співпадає за полярністю зі струмом КЗ зображено на рис. В.4.

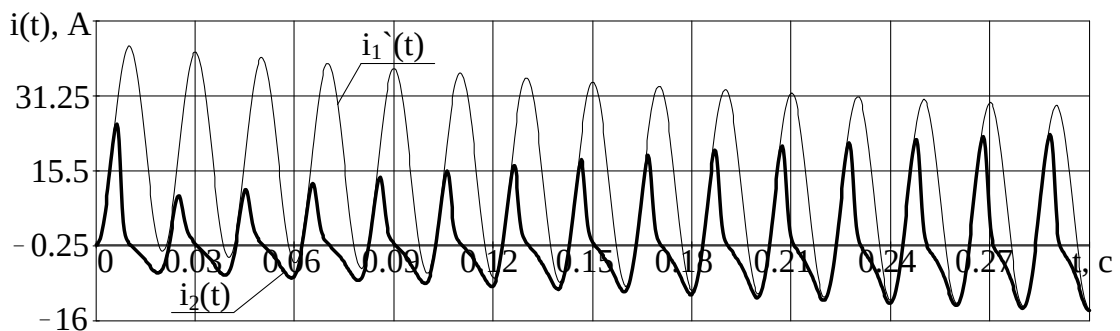


Рис. В.4. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 за важких умов струму КЗ

ДОДАТОК Д

Моделювання електромагнітних процесів за допомогою моделі трансформаторі струму на основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Атертона

Номинальні параметри ТС типу ТФКН-330 приведені в Додатку В. Модель струму КЗ (4.1) з діючим значенням періодичної складової струму КЗ $I_{1д} = 8$ кА, фазою КЗ $\varphi_{кз} = 0^\circ$, сталою часу $T_1 = 0.15$ с та без врахування ВГ та завад використана для дослідження впливу апроксимації безгістерезисної ХН на розрахунок вторинних струмів за допомогою ММ ТС, описаної системою рівнянь (2.22), (2.31) – (2.32). Результати моделювання, а саме перехідні струми ТС при використанні різних способів апроксимації безгістерезисної ХН відображені на рис. Д.1

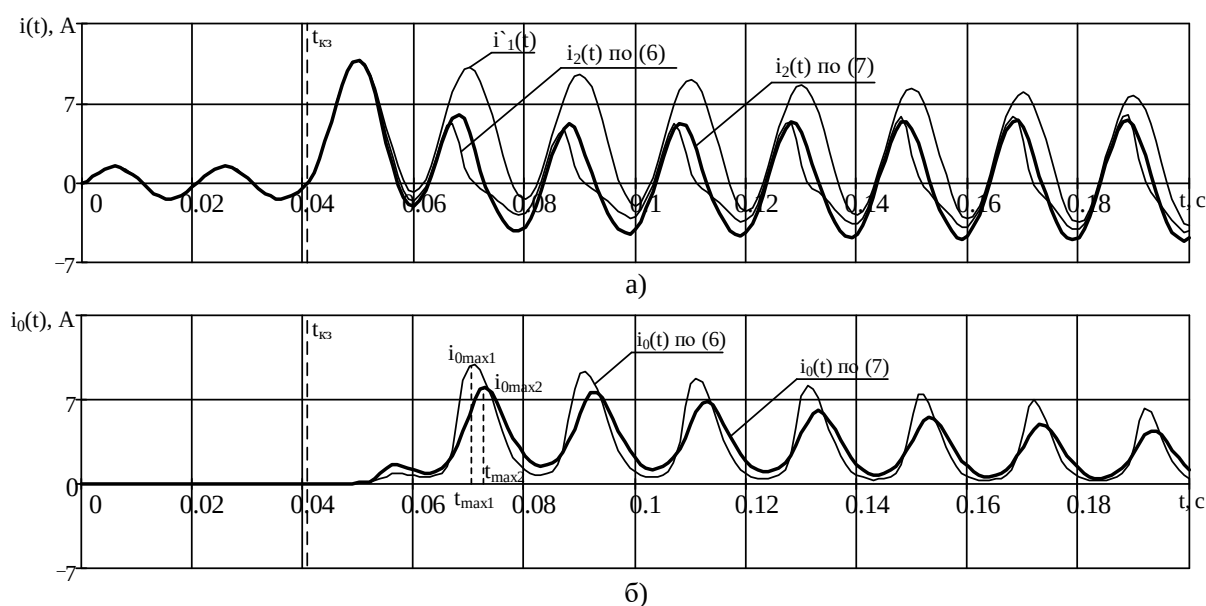


Рис. Д.1. Перехідні струми ТС при різних методах апроксимації
безгістерезисної ХН а) приведений первинний струм та
вторинні струми ТС; б) струми похибок

При моделюванні використовувалась апроксимація безгістерезисної ХН функцією (2.33) з праці [59] та функцією (2.34), запропонованою в роботі. При цьому гістерезисні параметри теорії Джайлса-Атертона s, k, α , які не зв'язані з апроксимуючою формулою, зберігались сталими для обох випадків. Функцію

Ланджевіна не взято для порівняння із-за дуже низької точності апроксимації (див. рис. 2.3 (а)). Максимальна миттєва струмова похибка ТС (рис. Д.1,б) при використанні апроксимуючої формули (2.33) становить $i_{0max1} = 9.987 \text{ A}$, яка досягається через 0.0298 с після виникнення пошкодження, в той час при більш точнішій апроксимації безгістерезисної ХН з використанням формули (2.34) в моделі Джайлса-Атертона, максимальна миттєва струмова похибка становить $i_{0max2} = 8.038 \text{ A}$, яка досягається через 0.0319 с після виникнення пошкодження.

На рис. Д.2 (а), (б) зображено гістерезисні криві в області плечової зони розраховані для досліджуваного випадку з використанням різних апроксимуючих функцій для безгістерезисної ХН. Рис. Д.2 (а) відображає гістерезисні криві при використанні формули (2.33), рис. Д.2 (б) – при використанні формули (2.34), рис. Д.2 (в) відображає область насичення магнітопроводу ТС з апроксимаціями його ХН функціями (2.33) та (2.34).

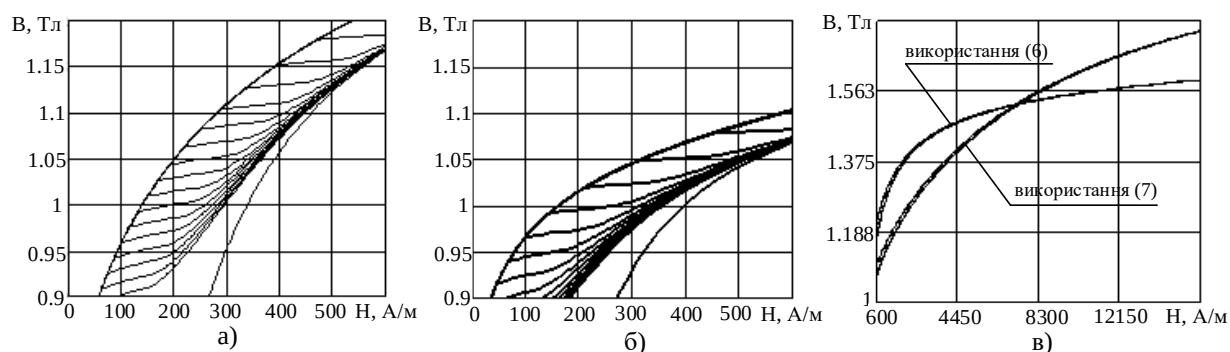


Рис. Д.2. Гістерезисні криві ТС за дослідження впливу апроксимації безгістерезисної ХН на розрахунок вторинних струмів ТС

В загальному можливе використання як і функції Ланджевіна, так і функції, запропонованої в роботі [59], за умови що вони точно описують експериментальні дані безгістерезисної ХН. В іншому випадку розрахунки міститимуть значні похибки, як показано в цій роботі.

Аналогічно, як для досліджуваних випадків електромагнітних процесів в ТС за моделлю ТС з апроксимованою ХН (див. Додаток В), досліджено електромагнітні процеси в ТС ТФКН-330 за удосконаленою моделлю ТС на

основі теорії феромагнітного гістерезису Джайлса-Аттертона. Зокрема для параметрів досліджуваного випадку 1 Додатку В на рис. Д.3 зображені задані приведені первинні струми та розраховані вторинні струми ТС, а на рис. Д.4 відповідні їм гістерезисні цикли в магнітопроводі ТС.

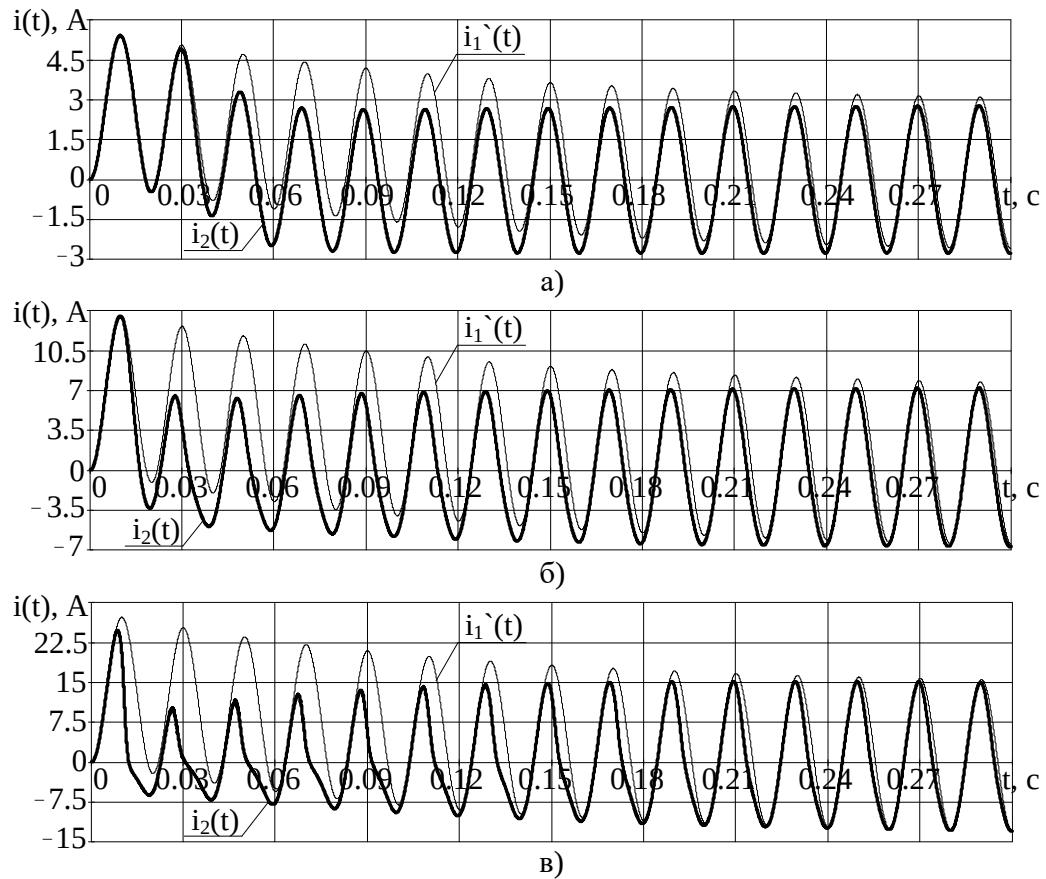


Рис. Д.3. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 за різних кратностей струму КЗ а) $I_{1д} = 4$ кА; б) $I_{1д} = 10$ кА; в) $I_{1д} = 20$ кА

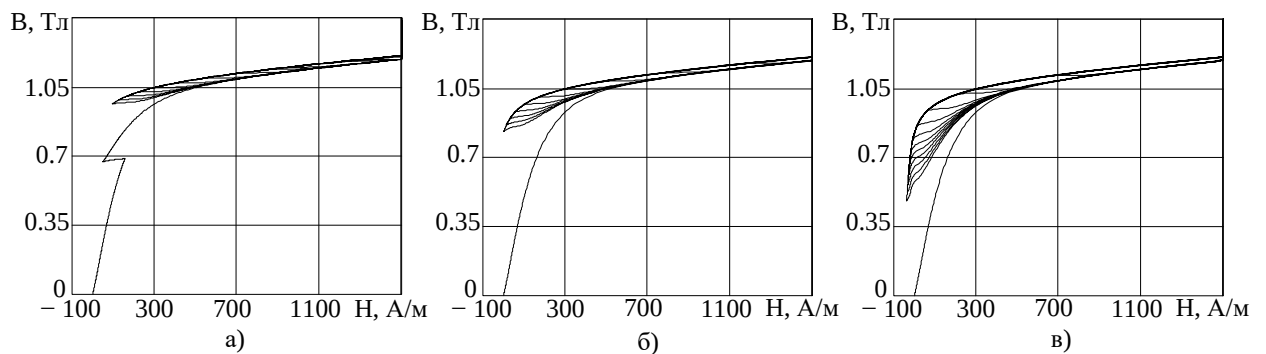


Рис. Д.4. Криві гістерезисних циклів магнітопроводу ТС ТФКН-330 за різних кратностей струму КЗ а) $I_{1д} = 4$ кА; б) $I_{1д} = 10$ кА; в) $I_{1д} = 20$ кА

Для параметрів досліджуваного випадку 2 Додатку В (вплив фази КЗ на насичення магнітопроводу ТС) на рис. Д.5 зображені задані приведені первинні струми та розраховані вторинні струми ТС, а на рис. Д.6 відповідні їм гістерезисні цикли в магнітопроводі ТС.

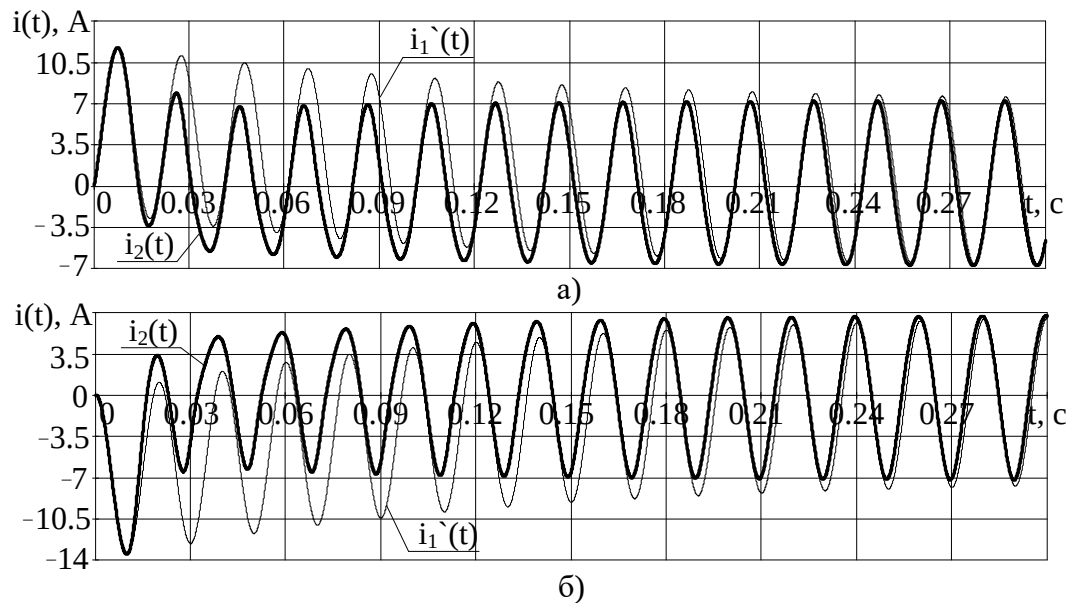


Рис. Д.5. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 за діючого значення струму КЗ рівного $I_{1д} = 10$ кА; з фазою КЗ а) $\varphi_{кз} = 45^\circ$

б) $\varphi_{кз} = 180^\circ$

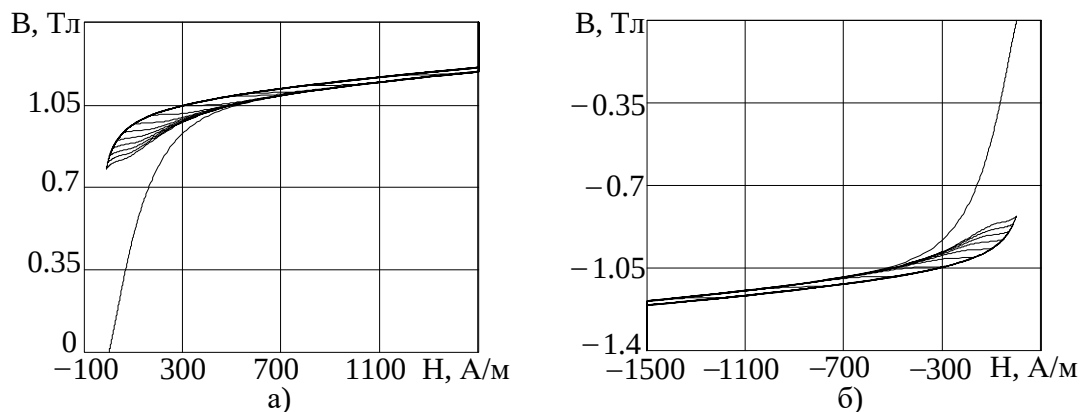


Рис. Д.6. Криві гістерезисних циклів магнітопроводу ТС ТФКН-330 за діючого значення струму КЗ рівного $I_{1д} = 10$ кА; з фазою КЗ а) $\varphi_{кз} = 45^\circ$ б) $\varphi_{кз} =$

180°

Для параметрів досліджуваного випадку 3 Додатку В (вплив знаку та значення залишкової індукції на насичення магнітопроводу ТС) на рис. Д.7 зображені задані приведені первинні струми та розраховані вторинні струми ТС, а на рис. Д.8 відповідні їм гістерезисні цикли в магнітопроводі ТС.

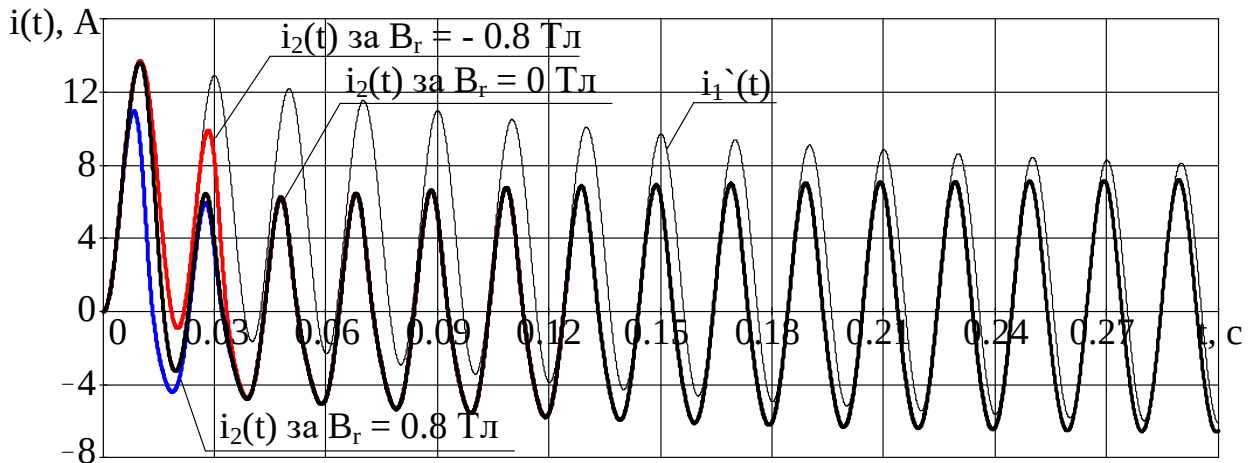


Рис. Д.7. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 з різними значеннями залишкової індукції

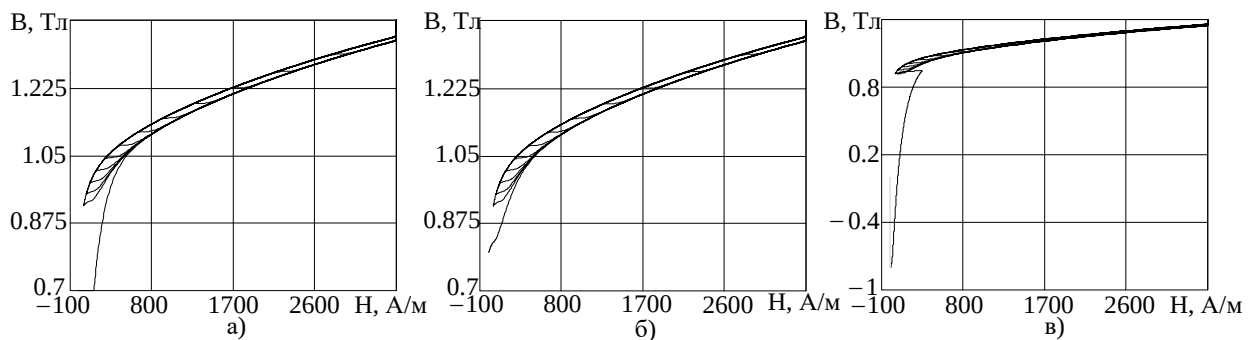


Рис. Д.8. Криві гістерезисних циклів магнітопроводу ТС ТФКН-330 за різного значеннями залишкової індукції присутньої в його магнітопроводі:

а) $B_r = 0$ Тл; б) $B_r = 0.8$ Тл, в) $B_r = -0.8$ Тл

Для параметрів досліджуваного випадку 4 Додатку В (важкі умови струму КЗ з співпадіння полярності залишкової індукції) на рис. Д.9 зображені задані приведені первинні струми та розраховані вторинні струми ТС, а на рис. Д.10 відповідні їм гістерезисні цикли в магнітопроводі ТС.

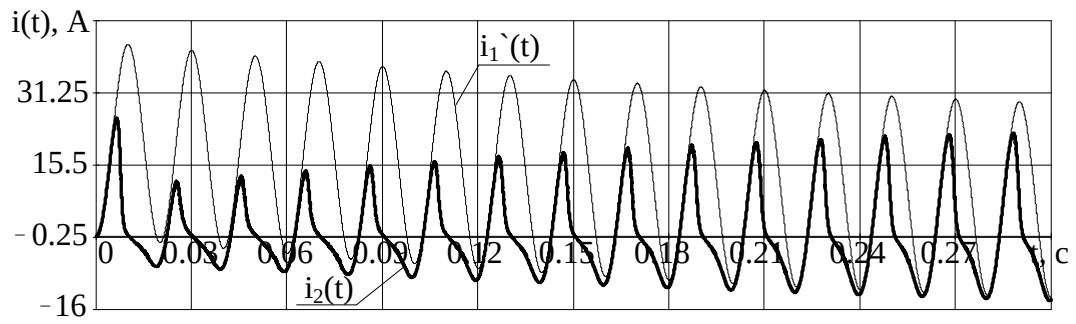


Рис. Д.9. Осцилограми первинного та вторинного струмів ТС ТФКН-330 за важких умов струму КЗ

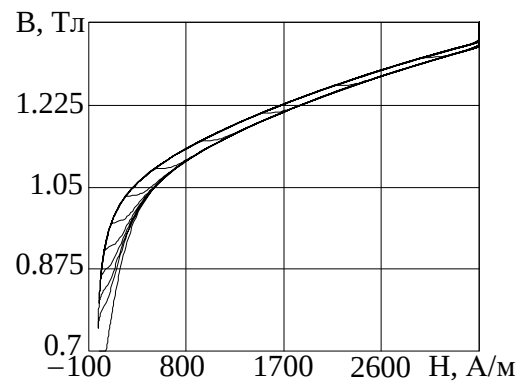


Рис. Д.10. Гістерезисна крива МП ТС ТФКН-330 за важких умов струму КЗ

ДОДАТОК Е

Моделювання електромагнітних процесів в групі трансформаторів струму

Моделювання ЕМП в ГТС проведені на прикладі групи ТС типу ТФКН-330, параметри МП яких приведені в додатку В, а коефіцієнти гістерезисних характеристики відповідно до теорії Джайлса-Атертона в додатку В. Опір вторинної обмотки кожного з фазних ТС групи $Z_{2обм} \approx R_{2обм} = 8.2 \text{ Ом}$; номінальний опір навантаження на обмотку захисту класу точності 10Р $Z_{2н} = 40 \text{ Ом}$ з коефіцієнтом потужності $\cos\varphi_{2н} = 0.8$. Довжина контрольного кабелю типу КВВГ 7×2.5 (ліній зв'язку) становить 625 м, відповідно розрахований опір нульового проводу становить 4.375 Ом.

Як приклад роботи даної моделі ГТС, на рис. Е.1 зображено результати моделювання міжфазного КЗ фаз А та В поблизу навантаження за ГТС. Стала часу первинного кола при КЗ становила $T_1 = 0.1 \text{ с}$, момент виникнення КЗ для фази А $\varphi_{1A} = 0^\circ$, для фази В $\varphi_{1B} = -120^\circ$ зі значеннями періодичних складових струму КЗ у фазі А – $I_{1A} = 7900 \text{ А}$, та у фазі В – $I_{1B} = 5970 \text{ А}$. При такому КЗ досліджувались два випадки: випадок 1 – без залишкової індукції в МП ТС ГТС та випадок 2 – за наявності залишкової індукції в МП ТС ГТС. Зазначимо, що у випадку наявності залишкової індукції розглядався гірший варіант, тобто співпадіння полярності струму КЗ і залишкової індукції в МП ТС ГТС. У МП ТС фази А значення залишкової індукції становило $B_{rA} = 0.7 \text{ Тл}$, в МП ТС фази В – $B_{rB} = -0.7 \text{ Тл}$, в магнітопроводі ТС фази С – $B_{rC} = 0.5 \text{ Тл}$.

Як видно на рис. Е.1 (а) та рис. Е.1 (б) однополярність залишкової індукції та струму КЗ призводить до швидшого насичення МП ТС фаз А та В і до більшої похибки трансформації струмів в порівнянні з її відсутністю. Більш детально, на рис. Е.2 можна спостерігати абсолютні значення миттєвих похибок ТС всіх фаз, які розраховувалась в кожний момент розрахункового часу і відповідно являють собою повні похибки трансформації первинного струму для обох випадків. Як видно з рис. Е.2 (в), похибка фази С за наявності залишкової індукції є більшою ніж при її відсутності.

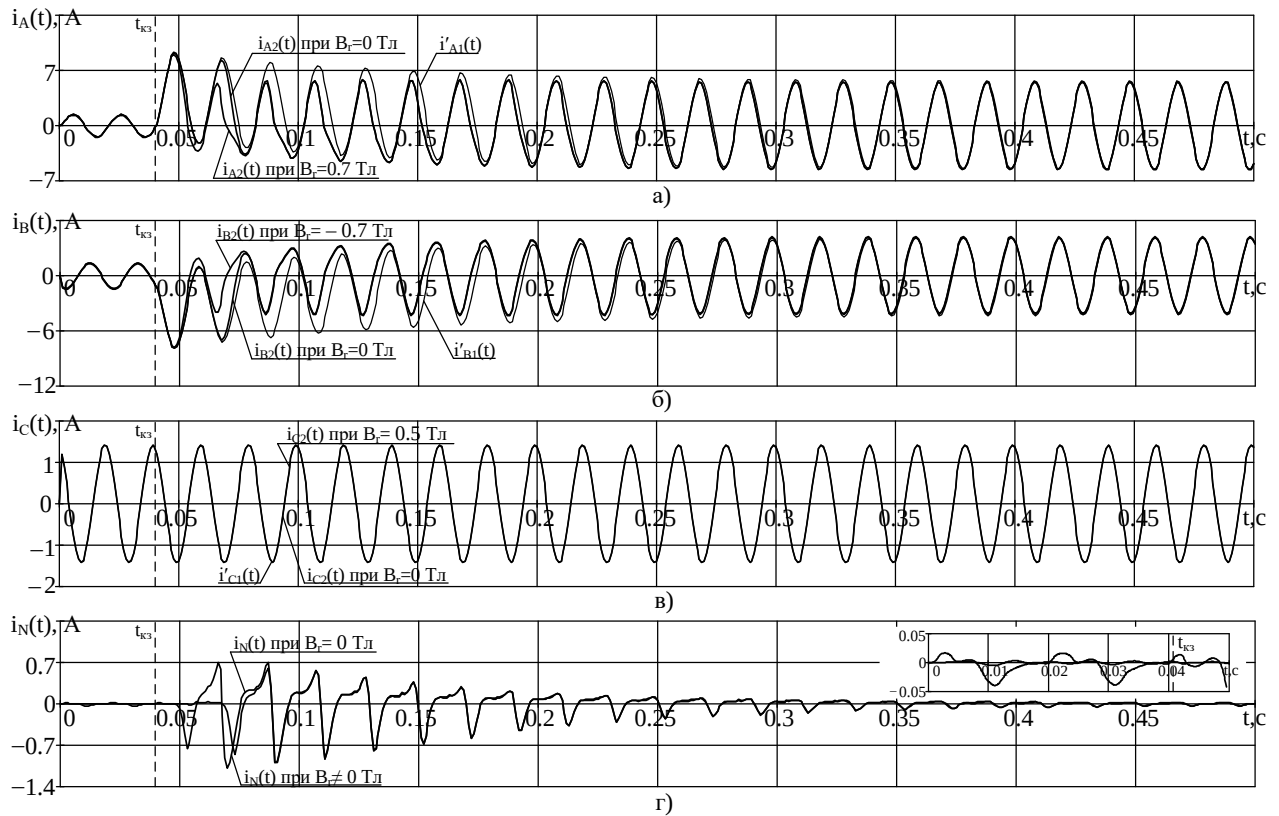


Рис. Е.1. Перехідні струми в ТС групи за міжфазного КЗ фаз А та В

а) фаза А; б) фаза В; в) фаза С; г) нульовий провід

Цікаву інформацію дає аналіз значень та форми струму в нульовому проводі до і після КЗ. Розглядаючи поведінку струму до КЗ (приблизно перші два періоди моделювання) у збільшеному вигляді на рис. Е.1 (г) можна побачити вплив залишкової індукції в МП ТС групи на появу незначних осциляцій. У випадку відсутності залишкової індукції струм в нульовому проводі до пошкодження практично був рівний нулю. При виникненні КЗ, за відсутності залишкової індукції в МП ТС, струм в нульовому проводі залишався практично нульовим до насичення МП (два МП почали насичуватись одночасно, як це більш детально можна спостерігати на рис. Е.2 (а) та Е.2 (б), де з'являються сигнали з затухаючими імпульсами. Ці імпульси зникають по мірі зменшення насичення МП ТС. За наявності залишкової індукції, після виникнення КЗ цей процес відбувається дещо швидше і з більшими амплітудами, що пов'язано із глибшим насиченням і більшими похибками трансформації.

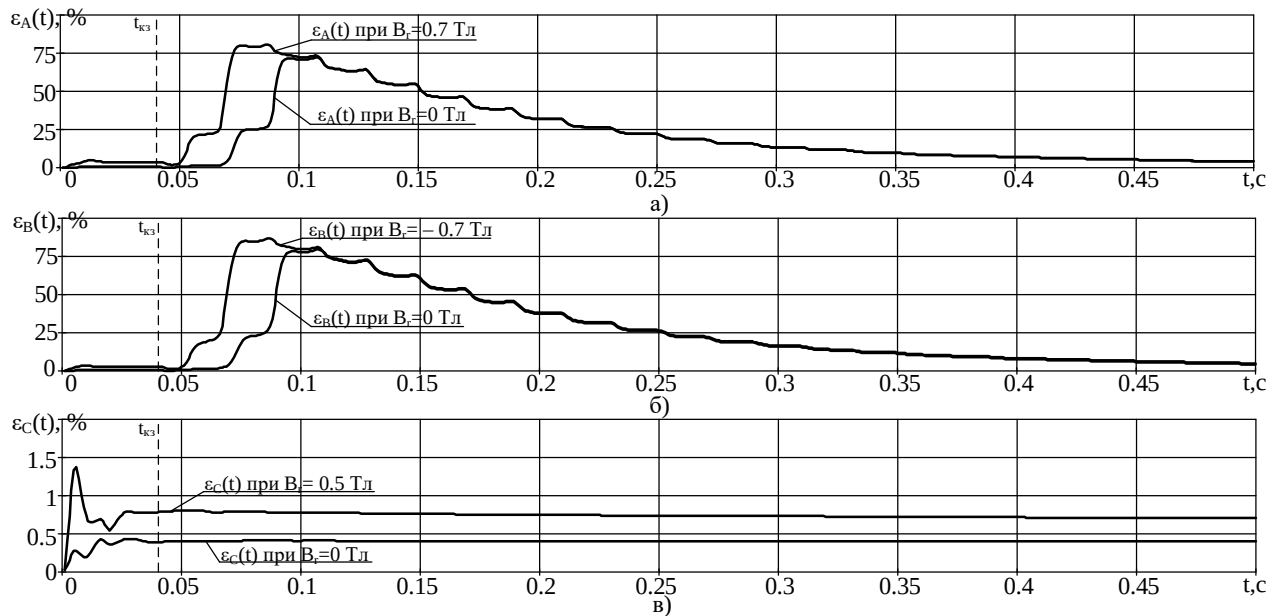


Рис. Е.2. Повні похибки трансформації первинного струму ТС групи при міжфазному пошкодженні: а) фаза А; б) фаза В; в) фаза С

В результаті виконаних моделювання та аналізу струмів в нульовому проводі цієї схеми з'єднання ГТС при різних видах КЗ в ЕЕС виявлені певні закономірності їх поведінки при кожному конкретному виді КЗ.

ДОДАТОК Ж

Моделювання електромагнітних процесів в первинному вимірювальному каналі струму

За аналогічних параметрів магнітної системи фазних ТС групи, описаних в додатку Е, виконано моделювання однофазного КЗ фази С в кінці лінії електропередачі поблизу навантаження. Момент виникнення КЗ в фазі С $\varphi_{\text{КЗ}} = 120^\circ$, стала часу струму КЗ становила $T_1 = 0.1$ с діюче значення періодичної складової основної частоти струму КЗ становило $I_1 = 8$ кА, діюче значення струму доаварійного режиму в усіх трьох фазах становило $I_{1\text{н}} = 2$ кА (номінальний струм). На фазні миттєві струми додатково накладено завади у вигляді білого Гаусового шуму, з показником SNR рівним 15 Дб, з метою максимального наближення до реальних умов. На рис Е. 1 показано результати моделювання ЕМП в трифазному ПВК.

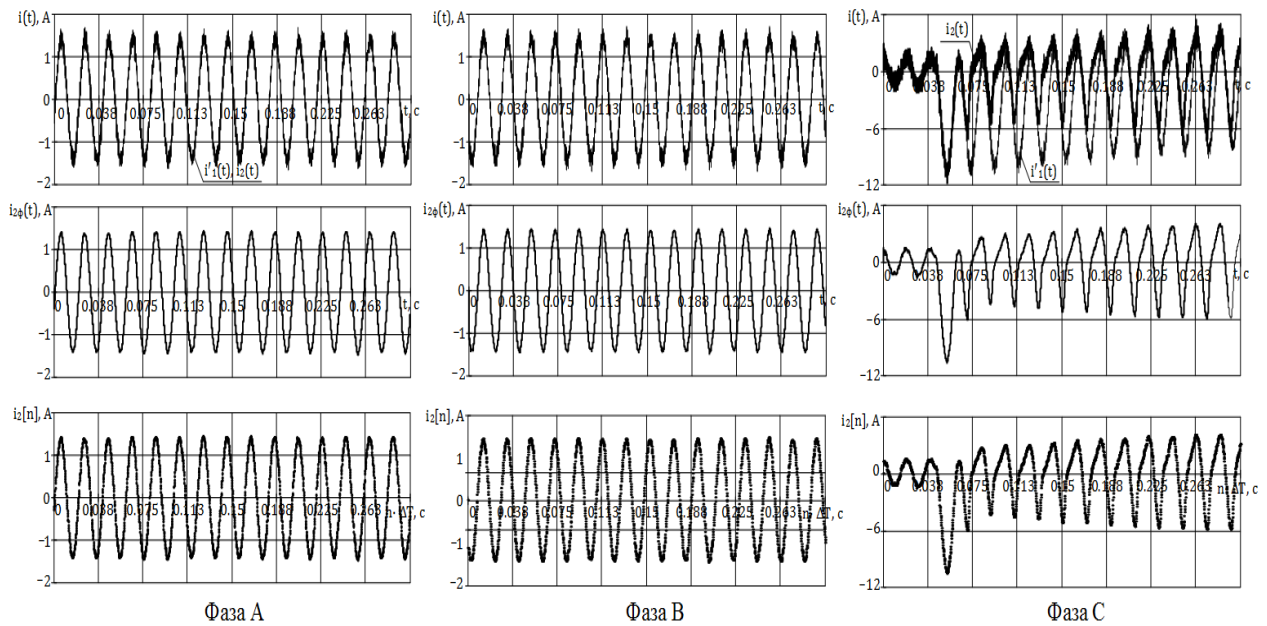


Рис. Ж.1. Струми трифазного ПВК за однофазного КЗ фази С

На рис. Ж.1 для кожної з фаз ПВК зображено приведений первинний струм $i'_1(t)$, псевдоаналоговий вторинний струм ТС $i_2(t)$, псевдоаналоговий відфільтрований струм ПВК $i_{2\phi}(t)$ та дискретизований струм ПВК $i_2[n]$. Псевдоаналоговість струмів полягає в тому, що всі виконані моделювання ЕМП

в ЕЕС та ГТС передбачали розв'язання складних систем диференціальних рівнянь. Ці системи рівнянь вирішувались чисельними методами з кроком інтегрування значно меншим досліджуваних частот дискретизації АЦП.

ДОДАТОК 3

Практичне застосування результатів роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Декан факультету електроенерготехніки та автоматичної Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,



д.т.н., професор
електроенерготехніки
та автоматичної

О. С. Яндульський

«23» _____ 2019 р.

АКТ

використання наукових і практичних результатів Паньківа В. І.

Акт складено в тому, що наукові та практичні результати інженера Інституту електродинаміки НАН України Паньківа В. І. впроваджено в навчальний процес на кафедрі автоматизації енергосистем факультету електроенерготехніки та автоматичної при читанні навчальних дисциплін та проведенні лабораторних робіт.

Паньків В. І. розробив математичні моделі трансформатора струму, групи трансформаторів струму та трифазного первинного вимірювального каналу струму цифрових підстанцій, які дозволяють досліджувати електромагнітні процеси в групі трансформаторів струму та трифазному первинному вимірювальному каналі з урахуванням комплексного впливу явищ гістерезису та втрат на вихрові струми, збереженої залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму каналу, фазних трансформаторів струму групи один на одного, фільтрації аналоговими фільтрами та дискретизації аналогово-цифровими перетворювачами за різних режимів коротких замикань в електроенергетичних системах та присутністю в струмах завад у вигляді високочастотного шуму зі значним рівнем показника відношення сигналу до рівня шуму. Ці моделі дозволяють тестувати існуючі та розробляти нові більш досконалі методи та алгоритми функціонування різних типів захистів та систем моніторингу електричного обладнання підстанцій вхідними сигналами яких є струми первинного вимірювального каналу.

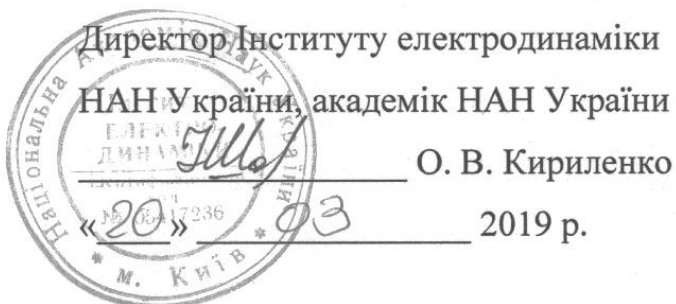
Зав. кафедри автоматизації енергосистем

НТУУ «КПІ» ім. І. Сікорського

д.т.н., проф.

Толочко О. І.

ЗАДВЕРДЖУЮ



А К Т

**використання наукових результатів дисертаційної роботи Паньківа В. І.
«Методи та засоби підвищення точності первинних вимірювальних
каналів струму цифрових підстанцій енергосистем»**

Чинний акт підтверджує, що Паньків В. І. в 2013-2015 р.р. був виконавцем окремих етапів прикладної НДР «Розробка методик, алгоритмів та програм підготовки вхідної інформації для корекції похибок вимірювальних каналів векторів струму та напруги систем моніторингу енергосистем» (шифр «Об'єднання-2», № ДР 0113U005033), в 2012-2016 р.р. – фундаментальної НДР «Розвиток наукових основ створення глобальної системи моніторингу об'єднаної електроенергетичної системи» (шифр «Синхрон-2», № ДР 0112U008206) і на даний момент є виконавцем двох фундаментальних НДР: «Розвиток теорії і методів моніторингу електроенергетичних систем» (шифр «Метеор», № ДР 0117U007712, 2018-2022 р.р.) та «Методи та засоби моделювання й обробки інформації при моніторингу електроенергетичних систем» (шифр «Інтелмер-2», № ДР 0117U002583, 2017-2021 р.р.).

При виконанні НДР «Об'єднання-2» В. І. Паньків розробив рекомендації з вибору оптимального способу аналітичного представлення характеристики намагнічування трансформаторів струму. Використання розроблених рекомендацій дає можливість вибирати спосіб аналітичного представлення характеристик намагнічування трансформаторів струму, а також інших електротехнічних пристроїв з феромагнітними системами з урахуванням кількості та якості вхідної інформації та характеру розв'язуваної задачі.

При виконанні НДР «Синхрон-2» В. І. Паньків розробив метод визначення параметрів струму короткого замикання з використанням лінеаризованої моделі струму короткого замикання, що покладений в основу розробки методу підвищення точності первинних вимірювальних каналів струму.

При виконанні НДР «Метеор» В. І. Паньків розробив ряд методів, зокрема метод розрахунку параметрів струму короткого замикання та метод виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму і визначення періодів, де вторинний струм трансформаторів струму є спотвореним у складі трифазного первинного вимірювального каналу струму. Використання методу розрахунку параметрів струму короткого замикання дає можливість з високою точністю здійснювати моніторинг параметрів струмів короткого замикання з метою

накопичення статистичних даних про аварії. Використання методу виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму в складі первинного вимірювального каналу дає можливість здійснювати моніторинг магнітного стану магнітопроводів фазних ТС в складі ПВК.

При виконанні НДР «Інтелмер-2» В. І. Паньків розробив ряд математичних моделей трансформаторів струму, групи трансформаторів струму та трифазного первинного вимірювального каналу струму. Використання моделей дає можливість досліджувати та ретельно аналізувати електромагнітні процеси в трансформаторах струму, групах трансформаторів струму і трифазному первинному вимірювальному каналі струму за різних режимів роботи електроенергетичних систем з урахуванням гістерезисних властивостей і залишкової індукції в магнітопроводах трансформаторів струму, а також тестувати існуючі та розробляти нові більш досконалі методи та алгоритми функціонування різних типів захистів та систем моніторингу електричного обладнання підстанцій вхідними сигналами яких є струми первинних вимірюваних каналів струму.

Головний науковий співробітник
відділу автоматизації електричних систем
ІЕД НАН України
д.т.н., проф., академік НАН України



Б. С. Стогній

Старший науковий співробітник відділу
автоматизації електричних
систем ІЕД НАН України, к.т.н.



Г. М. Варський



АКТ
впровадження результатів дисертаційної роботи
Паньківа Володимира Ігоровича

Ми, що нижче підписалися, члени комісії в складі: в.о. завідувача відділу автоматизації електричних систем Інституту електродинаміки НАН України, д.т.н. Павловського В. В., старшого наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України, к.т.н. Слинько В. М., начальника сектору виробництва МПП «АНІГЕР» Михайлевський О. С., начальник сектору впровадження Сорочинський В. В. підтверджуємо, що результати дисертаційної роботи «Методи та засоби підвищення точності первинних вимірювальних каналів струму цифрових підстанцій енергосистем» у вигляді алгоритму методу виявлення насичення магнітопроводів трансформаторів струму і визначення періодів спотворення вторинних струмів трансформаторів струмів за насичення їх магнітопроводів, а також алгоритмів методів розрахунку параметрів струму короткого замикання та підвищення точності вимірювання струмів первинних вимірювальних каналів за насичення магнітопроводів фазних трансформаторів струму використовуються у виробництві апаратно-програмних комплексах «Регіна».

Зазначені результати отримані при виконання НДР згідно договорів між ІЕД НАН України та МПП «АНІГЕР»:

- Договір №477-13 від 27 березня 2013 р. «Розробка методики випробувань електронно-програмного модуля інтелектуального вимірювального перетворювача»;
- Договір №496-16 від 01 вересня 2016 р. «Розробка методики комплексних випробувань АСК ТП підстанцій 750 кВ «Каховська»».

Від Інституту електродинаміки НАН України

В.о. завідувача відділу автоматизації
електричних систем, д.т.н.

Павловський В.В.
«08» 03 2019 р.

Старший науковий співробітник відділу
автоматизації електричних систем, к.т.н.

Слинько В.М.
«18» 03 2019 р.

Від МПП «АНІГЕР»

Начальник сектору виробництва

Михайлевський О.С.
«19» 03 2019 р.

Начальник сектору впровадження

Сорочинський В.В.
«19» 03 2019 р.