

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Яськів Анна Володимирівна**

УДК 621.318.4+519.688

ДИСЕРТАЦІЯ  
**МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ  
МАГНІТНИХ КЛЮЧІВ ДЛЯ ДЖЕРЕЛ ВТОРИННОГО  
ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ**

01.05.02 - математичне моделювання і обчислювальні методи  
(шифр і назва спеціальності)

05 «Технічні науки»  
(галузь знань)

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

---

(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник:  
доктор технічних наук, професор  
Яворський Богдан Іванович

***Ідентичність всіх примірників дисертації  
ЗАСВІДЧУЮ:***  
*Вчений секретар спеціалізованої вченої ради  
/Б. Г. Шелестовський/*

Тернопіль - 2021

## АНОТАЦІЯ

*Яськів А. В.* Математичне моделювання високочастотних магнітних ключів для джерел вторинного електроживлення: - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 01.05.02 - математичне моделювання і обчислювальні методи (05 «Технічні науки»). - Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Тернопіль, 2021.

У дисертаційній роботі розв'язано актуальну наукову задачу розробки математичної моделі високочастотного магнітного ключа (МК) для її інтеграції в програмне забезпечення систем автоматизованого проектування САПР (CAD – computer-aided design) джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), які отримали широке застосування в біомедичній, космічній, офісній апаратурі, комп'ютерних та інформаційних технологіях, станціях мобільного зв'язку, освітлювальних і транспортних системах тощо. Високі якісні характеристики таких багатоканальних ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження, зокрема, надійність, коефіцієнт корисної дії, якість вихідних струмів та напруг, питома потужність досягаються завдяки застосуванню високочастотних МК як комутаційних компонентів. МК є обмотковим виробом, формування якого здійснюється вручну. У випадку виявлення невідповідності конфігурації МК заданій специфікації ДВЕЖ його демонтують і формують заново, що призводить до зростання часової складності проектування. Автоматизація розробки ДВЕЖ здійснюється з допомогою САПР радіоелектронних кіл. Інтеграція розробленої математичної моделі МК в програмне забезпечення САПР дала змогу зменшити часову складність проектування ДВЕЖ. Відомі математичні моделі високочастотних МК не призначені для використання в САПР радіоелектронних кіл та відзначаються високою обчислювальною складністю, що перешкоджає їх інтеграції. Тому існує проблема зменшення складності математичного та комп'ютерного

моделювання компонента з магнітним гістерезисом (МК) для САПР радіоелектронних кіл.

В дисертації запропоновано та обґрунтовано представлення моделі високочастотного МК як елементу з вихідною характеристикою у вигляді петлі гістерезису. При моделюванні нелінійних електричних схем застосовують розклад в ряд Вольтера. Кількість доданків ряду  $i$ , відповідно, їх степінь визначаються рівнем точності моделювання, якого потрібно досягнути. Однак, розв'язок рівнянь вище третього порядку є складним як з часової так і з обчислювальної точок зору. Поширеним методом аналізу є розклад в ряд Фур'є, базисною функцією якого є  $\sin$ . Вперше для моделі вихідної характеристики МК запропоновано та обґрунтовано представлення у вигляді розкладу сигналів сили струму і напруги на виході МК в тригонометричний ряд Фур'є. Це дозволило представити гістерезис струму та напруги на виході МК як суму синусоїд кратних частот та амплітуд. Запропоновано і досліджено підхід до моделювання вихідної характеристики МК фрагментами функції  $\sin$  однієї заданої частоти (лекально). Зважаючи на те, що функція  $\sin$  є базисною і ортогональною, моделювання з додаванням кількох гармонік ряду Фур'є здійснюватиметься аналогічно.

Зроблено припущення, що висхідна та низхідна гілки  $B-H$  характеристики відображаються монотонно зростаючою та спадною функціями відповідно; петля гістерезису є симетричною (ділянка, що відповідає процесу переходу МК в непровідний стан, є аналогічною до ділянки, що відображає перехід МК в провідний стан, однак зміщеною ліворуч на ширину петлі гістерезису  $2H_c$ ); для повної петлі гістерезису на верхній пологій ділянці, що відображає стан насичення осердя МК, прийнято, що значення магнітної індукції в кожній точці  $B_n=B_{max}$ , а на нижній пологій ділянці  $B_n=B_{min}$ . Це дозволило представити математичну модель вихідної характеристики високочастотних МК у вигляді системи лінійних рівнянь першого порядку, що забезпечило зниження її обчислювальної складності у порівнянні з відомими моделями магнітного гістерезису.

На основі розробленої математичної створено комп'ютерну модель вихідної характеристики високочастотного МК. Обґрунтовано застосування цифрового генератора синуса, що складається з дискретних цифрових компонентів, як прототипу її структури, що забезпечило інтеграцію математичної моделі у обчислювальні середовища САПР. На відміну від існуючих моделей, для реалізації яких необхідна велика кількість високоточних експериментальних даних, її вхідні параметри, а саме магнітна індукція насичення  $B_s$  та коерцитивна сила  $H_c$ , є загальнодоступними довідниковими даними, визначеними для кожного типорозміру осердь МК. В роботі приведено обґрунтування вибору інших параметрів комп'ютерної моделі, а саме власної частоти генератора синуса та початкової фази згенерованих коливань. Вони визначають початкові умови для генерації ділянок вихідної характеристики високочастотних МК, представлених набором синусоїдальних функцій.

Вперше на основі запропонованої комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК розроблено і обґрунтовано комп'ютерну модель МК. Вхідними параметрами моделі є загальнодоступні довідникові дані, а саме індукція насичення  $B_s$ , коерцитивна сила  $H_c$ , габарити осердя МК  $r_{in}$ ,  $r_{out}$ ,  $h$  і кількість витків навколо нього  $N$ . Запропоновано та обґрунтовано реалізацію комп'ютерної моделі МК з вихідною характеристикою у вигляді петлі гістерезису на базі цифрового мікроконтролера з подальшою інтеграцією її в обчислювальне середовище САПР.

Набуло подальшого розвитку середовище для комп'ютерного моделювання пристроїв на основі високочастотних МК, в якому, на відміну від існуючого, інтегрована реалізація комп'ютерної моделі МК. Оскільки ДВЕЖ на основі МК є аналоговими пристроями, а розроблена комп'ютерна модель МК реалізована з допомогою цифрових компонентів, виявлено потребу аналого-цифрового перетворення сигналу змінної напруги, прикладеної до МК, та цифро-аналогового перетворення сигналу вихідної напруги МК. Обґрунтовано принцип масштабування моделі та вибір параметрів АЦП вхідної та ЦАП вихідної напруг МК. Визначено середньоквадратичну похибку АЦП.

Обґрунтовано алгоритм комп'ютерного моделювання МК. Використання цифрових технологій, зокрема реалізація цифрового генератора синуса на базі цифрового мікроконтролера (наприклад, ADuC 8052) та обґрунтування параметрів АЦП та ЦАП прикладеної до МК напруги забезпечили інтеграцію запропонованої комп'ютерної моделі МК в обчислювальні середовища для САПР радіоелектронних кіл. На відміну від еквівалентних схем заміщення МК, параметри моделі МК не потребують переналаштування при зміні параметрів електричного кола, в якому вона використовується, оскільки модель керується сигналом вхідної змінної напруги, прикладеної до МК. Цифрова природа моделі усуває труднощі з моделюванням високочастотних магнітних полів.

Для верифікації розробленої комп'ютерної моделі МК отримано його експериментальну  $B-H$  характеристику. З цією метою побудовано і досліджено експериментальне електричне коло з високочастотним МК. Запропоновані математичну та комп'ютерну моделі високочастотних МК інтегровано в обчислювальне середовище САПР MATHEWORKS MATLAB 2015R і досліджено для випадку переключення (перемагнічення) МК по повній петлі гістерезису. Обчислено абсолютну похибку  $\varepsilon$  та середньоквадратичне відхилення  $\sigma$  між змодельованими та експериментальними даними. Ці показники можна значно знизити, якщо врахувати крутизну нижньої та верхньої пологих ділянок  $B-H$  характеристики високочастотних МК, для яких було зроблено припущення, що  $B_n=B_{min}$  та  $B_n=B_{max}$  відповідно. Для підвищення точності моделювання запропоновано використати функцію  $B_n = kx$ , де  $k$  пропорційний до  $(B_{max} - B_r)$ .  $B_r$  є залишковою магнітною індукцією матеріалу осердя МК, довідниковий параметр. В досліджуваній комп'ютерній моделі МК модель його вихідної характеристики ґрунтується на представленні першою гармонікою ряду Фур'є, тобто функцією  $\sin$  однієї заданої частоти. Врахування наступних гармонік розкладу в ряд Фур'є приведе до зниження абсолютної похибки моделювання  $\varepsilon$  та середньоквадратичного відхилення  $\sigma$  між змодельованими та експериментальними даними.

Інтеграція комп'ютерної моделі МК в обчислювальне середовище САПР радіоелектронних кіл дає змогу проектувати багатоканальні ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження на основі високочастотних МК в єдиному середовищі САПР. Таким чином забезпечено автоматизацію проектування ДВЕЖ на МК, в наслідок якої відпадає потреба в ручному підборі конфігурації МК, значно знижується часова складність проектування, що є практично корисним результатом дисертаційного дослідження. В зв'язку із високою технологічною складністю виготовлення осердь МК ці компоненти не є прецезійними, тобто для ряду осердь одного типорозміру можливий деякий розкид параметрів. Це стоїть на шляху до серійного виробництва ДВЕЖ на МК. Автоматизоване проектування дозволяє визначити оптимальні параметри високочастотного МК для заданої топології ДВЕЖ. Отримано можливість визначення необхідних параметрів МК та допустимих відхилень для певного схемотехнічного рішення і формування відповідного замовлення у виробника. Таким чином, отримано змогу налагодити серійне виробництво ДВЕЖ на МК при зниженні часової складності їх проектування.

Автоматизація проектування ДВЕЖ на основі МК сприяє розвитку нових схемотехнічних рішень. Розроблено силовий інвертор, кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі та імпульсний перетворювач постійної напруги, в яких використано режим переключення високочастотних МК по повній петлі гістерезису. Розроблено стабілізатор постійної напруги, в якого основною вихідною характеристикою МК є часткова петля гістерезису. Це схемотехнічне рішення впроваджено в державному науково-технічному підприємстві «Техас-К».

Представлення математичної моделі вихідної характеристики високочастотного МК локально синусоїдальною функцією та її комп'ютерна реалізація з допомогою цифрових технологій забезпечили інтеграцію комп'ютерної моделі МК в обчислювальне середовище САПР радіоелектронних кіл. Це забезпечило автоматизацію проектування ДВЕЖ на основі МК, що знизило його обчислювальну і часову складність, дало змогу

підбору параметрів МК без їх тестування вручну, сприяє розвитку нових схемотехнічних рішень та серійного виробництва багатоканальних ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження і є актуальним та важливим, практично корисним результатом роботи.

Основний зміст і результати дисертації опубліковані в 28 наукових працях, з них 1 стаття в міжнародному періодичному виданні, що входить в міжнародні наукометричні бази Scopus та Compendex, 4 статті у наукових фахових виданнях України в галузі технічних наук (4 з яких у виданнях, зареєстрованих в наукометричних базах даних з Міжнародним індексом цитування Google Scholar [2-5], Index Copernicus [2, 3], Crossref [5], OpenUkrainianCitationIndex [5]), 5 патентів України на корисну модель, 5 патентів України на винахід та 13 публікацій у матеріалах Міжнародних та Всеукраїнських наукових та науково-технічних конференцій, дві з яких зареєстровано в науко метричних базах з Міжнародним індексом цитування Scopus [6, 7] та Web of Science[7].

Ключові слова: високочастотний магнітний ключ, вихідна характеристика, В-Н характеристика, магнітний гістерезис, математична модель, комп'ютерна модель, джерело вторинного електроживлення, система автоматизованого проектування.

## ABSTRACT

**Yaskiv A. V. Mathematical modeling of high-frequency magnetic switches for secondary electric power supplies.** – Manuscript.

Thesis for Candidate Degree in Technical Sciences in specialty 01.05.02 – mathematical modeling and numerical methods. – Ternopil Ivan Puluj National Technical University, Ternopil, 2020.

In current thesis a topical scientific task of high-frequency magamp switches mathematical model development and its integration into computer-aided design (CAD) programmes for magamp power converters design automation is solved. Such power converters are widely used in biomedical, space, lighting engineering, computer and IT technologies, transport systems, cellular network stations, office equipment, etc. High quality characteristics of such multichannel and high-output-current power supplies, particularly reliability, efficiency, quality of output currents and voltages, specific power, are achieved through the use of high-frequency magnetic amplifiers (magamp switches) as commutation components. Magamp switch consists of a core made of soft magnetic material, winding around it, and is supplemented with a diode to block applied voltage when necessary. In case when magamp switch configuration is found to be unsuitable to the required power supply specification, it has to be soldered out and formed again as a component with adjusted number of winds around the core. This results in increased design time complexity. Power supplies design automation is provided with computer aided design (CAD) programmes for electric circuits. Integration of the developed mathematical model of the magamp switch into the CAD programme allowed decreasing of power converters design time complexity. The known mathematical models of high-frequency magamp switches have been developed for purposes other than the use in CAD programmes for electric circuits, and have high computational complexity that is in the way of their integration. That is why there is a problem of complexity decreasing for mathematical and computer modeling of a component with magnetic hysteresis (magamp switch) for electric circuits CAD programmes.



In the dissertation the author proposes and reasons a representation of the high-frequency magamp switch model as a component with a output characteristic in a shape of a hysteresis loop. Decomposition into Volterra series is often used for nonlinear electric circuits modeling. The number of kernels in the series, and their powers respectfully, are determined by the modeling accuracy that must be provided. However, solving the equations with a power higher than three features both time and computational complexity. Decomposition into Fourier series is another widely used method of analysis whose basis function is sine. For the first time it is proposed and reasoned to represent the model of magamp switch output characteristic with the decomposition of magamp switch output current and voltage signals into trigonometric Fourier series. It allowed representing the hysteresis of magamp switch output current and voltage with the sum of sinusoids of different frequencies and amplitudes. An approach to modeling magamp switch output characteristic with fragments of sine functions (curve fitting method) was proposed and investigated for a sine function of one given frequency. Since sine is a basis and orthogonal function, modeling with adding a few Fourier series harmonics will be carried out similarly.

It was assumed that ascending and descending branches of the  $B$ - $H$  characteristic were represented with monotonously ascending and descending functions respectfully; the hysteresis loop was symmetrical (a fragment representing magamp switch transition into nonconducting state is similar to that representing its transition into conducting state, but shifted left by the hysteresis loop width equal to  $2H_c$ ); for the full hysteresis loop, for the top flat part, representing the magamp switch core saturation (on-state), it is assumed that value of magnetic inductance in every point  $B_n=B_{max}$ , while for the bottom flat part  $B_n=B_{min}$ . It allowed a representation of high-frequency magamp switch output characteristic mathematical model with first order equations. This provided decreasing of its computational complexity compared to the well-known models of magnetic hysteresis.

A computer model of high-frequency magamp switch output characteristic was developed based on its mathematical model. There was reasoned the use of a digital sine generator, that consists of discreet digital components, as the prototype of its

structure, that provided the integration of the mathematical model into CAD computational environments. In contrast to the existing models, whose realization requires a large number of high-quality data, its input parameters, in particular saturation magnetic inductance  $B_s$  and coercive force  $H_c$ , are determined for every magamp switch core type and are available in datasheets. Choice of other model's parameters, particularly own frequency of sine generator and a beginning phase of a generated waveform, is reasoned in this thesis. These parameters determine the beginning conditions for generation of the parts of magamp switch output characteristic model that are represented with fragments of sine functions.

Based on the proposed magamp switch output characteristic computer model, a magamp switch computer model was built and reasoned for the first time. The model's input parameters are data that can easily be found in datasheets. They are saturation magnetic inductance  $B_s$ , coercive force  $H_c$ , magamp switch core dimensions  $r_{in}$ ,  $r_{out}$ ,  $h$ , and a number of turns around it  $N$ . The realization of magamp switch computer model with the output characteristic in a shape of the hysteresis loop based on a digital microcontroller, with its further integration into CAD programme computational environment, was proposed and reasoned.

The environment for computer modeling of devices based on magamp switches was further developed, compared to its former version, gaining an integrated realization of the magamp switch computer model. Since magamp power converters are analogue devices, and the developed magamp switch computer model is realized with digital technologies, there was a need for magamp switch input voltage analogue-to-digital conversion (ADC), and its output voltage digital-to-analogue conversion (DAC). The principle of model's scaling, and the choice of input voltage ADC and output voltage DAC parameters was reasoned. The ADC mean-square error was defined. The algorithm of magamp switch computer modeling was reasoned. The use of digital technologies, particularly realization of the digital sine generator based on the digital microcontroller (e.g. ADuC 8052), and reasoning of magamp switch voltage ADC and DAC parameters provided integration of the proposed magamp switch computer model into computational environments of CAD programmes for

electric circuits. Unlike magamp switch equivalent circuits, the proposed magamp switch model's parameters do not require to be reset when the parameters of the electric circuit, where it is used, change. That is because the model is controlled with the magamp switch ac input voltage. Digital nature of the model eliminates the difficulties with high-frequency magnetic fields modeling.

An experimental magamp switch  $B$ - $H$  characteristic was obtained to verify the developed magamp switch model. For this purpose, an experimental electric circuit with high-frequency magamp switch was built and investigated. The proposed mathematical and computer magamp switch models were integrated into a CAD computational environment MATHWORKS MATLAB 2015R, and they were investigated for a full hysteresis loop switching (remagnetization) mode. Absolute error  $\varepsilon$  and mean-square deviation  $\sigma$  between modeled data and experimental results were calculated. Their values can be significantly decreased by taking into account the steepness of bottom and top sloping parts of magamp switch  $B$ - $H$  characteristic, where it was assumed that  $B_n=B_{min}$  and  $B_n=B_{max}$  respectfully. To increase the accuracy of modeling it was suggested to use the function  $B_n = kx$ , where  $k$  is proportional to  $(B_{max} - B_r)$ .  $B_r$  is remnant magnetic inductance of a magamp switch core, a parameter that is available in datasheets. In the investigated magamp switch computer model, its output characteristic's model is based on a representation with the first harmonic of the Fourier series transform that is a sine function of one given frequency. Inclusion of next harmonics of Fourier series transform will result in decrease of the absolute modeling error  $\varepsilon$  and mean-square deviation  $\sigma$  between modeled data and experimental results.

Integration of magamp switch computer model into the computational environment of CAD programmes for electric circuits allows design of multichannel power converters and power converters with high load current in a single CAD environment. Thus magamp power converters design automation is provided. It eliminates the manual choice of magamp switch configuration, essentially decreases the time of design, and that is a practically useful result of the dissertation research. Due to high technological complexity of magamp cores production, they are not high-

precision components, meaning that for a number of magamp cores of one type and size there may be some parameters' dispersion. It stands in a way of magamp power supplies series production. Design automation allows determining of magamp switch parameters, and their possible deviation, required for some power converter topology, and makes it possible to form a corresponding order for a manufacturer. Thus, there is an opportunity to establish magamp power converters series production along with decreasing the time required for their design.

Automation of magamp power converters design enhances development of new topologies. There were developed a power inverter, controlled power supply with ac output, and pulse dc voltage stabilizer, where the magamp switch operates along full hysteresis loop. There was developed dc voltage stabilizer, where magamp switch operates along partial hysteresis loop. This topology was implemented in State Scientific Technical Enterprise TEKHAS-K.

The representation of high-frequency magamp switch output characteristic's mathematical model with fragments of sine functions (curve fitting method), and its computer realization with digital technologies provided the integration of magamp switch computer model into the computational environment of CAD programmes for electric circuits. This provided the automation of magamp power converters design that decreased its time, computational complexity, allowed the choice of magamp switch parameters without its necessary manual testing, enhanced development of new power converters topologies and series production of multichannel power supplies and power converters with high load current, and it is a topical and important practically useful result of the dissertation research.

Main results of the research presented in the dissertation theses are published in 28 scientific papers, among them there is 1 article in international periodical publication, included into international scientific metric databases Scopus and Compendex, 4 articles in scientific professional publications of Ukraine on technical sciences (4 of them are registered in scientific metric databases with international citation indexing: Google Scholar [2-5], Index Copernicus [2, 3], Crossref [5], OpenUkrainianCitationIndex [5]), 10 patents of Ukraine, and 13 publications within

International and All-Ukrainian scientific and technical conferences' proceedings, two of them are registered in scientific metric databases with international citation indexing Scopus [6, 7] and Web of Science[7].

Key words: high-frequency magamp switch, output characteristic, B-H characteristic, magnetic hysteresis, mathematical model, computer model, secondary power supply, computer-aided design programme.

## Список опублікованих праць за темою Дисертації

### Праці, в яких опубліковано основні наукові результати

1. Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K., Yaskiv A. MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor. *Special issue of journal COMMUNICATIONS - Scientific Letters of the University of Zilina*. 2015. No. 1A. P. 28-34.  
*(Індексується у Scopus, Compendex, Google Scholar).*
2. Yaskiv A., Yavorskyu B. Integration of Magnetic Amplifier Switch Model into Computer Aided Design for Power Converters. *Scientific journal of TNTU*. 2019. No 2 (94). P. 123-133.  
*(Індексується у Index Copernicus, Google Scholar).*
3. Яськів А. Математичне моделювання процесів перемагнічення магнітом'яких матеріалів з високою крутизною петлі гістерезису. *Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах»*. 2015. №4(53). С. 112-118.  
*(Індексується у Index Copernicus, Google Scholar).*
4. Yaskiv V., Yaskiv A. High-Frequency MagAmp Power Inverter. *Computational Problems of Electrical Engineering, Національний університет «Львівська політехніка»*. 2017. Vol. 7, № 2. P.124-130.  
*(Індексується у Google Scholar).*
5. Яськів В. І., Яськів А. В. Організація паралельної роботи імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. *Праці ІЕД НАНУ. Збірник наукових праць*. 2018. № 51. С. 81-85.  
*(Індексується у Crossref, OpenUkrainianCitationIndex, Google Scholar).*
6. Yaskiv V., Yaskiv A., Yurchenko O. Synchronous rectification in High-Frequency MagAmp Power Converters. Conference Proceedings of International Conference “Advanced Computer Information Technologies”, ACIT 2018, Ceske

Budejovice, Czech Republic, June 1-3, 2018. P.128-131.

*(Індексується у Scopus, Google Scholar).*

7. Yaskiv V., Martseniuk A., Yaskiv A., Yurchenko O., Yavorskyu B. Modular High-Frequency MagAmp DC-DC Power Converter. Conference Proceedings of International Conference “Advanced Computer Information Technologies”, ACIT 2019, Ceske Budejovice, Czech Republic, June 5-7, 2019. P.213-216.

*(Індексується у Scopus, Web of Science, Google Scholar).*

8. Патент України на винахід № 112102, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201408531; заявл. 28.07.2014; опубл. 25.07.2016, Бюл. № 14, 2016 р.
9. Патент України на винахід № 112230, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201412695; заявл. 26.11.2014; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15, 2016 р.
10. Патент України на винахід № 112231, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201413122; заявл. 08.12.2014; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15, 2016 р.
11. Патент України на винахід № 115613, МПК H02M 7/519 (2006.01), МПК H02M 3/337 (2006.01) Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201602381; заявл. 12.03.2016; опубл. 27.11.2017, Бюл. № 22, 2017 р.
12. Патент України на винахід № 116670, МПК H02M 3/335(2006.01) Імпульсний перетворювач постійної напруги / Яськів В. І., Марценюк А. С., Яськів А. В., Мишковець О. П.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. –

- № а201602383; заявл.12.03.2016; опубл. 25.04.2018, Бюл. № 8, 2018 р.
13. Патент України на корисну модель № 95618, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів В. І., Яськів А. В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201408532; заявл. 28.07.2014; опубл. 25.12.2014, Бюл. № 24, 2014 р.
  14. Патент України на корисну модель № 95945, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201408533; заявл. 28.07.2014; опубл. 12.01.2015, Бюл. № 1, 2015 р.
  15. Патент України на корисну модель № 99223, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201413123; заявл.08.12.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10, 2015 р.
  16. Патент України на корисну модель № 109557, МПК H02M 3/335 (2006.01) Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201602382; заявл.12.03.2016; опубл. 25.08.2016, Бюл. № 16, 2016 р.
  17. Патент України на корисну модель № 110693, МПК H02M 3/335 (2006.01) Імпульсний перетворювач постійної напруги [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В., Мишковець О.П.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. - № u201602384; заявл. 12.03.2016; опубл. 25.10.2016, Бюл. № 20, 2016 р.

**Праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації**



18. Yaskiv A. Mathematical modeling at optimization of energy characteristics of electrical power converters. *Baku World Forum of Young Scientists 2014*. Collection of abstracts. (Baku, May 26-31)Baku, 2014. P.22-23.
19. Яськів А. Математична модель силового ключа на основі високочастотного магнітного підсилювача для його комп'ютерного імітаційного моделювання. Матеріали IV Міжнародної науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки та приладобудування» (м. Тернопіль, 20-21 червня 2019 р.). Тернопіль, 2019. С.79-80.
20. Яськів А. Комп'ютерне імітаційне моделювання високочастотного магнітного підсилювача. Матеріали II Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування» (м. Тернопіль, 9-10 червня 2015р.). Тернопіль, 2015. С.67-68.
21. Яськів А. Математичне моделювання високочастотних магнітних підсилювачів. Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Світлотехніка й електротехніка: історія, проблеми, перспективи», (м. Тернопіль, м. Яремче 23-27 лютого 2015 р.). Тернопіль, Яремче, 2015. С.117.
22. Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K., Yaskiv A. Performance Evaluation of MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor. Proceedings of 10<sup>th</sup> International Conference *ELEKTRO* 2014 (University of Zilina, Rajecke Teplice, Slovak Republic, May 19-20). Rajecke Teplice, 2014.
23. Яськів А., Яськів В. Стабілізатор постійної напруги. Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Світлотехніка й електротехніка: історія, проблеми, перспективи» (м.Тернопіль, м.Яремче, 23-27 лютого 2015 р.). Тернопіль, Яремче, 2015. С.118-119.
24. Яськів В., Яськів А., Марценюк А. Метод побудови високочастотного силового інвертора на основі магнітних підсилювачів. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні

*аспекти радіотехніки та приладобудування»* (м.Тернопіль, 8-9 червня 2017 р.). Тернопіль, 2017. С.112-114.

25. Яськів В., Марценюк А., Яськів А. Модульні перетворювачі електроенергії на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Матеріали VI Міжнародної науково-технічної конференції *«Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи»* (м. Тернопіль, м. Яремче, 30 січня – 2 лютого 2018 р.) Тернопіль, Яремче, 2018. С.103 – 105.
26. Яськів В. І., Яськів А. В. Організація паралельної роботи імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Проблеми сучасної електротехніки-2018, XV Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена 100-річчю Національної академії наук України (м. Київ, 4-8 червня, 2018р.). Київ, 2018. 5 стор.
27. Яськів А. В. Високоєфективний високочастотний перетворювач напруги підвищуючого типу. Матеріали Міжнародної науково-практичної конференції *«Наука і техніка: виклики сьогодення»* (м. Київ, 08-09 лютого 2013р.). Київ, 2013. С.104-107.
28. Яськів А. Високочастотний перетворювач напруги по ISIP0 топології. Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції *«Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування»* (м.Тернопіль, 5-6 червня 2013р.). Тернопіль, 2013. С.79-82.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	22
ВСТУП.....	23
РОЗДІЛ 1. ВИСОКОЧАСТОТНІ МАГНІТНІ КЛЮЧІ ТА ЇХ МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ .....	30
1.1. Високочастотні магнітні ключі як комутаційні компоненти джерел вторинного електроживлення .....	30
1.2. Математичні моделі високочастотних магнітних ключів та магнітного гістерезису.....	34
1.2.1. Математичні моделі високочастотних магнітних ключів для систем автоматизованого проектування.....	34
1.2.2. Математична модель магнітного гістерезису Прайзаха.....	36
1.2.3. Математична модель магнітного гістерезису Джілса- Атертона.....	39
1.2.4. Математична модель магнітного гістерезису Джона Чана.....	43
1.2.5. Математичні моделі магнітного гістерезису на основі штучних нейронних мереж.....	45
1.2.6. Математичні методи апроксимації при моделюванні В-Н характеристики.....	48
1.2.7. Аналітична модель магнітного гістерезису А. Ніколаїде.....	49
1.2.8. Ряди Вольтера при математичному моделюванні нелінійних електричних схем.....	50
1.3. Вимоги до побудови математичної моделі високочастотного магнітного підсилювача.....	51
1.4. Висновки до розділу 1 .....	52
РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ	

ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ КЛЮЧІВ..	53
2.1. Математичне моделювання комутаційних процесів високочастотних магнітних ключів .....	53
2.2. Наближена математична модель малого сигналу високочастотного магнітного ключа.....	63
2.3. Комп'ютерне моделювання магнітних ключів з допомогою інтегрованих в САПР моделей Джілса-Атертона та Джона Чана.....	68
2.4. Комп'ютерна модель В-Н характеристики матеріалу осердя МК.....	73
2.5. Висновки до розділу 2.....	89
РОЗДІЛ 3. МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ КЛЮЧІВ .....	90
3.1. Математична модель високочастотного магнітного ключа.....	90
3.2. Інтеграція моделі магнітного ключа в САПР електричних кіл.....	93
3.2.1. Параметри АЦП вхідної напруги МК.....	95
3.2.2. Комп'ютерна модель МК.....	98
3.3. Висновки до розділу 3 .....	103
РОЗДІЛ 4.	105
4.1. Джерела вторинного електроживлення, в яких основною вихідною характеристикою МК є повна петля гістерезису.....	105
4.1.1. Силовий інвертор на основі високочастотних магнітних ключів.....	105
4.1.2. Кероване джерело вторинного електроживлення з виходом на змінному струмі.....	109
4.2. Джерела вторинного електроживлення, в яких основною вихідною характеристикою МК є часткова петля гістерезису.....	116
4.3. Аналіз експериментальних результатів.....	124
4.4. Аналіз результатів комп'ютерного імітаційного моделювання.....	127
4. Висновки до розділу 4.....	130
ВИСНОВКИ.....	132

	21
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	134
ДОДАТКИ.....	151
Додаток А. Список публікацій Яськів А. В. за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	151
Додаток Б. Базові структурні схеми джерел вторинного електроживлення на ТК та МК.....	156
Додаток В. Інформаційний листок на дослідний зразок типу ОЛ 50*36*35.....	157
Додаток Г. Осцилограми, що демонструють залежність вихідної характеристики високочастотних магнітних ключів від частоти комутації.....	159
Додаток Д. Блок-схема алгоритму числення комп'ютерної моделі високочастотних магнітних ключів.....	160
Додаток Е. Лістинг програми реалізації алгоритму моделювання високочастотних МК в САПР MATHWORKS Matlab 2015R.....	162
Додаток Ж. Акти впроваджень.....	164

**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ**

АЦП	- аналогово-цифровий перетворювач
ДВЕЖ	- джерело вторинного електроживлення
ЕМЗ	- електромагнітна завада
е.р.с.	- електро-рушійна сила
ІСН	- імпульсний стабілізатор напруги
к.к.д.	- коефіцієнт корисної дії
МК	- магнітний ключ
САПР	- система автоматизованого проектування
ЦАП	- цифро-аналоговий перетворювач
ШИМ	- широтно-імпульсна модуляція
ШНМ	- штучна нейронна мережа
CAD	- Computer-Aided Design
$M$	- кількість розрядів регістру пам'яті
$Q$	- вага молодшого розряду коду
$T_d$	- період дискретизації
$\hat{U}_n^{ex}$	- послідовність двійкових кодів значень напруги після АЦП
$\hat{U}_n^{inx}$	- послідовність двійкових кодів значень напруги на вході ЦАП
$\alpha$	- коефіцієнт, що визначає частоту генерації пристрою
$\Theta$	- крок дискретизації сигналу
$\theta_b$	- початкова фаза коливань

## ВСТУП

### Актуальність теми

Для електроживлення радіоелектронних пристроїв широко використовують багатоканальні джерела вторинного електроживлення (ДВЕЖ) та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження, що повинні забезпечити високі надійність та коефіцієнт корисної дії, якість вихідних струмів та напруг, питому потужність. Застосування транзисторних ключів в складі таких ДВЕЖ вимагає складних схем керування і не дає можливості досягнути заданих характеристик. Тому для забезпечення вище зазначених характеристик ДВЕЖ при спрощенні їх схемотехнічних рішень використовують високочастотні магнітні ключі (МК) – радіоелектронні компоненти з нелінійними властивостями, що складаються з осердя з магнітом'якого матеріалу, обмотки навколо нього та розмагнічуючого діода. Комп'ютерне моделювання є важливим етапом розробки ДВЕЖ, що забезпечує автоматизацію підбору параметрів їх компонентів, чим скорочує час та знижує вартість розробки.

Комп'ютерне моделювання в системах автоматизованого проектування — САПР (CAD – computer-aided design) радіоелектронних кіл забезпечує автоматизацію процесу розробки ДВЕЖ. При математичному та комп'ютерному моделюванні для створення САПР радіоелектронних кіл, зокрема, багатоканальних джерел живлення та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження, існує проблема моделювання компонента з магнітним гістерезисом, а саме МК, для інтеграції його у бібліотеку моделей САПР. Останні не працюють з розрахунком магнітних полів і дозволяють здійснювати моделювання тільки дискретних електричних компонентів, що значно ускладнює проектування ДВЕЖ.

На сьогодні відомі САПР, які працюють з розрахунком магнітних полів (ELCUT, ANSYS Maxwell, MAFIA). Інтеграції моделей магнітного гістерезису Джілса–Атертона та Джона Чана в САПР (pSim та LTspice IV відповідно) стосуються радіоелектронних кіл з магнітними компонентами при лінійному включенні. Модель магнітного гістерезису Прайзаха та моделі магнітних

компонентів з використанням штучних нейронних мереж (Konieczny J., Dobrzanski L. A., Tomiczek B., Traska J.) характеризуються високою обчислювальною складністю, і потребують інтеграції в САПР радіоелектронних кіл. Відома інтеграція аналітичної моделі магнітного гістерезису магнітом'яких матеріалів (Nicolaidе А.) в САПР LabVIEW (Motoasca S., Scutaru G.), однак вона розроблена виключно для дослідження магнітного поля і не призначена для використання при проектуванні електричних кіл. Альтернативно використовують еквівалентні схеми заміщення МК, що складаються з дискретних електричних компонентів (Edry D., Ben-Yaakov S., Austrin L., Ribbenfjard D., Engdahl G.). Проте, складно оптимізувати їх параметри.

Виходячи з вище викладеного, актуальною є наукова задача розробки математичної моделі високочастотних магнітних ключів та її інтеграція в обчислювальне середовище для автоматизації проектування джерел вторинного електроживлення. Розв'язання цієї наукової задачі забезпечить скорочення тривалості розробки ДВЕЖ на основі МК з одночасним зниженням її складності та вартості, а також сприятиме розвитку нових схемотехнічних рішень в галузі проектування перетворювачів електроенергії на МК.

### **Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами**

Дисертаційне дослідження виконувалося відповідно до пріоритетних напрямів розвитку науки і техніки України (Наказ Міністерства освіти і науки України №1466 від 28.12.2018р. «Тематика наукових досліджень і науково-технічних (експериментальних) розробок Міністерства освіти і науки на 2019-2021 роки», пп. 29, 36, 37, 42), а також згідно з науковими темами ДІ 188-12 «Розробка математичного та програмного забезпечення інформаційних систем діагностики та аутентифікації людини за циклічними біомедичними сигналами», інвентарний номер держ. реєстрації 0112U002203, 2012 р.; ДІ 189-12 «Методи та математичні моделі високоякісного енергетичного забезпечення захищених комп'ютерних систем», інвентарний номер держ. реєстрації 0112U002204, 2012 р.; ДФК 195-12 «Високоєфективні джерела живлення з коректним коефіцієнтом



потужності», інвентарний номер держ. реєстрації 0112U005146, 2012 р; №464-18 «ДКР з розроблення та виготовлення ракетно-космічної техніки. Удосконалення наземного інформаційного комплексу. Модернізація пункту прийому інформації ППІ-1.7Д», інвентарний номер держ. реєстрації 0118U004721 (РК), 2018 р.

### **Мета і задачі дослідження**

*Метою дослідження є розробка математичної моделі високочастотних магнітних ключів та її інтеграція в обчислювальне середовище для автоматизації проектування джерел вторинного електроживлення.*

Досягнення цієї мети вимагає розв'язання таких задач:

- 1) провести аналітичний огляд існуючих математичних моделей магнітних радіоелектронних компонентів з нелінійними властивостями для дослідження можливості їх інтеграції в САПР радіоелектронних кіл;
- 2) розробити математичну модель вихідної характеристики високочастотного МК, придатну для інтеграції в САПР радіоелектронних кіл;
- 3) розробити комп'ютерну модель високочастотного МК;
- 4) інтегрувати комп'ютерну модель високочастотного МК в бібліотеку компонентів САПР радіоелектронних кіл;
- 5) провести експериментальний відбір та опрацювання сигналів струму та напруги МК та його комп'ютерне моделювання для верифікації математичної моделі вихідної характеристики МК.

*Об'єкт дослідження:* процеси перетворення параметрів електричної енергії високочастотними магнітними ключами джерел вторинного електроживлення.

*Предмет дослідження:* математичні моделі високочастотних магнітних ключів для отримання змоги інтеграції в системи автоматизованого проектування, що використовуються при розробці джерел електроживлення.

### **Методи дослідження**

Методи теорії електричних та магнітних кіл та методи апроксимації при розробці математичної моделі вихідної характеристики високочастотних

магнітних ключів. Методи комп'ютерного моделювання схем електричних кіл, методи теорії кіл і сигналів при розробці та інтеграції комп'ютерної моделі МК в САПР радіоелектронних кіл. Методи математичної статистики при обробці експериментальних даних для верифікації розробленої комп'ютерної моделі високочастотних МК.

Для програмної реалізації алгоритму моделювання високочастотних магнітних ключів використано пакет прикладних програм MATHEWORKS MATLAB 2015R.

### **Наукова новизна одержаних результатів**

1. Вперше представлено модель вихідної характеристики МК локальним методом фрагментами синусоїдальних функцій на основі розкладу сигналів сили струму та напруги на виході МК в тригонометричний ряд Фур'є, що дало можливість знизити обчислювальну складність реалізації одержаної моделі у порівнянні з іншими моделями.
2. Вперше для моделі вихідної характеристики МК, представленої фрагментами синусоїдальних функцій, запропоновано та обґрунтовано її реалізацію на базі цифрових елементів, що забезпечило інтеграцію математичної моделі у обчислювальні середовища.
3. Вперше на основі запропонованої математичної моделі вихідної характеристики МК розроблено і обґрунтовано комп'ютерну модель високочастотних МК, що дало можливість її інтегрувати у бібліотеку компонентів САПР.
4. Набуло подальшого розвитку середовище для комп'ютерного моделювання пристроїв на основі МК, в якому, на відміну від існуючого, інтегрована реалізація комп'ютерної моделі МК, що забезпечило автоматизацію процесів проектування ДВЕЖ.

### **Практичне значення одержаних результатів**

В роботі вирішено наукове завдання розробки математичної моделі високочастотних МК та її інтеграції в САПР радіоелектронних кіл за рахунок представлення математичної моделі вихідної характеристики МК фрагментами

синусоїдальних функцій та її комп'ютерної реалізації з допомогою цифрових технологій. Це забезпечило автоматизацію проектування ДВЕЖ на основі МК, що зменшило часову складність процесу їх розробки, а також сприяє розвитку нових схемотехнічних рішень і є актуальним та важливим, практично корисним результатом роботи.

Результати дисертаційних досліджень впроваджено в державному науково-технічному підприємстві «Техас-К» та в навчальному процесі кафедри радіотехнічних систем Тернопільського національного технічного університету імені І. Пулюя.

Акти впровадження наведено в Додатку Ж до дисертації.

### **Особистий внесок здобувача**

Основні наукові результати, що становлять суть дисертації, отримані здобувачем самостійно. У працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належить: у працях [1, 22] – виведення та обґрунтування математичної моделі високочастотних магнітних ключів для використання при проектуванні джерел вторинного електроживлення; у праці [2] – розробка та обґрунтування представлення моделі В-Н характеристики матеріалу осердя МК у вигляді апроксимації синусоїдальними функціями, розробка, обґрунтування та інтеграція комп'ютерної моделі МК у бібліотеку компонентів САПР; у працях [4, 24] – обґрунтування та дослідження використання МК у високочастотному силовому інверторі, що дало змогу сформулювати припущення, покладені в основу розробленої математичної моделі МК для застосування в системах автоматизованого проектування радіоелектронних кіл; у працях [5, 7, 25, 26] – обґрунтування використання МК при організації паралельної роботи ДВЕЖ та в ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження, що дозволило сформулювати припущення, покладені в основу розроблених математичної моделі В-Н характеристики осердя МК та математичної моделі МК; у праці [6] – обґрунтування застосування і дослідження роботи МК у поєднанні з синхронним випрямлячем; у працях [8, 13, 23] – дослідження роботи МК у стабілізаторі напруги з високим рівнем струму навантаження; у працях [9, 10,

14, 15] – обґрунтування нових схемотехнічних рішень ДВЕЖ, в яких основною вихідною характеристикою МК є часткова петля гістерезису; у працях [11, 12, 16, 17] - обґрунтування нових схемотехнічних рішень ДВЕЖ, в яких основною вихідною характеристикою МК є повна петля гістерезису.

Співавтори праць не заперечують персонального внеску здобувача.

### **Апробація результатів дисертації**

Основні положення та результати проведених у дисертаційній роботі досліджень доповідались та обговорювались на 11 міжнародних та 3 всеукраїнських конференціях, а саме на Міжнародній науково-практичній конференції «Наука і техніка: виклики стогодення», м.Київ, 2013 р.; Міжнародній науковій конференції “Baltic University Programme Ph.D. Students Conference Interdisciplinary – Multicultural - International” (м. Рогув, Польща, 2013 р.); Всеукраїнській науково-технічній конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування» (м. Тернопіль, 2013 р., 2015 р., 2017 р.); 10<sup>th</sup> International Conference ELEKTRO 2014 (м. Раєцке-Теплице, Словаччина, 2014 р.); Baku World Forum of Young Scientists 2014 (м. Баку, Азербайджан, 2014 р.); Міжнародній науково-технічній конференції «Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи» (м. Тернопіль, м. Яремче, 2015 р., 2018 р.); Baltic University Programme 4<sup>th</sup> Ph.D. Students Conference Interdisciplinary-Multicultural – International (м. Рогув, Польща, 2016р.); International Conference Advanced Computer Information Technologies (ACIT) (м. Чеське Будейовіце, Чехія, 2018 р., 2019 р.); XV- ій Міжнародній науково-технічній конференції, присвяченій 100-річчю Національної академії наук України. Проблеми сучасної електротехніки-2018, (м. Київ, 2018 р.); IV-ій Міжнародній науково-технічній конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки, приладобудування і комп’ютерних технологій», присвяченій 80-річчю з дня народження професора Я. І. Проця (м. Тернопіль, 2019р.).

В цілому робота доповідалася на наукових семінарах в Тернопільському національному технічному університеті імені Івана Пулюя (м. Тернопіль).

## **Публікації**

Основний зміст і результати дисертації опубліковані в 28 наукових працях, з них 1 стаття в міжнародному періодичному виданні, що входить в міжнародні наукометричні бази Scopus та Compendex, 4 статті у наукових фахових виданнях України в галузі технічних наук (4 з яких у виданнях, зареєстрованих в наукометричних базах даних з Міжнародним індексом цитування Google Scholar [2-5], Index Copernicus [2, 3], Crossref [5], OpenUkrainianCitationIndex [5]), 5 патентів України на корисну модель, 5 патентів України на винахід та 13 публікацій у матеріалах Міжнародних та Всеукраїнських наукових та науково-технічних конференцій, дві з яких зареєстровано в науко метричних базах з Міжнародним індексом цитування Scopus [6, 7] та Web of Science[7].

Праці [3, 18-21, 27, 28] опубліковано без співавторів.

## РОЗДІЛ 1

## ВИСОКОЧАСТОТНІ МАГНІТНІ КЛЮЧІ ТА ЇХ МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ

Проектування багатоканальних джерел живлення та джерел вторинного електроживлення (ДВЕЖ), які забезпечують водночас високі рівень струму навантаження, масо-габаритні показники, електромагнітну сумісність, надійність тощо, не є автоматизованим. Вище перелічених параметрів ДВЕЖ досягають завдяки використанню як комутаційних та регулюючих компонентів високочастотних магнітних підсилювачів (ВМП) на основі магнітом'яких аморфних сплавів з прямокутною петлею гістерезису – магнітних ключів (МК).

У розділі проведено аналітичний огляд літератури та визначено сучасний стан проблеми автоматизації розробки багатоканальних ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження на основі високочастотних МК. Обґрунтовано доцільність їх застосування у порівнянні з ДВЕЖ на транзисторних ключах (ТК) та описано специфіку їх функціонування. Виявлено, що системи автоматизованого проектування (САПР) радіоелектронних кіл працюють з моделями дискретних електричних компонентів і розрахунком виключно електричних параметрів. Тому існує проблема інтеграції моделі магнітного компонента з нелінійною вихідною характеристикою, а саме високочастотного МК, в САПР радіоелектронних кіл. Проаналізовано моделі високочастотних МК та їх вихідних характеристик на предмет можливості їх інтеграції в САПР радіоелектронних кіл.

1.1. Високочастотні магнітні ключі як комутаційні компоненти джерел вторинного електроживлення

Електроживлення багатьох радіоелектронних пристроїв забезпечується багатоканальними джерелами вторинного електроживлення (ДВЕЖ) та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження, що повинні володіти високими надійністю, коефіцієнтом корисної дії, якістю вихідних струмів та напруг, питомою потужністю [1, 2]. У ДВЕЖ комутаційну та регулюючу функції зазвичай виконують

напівпровідникові компоненти – транзисторні ключі (ТК). Забезпечення високоточного керування окремими вихідними каналами багатоканальних ДВЕЖ і функціонування ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження на ТК вимагають складних схем керування [3-6], додаткових схем захисту від стрибків напруги і короткого замикання [7], схем для покращення перехідних характеристик ТК (snubber circuits) [8, 9] та систем охолодження. Зростання кількості компонентів призводить до зменшення надійності та ккд, зростання масогабаритних показників та вартості ДВЕЖ, і не дозволяє досягнути поставлених характеристик. Тому в таких випадках як комутаційні компоненти використовують високочастотні (робоча частота 20-100кГц) магнітні підсилювачі (ВМП) на основі сучасних магнітом'яких матеріалів з прямокутною петлею гістерезису – магнітні ключі (МК) [10-19]. Ці радіоелектронні компоненти складаються з осердя з магнітом'якого матеріалу, обмотки навколо нього та розмагнічуючого діода.

МК є радіоелектронним компонентом з нелінійними властивостями і володіє вихідною характеристикою гістерезисного типу. В непровідному стані МК має високий активний опір та індуктивність (одиниці мкГн), тобто є фільтром високочастотних пульсацій. Зважаючи на магнітну природу МК, його вихідна характеристика є петлею магнітного гістерезису – В-Н характеристикою матеріалу осердя МК. Напруженість магнітного поля  $H$  відкладається вздовж осі  $x$ , а магнітна індукція  $B$  – вздовж осі  $y$ . Форма цієї характеристики залежить від того, на скільки швидко матеріал досягає стану насичення, тобто стану, коли подальше зростання напруженості магнітного поля  $H$  не призводить до зростання магнітної індукції  $B$  і вона залишається незмінною. Йому відповідає ділянка В-Н характеристики з нульовою крутизною. Тому кажуть, що матеріали, які швидко досягають стану насичення володіють прямокутною петлею гістерезису [14, 16, 17, 20, 21]. Коли магнітна індукція в осерді МК досягає рівня насичення, опір МК прямує до нуля, таким чином забезпечуючи протікання електричного струму.

Переключення МК визначається формою В-Н характеристики матеріалу його осердя, яка не є ідеально прямокутною. Тому його траєкторія є більш

плавною порівняно з ТК, і МК властиве м'яке включення, яке не супроводжується виникненням електромагнітної завади (ЕМЗ) [10, 22]. Тобто, високочастотний МК є одночасно силовим комутаційним елементом та елементом захисту ДВЕЖ від перевантаження по струму і напрузі.

Нижче коротко порівняно ДВЕЖ на напівпровідникових та магнітних комутаційних компонентах.

Структурна схема перетворювача напруги на ТК, який під'єднано до вторинної обмотки високочастотного силового трансформатора, представлена в додатку Б на рис. а) [17]. Вона складається з таких функціональних вузлів: вхідного випрямляча, вхідного та вихідного фільтрів, підсилювача напруги сигналу розузгодження, широтно-імпульсного модулятора (ШІМ), компаратора, джерела опорної напруги.

Існує багато схемотехнічних рішень ДВЕЖ на МК [23-29]. Базова структурна схема перетворювача напруги на МК приведена в додатку Б на рис. б) [17]. МК працює на природньо присутній в імпульсному ДВЕЖ високочастотній змінній напрузі, тому вхідний випрямляч є непотрібним. При цьому схема керування МК складається тільки з двох транзисторів, що працюють в лінійному режимі. Разом із схемою керування МК здійснює широтно-імпульсну модуляцію для регулювання параметрів електричної енергії в замкнених системах електроживлення [30]. Організація ШІМ стала можливою завдяки фундаментальній властивості матеріалу осердя МК запам'ятовувати рівень магнітної індукції при знятті прикладеної напруженості магнітного поля [17].

Зі зростанням частоти габарити обмоткових виробів, у т.ч. МК, зменшуються. Переключення МК визначається матеріалом і розміром його осердя та кількістю витків навколо нього, а не струмом навантаження. Тому достатньо струму керування у декілька міліампер [31]. Коефіцієнт підсилення по струму для МК – відношення робочого струму до струму керування, складає не менше 1000. Аналогічний параметр ТК, як правило, не перевищує 10. ККД магнітного ключа вищий, ніж транзисторного і може досягати 99%. Втрати в ДВЕЖ на МК є сумою енергії, що йде на керування МК, втрат в осерді МК та



його обмотці ( $P=I^2R$ ). У порівнянні з потужністю ДВЕЖ кожна з цих складових близька до нуля [31].

Питомі втрати на перемагнічення МК зменшуються із збільшенням струму навантаження. При його максимальному значенні втрати на МК зведені до мінімуму і визначаються тільки омичними втратами в обмотці. Максимальні втрати на МК є на холостому ході, коли перемагнічення проходить по повній петлі гістерезису. ДВЕЖ на МК здатні забезпечити високу якість вихідних параметрів при широкому діапазоні зміни опору навантаження [32] та мають хороші динамічні характеристики [33-36]. Дослідження показали, що при потужності 10 кВт на частоті 10 кГц втрати ДВЕЖ на біполярних транзисторах становлять близько 100 Вт, тоді як при таких самих умовах втрати в ДВЕЖ на МК становлять близько 25 Вт. На 80 кГц втрати ДВЕЖ на біполярних ТК сягають 355 Вт, тоді як на МК – близько 25 Вт [37].

Низькочастотна складова на виході ДВЕЖ відпрацьовується МК зразу ж у перший півперіод частоти комутації. Це дозволяє мінімізувати габарити вхідного фільтру ДВЕЖ.

До переваг МК слід також віднести високу надійність, великий термін служби, високу технологічність виготовлення, стійкість до впливу радіації, вібрацій і високих температур.

Виходячи з розглянутих відмінностей, очевидно, що ДВЕЖ на МК, у порівнянні з транзисторним варіантом, володіє більш високими питомою потужністю, ККД, кращими масо-габаритними показниками та показниками надійності. МК забезпечує досягнення вимог, поставлених до характеристик ДВЕЖ, при спрощенні їх схемотехнічних рішень. ДВЕЖ на основі МК застосовують в біомедичній та космічній інженерії, літакобудуванні, комп'ютерних та інформаційних технологіях, освітлювальних і транспортних системах, станціях мобільного зв'язку тощо [38-41].

МК є обмотковим виробом. МК знаходиться у провідному стані коли під впливом прикладеної до нього змінної напруги магнітна індукція його осердя сягає рівня насичення [20]:

$$U_s = 4fB_sNS, \quad (1.1)$$

де  $U_s$  – напруга насичення осердя МК,  $f$  – частота перемагнічування (робоча частота),  $B_s$  – індукція насичення,  $S$  – площа поперечного перерізу магнітного осердя МК,  $N$  – кількість витків навколо осердя.

Формування МК як РЕК здійснюється вручну шляхом підбору осердя з магнітом'якого матеріалу з врахуванням його площі поперечного перерізу та намотування потрібної кількості витків навколо нього. Перевірка правильності підбору конфігурації МК проводиться з допомогою його тестування на дослідному стенді чи дослідному зразку ДВЕЖ. У випадку невідповідності МК заданій специфікації ДВЕЖ його демонтують (випаюють) та формують заново – змінюють кількість витків або обирають осердя з іншими параметрами. Тоді знову проводять тестування МК. Така процедура є часозатратною.

Автоматизація розробки ДВЕЖ здійснюється з допомогою систем автоматизованого проектування — САПР (CAD – computer-aided design) радіоелектронних кіл [42-45]. При математичному та комп'ютерному моделюванні для створення САПР радіоелектронних кіл, зокрема, багатоканальних джерел живлення та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження, існує проблема моделювання компонента з магнітним гістерезисом, а саме МК, для інтеграції його у бібліотеку моделей САПР [46]. Переключення МК з непровідного стану в провідний і навпаки визначається В-Н характеристикою його осердя. Однак, САПР не працюють з розрахунком магнітних полів і дозволяють здійснювати моделювання тільки дискретних електричних компонентів, що значно ускладнює проектування ДВЕЖ.

## 1.2. Математичні моделі високочастотних магнітних ключів та магнітного гістерезису

### 1.2.1. Математичні моделі високочастотних магнітних ключів для систем автоматизованого проектування

При розробці ДВЕЖ важливу роль відіграє математичне та комп'ютерне імітаційне моделювання, зокрема симуляція їх роботи з допомогою САПР електричних кіл (наприклад, pSpice, PSim, Multisim, MATLAB Simulink, LabView тощо) [43-45, 47-50]. Однак, у бібліотеках таких прикладних програм відсутня модель МК. На сьогодні САПР (наприклад, ELCUT, ANSYS Maxwell, MAFIA) працюють з розрахунком магнітних полів [51-55]. Однак, математичні моделі, що застосовуються в цих програмних середовищах, відзначаються високою обчислювальною складністю. Зокрема, математична модель, що використовується в САПР ELCUT передбачає розрахунок магнітних потенціалів у кожній окремій точці досліджуваного магнітного поля. Рівняння Пуассона для визначення векторного магнітного потенціалу  $\bar{A} = A_z$  у лінійному магнітному полі представлено у формулі (1.2) [53]

$$\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu'} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu'} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -\mu_0 J_z, \quad (1.2)$$

де  $\mu'$  - магнітна проникність матеріалу осердя,  $\mu_0$  - магнітна проникність вакууму,

$J_z$  - вектор густини сили струму.

Обчислювальна складність алгоритму для розв'язку рівняння Пуассона другого порядку (1.1) відповідно до розрахунків [56] дорівнює  $N^2(4\log_2 N + 1)$ , де  $N$  – порядок арифметичних операцій.

Вихідні дані такої моделі представлені у вигляді ряду значень магнітних потенціалів, розподілених всередині досліджуваного об'єму [53, 57]. Недоліком інтеграції цієї математичної моделі в САПР перетворювачів електроенергії є її висока обчислювальна складність [53, 56-59] та необхідність обробки вихідних даних з метою підвищення їх інформативності для інженера-розробника ДВЕЖ.

Альтернативним підходом до комп'ютерного імітаційного моделювання високочастотного МК, що не потребує додаткової інтеграції математичної моделі магнітного гістерезису в САПР перетворювачів електроенергії, є

використання еквівалентних схем заміщення [35, 60-64]. Еквівалентна схема заміщення, описана у [62] моделює нелінійні феромагнітні осердя і придатна для моделювання МК на низьких і середніх частотах (одиниці-сотні Гц), однак у ДВЕЖ маємо справу з високими частотами (десятки-сотні кГц). Еквівалентні схеми заміщення моделюють МК з допомогою дискретних електричних компонентів. Їх номінальні параметри необхідно переналаштовувати при кожній зміні параметрів перетворювача електроенергії, що є трудомістким та часозатратним завданням.

Оскільки функціонування МК як комутаційного та регулюючого компонента ДВЕЖ забезпечується завдяки перемагніченню його осердя, то проведено аналіз моделей гістерезису матеріалу осердя МК. Вони відображають нелінійну залежність у часі між вектором напруженості магнітного поля  $H(t)$  та вектором магнітної індукції  $B(t)$ .

### 1.2.2. Математична модель магнітного гістерезису Прайзаха

Оскільки магнітний гістерезис має складну фізичну природу, то поширеними є його емпіричні математичні моделі. Одними з найбільш часто застосовуваних є модель Прайзаха [65] та похідні від неї моделі.

Модель гістерезису Прайзаха – математична модель магнітного гістерезису, що використовує функцію розподілу нескінченної кількості “елементарних магнітних доменів” (гістеронів) з прямокутною петлею гістерезису (рис. 1.1) [65-69].

Якщо гістерон перебуває в ненасиченому стані ( $B = -1$ ), і напруженість магнітного поля  $H$  зростає й досягає значення рівного чи більшого за  $H=h_a=a$ , то гістерон переходить у стан насичення ( $B = +1$ ). При зменшенні напруженості магнітного поля до  $H=h_b=b$ , ( $b<a$ ), або нижче, гістерон повертається у ненасичений стан:

$$B(H) = \begin{cases} 1, H \geq a \\ -1, H \leq b \\ k, b < H < a \end{cases}, \quad (1.3)$$

де  $k=1$ , якщо останнє значення  $H$ , що не входило у проміжок  $b < H < a$ , належало множині  $H \geq a$ ;  $k=-1$ , якщо останнє значення  $H$ , що не входило у проміжок  $b < H < a$ , належало множині  $H \leq b$ .

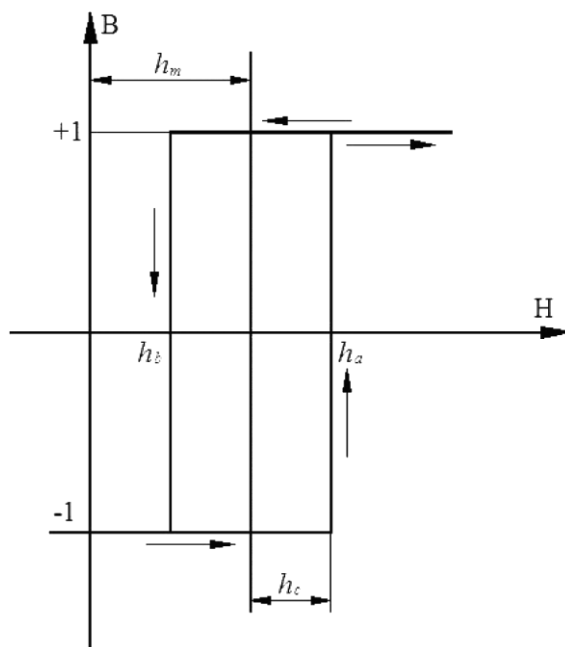


Рис. 1.1. Петля магнітного гістерезису гістерона в моделі Прайзаха [65]

Кожен гістерон є точкою на площині Прайзаха  $(a, b)$ . Статистичний розподіл гістеронів на площині Прайзаха в залежності від величини змінних  $a$  та  $b$  називається розподілом Прайзаха  $p(a,b)$ , а намагніченість є інтегралом від функції розподілу гістеронів. Магнітна індукція модельованого матеріалу обчислюється за формулою [66]

$$B = \iint p(a,b) \cdot \text{sign}[m(a,b)] da db , \quad (1.4)$$

де  $m(a,b)$  - коефіцієнт, зміна знаку якого відбувається узгоджено зі зміною напруженості магнітного поля.

Математичний опис моделі Прайзаха значно полегшується з допомогою її геометричної інтерпретації, яка детально описана в книзі «Математичні моделі гістерезису та їх застосування» Айзека Майєргойца [66]. Автор розглядає

модель Прайзаха не лише як засіб для моделювання магнітного гістерезису, а як засіб моделювання явища гістерезису будь-якої природи. Тому використовуються наступні відповідники вище наведеним умовним позначенням:

$u(t) \cong h(t)$  – вхідний параметр,

$\gamma(\alpha, \beta) \cong m(a, b)$  - елементарний оператор гістерезису Прайзаха,

$\alpha \cong a$ ,  $\beta \cong b$  – межі переходу елементарного оператора відповідно в додатний та від’ємний стан,

$\mu(\alpha, \beta) \cong p(a, b)$  – вагова функція Прайзаха.

Елементарний оператор гістерезису Прайзаха набуває додатного значення при  $u(t) \geq \alpha$ ,  $\gamma_{\alpha, \beta} u(t) = +1$ , та від’ємного значення при  $u(t) \leq \beta$ ,  $\gamma_{\alpha, \beta} u(t) = -1$ .

Тоді модель Прайзаха можна записати наступним чином [66]:

$$f(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha, \beta} u(t) d\alpha d\beta . \quad (1.5)$$

В основу геометричної інтерпретації покладено відповідність між операторами  $\gamma(\alpha, \beta)$  та точками  $(\alpha, \beta)$  півплощини  $\alpha \geq \beta$ . Тобто кожна точка півплощини  $\alpha \geq \beta$  може бути визначена тільки одним оператором  $\gamma(\alpha, \beta)$ , при цьому значення вхідного параметра переходу оператора з від’ємного стану в додатний і навпаки є відповідно координатами точки  $\alpha$  та  $\beta$ .

Оскільки моделі Прайзаха можуть бути задані виключно математичними критеріями, вони можуть застосовуватися у випадках, коли фізика модельованих явищ є невідомою чи недостатньо зрозумілою. Тому моделі Прайзаха використовуються при моделюванні гістерезису для широкого кола явищ. Вибір сімейства базисних функцій інтерполяції цих моделей ґрунтується виключно на їх здатності точно відобразити дані, отримані під час експериментальних вимірювань, не враховуючи жодні фізичні властивості модельованого об’єкта. У зв’язку з цим, суттєвим недоліком емпіричних моделей є низька точність при оцінці поза межами експериментально

отриманих даних. Тому спостерігається тенденція до збільшення кількості експериментальних вимірювань. Однією із важливих функцій моделі є здатність точно передбачити реакцію матеріалу у ситуації, коли провести експериментальні вимірювання важко чи неможливо, однак на практиці неможливо калібрувати модель для всіх імовірних умов. У зв'язку із загальною математичною природою моделі Прайзаха існує низка її обмежень [66].

1. До систем, у яких моделі Прайзаха є некорельованими з фізичними принципами, важко застосувати відому фізику при ідентифікації параметрів чи оновленні моделі з метою врахування змінних умов навколишнього середовища, зокрема термодинамічних залежностей.
2. З допомогою класичної моделі Прайзаха неможливо розрахувати залежність гістерезису від частоти чи швидкості, оскільки модель ґрунтується на припущенні, що гістерезис від них не залежить. Модель є статичною, не враховує зміну параметрів з часом.
3. Класична модель Прайзаха не відображає оборотні складові гістерезису.
4. Для багатьох матеріалів характерна розімкненість внутрішньої петлі гістерезису у зв'язку з її неузгодженою поведінкою чи явищем релаксації, що не враховується класичною моделлю Прайзаха [66].

Вище перераховані обмеження стали причиною розвитку розширених формулювань моделі Прайзаха [68, 70-72]. Динамічні моделі гістерезису, запропоновані авторами Andrei і Stancu, ґрунтуються на застосуванні апроксимації по часу релаксації магнітного матеріалу до моделі Прайзаха [73]. Однак перелічені модифікації, як і сама модель гістерезису Прайзаха, характеризуються високою обчислювальною складністю і потребують великої кількості експериментальних даних. Це перешкоджає їх інтеграції в САПР радіоелектронних кіл для моделювання МК.

### 1.2.3. Математична модель магнітного гістерезису Джілса-Атертона

Математична модель магнітного гістерезису Джілса-Атертона [74] використовується безпосередньо в САПР електричних кіл, зокрема в пакеті

прикладних програм PSpice для комп'ютерного імітаційного моделювання магнітних компонентів, а саме осердь котушок індуктивності та трансформаторів [75]. Модель Джілса-Атертона заснована на врахуванні оборотного (безгістерезисного) та необоротного зміщення доменних меж [67, 74-79]. При дії магнітного поля на матеріал моменти окремих доменів починають повертатися, орієнтуючись вздовж силових ліній магнітного поля. При слабких полях цей поворот супроводжується пружним прогином доменної стінки, при сильних – зміщенням границь доменів (ефект сухого тертя). Прогин стінки є оборотним процесом, тобто при знятті зовнішнього магнітного поля домен повертається у вихідний стан, не змінюючи границь. При «сухому терті» після зняття зовнішнього магнітного поля залишається внутрішня намагніченість [79].

Згідно з моделлю, загальна намагніченість  $M$  є сумою оборотної ( $M_{rev}$ ) та необоротної ( $M_{irr}$ ) її складових, що задаються рівняннями [68, 74-82]:

$$M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr}) , \quad (1.6)$$

$$M_{irr} = M_{an} - \frac{k\delta}{\mu_0} \cdot \frac{dM_{irr}}{dH_e} , \quad (1.7)$$

де  $M_{an}$  – безгістерезисна намагніченість;  $k$  – характеризує затримку зміщення доменних меж;  $H_e$  – ефективне магнітне поле в середині матеріалу;  $c$  – коефіцієнт, що дорівнює відношенню початкової магнітної проникності  $\mu_i$  до безгістерезисної магнітної проникності  $\mu_{an}$  при  $H=0$ :

$$c = \frac{\mu_i}{\mu_{an}} . \quad (1.8)$$

Величина  $\delta$  набуває значення  $+1$  при  $M_{an} > M$  (ділянка I петлі гістерезису, рис. 1.2) та  $-1$  при  $\frac{dM}{dH} > 0$ ,  $M_{an} < M$  (ділянка III). При  $\frac{dM}{dH} = 0$ ,  $M = const$ ,  $\delta = 0$  (ділянки II та IV) [79].



Ефективне магнітне поле в середині матеріалу  $H_e$  обчислюється за формулою [74]

$$H_e = H + \alpha_w M_{an}, \quad (1.9)$$

де  $H$  – напруженість магнітного поля,  $\alpha_w$  – постійна Вейса.

Модель Джіlsa-Атертона можна представити у вигляді нелінійного диференціального рівняння [74]

$$\frac{dM}{dH} = \frac{1}{(1+c)} \cdot \frac{(M_{an} - M)}{\frac{k\delta}{\mu_0} - \alpha_w(M_{an} - M)} + \frac{c}{(1+c)} \cdot \frac{dM_{an}}{dH}, \quad (1.10)$$

де  $M$  – намагніченість.

Числові значення  $\alpha_w$ ,  $c$ ,  $k$  визначаються експериментально для кожного магнітного матеріалу [80, 85].

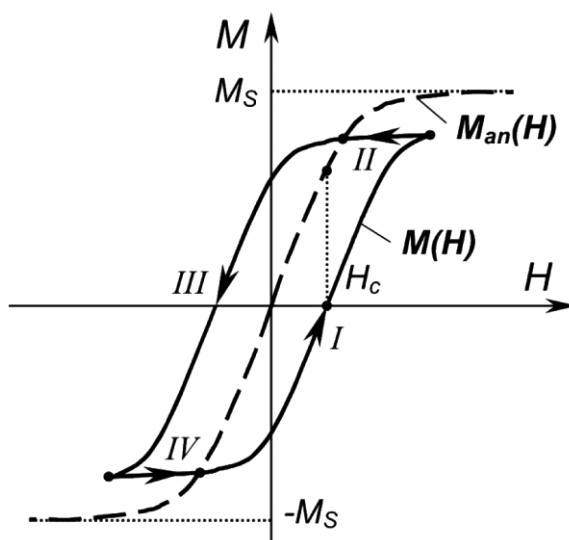


Рис. 1.2. Петля магнітного гістерезису за моделлю Джіlsa-Атертона [79]

Ідентифікація параметрів моделі Джіlsa-Атертона є окремою складною задачею [83, 84]. Безгістерезисна намагніченість визначається за кривою Ланджевіна [85, 86].

Безгістерезисну криву намагнічення можна визначити експериментальним шляхом, однак це дуже складно з технічної точки зору [85, 86]. Щоб виміряти безгістерезисну намагніченість при заданому постійному магнітному полі  $H$  зразок м'якого магнітного матеріалу слід намагнітити з розмагніченого стану до величини  $H$ , після чого провести розмагнічення під впливом змінного магнітного поля, орієнтованого полем  $H$ . Проблематичним є забезпечення точності чисельного інтегрування при вимірюванні густини магнітного потоку флюксометром під час розмагнічення матеріалу. Тому експериментально верифікувати модель безгістерезисного намагнічення можливо тільки для магнітних матеріалів з високим коефіцієнтом прямокутності петлі гістерезису (коли явищем гістерезису можна знехтувати). У [86] наведено експериментально отриману безгістерезисну криву намагнічення для аморфного сплаву з можливістю нанокристалізації. Йому властиве дуже низьке коерцитивне поле. Це дозволило знехтувати магнітним гістерезисом матеріалу, а петлю гістерезису зменшити до безгістерезисної кривої.

Модель Джілса-Атертона є статичною і не враховує частотні властивості магнітного матеріалу. Тому вона використовується тільки для моделювання матеріалів, петля магнітного гістерезису яких з частотою не змінюється, або її зміни є незначними, наприклад, для феритів. Дана модель широко застосовується для комп'ютерного моделювання магнітних осердь трансформаторів [87].

Криві намагнічення, або петлі гістерезису магнітних матеріалів, змінюються як функція частоти та форми сигналу прикладеного магнітного поля [88, 89]. Існують моделі гістерезису, що враховують ці динамічні явища, проте більшість з них ґрунтується на статичних моделях [90, 91].

Так динамічна модель гістерезису Джілса [76, 77] ґрунтується на статичній моделі Джілса-Атертона. В її основу покладено диференціальне рівняння другого порядку, що є рівнянням руху доменних стінок, яке усереднюється з метою опису поведінки всього модельованого матеріалу. В

результаті отримуємо диференціальне рівняння другого порядку, що описує намагніченість зсуву  $\Delta M = M(t) - M_0(H)$ , де  $M_0(H)$  є місцем розташування точок на кривій гістерезису при постійному струмі. Таким чином криві гістерезису, що відображають частотну залежність, складаються з кривої гістерезису при постійному струмі, що відображає намагніченість у стані рівноваги як функцію намагніченості зсуву, що підпорядковується рівнянню згасаючого гармонічного руху [76, 77, 92].

Математична модель гістерезису Джілса-Атертона розглядає гістерезис з точки зору процесів, що відбуваються в осерді на макрорівні. Її параметри можна розрахувати тільки наближено, а отримати вихідні дані для розрахунку складно з технічної точки зору. В зв'язку з цим розрахунок параметрів моделі є наближеним, що призводить до похибки моделювання. Модель є статичною і не враховує залежність втрат потужності на перемагнічення від частоти комутації. Відомі випадки моделювання осердь магнітних радіоелектронних компонентів в лінійному режимі роботи [87]. Однак висока обчислювальна складність та природа моделі Джілса-Атертона, пов'язана з розрахунком магнітних полів, стоять на заваді до її інтеграції в САПР радіоелектронних кіл для моделювання МК.

#### 1.2.4. Математична модель магнітного гістерезису Джона Чана

Модель Джона Чана [93] є значно простішою у реалізації в порівнянні з моделлю Джілса-Атертона. Вона описується меншою кількістю параметрів, при чому всі вони є довідниковими. Основна петля магнітного гістерезису складається з двох кривих: нижня крива відповідає зростаючій напруженості магнітного поля  $H$ , верхня – спадній напруженості магнітного поля [93, 94].

Верхня крива задається рівнянням [93]

$$B_+(H) = B_s \frac{(H + H_c)}{|H + H_c| + \left(\frac{B_s}{B_r} - 1\right)}, \quad (1.11)$$

де  $B_S$  - магнітна індукція насичення,

$B_r$  – залишкова магнітна індукція,

$H_c$  – коерцитивна сила.

Нижня крива задається рівнянням [93]

$$B'_-(H) = B_S \frac{(H - H_c)}{|H - H_c| + \left(\frac{B_S}{B_r} - 1\right)} . \quad (1.12)$$

Для моделі характерна інверсна симетрія [93, 94]

$$B'_+(H) = -B'_-(H) . \quad (1.13)$$

У даній моделі крива намагнічення задається середнім значенням верхньої та нижньої кривих основної петлі магнітного гістерезису [93, 94]:

$$B'_{mag}(H) = \frac{B'_+(H) + B'_-(H)}{2} . \quad (1.14)$$

У випадку, коли напруженість магнітного поля  $H$  періодично змінюється від  $-H_{max}$  до  $H_{max}$  та у зворотному напрямку тільки у кінцевих точках інтервалу, спостерігаються малі петлі гістерезису. Значення  $B'$  у крайніх точках позначено як  $-B_{max}$  та  $B_{max}$ . Точки  $(-H_{max}, -B_{max})$  та  $(H_{max}, B_{max})$  є екстремумами малої петлі гістерезису [93, 94].

У даній моделі нижня крива малої петлі магнітного гістерезису отримується шляхом перенесення нижньої кривої основної петлі магнітного гістерезису вертикально вгору на деяку величину  $B_d$ , де  $0 \leq B_d \leq B_r$ . Верхня крива малої петлі магнітного гістерезису отримується шляхом перенесення верхньої кривої основної петлі магнітного гістерезису вертикально вниз на ту саму величину  $B_d$ . Точки перетину верхньої та нижньої кривих малої петлі

гістерезису лежатимуть на кривій намагнічення  $B_{mag}(H)$ . Ці точки перетину є точками екстремуму малої петлі магнітного гістерезису [93, 94].

Рівняння малої петлі гістерезису при заданій величині  $B_d$  [93, 94]:

$$\text{верхня крива:} \quad B'(H) = B'_+(H) - B_d, \quad (1.15)$$

$$\text{нижня крива:} \quad B'(H) = B'_-(H) + B_d. \quad (1.16)$$

Як і модель Джілса-Атертона математична модель магнітного гістерезису Джона Чана не враховує частотні властивості матеріалу осердя. Вона дозволяє моделювання процесів перемагнічення тільки по симетричних петлях гістерезису. Оскільки намагнічуючі та розмагнічуючі імпульси МК в окремих випадках є різними за тривалістю [20] (а, отже петля гістерезису є частковою і асиметричною), модель не може застосовуватися для його моделювання.

#### 1.2.5. Математичні моделі магнітного гістерезису на основі штучних нейронних мереж

Існують векторні підходи при моделюванні явища гістерезису [94]. Перший з них передбачає розгляд фізичних процесів на мікроскопічному рівні (домени Вейса, стінки Блоха) та застосування багатомасштабних (мультимасштабних) технік для перенесення корисних даних з мікрорівня на макрорівень. Такий підхід є корисним при вивченні мікропроцесів у досліджуваному матеріалі, проте, у зв'язку з високими обчислювальними витратами, є непрактичним при моделюванні в інженерії. Другий підхід ґрунтується на оптимізації параметрів параметричних алгебраїчних моделей з допомогою штучних нейронних мереж таким чином, щоб вони співпадали з експериментально отриманими кривими гістерезису.

В електроніці штучні нейронні мережі (ШНМ) застосовуються для моделювання нелінійних процесів, прогнозування кодових послідовностей, розводки друкованих плат, керування процесами, машинного бачення, голосового синтезу [95-102].

Прогнозування є видом динамічного фільтрування, в якому минулі значення однієї чи кількох часових послідовностей використовуються для прогнозування майбутніх значень [95]. Для нелінійної фільтрації та прогнозування використовують динамічні штучні нейронні мережі, що дозволяють створення динамічних моделей фізичних систем. Ці динамічні моделі застосовуються для моделювання явища магнітного гістерезису. Вони також важливі при аналізі, комп'ютерному імітаційному моделюванні, спостереженні та керуванні різноманітними системами, зокрема виробничими системами, хімічними процесами, робототехнікою та аерокосмічними системами.

Штучна нейронна мережа є математичним засобом, що являє собою «чорний ящик» (“blackbox”) і може використовуватися для моделювання нелінійних динамічних зв'язків (переходів) вхід – вихід. Виходи  $y_l$  штучної нейронної мережі визначаються як зважені суми її входів  $u_i$ , [95]

$$y_l = \tilde{g} \left( \sum_{j=0}^N w_{ij}^{(2)} g \left( \sum_{i=0}^n w_{ij}^{(1)} u_i \right) \right), \quad l=0,1,\dots,m. \quad (1.17)$$

Ваги  $w_{ij}^{(k)}$  визначаються тренуванням ШНМ.

На початку побудови моделі процесу з допомогою ШНМ найважливішим є чітке визначення критеріїв, згідно з якими ця модель має бути оцінена. Ці критерії такі [95]: точність передбачення, швидкість навчання, час запізнення між представленням даних на вході і відповіддю на виході.

На якість вказаних критеріїв, впливають такі чинники як [95] поділ даних на навчальну (тренувальну) і контролюючу (тестову) підмножини (ШНМ не придатні до прогнозів/ передбачень поза областю даних, представлених у тренувальній множині); стандартизація та масштабування даних; визначення входів до мережі; аранжування архітектури мережі, зокрема вибір кількості ваг і способу надходження інформації до мережі шляхом вибору кількості нейронів

(кількості прихованих шарів) і прийняття рівня зв'язків; оптимізація ваг (тренування мережі), вибір способу навчання ШНМ тощо.

У [96] вхідний вектор нейронної мережі для одного просторового компонента  $H$  складається з п'яти змінних: попередньої пари  $(M, H)$ , теперішньої пари  $(M, H)$  та наступної величини  $H$ . Виходом мережі є наступна величина  $M$ . Дана модель є скалярною. Цій мережі властиві обмеження при моделюванні малих петель гістерезису.

У [97] описано багат шарову нейронну мережу з однонапрямленим надходженням інформації (feedforward neural network, FFNN), що є скалярною моделлю магнітного гістерезису і за точністю є такою ж як класична модель гістерезису Прайзаха. Виходом цієї ШНМ є величина магнітної індукції  $B_k$ , що визначається поточною напруженістю магнітного поля  $H_k$  та одним, збереженим в пам'яті, екстремумом напруженості магнітного поля  $H_k^{extr}$  у кожен момент часу  $k$  [97]:

$$B_k = B_k^{extr} + FFNN_{stat}(H_k^{extr}, FLAG_k, H_k), \quad (1.18)$$

де  $B_k^{extr}$  – рівень магнітної індукції при напруженості магнітного поля  $H_k^{extr}$ ,  $FLAG_k$  – змінна, що дорівнює 1 чи -1 і використовується для розрізнення первинної кривої намагнічення (за відсутності точок екстремуму в пам'яті) та кривої гістерезису,

$FFNN_{stat}$  – ШНМ, що повністю відтворює функцію Еверетта  $E_v(H_1, H_2)$  (двовимірна функція, що описує зміну величини магнітної індукції при зміні напруженості магнітного поля від  $H_1$  до  $H_2$ , де  $H_1$  та  $H_2$  є екстремумами та за умови, що жодні величини екстремумів не стерті з пам'яті).

Експериментально отримана тренувальна множина повинна охоплювати всі можливі величини вхідних параметрів мережі, оскільки ШНМ здатна точно здійснювати нелінійні інтерполяції, проте не придатна до екстраполяції.

За аналогією з класичною моделлю Прайзаха, дана нейронна мережа є статичною моделлю, тобто не враховується частотна залежність.

ШНМ відзначаються високою обчислювальною складністю і потребують великої кількості високоточних експериментально отриманих даних для забезпечення адекватності моделювання. З допомогою ШНМ можливо забезпечити точне відтворення вихідної характеристики МК для його конкретної конфігурації в окремому випадку. Однак, при зміні будь-яких параметрів МК необхідна розробка нової ШНМ. Тому інтеграція ШНМ в САПР радіоелектронних кіл з метою моделювання ДВЕЖ на МК є недоцільною.

#### 1.2.6. Математичні методи апроксимації при моделюванні В-Н характеристики

При наявності вибірки експериментально отриманих даних окрім штучних нейронних мереж для моделювання В-Н характеристики застосовують і інші методи апроксимації [103, 104]. Апроксимацією даних є заміна табличних даних формулою  $y=f(x)$ , яка коректно відображає зв'язок між  $x$  і  $y$ . Якщо при цьому графік функції  $y=f(x)$  проходить через усі точки множини  $A_i$ , така апроксимація називається інтерполяцією. Однак, інтерполяція не завжди є можливою, а у випадку слабо зв'язаних величин, або ж неточних даних, вона втрачає зміст. Тоді застосовують апроксимацію даних такою функцією (лінійною, квадратичною, логарифмічною), яка б у цілому вірно відображала характер залежності  $y=f(x)$ . Найбільш ефективним методом апроксимації табличних даних є метод найменших квадратів. У відповідності з цим методом функція  $f(x)$  вибирається таким чином, щоб сума квадратів відхилень апроксимаційної функції від експериментальних точок була мінімальною:

$$\sum_{i=1}^n (y_i - f(x_i))^2 \rightarrow \min$$

Побудова лінії графіка, тобто графічне вирівнювання даних, дозволяє виявити характер зв'язку між величинами  $X$  і  $Y$  (лінійний, квадратичний, логарифмічний, показниковий тощо). Тісноту зв'язку характеризує коефіцієнт кореляції  $r$ , який змінюється в межах  $-1 \leq r \leq 1$ . Якщо  $|r| \approx 1$ , то зв'язок є



функціональним (повним). Якщо  $|r| > 0,7$  - зв'язок вважається тісним, якщо  $|r| < 0,4$  - зв'язок вважається слабким.

Поліноміальна апроксимація застосовується при роботі з поперемінно зростаючими і спадними величинами. Її доцільно використовувати при аналізі великого набору даних нестабільної величини. Степінь полінома визначається кількістю екстремумів (максимумів і мінімумів) кривої [104]. Поліном другого степеня може описати лише один максимум або мінімум. Поліном третього степеня має один або два екстремуми, четвертого степеня – не більше трьох екстремумів. Поліноміальна апроксимація описується виразом [104]

$$y = a_0 + a_1x^1 + a_2x^2 + \dots + a_nx^n, \quad (1.19)$$

де  $a, a_1 - a_n$  – константи.

Математичні методи апроксимації дозволяють максимально наблизити модельовану В-Н характеристику магнітного матеріалу до експериментально отриманих даних. Однак, програмні алгоритми їх реалізації характеризуються високою часовою складністю, а в САПР електричних кіл відсутні засоби для їх реалізації. На практиці застосування таких алгоритмів для моделювання ДВЕЖ на МК унеможлиблюється потребою в великій кількості експериментально отриманих даних для всіх можливих конфігурацій МК при широкому діапазоні прикладених до нього струмів та напруг.

### 1.2.7. Аналітична модель магнітного гістерезису А. Ніколаїде

Аналітична модель магнітного гістерезису А. Ніколаїде, як і моделі на основі ШНМ, ґрунтується на апроксимації експериментально отриманих даних, однак потребує значно меншу їх кількість. Структура моделі представлена послідовністю арок кіл та відрізків прямих (рис. 1.3), що генеруються з врахуванням дев'яти вхідних параметрів [105]. При побудові моделі А. Ніколаїде враховується припущення, що петля гістерезису є симетричною і

достатньо змоделювати криву намагнічення. Крива розмагнічення буде аналогічною, зміщеною на ширину петлі гістерезису ( $2H_c$ ). На висхідній гілці петлі гістерезису виділяють 7 контрольних точок, таким чином утворюючи 6 інтервалів розбиття. Для кращої точності важливо правильно обрати положення точок 2 та 6 на В-Н характеристиці. Автори Motoasca S. Та Scutaru G. Розробили програму на базі САПР LabView, що позиціонує ці точки максимально близько до даних, отриманих експериментально [106].

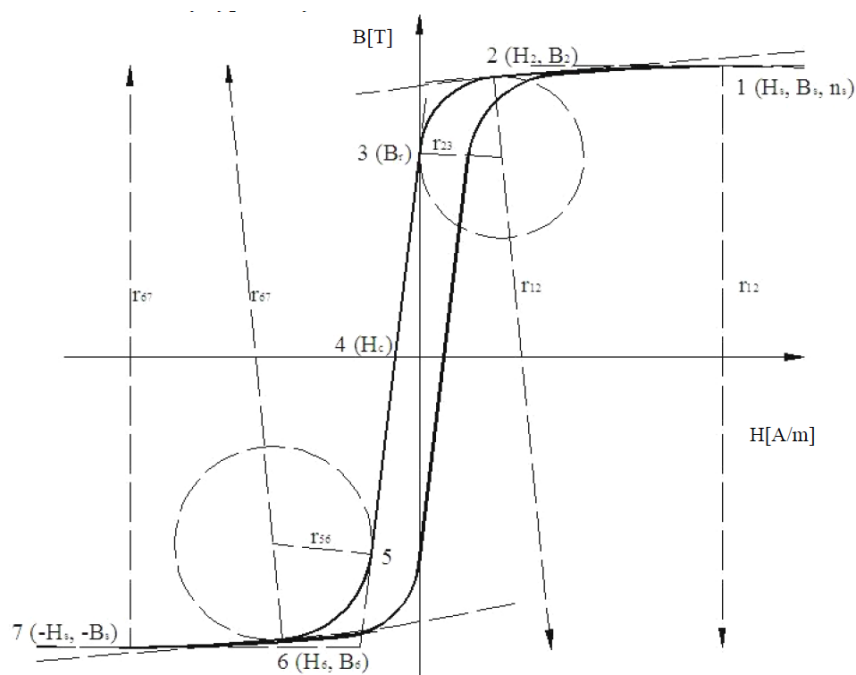


Рис. 1.3. Геометрична структура та параметри аналітичної моделі А. Ніколаїде [106]

Модель А. Ніколаїде характеризується низькою обчислювальною складністю. Однак, будучи статичною, вона не підходить для моделювання динамічних процесів переключення МК в САПР електричних кіл.

### 1.2.8. Ряди Вольтера при математичному моделюванні нелінійних електричних схем

При моделюванні електричних схем із незначною нелінійністю застосовують метод аналізу на основі рядів Вольтера [107-109]. Нелінійні

елементи схеми описуються шляхом розкладу в ряд Тейлора їх вольт-амперної чи кулон-вольтної характеристик [107]. Такий ряд є сумою складових 1, 2, 3...n-го порядків (n визначається рівнем точності моделювання, якого потрібно досягнути). Однак, важливо, щоб нелінійність модельованого об'єкту була малою, оскільки розв'язок рівнянь вище третього порядку є складним як з часової так і з обчислювальної точок зору. Хоча з допомогою рядів Вольтера можна з високою точністю змоделювати нелінійний компонент, висока обчислювальна складність такої моделі робить недоцільною її інтеграцію в САПР радіоелектронних кіл.

### 1.3. Вимоги до побудови математичної моделі високочастотного МК

Розглянуті математичні моделі магнітного гістерезису характеризуються високою обчислювальною складністю, є емпіричними і статичними, моделюють перехідні процеси в МК тільки для окремого конкретного випадку. Тому актуальним науковим завданням є розробка математичної моделі вихідної характеристики високочастотних МК та її інтеграція в САПР радіоелектронних кіл, що дасть змогу автоматизації проектування джерел вторинного електроживлення на МК.

Важливо забезпечити можливість комп'ютерного моделювання ДВЕЖ на МК в єдиному середовищі САПР електричних кіл без використання САПР для розрахунку магнітних полів. Тому розроблювана математична модель МК повинна відзначатися низькою обчислювальною складністю. Це зменшить складність її інтеграції в САПР електричних кіл.

Зважаючи на принцип роботи перетворювача постійної напруги на основі МК, до математичної моделі ВПМ ставляться наступні вимоги системного характеру [110]:

- повинна працювати в режимі ШІМ;
- повинна мати в частотній області функцію передачі таку саму, як і реальний ВМП, тобто без інерційний елемент з запізненням на півперіод частоти комутації;

- повинна враховувати частотну залежність втрат потужності при перемагніченні осердя МК від частоти комутації;
- жодним чином не повинні порушуватися режими роботи моделей інших компонентів схеми перетворювача напруги.

Важливо, щоб для реалізації математичної моделі високочастотних МК достатньо було довідникових даних – характеристик матеріалу осердя, які зазначені виробником в паспорті чи інформаційному листку матеріалу, та якомога меншої кількості експериментальних даних.

#### 1.4. Висновки до розділу

Розглянуто застосування високочастотних МК як комутаційних та регулюючих компонентів. Наведено основні результати аналітичного огляду літератури та визначено сучасний стан проблеми автоматизації розробки багатоканальних ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження на основі високочастотних МК, описано специфіку їх функціонування та застосування. Виявлено, що САПР радіоелектронних кіл працюють з моделями дискретних електричних компонентів і розрахунком виключно електричних параметрів. Виявлено проблему інтеграції моделі магнітного компонента з нелінійною вихідною характеристикою, а саме МК, в САПР радіоелектронних кіл. Відомі математичні моделі магнітного гістерезису характеризуються високою обчислювальною складністю, є емпіричними і статичними, моделюють перехідні процеси в МК тільки для окремого конкретного випадку. Виявлено потребу розробки математичної моделі високочастотних МК для її інтеграції в САПР радіоелектронних кіл та сформульовано вимоги до неї.

## РОЗДІЛ 2

### МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ КЛЮЧІВ

На підставі аналізу стану проблеми автоматизації проектування ДВЕЖ на основі МК, а саме розробки та інтеграції їх математичної моделі в САПР радіоелектронних кіл, досліджено можливість розробки математичної моделі вихідної характеристики МК, використовуючи цифрові технології.

Детально математично описано режими роботи МК як комутаційного компонента в ДВЕЖ. Висвітлено зв'язок між магнітними процесами, що відбуваються в МК при прикладеній до нього змінній напрузі, та його електричним станом: розімкнений (непровідний) чи замкнутий (провідний).

Розглянуто можливість представлення моделі вихідної характеристики високочастотних МК локальним методом фрагментами синусоїдальних функцій та запропоновано її реалізацію з допомогою цифрових технологій для подальшої інтеграції в САПР радіоелектронних кіл.

#### 2.1 Математичне моделювання комутаційних процесів високочастотних магнітних ключів

Високочастотний МК (ключ на основі ВМП) є дроселем насичення, що складається з осердя із магнітом'якого матеріалу з відносно прямокутною В-Н характеристикою (рис. 2.1) та обмотки навколо нього [10, 11, 19, 30, 111-113].

Робочий цикл МК складається з двох півперіодів: півперіоду керування та робочого [19, 30, 114]. Коли до МК прикладена від'ємна напруга (півперіод керування), його осердя розмагнічується від рівня індукції насичення  $B_s$  до якогось рівня індукції  $B_1$  (відповідає ділянці 1-2 на рис. 2.1;  $t_1 \dots t_2$  на рис. 2.2 [110]) у функції сигналу керування. В робочій точці 2 осердя МК знаходиться в ненасиченому стані. Тут, у зв'язку з високою магнітною проникністю осердя, індуктивність МК  $i$ , відповідно, його опір будуть настільки високими, що перешкоджатимуть протіканню електричного струму. При зміні полярності

вхідної напруги на додатну (робочий півперіод) перемагнічування керованого дроселя насичення почнеться із запам'ятованого рівня індукції  $B_1$ . Магнітний потік в осерді МК зростає, доки не досягне рівня насичення (ділянка 2-3, рис. 2.1,  $t_2 \dots t_3$  на рис. 2.2). МК знаходиться у непровідному стані. Чим сильнішим є прикладене поле, тим більше вольт-секунд (інтеграл напруги по часу) необхідно МК для досягнення насичення:

$$U = \frac{d\phi}{dt}, \quad (2.1)$$

де  $U$ - прикладена напруга,  $\phi$  - магнітний потік в осерді МК.

Коли магнітна індукція досягає рівня насичення (ділянка 3-4 на рис. 2.1), магнітна проникність осердя МК дуже низька, величина індуктивності настільки мала, що нею можна знехтувати, опір МК прямує до нуля. Це дозволяє високому струму протікати через обмотку МК (ділянка 4-1 на рис. 2.1;  $t_3 \dots t_4$  на рис. 2.2). На ділянці 4-1 МК знаходиться в провідному стані. Ширина петлі гістерезису (довжина ділянки 2-3) пропорційна втратам потужності при перемагніченні осердя МК.

На рисунку 2.2 представлено форми сигналів вхідної високочастотної напруги  $U_2$  (як правило, напруга вторинної обмотки трансформатора), напруги  $U_{TS}$  на магнітному ключі, сили струму  $i_n$  у навантаженні. Протягом часу  $T_{off}$  МК знаходиться в непровідному стані, протягом часу  $T_{on}$  МК проводить електричний струм.

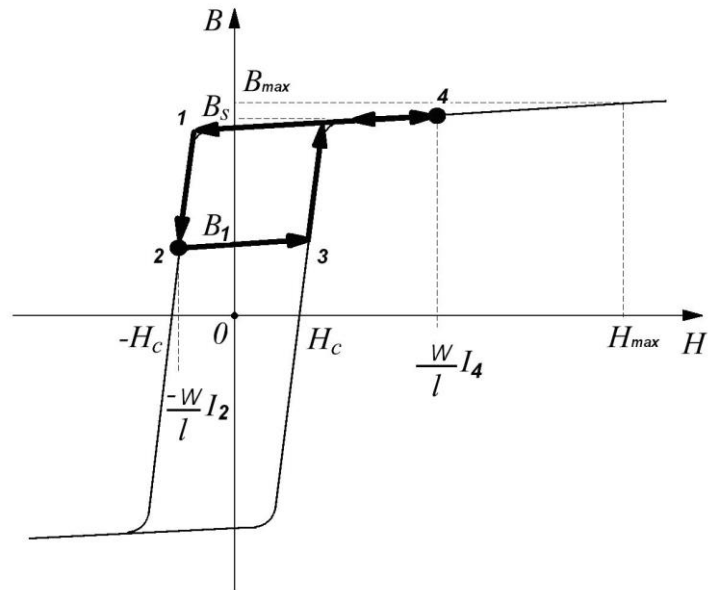


Рис. 2.1. В-Н характеристика (петля гістерезису) матеріалу осердя ВМП [112]

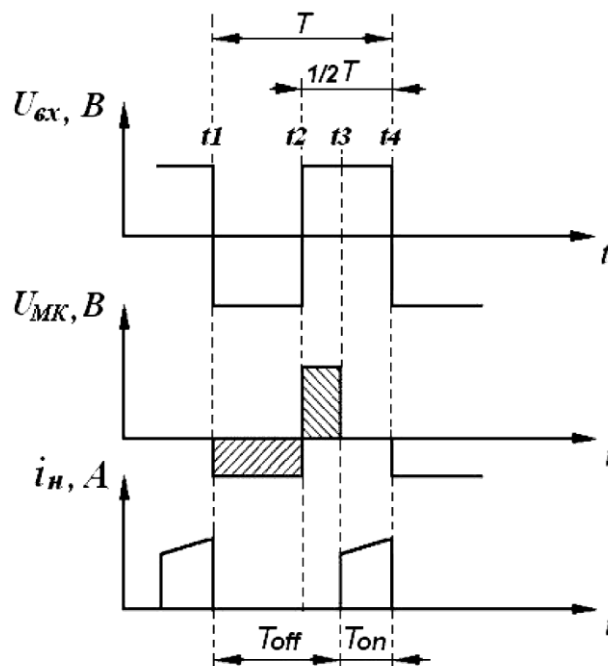


Рис. 2.2. Форми сигналів напруги  $U_2$  на вторинній обмотці трансформатора, напруги  $U_{МК}$  на магнітному ключі, сили струму  $i_n$  у навантаженні [112]

Якщо осердя перемагнічується неповністю, то перемагнічування відбувається по неповній, частковій петлі гістерезису. Якщо намагнічуючий та

розмагнічуючий імпульси відрізняються за величиною чи формою, то зміни  $B(H)$  по висхідній та низхідній гілках петлі гістерезису будуть неоднаковими, петля буде несиметричною [20]. Перемагнічення МК відбувається по часткових асиметричних петлях гістерезису. В такому випадку інформативною є динамічна крива розмагнічення осердя – це геометричне місце положення точок вершин неповних асиметричних динамічних петель гістерезису (рис. 2.3) [20].

Динамічна петля гістерезису ширша від статичної. Перемагнічування осердя МК гальмують магнітна в'язкість та вихрові струми. Магнітна в'язкість – запізнення в орієнтації доменів за напруженістю  $H$ . Вихрові струми самі створюють магнітне поле, яке, за законом магнітної індукції, зустрічне зовнішньому магнітному полю, і цим екранують внутрішні шари стрічки магнітопроводу від впливу зовнішнього поля. Вони тим менші, чим тоншою є товщина стрічки (пластини) магнітопроводу [20]. Нахил ДКР характеризується відносною диференційною магнітною проникністю  $\mu_{de}$ :

$$\operatorname{tg} \alpha = \mu_{de} = \frac{d(\Delta B)}{dH_y}, \quad (2.2)$$

де  $\alpha$  – кут нахилу ДКР,

$\Delta B$  - зміна магнітної індукції за від'ємний півперіод (розмагнічення),

$H_y$  - ширина динамічної петлі гістерезису, по якій відбувається розмагнічення.

ВМП, що використовується як магнітний ключ, може блокувати та затримувати прикладену напругу. Однак, ВМП не може перервати протікання електричного струму після того, як воно розпочалося. Тому ВМП використовують в імпульсних схемах разом з діодними випрямлячами, що блокують електричний стум при зміні полярності прикладеної напруги.



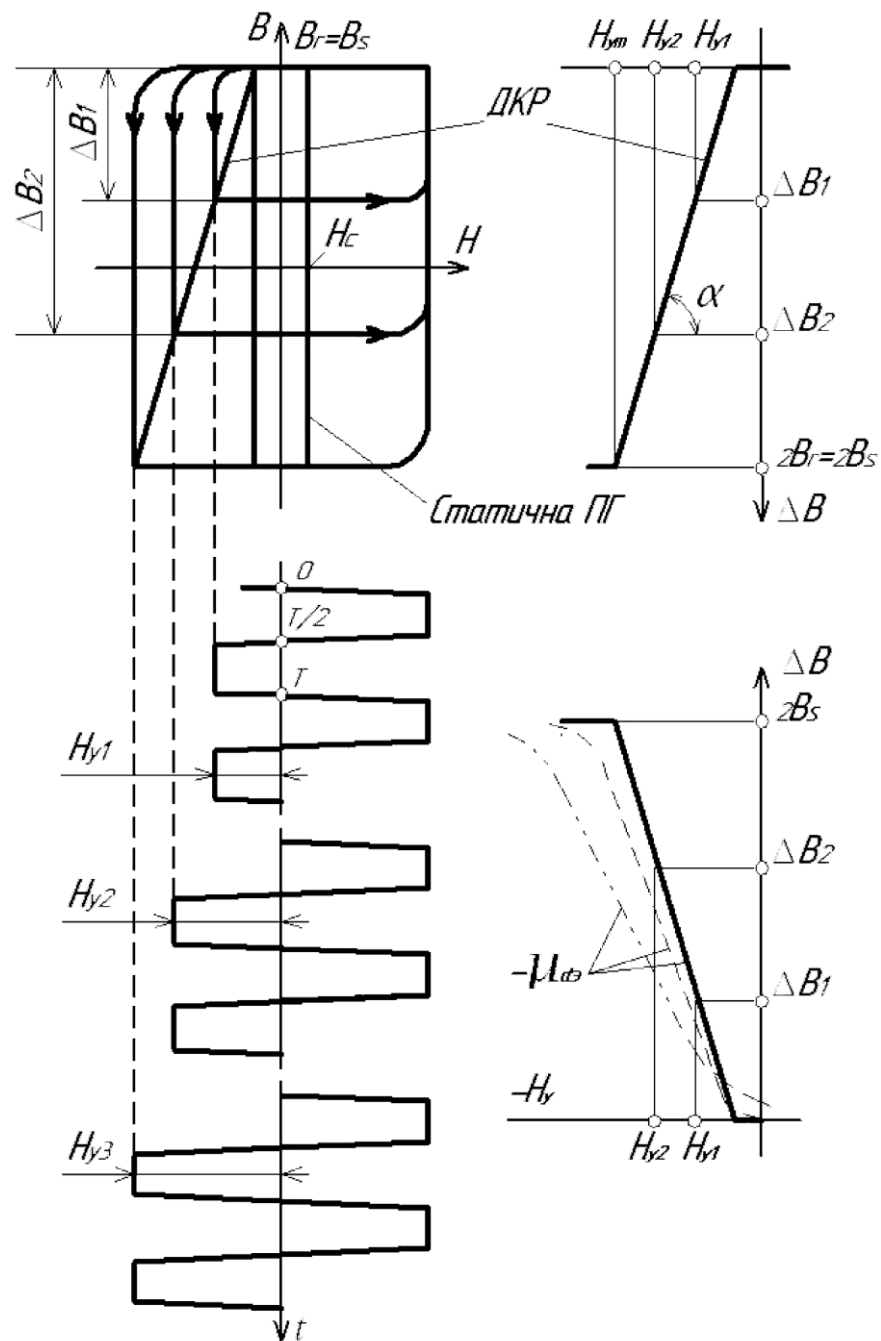


Рис. 2.3. Динамічна крива розмагнічення (ДКР) [20]

Базова функціональна схема стабілізатора напруги з МК зображена на рис. 2.4 [111].

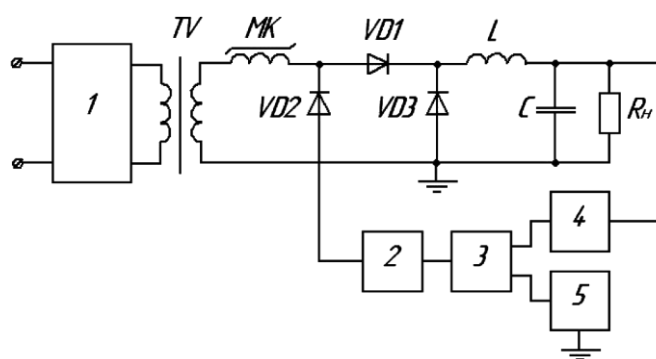


Рис. 2.4. Функціональна схема стабілізатора напруги на основі МК (1 – неконтрольований транзисторний інвертор; 2 – підсилювач постійного струму; 3 – компаратор; 4 – подільник вихідної напруги; 5 – опорна напруга)

Блоки 2, 3, 4 та 5 складають схему керування.

Є два робочих інтервали магнітного ключа.

Схема заміщення для робочого інтервалу  $t_1 \dots t_2$  зображена на рис. 5.

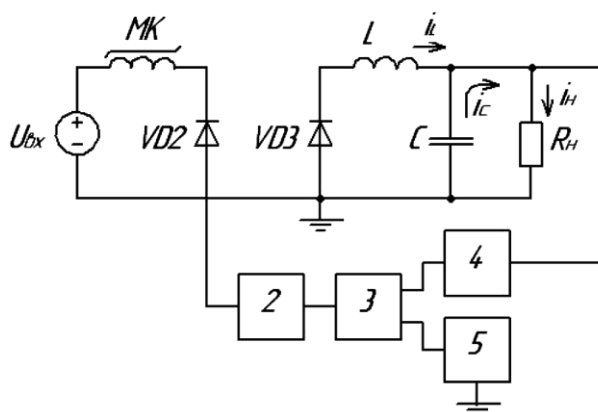


Рис. 2.5. Схема заміщення для робочого інтервалу  $t_1 \dots t_2$

Протягом часового інтервалу  $t_1 \dots t_2$  прикладена до МК напруга  $U_{вх}$  є від'ємною. Осердя МК розмагнічується від рівня індукції насичення  $B_s$  до якогоюсь рівня індукції  $B_1$ . Глибина розмагнічення  $\Delta B = B_s - B_1$  виначається вихідною напругою компаратора  $U_{комп}$ , що є результатом порівняння вихідної напруги стабілізатора з опорною напругою [114]:

$$U_{комп} = U_{вих} \cdot \beta - U_{опор}, \quad (2.3)$$

де  $U_{\text{комп}}$  - напруга на виході компаратора,

$U_{\text{вих}}$  - вихідна напруга стабілізатора напруги,

$\beta$  - коефіцієнт подільника напруги,

$U_{\text{опор}}$  - опорна напруга.

Зміна магнітної індукції в осерді МК визначається параметрами осердя та параметрами схеми керування [114]:

$$\frac{dB}{dt} = U_{\text{ex}} + U_{\text{вих}} - R_y I_y (U_{\text{комп}}), \quad (2.4)$$

$$\frac{dB}{dt} = r(B) \cdot (H_m - H_c(B)).$$

Тут  $R_y$  є еквівалентним опором схеми керування,

$I_y$  - сила струму у схемі керування,

$r(B)$  - опір перемагнічення, що є функцією магнітної індукції осердя МК,

$H_m$  - напруженість зовнішнього магнітного поля, під впливом якого відбувається перемагнічування,

$H_c(B)$  - напруженість магнітного поля, створена осердям МК (ширина петлі гістерезису при динамічній роботі).

Відповідно до першого закону Кірхгофа

$$i_n = i_L + i_C, \quad (2.5)$$

$i_n$  - вихідний струм стабілізатора напруги (струм навантаження),

$i_L$  - струм котушки індуктивності,

$i_C$  - струм конденсатора.

Відповідно до другого закону Кірхгофа

$$u_{\text{вих}} = u_L = u_C, \quad u_{\text{VD3}} = 0, \quad (2.6)$$

$u_L$  - напруга котушки індуктивності,

$u_C$  - напруга конденсатора,

$u_{\text{VD3}}$  - напруга, прикладена до діоду VD3.

Тоді

$$\begin{aligned} \frac{di_{\text{вих}}}{dt} &= \frac{di_L}{dt} + \frac{di_C}{dt}, \\ u_L &= L \cdot \frac{di_L}{dt}, \quad i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}, \\ \frac{di_n}{dt} &= \frac{u_{\text{вих}}}{L} + C \frac{d^2 u_{\text{вих}}}{dt^2}, \\ \frac{du_{\text{вих}}}{dt} &= R_n \cdot \frac{di_n}{dt}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Другий робочий інтервал починається в момент часу  $t_2$  зі зміною полярності вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$  з від'ємної на додатню та триває до моменту часу  $t_4$ , коли  $U_{\text{вх}}$  знову стає від'ємною. Його можна розділити на два субінтервали.

Протягом часу  $t_2 \dots t_3$  осердя МК перемагнічується від якогось рівня магнітної індукції  $B_1$  до індукції насичення  $B_s$ . Схема заміщення стабілізатора напруги для цього субінтервалу зображена на рисунку ба).  $U_{\text{вх}}$ , прикладена до МК

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{МК}} = 2NS\Delta B; \quad (2.8)$$

$$\frac{dB}{dt} = 0,$$

де  $N$  - кількість витків МК,

$S$  - площа поперечного перерізу осердя МК,

$\Delta B = B_s - B_1$  - зміна магнітної індукції в осерді.

Відповідно до першого закону Кірхгофа

$$i_n = i_L + i_C = i_m + i'_L + i_C, \quad (2.9)$$

Відповідно до другого закону Кірхгофа

$$u_{\text{вих}} = u_C, \quad (2.10)$$

Тоді вихідні струм та напругу стабілізатора протягом  $t_2 \dots t_3$  можна описати наступними рівняннями:

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{u_{\text{вих}}}{R_n} + C \frac{d^2 u_{\text{вих}}}{dt^2}, \quad (2.11)$$

$$\frac{du_{\text{вих}}}{dt} = R_n \cdot \frac{di_n}{dt}.$$

Субінтервал  $t_3 \dots t_4$  розпочинається, коли магнітна індукція досягає рівня насичення і через МК починає протікати електричний струм. Схема заміщення стабілізатора для робочого субінтервалу  $t_3 \dots t_4$  зображена на рисунку б б).

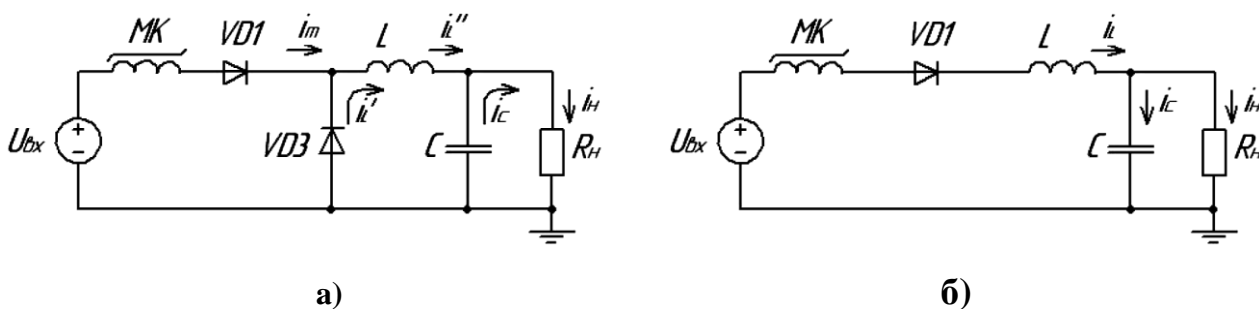


Рис. 2.6. Схеми заміщення стабілізатора напруги а) для робочого інтервалу  $t_2-t_3$ ; б) для робочого інтервалу  $t_3-t_4$

З законів Кірхгофа отримуємо наступні рівняння, що описують роботу стабілізатора:

$$i_n = i_L - i_C, \quad u_{\text{вих}} = u_C;$$

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{di_L}{dt} - C \frac{d^2 u_{\text{вих}}}{dt^2}.$$
(2.12)

Коли МК знаходиться у провідному стані, загальна індуктивність стабілізатора зростає на величину індуктивності МК [114]:

$$L = L + L_{MK},$$
(2.13)

де  $L_{MK}$  є індуктивністю МК. Вона розраховується за формулою [114]:

$$L_{MS} = \frac{N^2(1 - k_r)U_1}{4fl(k_l - 1)H}.$$
(2.14)

Тут  $k_{II}$  - коефіцієнт прямокутності магнітного матеріалу осердя МК,

$k_I$  - коефіцієнт підсилення МК по струму,

$U_1$  - напруга на 1 виток.

$$k_{II} = \frac{B_r}{B_{\max}},$$
(2.15)

де [20]  $B_r$  - залишкова магнітна індукція,

$B_{\max}$  - максимальне значення магнітної індукції, зазвичай визначається при напруженості магнітного поля рівній  $5H_c$  або  $10H_c$ .

$$k_I = \frac{I_s}{I_{II}}$$
(2.16)

де [114]  $I_s$  – сила струму, що протікає через МК у стані насичення,  
 $I_n$  - сила струму перемагнічення МК.

Опір обмотки МК розраховується за формулою:

$$R_{Cu} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l \cdot N}{S'} , \quad (2.17)$$

де  $\rho_{Cu}$  – питомий опір міді,  $\rho_{Cu} = 1.75 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$  ,

$l$  – середня довжина одного витка,

$N$  – кількість витків,

$S'$  – площа поперечного перерізу дроту обмотки.

За законом повного струму [20]

$$I_s = \frac{H_c l}{N} , \quad (2.18)$$

де  $H_c$  – коерцитивна сила.

Відповідно до математичних виразів (1.1) та (2.18) опір високочастотного МК розраховується за законом Ома наступним чином:

$$R_{МК} = \frac{4fB_s N^2 S}{H_c l} , \quad (2.19)$$

де  $R_{МК}$  - опір високочастотного МК.

2.2 Наближена математична модель малого сигналу високочастотного магнітного ключа

Загальні математичні положення, що описують роботу високочастотного МК в часовій області, наведені в пункті 2.1, застосовуються при розробці

окремих ДВЕЖ на МК. Прикладом є проектування перетворювача напруги з коректором коефіцієнта потужності [112, 113].

У непровідному стані МК блокує імпульсну (змінну) напругу  $V_p$ , тоді як сила струму  $i$ , що протікає через МК, прямує до нуля і нею можна знехтувати. За законом Фарадея [112, 113]:

$$V_p = \frac{d\lambda}{dt} = \left( \frac{d\lambda}{di} \right) \frac{di}{dt}, \quad (2.20)$$

де  $\lambda$  - потокозчеплення (flux linkage).

В зв'язку з гістерезисом матеріалу осердя МК,  $\left( \frac{d\lambda}{di} \right)$  є нелінійною функцією. Однак, сучасні матеріали, рекомендовані для застосування в ролі осердь МК, мають вихідну характеристику з високим коефіцієнтом прямокутності (2.15). Ця властивість дозволяє визначити *середню* магнітну проникність  $\mu = \mu_0 \mu_r$  осердя МК вздовж вертикальної ділянки його В-Н характеристики, див. рисунок 2.1. Така лінеаризація вихідної характеристики МК є корисною для отримання простого наближеного результату моделювання для застосування при проектуванні ДВЕЖ. Враховуючи вище зроблене припущення, середня індуктивність МК у простій наближеній математичній моделі МК визначається як [112, 113]:

$$L_{SR} = \frac{\overline{d\lambda}}{di} = N_{ma}^2 \frac{\mu S}{l}, \quad (2.21)$$

де  $S$  - площа поперечного перерізу осердя МК;  $l$  - довжина магнітопроводу (осердя) МК;  $N$  - кількість витків навколо осердя МК.

Враховуючи (2.20) і застосовуючи (2.21), час  $\Delta t$ , протягом якого МК знаходиться в непровідному стані, можна розрахувати як [112, 113]:



$$\Delta t = L_{SR} \frac{\Delta I}{V_p} = L_{SR} \frac{I_{\max} + I_R}{V_p}, \quad (2.22)$$

де:

$$\Delta I = I_{\max} - (-I_R) \quad (2.23)$$

є зміною сили струму із значення в робочій точці 2 (рис. 2.1), що визначається від'ємним розмагнічуючим струмом  $(-I_R)$ , до максимальної (додатньої) сили струму  $I_{\max}$  на межі насичення осердя МК, і апроксимується наступним чином [112, 113]:

$$I_{\max} = \frac{H_{\max} l}{N} = \frac{B_{\max} l}{\mu N}. \quad (2.24)$$

Тут  $B_{\max}$  - максимальна магнітна індукція матеріалу осердя МК.

У двотактній схемі ДВЕЖ МК взаємодоповнюють один одного, відпрацьовуючи додатний і від'ємний півперіоди прикладеної до них напруги. Після досягнення насичення в момент часу  $\Delta t$ , МК залишається у провідному стані до кінця півперіоду  $\frac{1}{2}T_s$ . Таким чином час, протягом якого МК знаходиться у провідному стані, визначається як [112, 113]:

$$T_{on} = \frac{1}{2}T_s - \Delta t = \frac{1}{2}T_s - \frac{L_{SR}}{V_p} I_{\max} - \frac{L_{SR}}{V_p} I_R. \quad (2.25)$$

Тоді середня напруга на виході МК, що прикладена до вихідного фільтру двотактного ДВЕЖ становить [112, 113]:

$$V_{av} = \frac{2}{T_s} (V_p T_{on}) = V_p - 2f_s L_{SR} I_{\max} - 2f_s L_{SR} I_R = V_{av \max} - 2f_s L_{SR} I_R, \quad (2.26)$$

де  $f_s = \frac{1}{T_s}$  - ключова частота, і  $V_{av \max}$  - максимальна середня напруга, яка можлива при нульовому струмі розмагнічення [112, 113]:

$$V_{av \max} = V_p - f_s L_{SR} I_{\max} = V_p - 2f_s N_{ma} AB_{\max}. \quad (2.27)$$

Рівняння (2.26), (2.27) є простою апроксимованою (приблизною) математичною моделлю високочастотного МК (large signal model). Отримана модель МК схожа до виведеної у [60]. Однак, на даному етапі не враховано затримку МК на півперіод частоти комутації. Більш точні математичні моделі МК виведено у [35, 36], однак, у зв'язку з високою обчислювальною складністю, вони є не зручними для використання інженерами-розробниками [112, 113].

При проектуванні ДВЕЖ інколи застосовують метод моделювання малого сигналу (small signal modeling), що полягає у моделюванні нелінійних явищ лінійними [35, 36]. Модель контура керування МК зображена на рисунку 2.7. Тут  $H_{ma}(s)$  - середня функція передачі малого сигналу МК (MagAmp small signal transfer function),  $H_d(s)$  - функція передачі затримки МК,  $H_f(s)$  - функція передачі вихідного фільтру,  $V_{ref}$  - опорна напруга,  $\beta$  - зворотній зв'язок, the summer and the error amplifier transfer function,  $G_m(s)$  - функція передачі суматора та підсилювача сигналу похибки розузгодження. Отримаємо функцію передачі кола з високочастотним МК (MagAmp post-regulator loop-gain) у частотній області, див. рис. 2.7:

$$\begin{aligned} G_L(s) &= \beta G_m(s) H_{ma}(s) H_d(s) H_f(s) = \\ &= \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left( -\frac{1}{R_E} \right) \left( \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \right) (-2f_s L_{SR}) \left( \frac{1 - \frac{s}{4f_s}}{1 + \frac{s}{4f_s}} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \left( \frac{s}{\omega_n} \right) + \left( \frac{s}{\omega_n} \right)^2}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

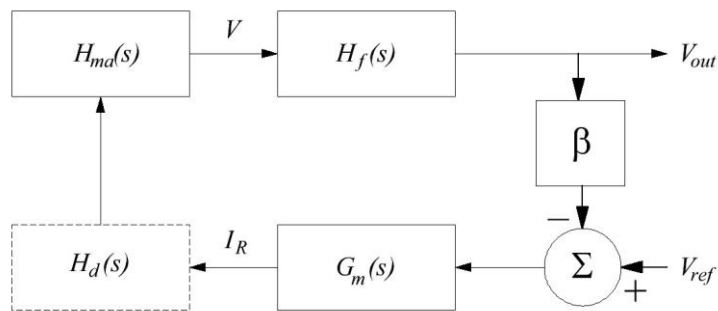


Рис. 2.7. Модель контуру керування МК [112, 113]

Такий підхід при моделюванні ДВЕЖ на високочастотних МК застосовано при проектуванні перетворювача постійної напруги з коректором коефіцієнта потужності [112, 113]. На його основі було розроблено еквівалентну схему заміщення МК і змодельовано її в САПР рSpice (рис. 2.8). Однак, така модель призначена для конкретного схемотехнічного рішення ДВЕЖ при визначених його параметрах. За умови зміни топології ДВЕЖ на МК необхідно виводити відповідну їй наближену математичну модель і згідно до неї розробляти еквівалентну схему заміщення МК. Такий підхід характеризується високою часовою складністю, однак дозволяє розрахувати конфігурацію МК для заданого ДВЕЖ.

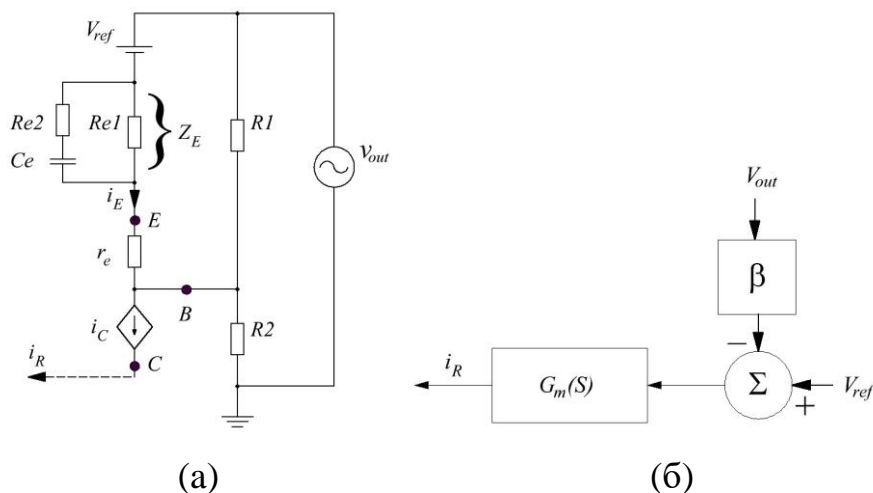


Рис. 2.8. Еквівалентна схема заміщення МК (а) та її модель малого сигналу (б) [112, 113].

Більш детальні результати проектування та експериментальних досліджень цього перетворювача напруги з коректором коефіцієнта потужності опубліковано в [112, 113].

### 2.3 Комп'ютерне моделювання магнітних ключів з допомогою інтегрованих в САПР моделей Джілса-Атертона та Джона Чана

Для комп'ютерного імітаційного моделювання магнітних компонентів, зокрема осердь котушок індуктивності та трансформаторів, безпосередньо в САПР використовують математичні моделі магнітного гістерезису Джілса-Атертона [74] та Джона Чана [94].

Проведено моделювання осердя для магнітного ключа з магнітом'якого аморфного сплаву 84КХСР, коефіцієнт прямокутності петлі гістерезису  $k_n=0,991$  [111]. Як вихідні дані використано результати вимірювань (рис. 3.а), 4 а)), надані у Сертифікаті № 781 від 01.04.2005 на дослідний зразок типу ОЛ 50\*36\*35 (див. Додаток В).

Експериментально виміряні значення напруженості магнітного поля  $H$  та магнітної індукції  $B$ , що використовувались при моделюванні петлі гістерезису осердя з матеріалу 84 КХСР, наведено в таблиці 2.1 [111]. У діалоговому вікні *PSpice Model Editor/Hysteresis Curve* одиниця вимірювання напруженості магнітного поля – Ерстед, а магнітної індукції – Гаус. Узгодження з одиницями вимірювання системи СІ здійснюється за наступними співвідношеннями: 1 Тл =

$$10000\text{Гс}, \quad 1\text{Е} = \frac{1000\text{ А}}{4\pi\text{ м}} .$$

Таблиця 2.1 - Експериментальні значення напруженості магнітного поля  $H$  та магнітної індукції  $B$  [111]

H, А/м	H, Е	B, Тл
0	0	0,5560
0	0	-0,5560
15,97	0,200685	0

-15,97	-0,200685	0
20,2	0,253840	0,5569
12,0	0.150796	-0,55190
-12,0	-0.150796	0,55190

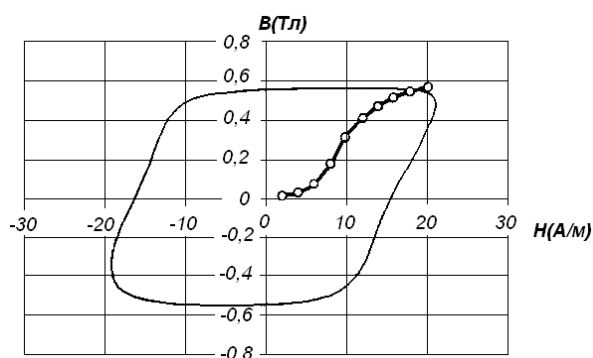
Перелік параметрів моделі Джілса-Атертона у середовищі PSpice наведено у таблиці 2.2 [111].

Таблиця 2.2 - Параметри моделі Джілса-Атертона у середовищі PSpice [111]

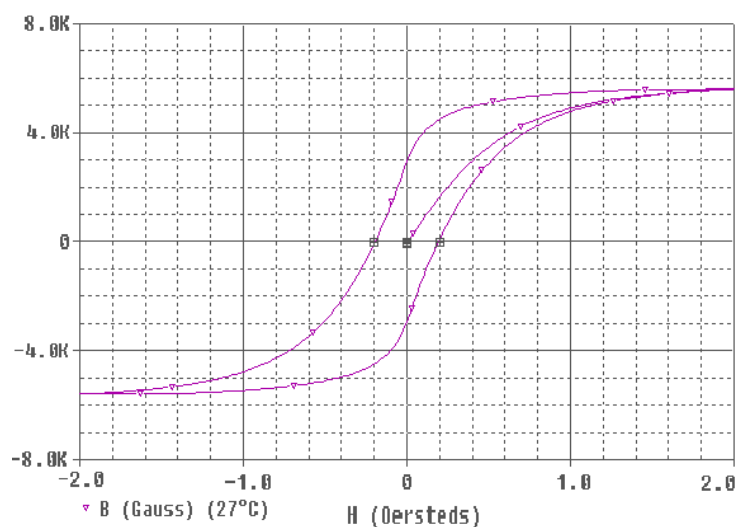
Параметр	Смислове значення	Розмірність	Значення за замовчуванням	Розраховані значення
LEVEL	Рівень моделі	-	2	
GAP	Ширина повітряного зазору	см	0	0
MS	Намагніченість насичення $M_s$	A/м	1000000	480000
A	Параметр теплової енергії, характеризує форму безгістерезисної кривої намагнічення	A/м	1000	9.903
C	Параметр пружного зміщення доменних меж	-	0.2	0.1936
K	Параметр анізотропії доменів, характеризує затримку зміщення доменних меж	A/м	500	25
AREA	Середня площа поперечного перерізу осердя	см <sup>2</sup>	0.1	1.9317
PATH	Середня довжина магнітної силової лінії	см	1	13.446
PACK	Коефіцієнт заповнення осердя	-	1	1

Середовище PSpice/ PSpice Model Editor дозволяє автоматично визначати параметри  $M_s$ , A, C, K моделі за експериментально вимірними значеннями напруженості магнітного поля  $H$  та відповідними їм значеннями магнітної

індукції  $B$  і початковою магнітною проникністю  $\mu_i$ . Однак, за наявності тільки семи експериментальних точок результат моделювання статичної петлі гістерезису був незадовільним [111]. Тому було проведено розрахунок параметрів моделі аналогічно до наведеного у [80]. Оскільки відносна похибка моделювання все ще становила 18%, то було збільшено  $K$  до 25 А/м, чим досягнуто більшої відповідності моделі експериментальним точкам та зменшено відносну похибку до 2%. Кінцевий результат моделювання петлі гістерезису осердя з матеріалу 84 КХСР представлено на рис. 2.9 б) [111].



а)



б)

Рисунок 2.9. Петля гістерезису осердя ДН з матеріалу 84 КХСР: а) отримана експериментально (додаток В); б) отримана за моделлю Джілса – Аерттона в середовищі PSpice [111]

З допомогою команди PSpice Model Editor/File/Create Capture Parts на основі змодельованої В-Н характеристики створюється компонент для

комп'ютерного імітаційного моделювання осердя як складової ДН [109]. Однак, створений компонент не дозволив адекватно змодельовати нелінійні властивості осердя при його включенні у схему досліджуваного електричного кола не тільки в ключовому, а й у лінійному режимах роботи.

Математична модель гістерезису Джілса-Атертона характеризується значною обчислювальною складністю. Її параметри можна розрахувати тільки наближено, а отримати вихідні дані для розрахунку складно з технічної точки зору. В зв'язку з цим розрахунок параметрів моделі є наближеним, що призводить до похибки моделювання. Модель є статичною і не враховує залежність втрат потужності на перемагнічення від частоти комутації [111].

Модель Джона Чана є значно простішою у реалізації в порівнянні з моделлю Джілса-Атертона. Вона описується меншою кількістю параметрів, при чому всі вони є довідниковими. Перелік параметрів моделі Джона Чана у середовищі LTspice IV наведено в таблиці 2.3 [111].

Таблиця 2.3 - Параметри моделі Джона Чана у середовищі LTspice IV [111]

Параметр	Смислове значення	Одиниці вимірювання	Значення параметрів для модельованого осердя
$H_c$	Коерцитивна сила	A*виток/м	15,97
$B_r$	Залишкова магнітна індукція	Тл	0,5519
$B_s$	Магнітна індукція насичення	Тл	0,5569
$L_m$	Довжина магнітної лінії (не включаючи ширину повітряного зазору)	м	0,13446
$L_g$	Ширина повітряного зазору	м	0
$A$	Площа поперечного перерізу осердя	м <sup>2</sup>	$1,9317 \cdot 10^{-4}$
$N$	Кількість витків	-	1

Змодельовані форми сигналів сили струму та напруги на МК в стані насичення приведено на рис. 2.10 б). При лінійному включенні МК (як котушка індуктивності з магнітним осердям) для стану насичення відносна похибка при

моделюванні сигналу напруги становить 5%, струму – 7,3% [111]. Однак ця комп'ютерна модель не придатна для моделювання ключового режиму роботи МК.

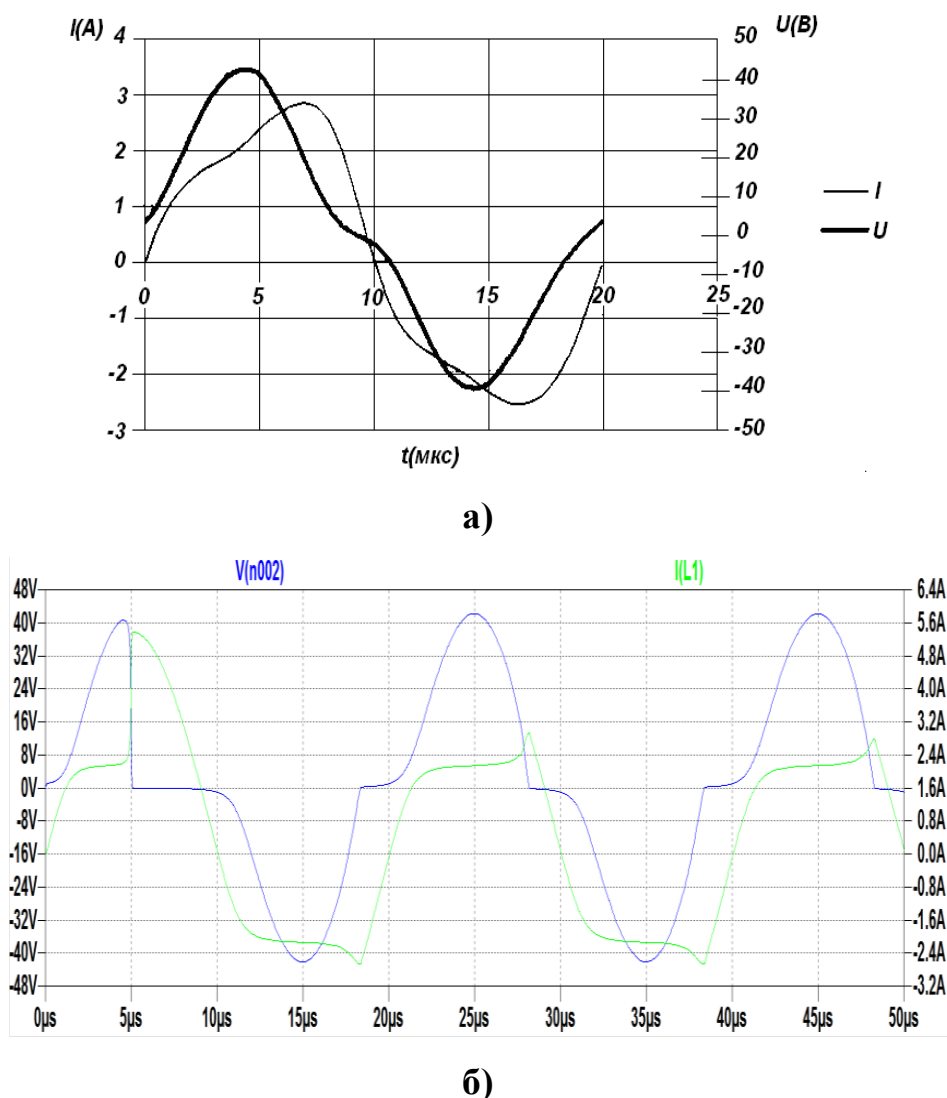


Рисунок 2.10. Форми сигналів струму та напруги на ДН: а) отримані експериментально (додаток В); б) отримані, використовуючи модель Джона Чана в середовищі LTspice IV [111]

Як і модель Джілла-Атертона, математична модель магнітного гістерезису Джона Чана не враховує частотні властивості матеріалу осердя. Вона моделює процеси перемагнічення тільки по симетричних петлях гістерезису. Оскільки намагнічуючі та розмагнічуючі імпульси МК часто є різними за тривалістю (а, отже, петля гістерезису є частковою і асиметричною), модель не може застосовуватися для його моделювання [111].



Оскільки інтегровані в САПР математичні моделі магнітного гістерезису не дозволяють адекватно змоделювати процеси перемагнічення МК, доцільно дослідити можливість розробки його нової моделі.

#### 2.4 Комп'ютерна модель вихідної характеристики МК

Як зазначено у першому розділі, відомі на сьогодні моделі магнітних ключів та магнітного гістерезису не придатні для безпосереднього застосування в САПР електричних кіл. Їх інтеграція є недоцільною у зв'язку з високою обчислювальною складністю моделей, їх статичною емпіричною природою.

Потреба в інтеграції зникає за умови моделювання МК наявними у бібліотеках САПР моделями радіоелектронних компонентів. Однак, відомі еквівалентні схеми заміщення на дискретних аналогових компонентах моделюють тільки окремі випадки застосування МК (див. пункт 1.2.1). Вони вимагають перерахунку параметрів їх компонентів при зміні будь-якого з параметрів електричної схеми ДВЕЖ.

Відомо, що бібліотеки всіх САПР електричних кіл мають набір моделей стандартних цифрових радіоелектронних компонентів, таких як АЦП, ЦАП, генератори та фільтри сигналів, тригери, мікроконтролери тощо. Для вирішення проблеми інтеграції моделі компонента з магнітним гістерезисом в САПР електричних кіл запропоновано нову модель магнітного ключа, що ґрунтується на функції, яку можна генерувати шляхом використання цифрових технологій. Пропонується з їх допомогою реалізувати модель В-Н характеристики матеріалу осердя МК.

Перш за все, необхідно обрати функцію, з допомогою якої можна апроксимувати В-Н характеристику матеріалу осердя МК і яку можна генерувати шляхом використання цифрових технологій. В основу структур моделей магнітного гістерезису Джілса-Атертона та Джона Чана покладено функцію сигмоїди, що є системою другого порядку. Її коефіцієнти задаються у вигляді змінних, що залежать від параметрів, які описують фізичну природу процесів перемагнічення. Однак, в стандартних бібліотеках компонентів САПР

електричних кіл відсутні генератори сигмоїдальних сигналів. Порівняно невеликою кількістю експериментальних даних, необхідних для реалізації, та низькою обчислювальною складністю відзначається аналітична модель гістерезису магнітом'яких матеріалів А. Ніколаїде [105, 106]. Її структура є сукупністю дуг кіл та фрагментів прямих, що використовуються для апроксимації гістерезисного циклу модельованого матеріалу. Однак, ця модель потребує удосконалення для моделювання динамічних процесів перемагнічення МК в САПР електричних кіл.

Класичні методи апроксимації не розглядаються в зв'язку з їх високою обчислювальною складністю та відсутністю алгоритмів їх реалізації в САПР електричних кіл (див. розділ 1).

Аналогічно, моделювання електричних схем із незначною нелінійністю на основі рядів Вольтера супроводжується високою обчислювальною складністю, що робить недоцільною інтеграцію такої моделі в САПР радіоелектронних кіл.

Вихідна характеристика МК є функцією кратною  $2\pi$ . Запропоновано для моделі вихідної характеристики МК представлення у вигляді розкладу сигналів сили струму і напруги на виході МК в тригонометричний ряд Фур'є. Базисною функцією такого розкладу є  $\sin$ , а ряд являє собою суму простих гармонічних сигналів – гармонік. Таким чином можна представити гістерезис струму та напруги на виході МК як суму синусоїд кратних частот та амплітуд. Запропоновано підхід до моделювання вихідної характеристики МК лекальним методом фрагментами синусоїдальних функцій. Точність моделювання підвищуватиметься зі зростанням кількості гармонік ряду Фур'є, що враховуються в такому представленні вихідної характеристики МК. Дослідження цього підходу до моделювання здійснимо на прикладі однієї складової ряду Фур'є, тобто для функції  $\sin$  однієї заданої частоти. Зважаючи на те, що функція  $\sin$  є базисною і ортогональною, моделювання з додаванням кількох гармонік ряду Фур'є здійснюватиметься аналогічно. Петлю гістерезису умовно розбито на чотири ділянки (рис. 2.10). Запропоновано ділянки 2-3 та 4-1

змодельовати фрагментами синусоїдальної функції, а ділянки 1-2 та 3-4 – відрізками прямих.

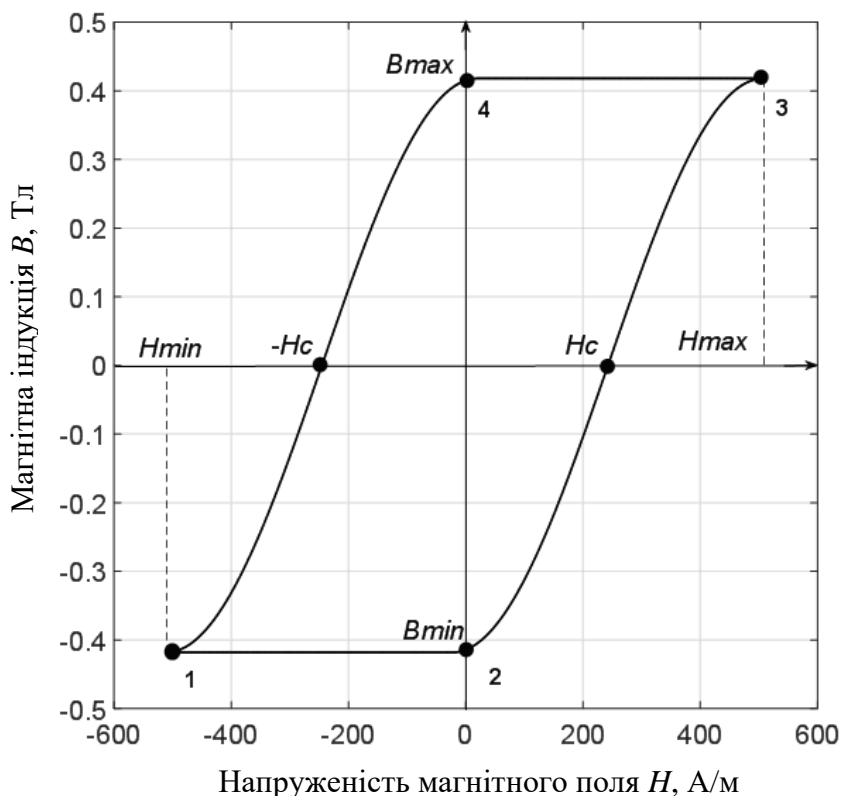


Рис. 2.10. В-Н характеристика матеріалу осердя МК. Тут ділянка 1-2-3 – висхідна гілка В-Н характеристики МК, що відповідає зростанню прикладеної до МК напруги, ділянка 3-4-1 – низхідна гілка В-Н характеристики МК, що відповідає спаданню прикладеної до МК напруги

У запропонованій математичній моделі зроблено наступні припущення:

- 1) висхідна та низхідна гілки В-Н характеристики відображаються монотонно зростаючою та спадною функціями відповідно;
- 2) петля гістерезису є симетричною: ділянка, що відповідає процесу переходу МК в непровідний стан (4-1), є аналогічною до ділянки, що відображає перехід МК в провідний стан (2-3), однак зміщеною ліворуч на ширину петлі гістерезису  $2H_c$ ;
- 3) для повної петлі гістерезису на ділянці 1-2 (рис. 2.10) поточне значення магнітної індукції  $B_n = B_{min}$ , а на ділянці 3-4  $B_n = B_{max}$ .

Представлення  $B-H$  характеристики матеріалу осердя МК фрагментами синусоїдальних функцій лягло в основу дослідження можливості її моделювання з допомогою цифрових технологій. У бібліотеках компонентів кожної САПР електричних кіл є генератори синусоїдальних сигналів. Реалізація моделі вихідної характеристики МК з допомогою цифрових технологій дає змогу до її інтеграції в САПР радіоелектронних кіл.

Цифровий генератор синуса, що складається з дискретних цифрових компонентів описано у [115]. Його запропоновано використати як прототип структури моделі МК [116, 117]. Хоча його первинним призначенням є генерація синуса, тут пропонується застосувати цю структуру як цифрову обчислювальну модель МК. Така система описується різницевою рівнянням другого порядку, що в часовій області має наступний вигляд [118]:

$$b_2 g_{n-2} + b_1 g_{n-1} = g_n, \quad (2.29)$$

де  $n \triangleq nT_d$ ,  $T_d$  – період дискретизації,  $n=0,1,2,3,\dots$ ,  $g_{n-1}$ ,  $g_{n-2}$  — початкові умови.

Розв'язок рівняння (2.29) представлено схемою [116]:

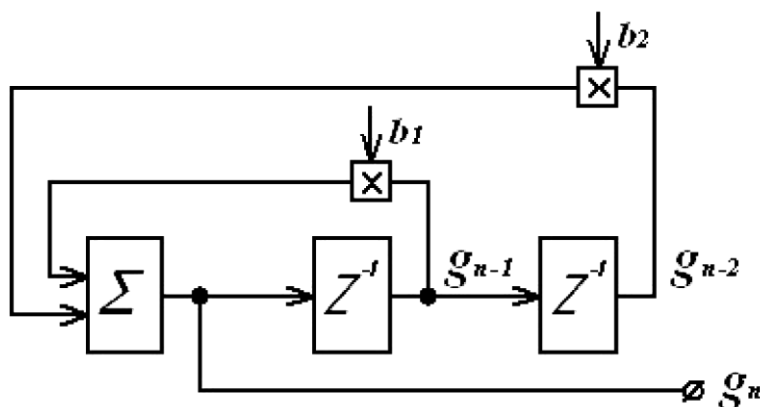


Рис. 2.11. Схема цифрового генератора, що є розв'язком різницевого рівняння другого порядку, де:  $\Sigma$  — суматор;  $Z^{-1}$  — затримка  $n$ -го значення при періоді дискретизації  $T_d$  (в частотній області  $Z^{-1} = e^{-i2\pi\omega T_d}$ );  $b_2 = -r^2$ ,  $b_1 = 2r \cos(\omega T_d)$

При певних значеннях коефіцієнтів  $b_1$  та  $b_2$ , ця система може моделювати нелінійні властивості МК [116]. Для функції  $\sin$ , коли  $b_2=1$ ,  $y_n=0$  система стає генератором синуса частотою  $\omega/2\pi$ .

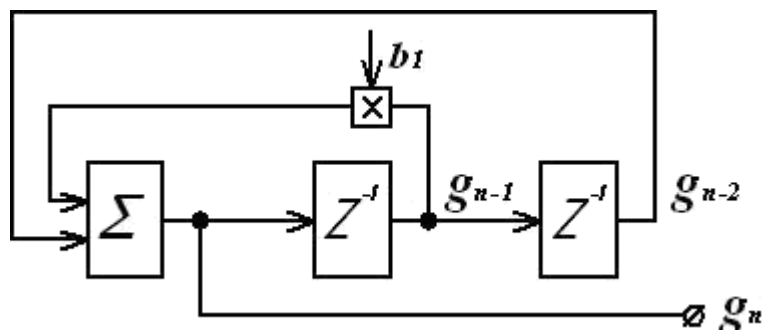


Рис. 2.12 Схема цифрового генератора синуса

Цю систему можна представити у вигляді графа:

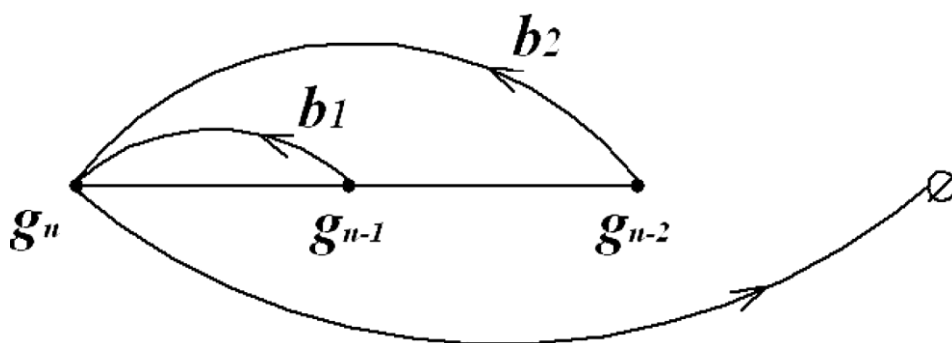


Рис. 2.13. Цифровий генератор, представлений у вигляді графа

Сигнал на виході суматора є синусоїдальним при початкових умовах [115]

$$g(0) = g_0 \sin \theta, \quad (2.30)$$

$$g(1) = g_0 \sin(\theta + \theta_b) \quad (2.31)$$

і описується рівнянням [115]

$$g(n) = g_0 \sin(n \cdot \theta + \theta_b). \quad (2.32)$$

Тут  $\theta$  – крок дискретизації сигналу,

$\theta_b$  – початкова фаза коливань:

$$\theta = \arccos \alpha \quad , \quad (2.33)$$

$$\alpha = \frac{\cos 2\pi f}{F} \quad , \quad (2.34)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт, що визначає частоту генерації пристрою,

$f$  — частота генератора,

$F$  — частота дискретизації;

$$\theta = 2\pi \frac{f}{F} \quad (2.35)$$

$$F = \frac{1}{T_d} \quad (2.36)$$

$T_d$  – період дискретизації.

Підставивши (2.35) в (2.36), крок дискретизації сигналу можна розрахувати як

$$\theta = 2\pi f T_d \quad (2.37)$$

Схематично повна петля гістерезису матеріалу осердя МК представлена на рисунку 2.14.

За умови апроксимації ділянок 2-3 та 4-1(рис. 2.14) з допомогою фрагменту функції  $\sin$  рівному півперіоду коливання кількість точок  $n_{max}$ , необхідна для генерації визначається як

$$n_{max} = \frac{F}{2f} \quad (2.38)$$

Тоді максимальне значення коерцитивної сили  $H_{max} = H(n_{max})$ , а її мінімальне значення становить  $H_{min} = H(n_1) - 2 H_c - H(n_{max})$ .

Повна петля гістерезису матеріалу осердя МК є замкненою характеристикою, тобто на одне значення осі абсцис припадають два значення по осі ординат (окрім крайніх точок 1 і 3 рис. 2.14). Тому доцільно її висхідну та низхідну криві моделювати окремо, по черзі. Ділянки В-Н характеристики 2-3 та 4-1 (рис. 2.14) пропонується апроксимувати з допомогою функції  $\sin$ , використовуючи для цього генератор синусоїдальних сигналів у САПР електричних кіл. Для моделювання висхідної гілки В-Н характеристики задаємо вихідні дані: власну частоту генератора  $f$ , частоту дискретизації  $F$  (дорівнює частоті дискретизації сигналів у заданій САПР радіоелектронних кіл), початкову фазу коливань  $\theta_b$  та кількість точок  $n$ , яку необхідно згенерувати. Приклад фрагменту коду генерації такого сигналу в середовищі Matlab має наступний вигляд:

```
F=2500000;
f=50000;

a=cos(2*pi*f/F);
b=2*a;                               %b1=2*r2*cos(2*pi*f/F); b2=1
Teta=acos(a);
beg=37.5;
Tetab=beg*Teta;
Tetab=beg*Teta+pi/4;

G0=sin(Tetab);
G1=sin(Tetab+Teta);

for n=1:25
    GF(n)=G0;
    GS(n)=G1;

    G=b*G0-G1;

    G1=G0;
    G0=G;

    z(n)=n;
    y(n)=G;
end
```

В результаті отримаємо фрагмент синусоїди:

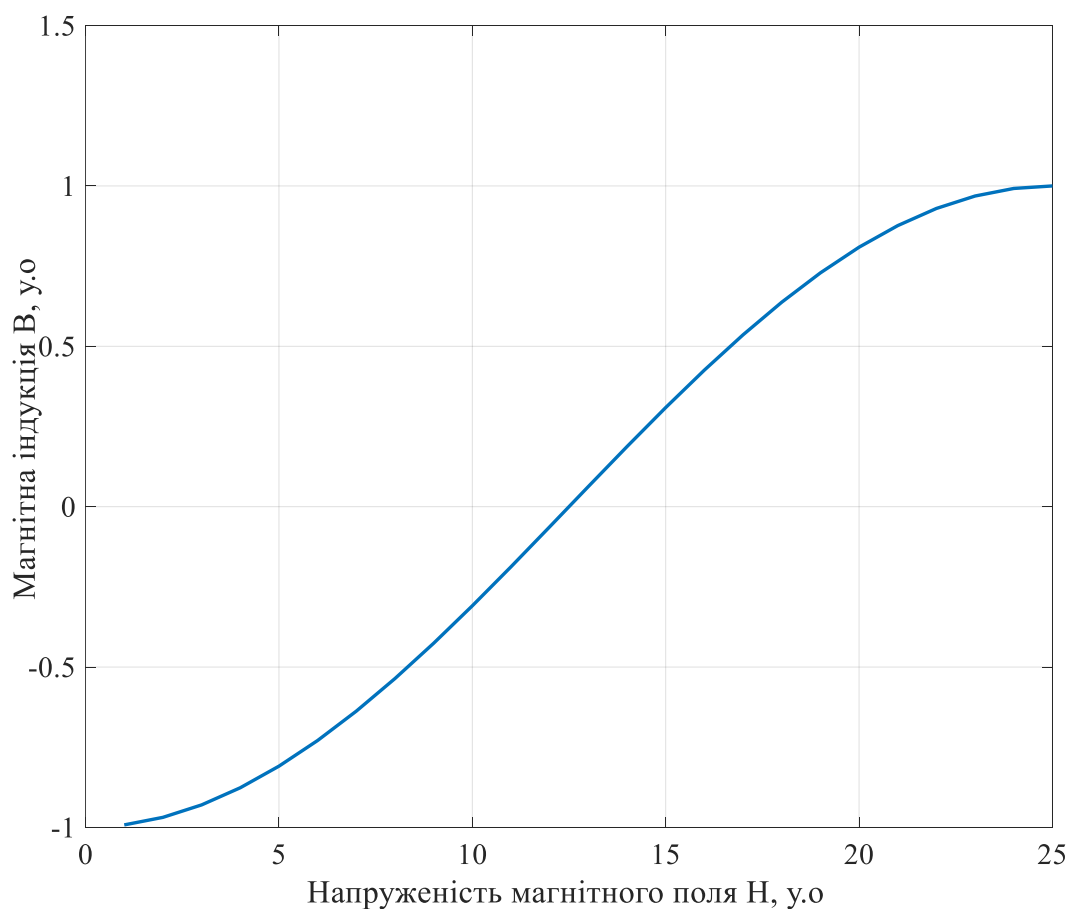


Рис. 2.15. Фрагмент синусоїди, отриманий з допомогою цифрового генератора синуса

Оскільки припускаємо, що петля гістерезису матеріалу осердя МК є симетричною, то низхідну гілку В-Н характеристики можна змоделювати перенісши висхідну гілку ліворуч на ширину петлі гістерезису  $2H_c$  за аналогією до моделей Дж. Чана та А. Ніколаїде. Однак, ці моделі є статичними і такий підхід непридатний для моделювання динамічних процесів. Він не дозволяє встановити коректний зв'язок між значенням напруги, прикладеної до МК, та відповідною йому робочою точкою (її координати є відповідним значенням напруженості магнітного поля  $H$  та магнітної індукції  $B$ ) на низхідній гілці. Якщо при рівномірному зростанні напруги в МК кожне наступне згенероване значення магнітної індукції більше за попереднє  $g_n > g_{n-1}$  (ділянка 2-3), то при



спаданні напруги - навпаки  $g_n < g_{n-1}$  (ділянка 4-1). Перенос висхідної гілки В-Н характеристики ліворуч на ширину петлі гістерезису ( $2H_c$ ) відтворює ділянку 2-3, де  $g_n > g_{n-1}$ . Тому для моделювання процесу спадання напруги в МК необхідно забезпечити зворотне (рекурсивне) числення.

Приклад фрагменту коду рекурсивної генерації синусоїдального сигналу в середовищі Matlab має наступний вигляд:

```
for n=1:25
    % n1=26-(1:25);

    M0=GF(26-n);
    M1=GS(26-n);
    M=b*M0-M1;

    z(k)=n;
    l(k)=M;
end
```

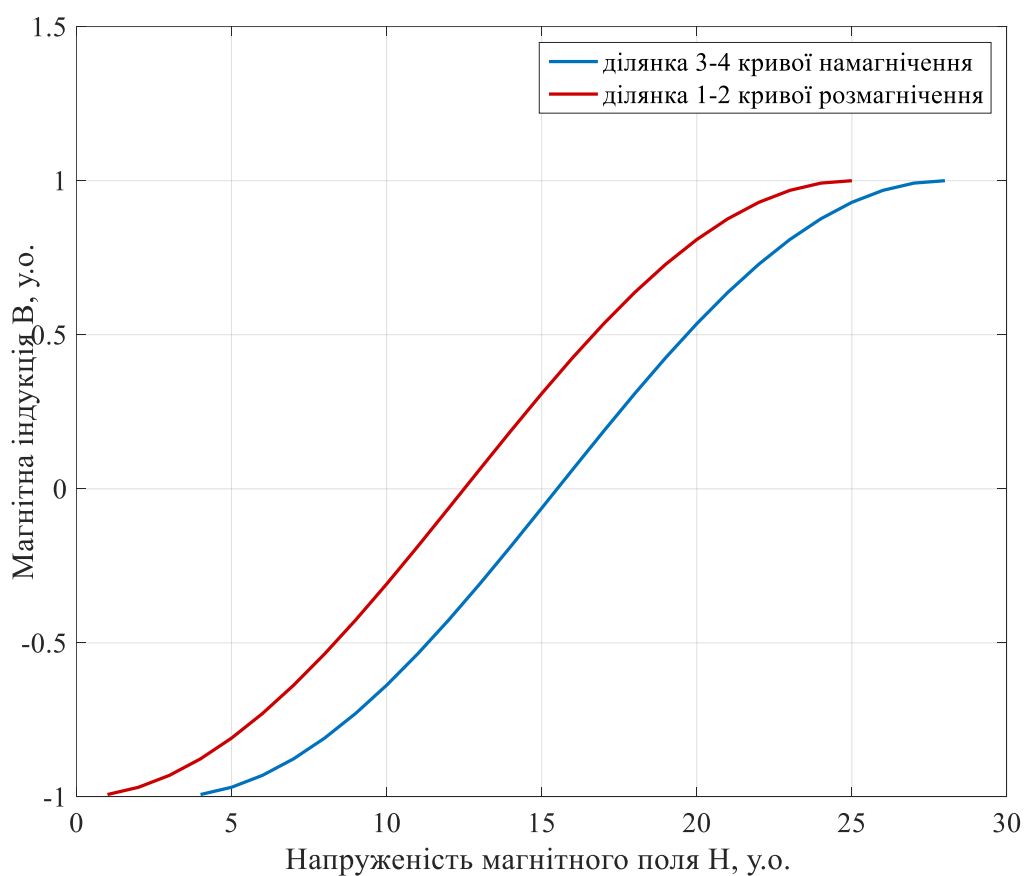


Рис. 2.16. Згенеровані ділянки 3-4 та 1-2 моделі В-Н характеристики матеріалу осердя МК

Змодельовавши ділянки 2-3 та 4-1 (рис. 2.14 відрізками прямих ( $g_n=g_{n-1}$ ), отримаємо цифрову модель В-Н характеристики матеріалу осердя МК.

Математично криві намагнічення (ділянки 2-3, 3-4) та розмагнічення (ділянки 4-1, 1-2) матеріалу осердя МК можна описати наступним чином:

$$1-2: \begin{cases} g_n = g_{n-1}, \\ g_n = B_{\min}; \end{cases} \quad H_n = \overline{H_{\min}, H_{\min} + 2H_c}, B_n = B_{\min}, \quad (2.39)$$

$$2-3: g_n > g_{n-1}; \quad H_n = \overline{H_{\min} + 2H_c, H_{\max}}, B_n = k \sin(2\pi f n T_d + \varphi_1), \quad (2.40)$$

$$3-4: \begin{cases} g_n = g_{n-1}, \\ g_n = B_{\max}; \end{cases} \quad H_n = \overline{H_{\max}, H_{\max} - 2H_c}, B_n = B_{\max}, \quad (2.41)$$

$$4-1: g_n < g_{n-1}; \quad H_n = \overline{H_{\max} - 2H_c, H_{\min}}, B_n = k \sin(2\pi f n T_d + \varphi_2), \quad (2.42)$$

де  $n = \overline{1, N}$  — індекс цифрових кодів електромагнітних змінних, решта індексів є цифровими кодами відповідних констант;

$H_{\min}, H_{\max}$  - відповідно мінімальне та максимальне значення напруженості магнітного поля;

$H_c$  - коерцитивна сила;

$k$  – амплітуда сигналу, для повної петлі гістерезису  $k=B_{\max}$ ;

$B_{\min}, B_{\max}$  - відповідно мінімальне та максимальне значення магнітної індукції. З метою спрощення у цій моделі зроблено припущення, що магнітна індукція насичення  $B_s = B_{\max}$ , тоді як в реальних фізичних системах  $B_{\max}$  зазвичай дорівнює значенню магнітної індукції при  $H=5H_c$  [20].

Формули (2.39 - 2.42) є математичною моделлю В-Н характеристики матеріалу осердя МК.

Блок-схему алгоритму генерації комп'ютерної моделі вихідної характеристики високочастотного МК зображено на рисунку 2.17:

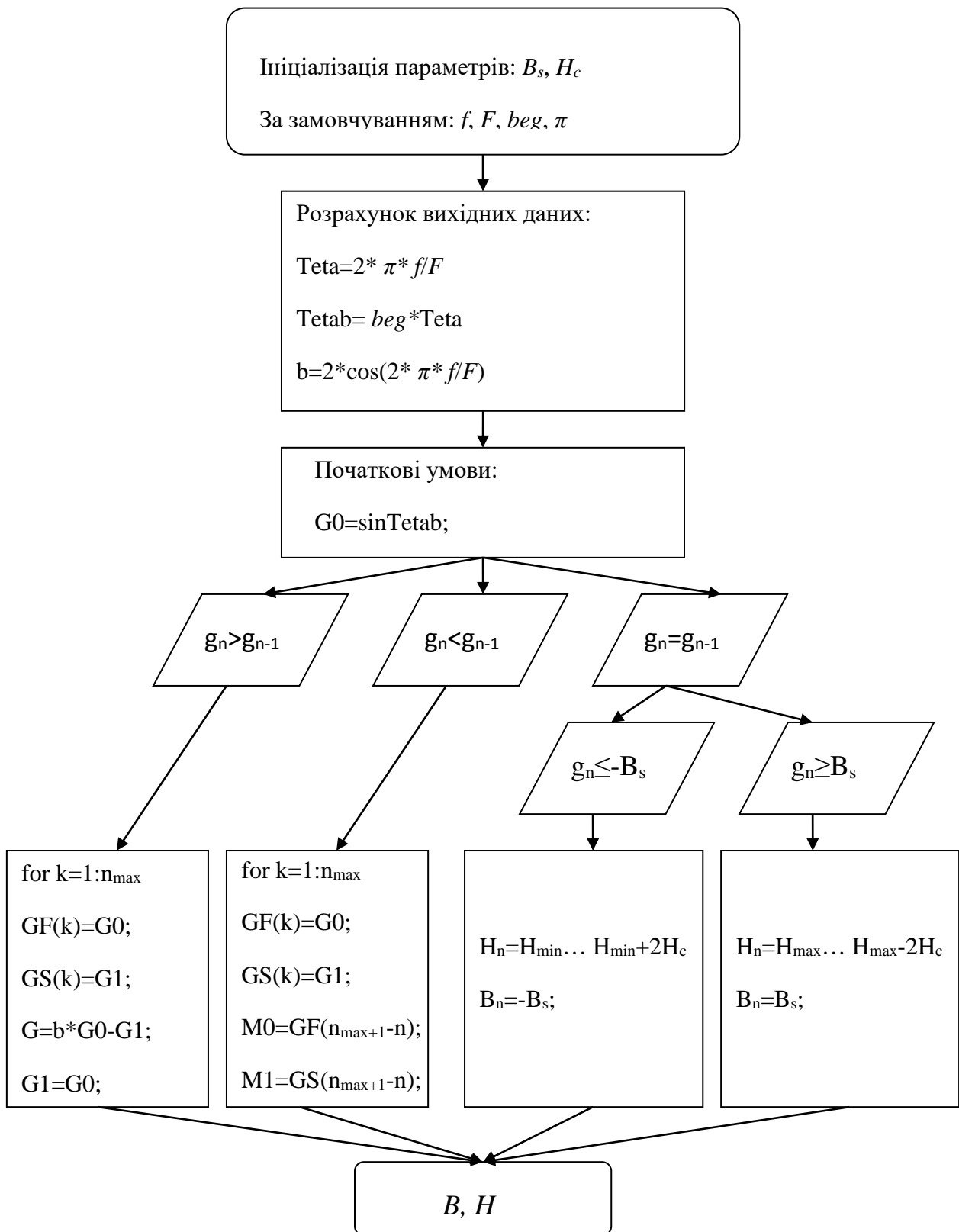


Рис. 2.17. Блок-схема алгоритму реалізації комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК

Вхідними параметрами моделі є індукція насичення  $B_s$  та коерцитивна сила  $H_c$  – загальнодоступні довідникові дані, що є основними характеристиками магнітних властивостей осердя МК.

Обчислювальна складність запропонованого алгоритму становить  $\tau N$  як для системи лінійних рівнянь першого порядку. Це на порядок нижче у порівнянні, зокрема, з обчислювальною складністю  $N^2(4\log_2 N + 1)$  еліптичного поліноміального рівняння Пуассона другого порядку [56], що використовується в САПР ELCUT.

Зміна вхідних даних моделі (частоти генератора, частоти дискретизації, початкової фази коливань та кількості точок, які необхідно згенерувати) забезпечує регулювання крутизни та ширини змодельованої петлі гістерезису (рис. 2.18, 2.19).

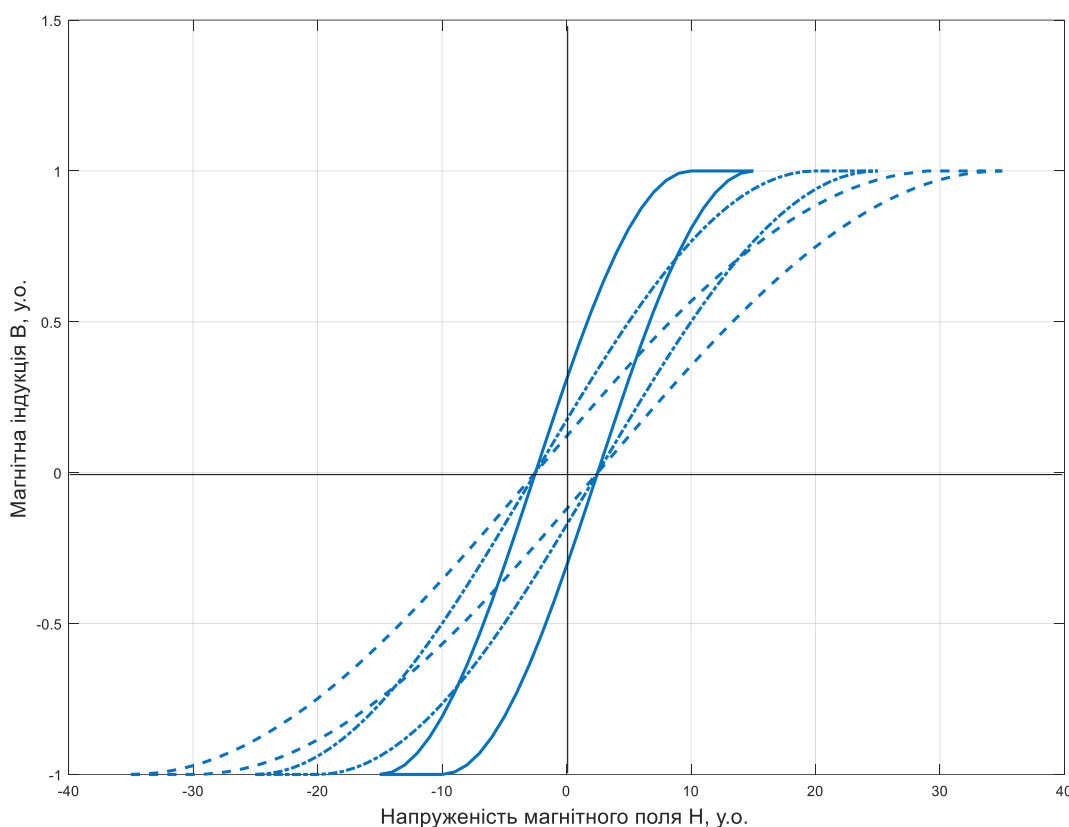


Рис. 2.18. Ілюстрація зміни крутизни цифрової моделі В-Н характеристики в залежності від зміни відношення частоти дискретизації  $F$  до власної частоти генератора  $f$

Проведено експериментальне дослідження зміни ширини петлі гістерезису в залежності від зміни частоти комутації для двох високочастотних МК з наступними параметрами: а) зовнішній діаметр осердя  $d_{out}=16$  мм, внутрішній діаметр осердя  $d_{in}=7$  мм, висота осердя  $h=5$  мм, кількість витків  $N=10$ ; б)  $d_{out}=27$  мм,  $d_{in}=18$  мм,  $h=12$  мм,  $N=10$ . Осердя досліджуваних МК виготовлено з аморфного сплаву на основі кобальту з прямокутною петлею гістерезису (коефіцієнт прямокутності  $k_{п}=0,9997$ ). Вихідну характеристику обох МК почергово досліджено на трьох частотах комутації:  $f_1=10$  кГц,  $f_2=50$  кГц,  $f_3=100$  кГц. Для отримання розгортки сигналів струму та напруги МК в часі, та, відповідно, їх вихідної характеристики (режим XY осцилографа) використовувався двоканальний цифровий осцилограф Tektronix TDS 1002 з частотою дискретизації 60 МГц. В обох випадках відзначено зростання ширини петлі гістерезису зі зростанням частоти комутації МК. Експериментально отримані осцилограми вихідних струму та напруги МК та відповідних В-Н характеристик наведено в додатку Г.

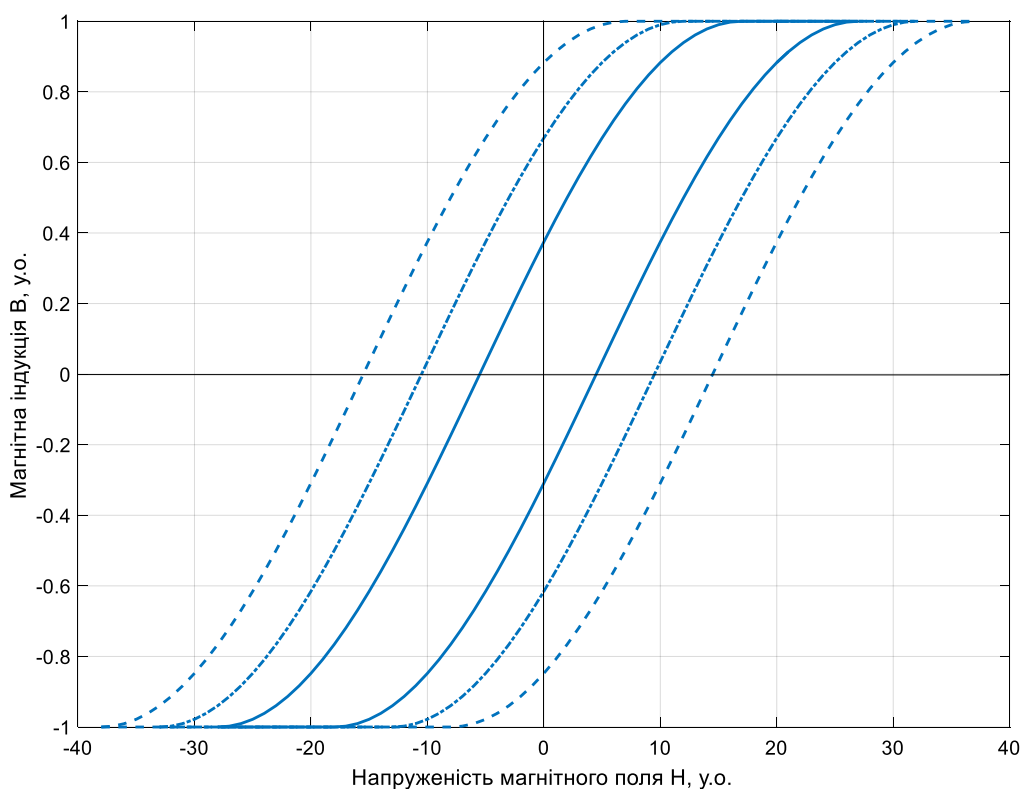


Рис. 2.19. Цифрові моделі В-Н характеристик з різними значеннями коерцитивної сили  $H_c$

Цифрові генератори синуса не придатні для рекурсивної генерації сигналу. Отже, з їх допомогою не можливо змоделювати низхідну гілку В-Н характеристики матеріалу осердя МК. Ця проблема вирішується шляхом відповідного програмування цифрового мікроконтролера і його використання замість генератора синуса для реалізації комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК.

Запропонована комп'ютерна модель вихідної характеристики МК працює наступним чином.

1. В регістри пам'яті мікроконтролера записують коди значень констант та параметрів, необхідних для реалізації комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК, а саме  $\pi$ , власну частоту цифрового генератора синуса  $f$ ; частоту дискретизації  $F$  (дорівнює частоті дискретизації сигналів у заданій САПР радіоелектронних кіл); коефіцієнт, що визначає початкову фазу коливань цифрового генератора синуса  $beg$ . Безпосередньо користувачем задаються значення індукції насичення  $B_s$ ; коерцитивної сили  $H_c$ .

2. Програмують розрахунок вихідних даних моделі за наступними рівняннями:

крок дискретизації сигналу

$$Teta = 2\pi \frac{f}{F} ; \quad (2.43)$$

початкова фаза коливань

$$Tetab = beg \cdot Teta ; \quad (2.44)$$

коефіцієнт цифрового генератора синуса

$$b = 2 \cdot \cos(2\pi \frac{f}{F}); \quad (2.45)$$

кількість точок, що припадає на півперіод коливання синуса

$$k_{\max} = \frac{F}{2f}; \quad (2.46)$$

максимальне значення коерцитивної сили

$$H_{\max} = H_c + H(k_{\max}); \quad (2.47)$$

мінімальне значення коерцитивної сили

$$H_{\min} = H(k_1) - 2 \cdot H_c; \quad (2.48)$$

### 3. Задають початкові умови для генератора синуса

$$\begin{aligned} G_0 &= \sin Teta b \\ G_1 &= \sin(Teta b + Teta) \end{aligned} \quad (2.49)$$

### 4. Далі здійснюється порівняння двох послідовно згенерованих кодів (точок синусоїди) $g_{n-1}$ та $g_n$ .

- а. Якщо  $g_n > g_{n-1}$ , то, відштовхуючись від попередньо запограмованих початкових умов для цифрового генератора синуса (2.49), відбувається цифрове генерування однієї з точок синусоїди, що належить висхідній гілці вихідної характеристики МК, а саме ділянці, що відображає перехід МК в провідний стан (стан насичення):

```
for k=1:n_max
GF(k)=G0;
GS(k)=G1;
G=b*G0-G1;
G1=G0;
G0=G;
H(k)=n;
B(k)=G;
```

- б. Якщо  $g_n < g_{n-1}$ , то відбувається цифрове генерування однієї з точок синусоїди, що належить низхідній гілці вихідної характеристики МК, а саме ділянці, яка відображає переключення МК з провідного стану в непровідний, використовуючи рекурсивне (зворотне) числення:

```

for k=1:n_max
GF(k)=G0;
GS(k)=G1;
M0=GF(n_max+1-n);
M1=GS(n_max+1-n);
M=b*M0-M1;
H(k)=n;
V(k)=M;

```

- с. Коли для трьох послідовно згенерованих кодів точок вихідної характеристики МК виконується рівність  $g_n = g_{n-1}$ ,  $g_{n-1} = g_{n-2}$ , то ці рівнозначні коди порівнюють з кодом значення індукції насичення  $B_s$ .

- і. Якщо  $g_n \leq -B_s$ , то генерується точка на нижній горизонтальній ділянці вихідної характеристики МК, що відповідає непровідному стану МК:

$$H_n = H_{min} \dots H_{min} + 2H_c$$

$$V_n = -B_s;$$

- ii. Якщо  $g_n \geq B_s$ , то генерується точка на верхній горизонтальній ділянці вихідної характеристики МК, що відповідає його провідному стану (стану насичення):

$$H_n = H_{max} \dots H_{max} - 2H_c$$

$$V_n = B_s.$$

Застосування базових цифрових компонентів для реалізації запропонованої моделі вихідної характеристики МК забезпечує можливість її використання в середовищі будь-якої САПР перетворювачів електроенергії без потреби у додаткових інтеграціях.



Зменшено часову складність моделі В-Н характеристики осердя МК у порівнянні з моделлю магнітного гістерезису А. Ніколаїде (1.2.7), котра за своєю структурою є близькою до запропонованої, однак її інтеграція в САПР LabView не призначена для моделювання ДВЕЖ на МК. Всі вхідні параметри розробленої комп'ютерної моделі є довідниковими і їх можна знайти у будь-якому інформаційному листку до осердь ВМП.

## 2.5. Висновки до розділу 2

У другому розділі проведено детальний математичний опис режимів роботи високочастотних МК як комутаційних компонентів ДВЕЖ. Обґрунтовано представлення моделі вихідної характеристики МК лекальним методом фрагментами синусоїдальних функцій. Розроблено математичну та комп'ютерну моделі вихідної характеристики МК. На порядок знижено обчислювальну складність розробленої моделі магнітного гістерезису. Для запропонованих рівнянь вона становить  $\tau N$ , тоді як для рівняння Пуассона другого порядку (1.2), що використовується в САПР ELCUT, -  $N^2(4\log_2 N + 1)$ . Зменшено час реалізації моделі В-Н характеристики осердя МК у порівнянні з моделлю магнітного гістерезису А. Ніколаїде (1.2.7) за рахунок скорочення кількості інтервалів розбиття моделі з шести до двох, при чому реалізація розробленої математичної моделі з допомогою цифрових технологій дає можливість подальшого створення комп'ютерної моделі МК та її інтеграції в САПР радіоелектронних кіл для автоматизації проектування багатоканальних ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження.

### РОЗДІЛ 3

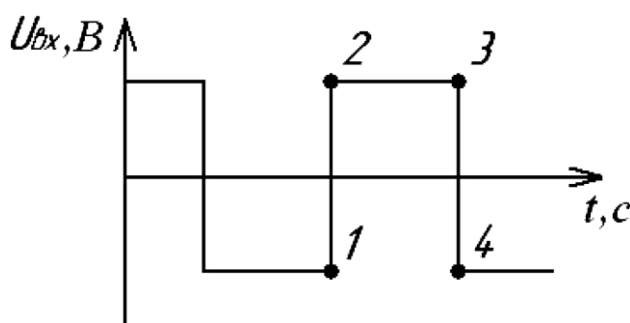
## МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ КЛЮЧІВ

У третьому розділі на основі розробленої комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК створено комп'ютерну модель МК. Обґрунтовано алгоритм комп'ютерного моделювання МК. Описано зв'язок між прикладеною до МК змінною напругою та відповідними їй робочими точками на вихідній характеристиці МК. Оскільки ДВЕЖ на основі МК є аналоговими пристроями, то використання моделі на основі цифрових компонентів в САПР потребує аналого-цифрового перетворення сигналу змінної напруги, прикладеної до МК, та цифро-аналогового перетворення значення сигналу вихідної напруги МК. Інтегровано комп'ютерну модель МК у САПР радіоелектронних кіл для автоматизації проектування багатоканальних ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження.

#### 3.1. Математична модель високочастотного магнітного ключа

Переключення МК відбувається під впливом прикладеної до нього вхідної змінної напруги (див. п. 2.1). Встановлення відповідності між прикладеною до МК напругою та робочою точкою на В-Н характеристиці забезпечить створення моделі МК для використання у САПР електричних кіл.

Як частковий випадок розглянемо моделювання роботи МК в режимі холостого ходу. Тоді вихідною характеристикою МК є повна петля гістерезису.



a)

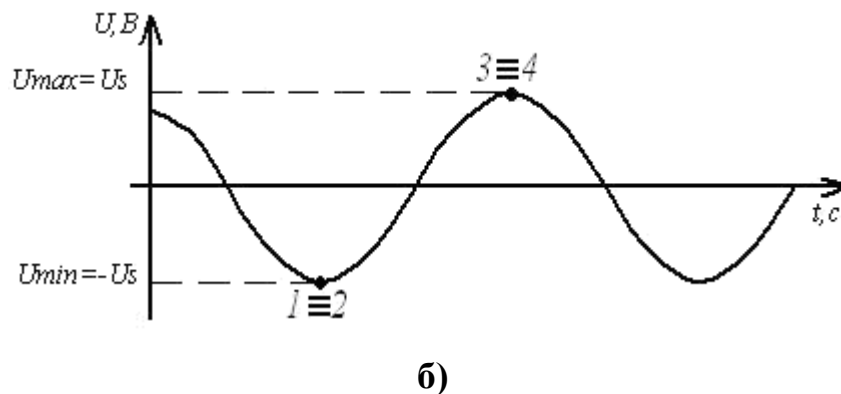


Рис. 3.1. Форма сигналу напруги, прикладеної до МК: а) прямокутні імпульси; б) гармонічний сигнал. Точки 1-4 введено для ілюстрації зв'язку між цією напругою та процесом переключення МК

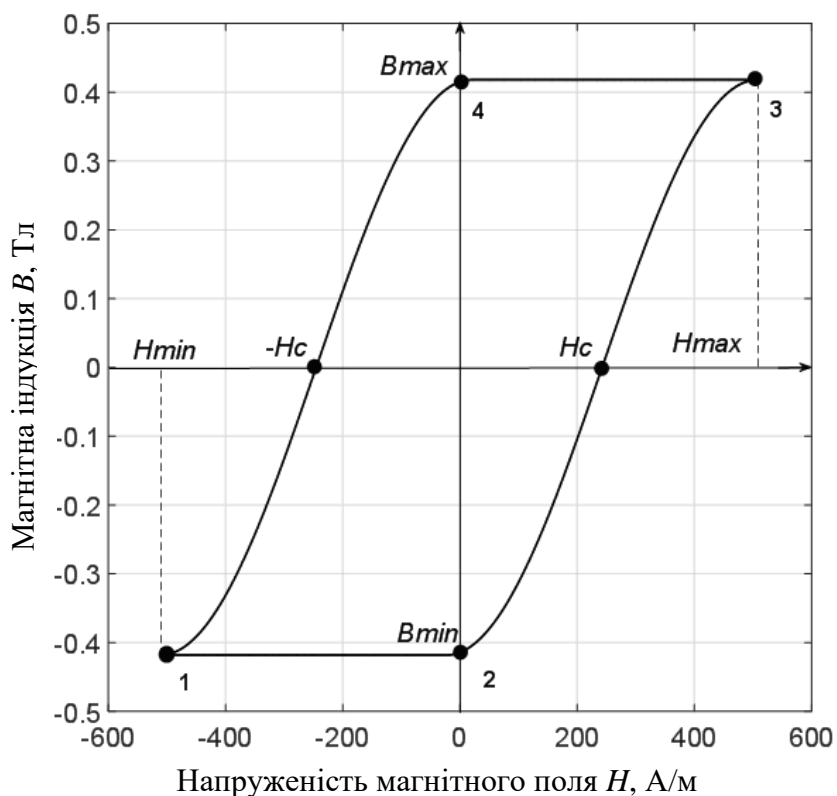


Рис. 3.2. Ключові робочі точки В-Н характеристики МК при відповідних значеннях прикладеної до МК напруги (рис. 3.1)

Математично процес переключення МК в залежності від прикладеної до нього змінної напруги можна описати наступним чином:

$$1-2: U_{вх_{n-1}} < U_{вх_n}, \quad H_n = \overline{H_{min}, H_{min} + 2H_c}, B_n = B_{min}, \quad (3.1)$$

$$2-3: \begin{cases} U_{\text{вх}} = U_{\text{max}} \\ U_{\text{вх}_{n-1}} = U_{\text{вх}_n} \end{cases}, \quad H_n = \overline{H_{\text{min}} + 2H_c, H_{\text{max}}}, B_n = k \sin(2\pi f n T_d + \varphi_2), \quad (3.2)$$

$$3-4: U_{\text{вх}_{n-1}} > U_{\text{вх}_n}, \quad H_n = \overline{H_{\text{max}}, H_{\text{max}} - 2H_c}, B_n = B_{\text{max}}, \quad (3.3)$$

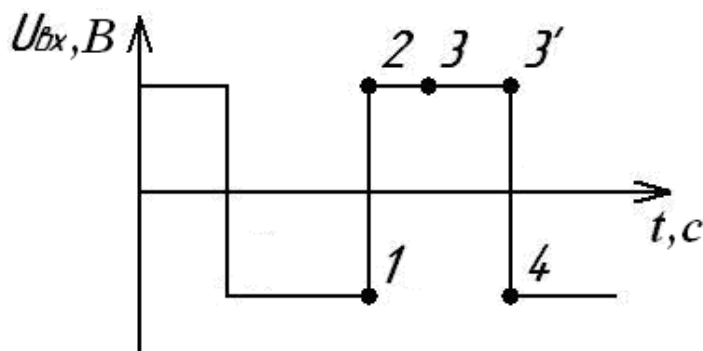
$$4-1: \begin{cases} U_{\text{вх}} = U_{\text{min}} \\ U_{\text{вх}_{n-1}} = U_{\text{вх}_n} \end{cases}, \quad H_n = \overline{H_{\text{max}} - 2H_c, H_{\text{min}}}, B_n = k \sin(2\pi f n T_d + \varphi_1), \quad (3.4)$$

де  $n = \overline{1, N}$  — індекс цифрових кодів електричних та електромагнітних змінних, решта індексів є цифровими кодами відповідних констант.  $U_{\text{вх}}$  — вхідна змінна напруга, прикладена до МК.  $U_{\text{min}}, U_{\text{max}}$  - відповідно мінімальне та максимальне значення вхідної змінної напруги, прикладеної до МК. Аналогічно до виразів (2.40 – 2.43) у цій моделі зроблено припущення, що магнітна індукція насичення  $B_s = B_{\text{max}}$ , тоді як в реальних фізичних системах  $B_{\text{max}}$  зазвичай дорівнює значенню магнітної індукції при  $H=5H_c$  [20].

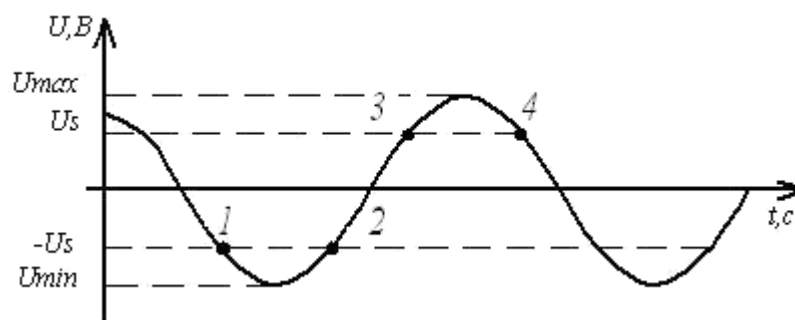
Формули (3.1-3.4) є математичною моделлю МК в режимі холостого ходу. У запропонованій математичній моделі зроблено такі ж припущення як для цифрової моделі В-Н характеристики матеріалу осердя МК (див. п. 2.3).

Блок-схему алгоритму реалізації моделі МК, що працює в режимі холостого ходу наведено у додатку Д.

На відміну від режиму холостого ходу, за наявності опору навантаження перемагнічення МК відбувається по частковій петлі гістерезису (див. п. 2.1). Зв'язок між прикладеною до МК змінною напругою та процесом його перемагнічення по частковій петлі гістерезису проілюстровано на рисунках 3.3 та 3.4.



а)



б)

Рис. 3.3. Форма сигналу напруги, прикладеної до МК: а) прямокутні імпульси; б) гармонічний сигнал. Точки 1-4 введено для ілюстрації зв'язку між цією напругою та процесом перемагнічення МК

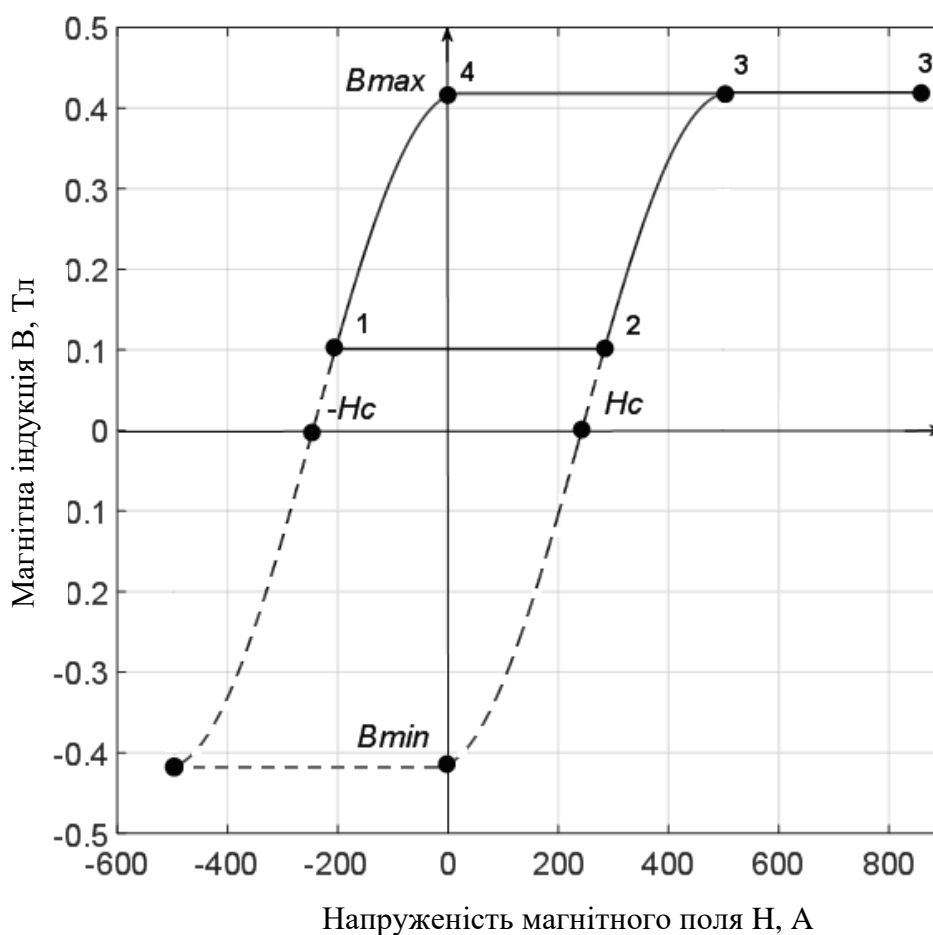


Рис. 3.4. Часткова петля гістерезису матеріалу осердя МК. 1-4 є робочими точками на петлі гістерезису при відповідних значеннях прикладеної до МК напруги (рис. 3.3)

### 3.2. Інтеграція моделі магнітного ключа в САПР електричних кіл

В математичний апарат САПР радіоелектронних кіл закладено основні закони та положення теорії електричних кіл, зокрема, закони Кірхгофа, закон Ома, співвідношення опорів, ємностей, індуктивностей, струмів і напруг при послідовному та паралельному з'єднанні радіоелектронних компонентів тощо. Функціонування високочастотного МК залежить від зміни напруженості  $H$  прикладеного магнітного поля та, як наслідок, зміни магнітної індукції  $B$  його осердя (див. пункт 2.1). Однак, як зазначалося раніше, САПР радіоелектронних кіл працюють тільки з дискретними радіоелектронними компонентами та з електричними величинами. Це становило одну з ключових проблем при інтеграції моделі МК в обчислювальне середовище САПР. Для її вирішення розроблено комп'ютерну модель вихідної характеристики МК на основі функції, що генерується з допомогою цифрових технологій – функції  $\sin$  (див. п. 2.4). Реалізація такої моделі вихідної характеристики МК на базі цифрового процесора чи контролера шляхом його відповідного програмування забезпечить формування комп'ютерної моделі МК, придатної для інтеграції у бібліотеку компонентів САПР. В такому випадку обрана з наявних у бібліотеці САПР комп'ютерна модель мікроконтролера чи процесора вже моделюватиме роботу високочастотного МК.

Оскільки ДВЕЖ на основі МК є аналоговими пристроями, то використання моделі на основі цифрових компонентів в САПР потребуватиме аналого-цифрового перетворення сигналу змінної напруги, прикладеної до МК, та цифро-аналогового перетворення значення сигналу вихідної напруги МК.



Рис. 3. Функціональна схема експерименту для верифікації комп'ютерної моделі магнітного ключа

На схемі рисунку 3 використано такі позначення: Г – генератор змінної напруги, АЦП – аналогово-цифровий перетворювач, МК – цифрова модель магнітного ключа, реалізована на мікроконтролері, ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач, О – осцилограф,  $U_{вх}$  – змінна напруга, прикладена до АЦП;  $\hat{U}_n^{вх}$ ,  $\hat{U}_n^{вих}$  – послідовність двійкових кодів значень напруги після АЦП та на вході ЦАП відповідно;  $n \equiv nT_d$ ,  $n=1, 2, 3, \dots$ ,  $T_d$  — період дискретизації,  $U_{вих}$  – напруга на виході ЦАП.

Комп'ютерну модель МК з вихідною характеристикою гістерезисного типу (у вигляді гістерезисної петлі) з подальшою інтеграцією її в програмне забезпечення є змога реалізувати на базі мікроконтролера, наприклад, ADuC8052 [119]. Цей мікроконтролер має вбудовані АЦП та ЦАП, регістри пам'яті тощо, його модель міститься в стандартних бібліотеках компонентів САПР електричних кіл.

### 3.2.1. Параметри АЦП вхідної напруги МК

Параметри АЦП напруги  $U_{вх}$  наведено на рис. 3.6.

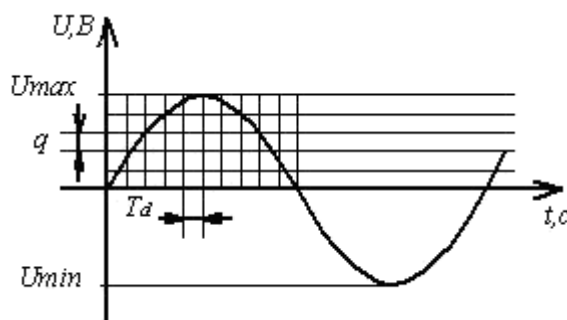


Рис. 3.6. АЦП змінної напруги та його параметри:  $q$  – «вага» молодшого розряду коду (l.s.b. — least significant bit),  $T_d$  – період дискретизації в АЦП та ЦАП,  $U_{min}$  та  $U_{max}$  – відповідно мінімальне та максимальне значення напруги.

Оцифрування змінної напруги передбачає визначення ваги молодшого розряду коду  $q$ . Для зменшення апаратної та часової складності (в сенсі теорії

складності [120, 121]) використано двійковий код типу знак/модуль числа. Тоді, на молодший біт коду припадає

$$q = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2^m} \text{ В}, \quad (3.5)$$

де  $m$  – кількість розрядів регістру пам'яті.

За теоремою Шеннона [122], частота дискретизації повинна бути не меншою за частоту вдвічі вищу від  $f_{\max}$  - найбільшої частоти аналогового спектру:

$$T_d \leq \frac{1}{2} T_{f_{\max}}. \quad (3.6)$$

Тоді середньоквадратична похибка АЦП

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T} \int_T (U(t) - \hat{U}(nT_d))^2 dt, \quad (3.7)$$

де  $\hat{U}(nT_d) = K \left\{ \int_T U(t) (\delta(nT_d - t) dt) \right\}$ ,  $K$  — оператор квантування,  $\delta(nT_d) = \begin{cases} 1, nT_d = t, \\ 0, nT_d \neq t; \end{cases}$  —

оператор дискретизації.  $U_t$  - значення аналогової напруги в момент часу  $t$ ,  $\hat{U}_n$  - двійковий код значення напруги, котрий відповідає моменту часу  $nT_d$ . Ця похибка набирає деякого мінімального значення, яке залежить, зокрема, від кількості  $m$  розрядів двійкового коду, особливостей аналогового спектру тощо.

Для підвищення функціональних можливостей наближення форми вихідної характеристики МК («петлі гістерезису») використано її по-точкове наближення за критерієм (рис. 3.7)

$$\frac{dU(t)}{dt} \leq \frac{q}{T_d}, \quad (3.8)$$



де  $U$  - значення напруги на виході генератора в момент часу  $t$ . Наприклад, вираз похибки набирає вигляду  $\varepsilon \leq q$ , де  $q = T_d \cdot \left. \frac{dU(t)}{dt} \right|_{\max}$ .

Таким чином, є змога отримати значення параметрів вихідної функції моделі МК.

З метою зменшення апаратної похибки при встановленні відповідності між окремим кодом значення напруги  $\hat{U}_n^{ax}$  та кодом робочої точки на петлі гістерезису до уваги приймалася частота дискретизації моделі В-Н характеристики.

Як зазначено у розділі 2, частота дискретизації моделі В-Н характеристики визначається власною частотою цифрового мікроконтролера  $F$ , на базі якого реалізовано модель, та частотою дискретизації його сигналу  $f$  (див. формули 2.33 – 2.38). Їх відношення дорівнює кількості згенерованих точок – цифрових кодів, - що відповідають окремим координатам В-Н характеристики. вибиралася частота дискретизації прикладеної до нього напруги рівна або кратна частоті дискретизації моделі В-Н характеристики

$$n \cong \frac{F}{f} . \quad (3.9)$$

Для запису  $\hat{U}$  в регістр пам'яті для подальшого його узгодження з відповідною робочою точкою на моделі В-Н характеристики використано формулу

$$\hat{U} = \sum \alpha_i 2^i , \quad \alpha_i \in \{0;1\} , \quad (3.10)$$

$i$  – порядковий номер регістру пам'яті.

Тоді  $\hat{U}(nT_d) \in U \sin(2\pi fT)$ , де  $\hat{U}$  - двійковий код, що пропорційний до значення напруги в певний момент часу в дискретному сигналі.

### 3.2.2 Комп'ютерна модель МК

Переключення МК відбувається в залежності від прикладеної до нього напруги (див. пункт 2.1). Коли подаються прямокутні імпульси напруги, то під впливом їх додатної півхвилі відбувається намагнічення МК, в той час, як від'ємна полярність забезпечує його розмагнічення (рисунки 3.1 а), 3.3 а)). Якщо ж вхідна напруга є синусоїдальної форми, то намагнічення відбувається під час півперіоду коли напруга зростає ( $\hat{U}_n^{ex} < \hat{U}_{n+1}^{ex}$ ). І, навпаки, у півперіод, коли напруга спадає ( $\hat{U}_n^{ex} > \hat{U}_{n+1}^{ex}$ ), МК розмагнічується (рисунки 3.1 б), 3.3 б)).

Вхідна напруга  $U_{ex}$  є змінною в часі. Відомо, що значення похідної функції  $U=f(t)$  у точці  $t_0$  дорівнює кутовому коефіцієнту дотичної до графіка функції в точці з абсцисою  $t_0$  (рис. 3.7):

$$f'(U_0)=k=tg\alpha, \quad (3.11)$$

$$tg\alpha = \frac{q}{l}. \quad (3.12)$$

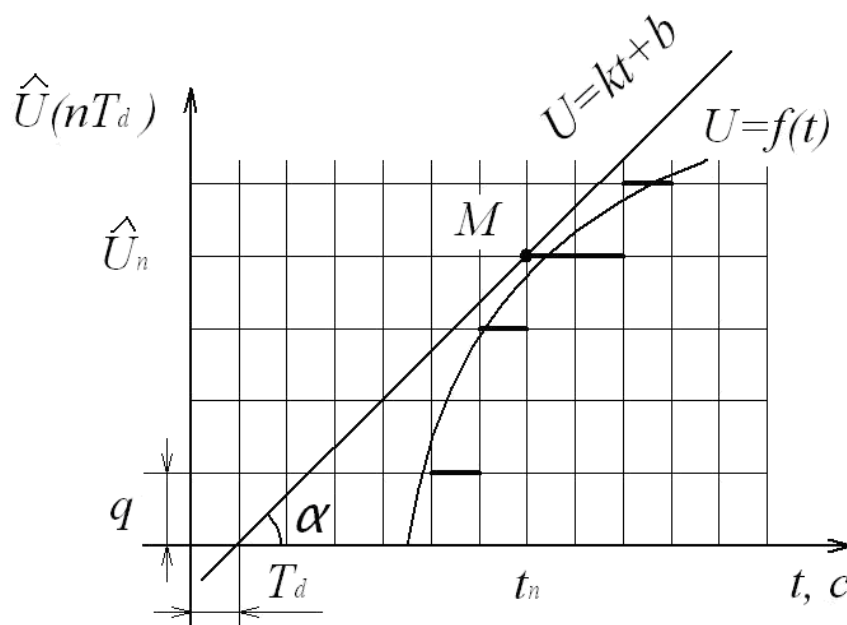


Рис. 3.7. Параметри, що визначають якою функція  $U=f(t)$  є за напрямом в точці  $M$  з координатами  $(t_0, U_0)$  – зростаючою чи спадною:  $\alpha$  – кут між дотичною до функції  $U=f(t)$  в точці  $M$  і додатним напрямом абсциси.

При  $\operatorname{tg}\alpha > 0$  функція є зростаючою, і, навпаки, якщо  $\operatorname{tg}\alpha < 0$ , то функція є спадною. Очевидно, що для інтеграції моделі МК в САПР радіоелектронних кіл необхідно встановити зв'язок між певним значенням напруги  $\hat{U}_n^{\text{ex}}$  та відповідною робочою точкою на моделі В-Н характеристики його осердя.

В нашому випадку, при  $\frac{dU}{dt} > 0$  напруга зростає, отже, відбувається намагнічення осердя МК. Точка, в якій максимальна напруга рівна напрузі насичення,  $\frac{dU}{dt} = 0$  (рис. 3.1.б)), відповідає провідному стану МК – стану насичення осердя МК (ділянка 3-4 рис. 3.9). Для кожного значення коду, коли максимальна напруга є більшою за напругу насичення (рис. 3.3.б)), зроблено припущення, що  $\frac{dU}{dt} = 0$ . Перехід МК у непровідний стан (з ділянки 3-4 на криву розмагнічення 4-1) відбувається, коли напруга спадає до значення  $U_{\text{ex}} < U_s$ ,  $\frac{dU}{dt} < 0$ . Аналогічно, при значеннях напруги  $U_{\text{ex}} \leq -U_s$ , прийнято, що  $\frac{dU}{dt} = 0$  (ділянка 1-2 рис. 3.9). Перехід з ділянки 1-2 на криву намагнічення 2-3 відбувається коли  $U_{\text{ex}} > -U_s$ ,  $\frac{dU}{dt} > 0$ . Математично ці залежності описано наступним чином:

$$1-2: \begin{cases} \frac{dU}{dt} = 0, \\ \hat{U}_n^{\text{ex}} \leq -\hat{U}_s, \quad H_n = \overline{H_{\min}, H_{\min} + 2H_c}, B_n = B_{\min}, \end{cases} \quad (3.13)$$

$$2-3: \frac{dU}{dt} > 0, \quad H_n = \overline{H_{\min} + 2H_c, H_{\max}}, B_n = k \sin(2\pi f n T_d + \varphi_2), \quad (3.14)$$

$$3-4: \begin{cases} \frac{dU}{dt} = 0 \\ \hat{U}_n^{\text{ex}} \geq \hat{U}_s, \quad H_n = \overline{H_{\max}, H_{\max} - 2H_c}, B_n = B_{\max}, \end{cases} \quad (3.15)$$

$$4-1: \frac{dU}{dt} < 0, \quad H_n = \overline{H_{\max} - 2H_c, H_{\min}}, B_n = k \sin(2\pi f n T_d + \varphi_1), \quad (3.16)$$

де  $n = \overline{1, N}$  — індекс цифрових кодів електричних та електромагнітних змінних, решта індексів є цифровими кодами відповідних констант.  $U_{\text{ex}}$  – вхідна змінна напруга, прикладена до МК.  $\hat{U}_s$  - цифровий код значення напруги насичення

осердя МК. Аналогічно до виразів (2.40 – 2.43) у цій моделі зроблено припущення, що магнітна індукція насичення  $B_s = B_{max}$ , тоді як в реальних фізичних системах  $B_{max}$  зазвичай дорівнює значенню магнітної індукції при  $H=5H_c$  [20].

Запропонована комп'ютерна модель МК ґрунтується на розробленій у другому розділі комп'ютерній моделі його вихідної характеристики. Схематично алгоритм реалізації комп'ютерної моделі МК приведено у додатку Д. Ця модель працює наступним чином.

1. В реєстри пам'яті мікроконтролера записують коди значень констант та параметрів, необхідних для реалізації комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК, а саме  $\pi$ , власну частоту цифрового генератора синуса  $f$ ; частоту дискретизації  $F$  (дорівнює частоті дискретизації сигналів у заданій САПР радіоелектронних кіл); коефіцієнт, що визначає початкову фазу коливань цифрового генератора синуса  $beg$ . Безпосередньо користувачем задаються значення індукції насичення  $B_s$ ; коерцитивної сили  $H_c$ ; кількості витків навколо осердя МК  $N$ ; зовнішнього та внутрішнього діаметрів і висоти осердя МК -  $d_{out}$ ,  $d_{in}$  та  $h$  відповідно.
2. Програмують розрахунок вихідних даних моделі за відповідними рівняннями (див. п. 2.4):  
 крок дискретизації сигналу  $Teta$  за рівнянням (2.43);  
 початкова фаза коливань  $Tetab$  - (2.44);  
 коефіцієнт цифрового генератора синуса  $b$  – (2.45);  
 кількість точок, що припадає на півперіод коливання синуса  $k_{max}$  – (2.46);  
 максимальне значення коерцитивної сили  $H_{max}$  – (2.47);  
 мінімальне значення коерцитивної сили  $H_{min}$  – (2.48);  
 напруга насичення МК  $U_s$  та -  $U_s$

$$U_s = 4f_s B_s N(r_{out} - r_{in})h; \quad (3.17)$$

сила струму, що протікає через МК

$$I = \frac{H \cdot 2\pi \cdot \left( r_{out} - \frac{(r_{out} - r_{in})}{2} \right)}{N}. \quad (3.18)$$

3. Задають початкові умови для генератора синуса (див. п. 2.4)

$$\begin{aligned} X0 &= \sin Teta b \\ X1 &= \sin(Teta b + Teta) \end{aligned} \quad (3.19)$$

4. Значення напруги  $U_{вх}$ , прикладеної до МК в моменти часу  $t_1, t_2, \dots, t_n$ , з допомогою АЦП перетворюють на відповідні коди  $\hat{U}_1^{ex}, \hat{U}_2^{ex}, \dots, \hat{U}_n^{ex}$ . Їх записують в регістри пам'яті мікроконтролера, на базі якого реалізується комп'ютерна модель (наприклад, ADuC 8052).

5. Далі здійснюється порівняння послідовно записаних значень вхідної напруги  $\hat{U}_n^{ex}$  та  $\hat{U}_{n+1}^{ex}$ .

а. Якщо  $\hat{U}_n^{ex} < \hat{U}_{n+1}^{ex}$ ,  $-\hat{U}_s < \hat{U}_n^{ex} < \hat{U}_s$  то робоча точка знаходиться на висхідній гілці вихідної характеристики МК, а саме на ділянці, що відображає перехід МК в провідний стан (стан насичення). Відштовхуючись від попередньо запограмованих початкових умов для цифрового генератора синуса, відбувається цифрове генерування однієї з точок синусоїди:

for k=1:k<sub>max</sub>

XF(k)=X0;

XS(k)=X1;

X=b\*X0-X1;

X1=X0;

X0=X;

I(k)=k;

$$U(k)=X;$$

- b. Якщо  $\hat{U}_n^{ex} > \hat{U}_{n+1}^{ex}$ ,  $-\hat{U}_s < \hat{U}_n^{ex} < \hat{U}_s$ , то робоча точка знаходиться на низхідній гілці вихідної характеристики МК, а саме на ділянці, що відображає переключення МК з провідного стану в непровідний. Відбувається цифрове генерування однієї з точок синусоїди з використанням зворотного числення (див. п. 2.4):

$$\text{for } k=1:k_{\max}$$

$$XF(k)=X0;$$

$$XS(k)=X1;$$

$$M0=XF(k_{\max+1}-k);$$

$$M1=XS(k_{\max+1}-k);$$

$$M=b*M0-M1;$$

$$I(k)=k;$$

$$U(k)=M;$$

- c. Коли для трьох послідовно записаних кодів значень вхідної напруги виконується рівність  $\hat{U}_n^{ex} = \hat{U}_{n+1}^{ex}$ ;  $\hat{U}_{n+1}^{ex} = \hat{U}_{n+2}^{ex}$ , то ці рівнозначні коди порівнюють з кодом значення напруги насичення  $\hat{U}_s$ .

- i. Якщо  $\hat{U}_n^{ex} \geq \hat{U}_s$ , то МК знаходиться у провідному стані:

$$H_n = H_{\max} \dots H_{\max} + 2H_c;$$

$$U_n = U_s.$$

- ii. Якщо  $\hat{U}_n^{ex} \leq -\hat{U}_s$ , то робоча точка знаходиться на нижній горизонтальній ділянці вихідної характеристики МК:

$$H_n = H_{\min} \dots H_{\min} + 2H_c;$$

$$U_n = -U_s.$$

- iii. Отримавши поточне значення напруженості магнітного поля, за (3.18) розраховують поточне значення сили струму, що протікає через МК.

6. З допомогою ЦАП здійснюється цифро-аналогове перетворення кодів значень напруги та струму, отриманих на виході цифрової моделі МК.

Таким чином вхідними параметрами моделі є загальнодоступні довідникові дані, а саме індукція насичення  $B_s$ , коерцитивна сила  $H_c$ , габарити осердя МК  $r_{in}$ ,  $r_{out}$ ,  $h$  і кількість витків навколо нього  $N$ .

Використання цифрових технологій, зокрема реалізація цифрового генератора синуса на базі цифрового мікроконтролера (наприклад, ADuC 8052) та обґрунтування параметрів АЦП та ЦАП прикладеної до МК напруги забезпечили інтеграцію запропонованої комп'ютерної моделі МК в САПР радіоелектронних кіл. Це дає змогу проектувати багатоканальні ДВЕЖ та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження в єдиному середовищі САПР. Застосування запропонованої комп'ютерної моделі МК в САПР дозволяє змодельовати поведінку проектованого ДВЕЖ за обраної конфігурації МК. Таким чином забезпечується автоматизація проектування ДВЕЖ на МК, відпадає потреба в ручному підборі конфігурації МК, значно знижується часова складність проектування.

### 3.3. Висновки до розділу 3

1. На основі розробленої комп'ютерної моделі вихідної характеристики МК створено комп'ютерну модель МК. Обґрунтовано алгоритм реалізації комп'ютерної моделі МК.
2. Оскільки ДВЕЖ на основі МК є аналоговими пристроями, то використання моделі на основі цифрових компонентів в САПР потребувало аналого-цифрового перетворення сигналу змінної напруги, прикладеної до МК, та цифро-аналогового перетворення значення сигналу вихідної напруги МК. Обґрунтовано вибір параметрів АЦП та ЦАП. Визначено середньоквадратичну похибку АЦП.
3. Інтегровано розроблену комп'ютерну модель високочастотних МК (3.13-3.16) в середовище САПР радіоелектронних кіл. Оскільки модель

ґрунтується на функції, яку можна згенерувати з допомогою цифрових технологій, структуру моделі реалізовано з допомогою дискретних цифрових компонентів.

4. Знижено обчислювальну складність алгоритму реалізації математичної моделі високочастотних МК для САПР радіоелектронних кіл за рахунок скорочення інтервалів розбиття гілки В-Н характеристики з шести (модель гістерезису А. Ніколаїде) до двох.
5. Зменшення кількості інтервалів розбиття моделі та її інтеграція в САПР радіоелектронних кіл забезпечили скорочення часу реалізації комп'ютерної моделі МК.
6. Автоматизація проектування значно знизила час розробки ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження та багатоканальних ДВЕЖ на МК.

Окрім вище перелічених, запропонована модель володіє наступними перевагами у порівнянні з моделями Джілса-Атертона, Джона Чана, які інтегровано в САПР електричних кіл (див. п. 1.2.3, 1.2.4), та математичною моделлю А. Ніколаїде, яка за своєю структурою найближча до запропонованої (див. п. 1.2.7):

- її параметри ( $H_c$  та  $B_{max}$ ) є довідниковими, тобто їх можна знайти в паспорті чи інформаційному листку МК;
- оскільки модель керується сигналом вхідної змінної напруги, прикладеної до МК, вона є динамічною, її параметри не потребують переналаштування при зміні параметрів електричного кола, в якому використовується модель;
- цифрова природа моделі усуває труднощі з моделюванням високочастотних магнітних полів;
- вихідні дані моделі забезпечують інженера-розробника осцилограмами струму та напруги МК, а також В-Н характеристикою його осердя (у той час, як на виході моделі (1.1) отримуємо масив магнітних потенціалів, що потребує попередньої обробки, перш, ніж буде інформативним для інженера-розробника).



## РОЗДІЛ 4

### ВЕРИФІКАЦІЯ КОМП'ЮТЕРНОЇ МОДЕЛІ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ КЛЮЧІВ

У четвертому розділі запропоновані математичну та комп'ютерну моделі високочастотних МК досліджено для випадку переключення (перемагнічення) МК по повній петлі гістерезису.

Розроблено силовий інвертор, кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі та імпульсний перетворювач постійної напруги, в яких використано такий режим роботи високочастотних МК.

Розроблено стабілізатор постійної напруги, в якого основною вихідною характеристикою МК є часткова петля гістерезису.

Для верифікації розробленої комп'ютерної моделі МК важливим завданням є отримання його експериментальної вихідної характеристики. З цією метою побудовано й досліджено експериментальне електричне коло з високочастотним МК.

4.1. Джерела вторинного електроживлення, в яких основною вихідною характеристикою МК є повна петля гістерезису

#### 4.1.1. Силовий інвертор на основі високочастотних магнітних ключів

У третьому розділі запропоновано математичну модель високочастотного МК, яку досліджено у випадку його перемагнічення по повній петлі гістерезису. Такий режим роботи МК застосовується у силовому інверторі на основі високочастотних МК [123-126].

Запропоновано метод побудови силового інвертора на основі високочастотних магнітних підсилювачів, який дозволяє отримати вищу якість вихідної змінної напруги, вищий рівень динамічних характеристик, надійності та коефіцієнта корисної дії інвертора. Також це схемотехнічне рішення забезпечує низький рівень електромагнітних завад, як випромінювання, так і кондуктивних. Крім того, дозволяє регулювати вихідну змінну напругу в

широкому частотному діапазоні. Використання осердь високочастотних магнітних підсилювачів різних типорозмірів дозволяє реалізувати інвертори в широкому діапазоні вихідних потужностей (сотні Вт – 10 кВт) [124, 125].

Такі силові інвертори можуть використовуватися для безперебійного електроживлення, відновлювальних джерел електроенергії та для частотного регулювання електроприводів.

Високочастотний МК у поєднанні з випрямним та розмагнічуючим діодами утворюють синхронний випрямляч, схема керування якого містить всього 1-2 активні компоненти. Широтно-імпульсна модуляція в такому ключі досягається шляхом регулювання співвідношення часу, протягом якого осердя перебуває в насиченому стані (провідний стан МК), до часу, протягом якого осердя перебуває в ненасиченому стані (непровідний стан МК). Це регулювання досягається у зв'язку зі зміною глибини розмагнічення осердя, що є функцією керованих параметрів алгоритму стабілізації [124].

Імпульсний перетворювач постійної напруги містить транзисторні ключі VT1, VT2. Шунтуючі діоди VD3, VD4, VD5, VD6 ввімкнені за мостовою схемою. Діагональ постійного струму моста приєднана катодами до клеми 1, анодами - до клеми 2 напруги живлення. В діагональ змінного струму ввімкнена первинна обмотка W7 силового високочастотного трансформатора TV3, вторинна обмотка W9 якого під'єднана до навантаження 3. Суміжні шунтуючі діоди VD3, VD4 через спільну обмотку W2 зворотного зв'язку по струму ввімкнені паралельно транзисторним ключам VT1, VT2. Суміжні шунтуючі діоди VD5, VD6 приєднані паралельно до конденсаторів C5, C6. Базове коло транзистора VT1(VT2) утворене обмоткою W1(W3) трансформатора керування TV1, діодом VD1(VD2), шунтуючим конденсатором C1(C2), при цьому до бази діод VD1(VD2) приєднаний катодом. Паралельно переходу колектор-база транзистора VT1(VT2) ввімкнений резистор R3(R4). Паралельно переходу емітер-база транзистора VT1(VT2) ввімкнена ланка із послідовно з'єднаних конденсатора C3(C4) та резистора R1(R2). Обмотка W8 кола додатного зворотного зв'язку по напрузі силового високочастотного

трансформатора TV3 під'єднана до первинної обмотки W6 понижуючого трансформатора TV2. Вторинна обмотка W5 понижуючого трансформатора TV2 через баластний резистор R5 ввімкнута на обмотку W4 кола додатного зворотного зв'язку по напрузі трансформатора керування TV1, паралельно якій ввімкнута високочастотний МК TS1 [124, 125].

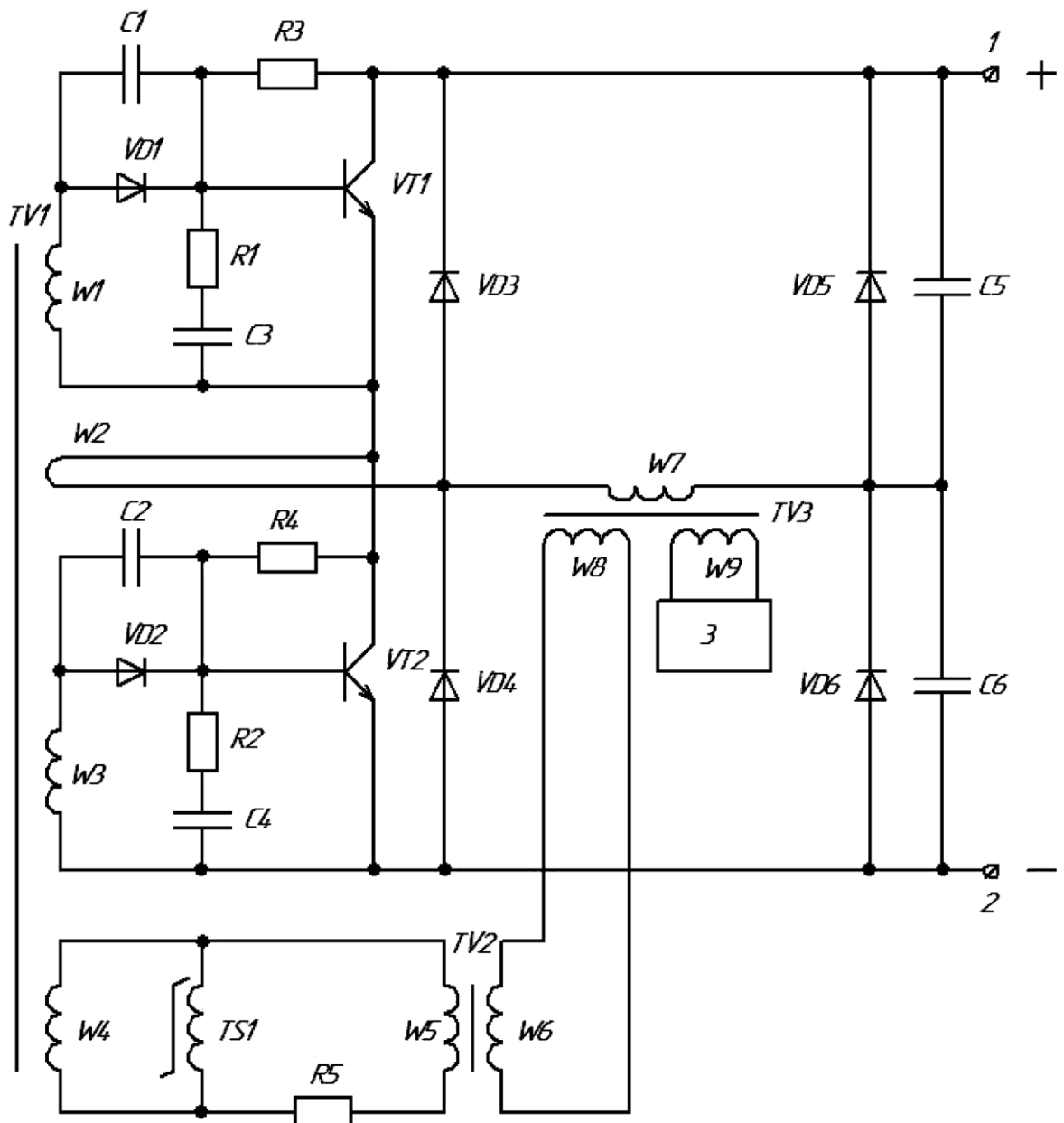


Рис. 4.1. Розроблений імпульсний силовий інвертор по автогенераторній схемі [124, 125].

Імпульсний силовий інвертор працює наступним чином: запуск автогенератора здійснюється подачею напруги живлення через резистор

R3(R4). При цьому один із транзисторних ключів VT1(VT2) відкривається першим і через обмотку W2 зворотного зв'язку по струму та первинну обмотку W7 силового високочастотного трансформатора TV3 протікає струм. Протікання струму через первинну обмотку W7 призводить до появи е.р.с. на обмотці W8 додатного зворотного зв'язку по напрузі. Ця напруга через понижуючий трансформатор TV2 прикладається через баластний резистор R5 до паралельно ввімкнених обмотки W4 трансформатора керування TV1 та високочастотного МК TS1. При цьому відбувається перемагнічення дроселя МК TS1 в режимі джерела струму по повній петлі гістерезису. При цьому швидкість перемагнічення МК TS1 обмежується рівнем спаду напруги на діоді VD1(VD2) та транзисторному ключі VT1(VT2). При насиченні МК TS1 його опір різко зменшується, що призводить до режиму, який еквівалентний короткому замиканню в колі обмотки W4 трансформатора керування TV1. Швидкість перемагнічення осердя трансформатора керування TV1 різко сповільнюється, викликаючи в його обмотках ефект, що відповідає ефекту насичення і забезпечує перекомутацію транзисторних ключів VT1, VT2 перетворювача. Крім того, використання понижуючого трансформатора TV2 не допускає впливу високочастотних завад із силової частини перетворювача на формування процесів керування транзисторними ключами VT1, VT2, що забезпечує високу стабільність їх частоти комутації у всьому діапазоні зміни струму навантаження. Зворотний зв'язок по струму через обмотку W2 підтримує постійним коефіцієнт підсилення транзисторних ключів VT1, VT2 у всьому діапазоні зміни струму навантаження. Для форсованого закривання транзисторних ключів VT1, VT2 служать конденсатори C1, C2 [124, 125].

Особливістю його є використання МК з прямокутною петлею гістерезису в колі додатного зворотного зв'язку за вихідною напругою інвертора. Момент насичення осердя цього МК визначає перекомутацію силових ключів. Крім того, він виступає як часозадаючий елемент, оскільки час його повного перемагнічування визначає тривалість півперіоду робочої частоти інвертора. А симетрія його петлі гістерезису унеможлиблює підмагнічування силового

високочастотного трансформатора інвертора [127, 128]. Використання спільного МК для кількох силових автогенераторів забезпечує їх паралельну роботу з синхронною та синфазною комутацією у всьому діапазоні зміни струму навантаження [129]. Така топологія використовується при побудові конверторів з високим рівнем струму навантаження.

4.1.2. Кероване джерело вторинного електроживлення з виходом на змінному струмі

Ще одним ДВЕЖ, де застосовується режим роботи МК з вихідною характеристикою у вигляді повної петлі гістерезису, є кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [123,130,131].

На сьогодні значна частина електроенергії споживається електронними пристроями, системами автоматизації та телекомунікації, системами освітлення, системами електроприводу тощо. Вимоги до розробки джерел живлення таких пристроїв часто включають не тільки забезпечення певних рівнів постійної напруги та стабілізацію напруги, але й формування змінних напруг, керування напругою, можливість змінювати вихідні характеристики джерела живлення. Керовані джерела живлення з виходом на змінному струмі найчастіше потрібні при розробці керованих електроприводів та систем безперебійного електроживлення. Підвищення коефіцієнта корисної дії, надійності, питомої потужності, якості вихідної напруги при низькій собівартості є завжди актуальною задачею [123].

Функціональна схема силової частини керованого джерела живлення на основі МК зображена на рисунку 4.2 [132].

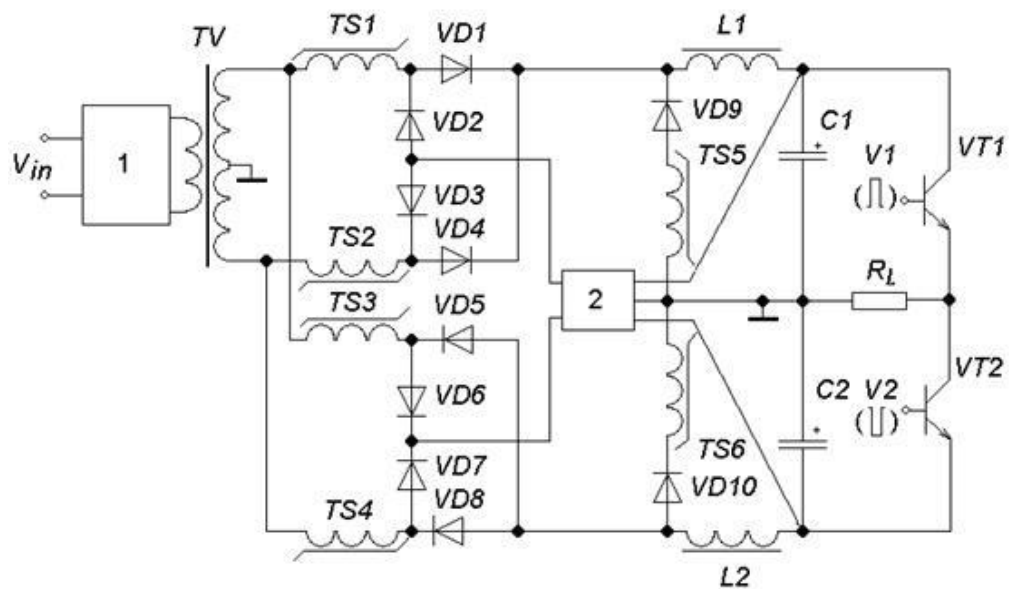


Рис. 4.2. Запропонована функціональна схема силового інвертора на основі МК (1 – некерований транзисторний інвертор; 2 – схема керування) [132]

Нерегульований конвертер 1 постачає високочастотну змінну напругу на трансформатор TV. Високочастотні МК TS1 та TS2 (TS3, TS4) забезпечують стабілізацію постійної додатної (від’ємної) напруги шляхом широтно-імпульсної модуляції у відповідності з сигналом керування. Ключі VT1 та VT2 комутують напруги протилежних полярностей. Таким чином, отримано вихідну змінну напругу, частота якої визначається частотою сигналів керування V1 та V2 [123].

Кероване джерело живлення з виходом на змінному струмі працює наступним чином: коли напруга, прикладена до TS1 (TS4) є від’ємною, має місце так званий півперіод керування. Протягом цього часового інтервалу діод VD1 (VD8) знаходиться в непровідному стані, діод VD2 (VD7) знаходиться в провідному стані, тому струм протікає через схему керування 2, розмагнічуючий діод VD2 (VD7) та високочастотний МК TS1 (TS4). Цей струм призводить до розмагнічення матеріалу осердя TS1 (TS4) від рівня індукції насичення  $B_s$  до якогось рівня індукції  $B_1$ . Глибина розмагнічення регулюється схемою керування 2 у функції вихідної напруги. Коли полярність вхідної напруги змінюється, перемагнічення починається з запам’ятованої індукції  $B_1$ . Коли для МК TS2 (TS3)

півперіод керування, для МК TS1 (TS4) діє так званий робочий півперіод. В такому випадку розмагнічуючий діод (VD7) знаходиться в неспровідному стані, діод VD1 (VD8) в спровідному стані, та джерело вхідної високочастотної змінної напруги підключено до навантаження через високочастотний МК TS1 (TS4) та діод VD1 (VD8). Робочий півперіод складається з двох субінтервалів. Протягом першого субінтервалу високочастотний МК TS1 (TS4) перемагнічується від якоїсь запам'ятованої індукції  $B_1$  до індукції насичення  $B_s$ . Час, потрібний для цього перемагнічення, значно коротший за час розмагнічення протягом півперіоду керування. Це пояснюється відсутністю обмежень по швидкості перемагнічення (опір навантаження значно менший за еквівалентний опір схеми керування). Тому осердя МК досягає насичення за один півперіод частоти вхідної змінної напруги. У насиченні опір МК близький до нуля (він дорівнює активному опору обмотки), а сила струму обмежується тільки опором навантаження (другий субінтервал). Як результат, формується вихідна змінна напруга. Комутація напруги у навантаженні здійснюється ключами VT1, VT2, що визначають потрібну частоту вихідної змінної напруги [130,131].

Запропонований метод дозволяє отримати вихідну змінну напругу в діапазоні від нуля до десятків кілогерц. Регулювання здійснюється ключами на основі ВМП на високій частоті (50-200 kHz). Збурення відпрацьовуються за один півперіод цієї частоти комутації, так високочастотний МК є неінерційним елементом з затримкою на один півперіод частоти комутації. Це забезпечує високий рівень динамічних характеристик [123,133].

Однак, для формування вихідної змінної напруги це кероване джерело живлення з виходом на змінному струмі використовує два стабілізатори напруги протилежної полярності. Кожен з них містить по два МК. Це підвищує схемотехнічну складність та не дозволяє зменшити вартість, збільшити питому потужність та виключити вплив розкиду технологічних параметрів магнітного матеріалу.

Функціональна схема керованого джерела живлення, у якій запропоновано використовувати спільні МК для формування як додатного так і від'ємного півперіодів вихідної змінної напруги зображена на рис. 4.3 [130,131].

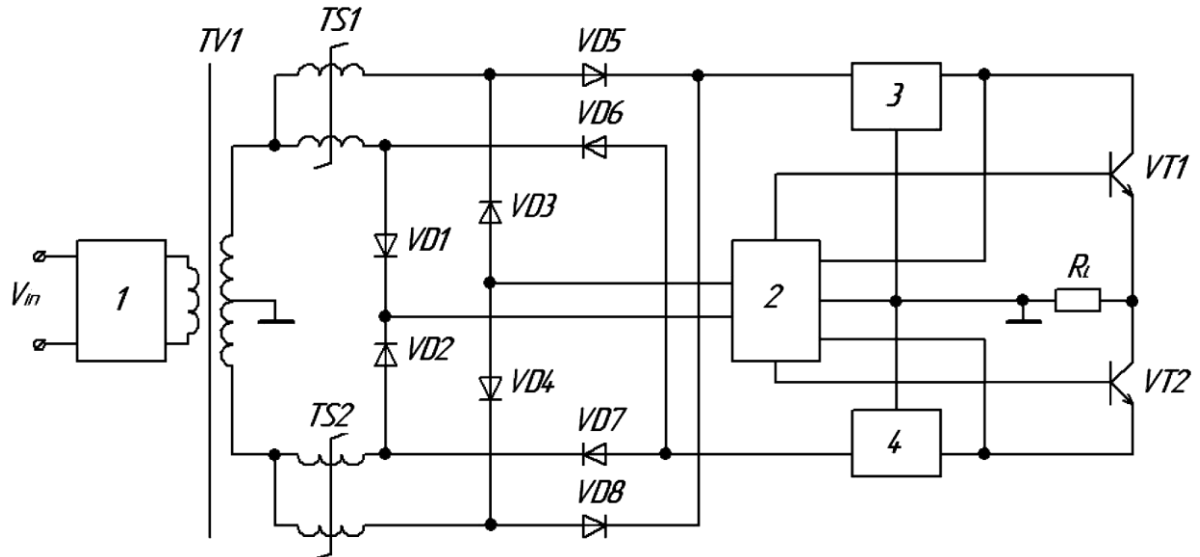


Рис. 4.3. Вдосконалена функціональна схема запропонованого високочастотного силового інвертора на основі високочастотних МК (1 – некерований транзисторний інвертор; 2 – схема керування; 3, 4 – вихідні фільтри) [130,131]

Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі працює наступним чином. Частота вихідної змінної напруги визначається частотою комутації навантаження транзисторними ключами VT1, VT2, що дозволяє використовувати одні і ті ж дроселі насичення TS1, TS2 для формування як додатної, так і від'ємної півхвилі вихідної напруги [130,131].

При формуванні додатної півхвилі вихідної напруги на навантаженні R1 транзисторний ключ VT1 знаходиться у провідному стані, а транзисторний ключ VT2 у непровідному стані. У від'ємний півперіод високочастотної напруги силового трансформатора TV1 для дроселя насичення TS1 має місце так званий півперіод керування. В цей проміжок часу діод VD5 закритий, діод VD3 відкритий і створюється коло для протікання струму через схему керування 2, розмагнічуючий діод VD3 і обмотку МК TS1. Під дією цього



струму відбувається розмагнічення матеріалу осердя МК TS1 від рівня індукції насичення  $B_s$  до якогось рівня  $B_1$ . Глибина розмагнічення регулюється схемою керування 2. При зміні полярності вхідної високочастотної напруги перемагнічення МК TS1 починається із запам'ятованого рівня індукції  $B_1$ . В цей час має місце інший режим – робочий півперіод. У цьому випадку розмагнічуючий діод VD3 закритий, діод VD5 відкритий і джерело вхідної високочастотної напруги через обмотку 5 МК TS1, діод VD5, фільтр 3 та транзисторний ключ VT1 під'єднане до навантаження. Робочий півперіод складається з двох етапів. На першому етапі відбувається перемагнічення МК TS1 від запам'ятованого значення індукції  $B_1$  до індукції насичення  $B_s$  в режимі джерела е.р.с. Час цього перемагнічення є значно менший, ніж час розмагнічення у півперіод керування за рахунок відсутності обмеження швидкості перемагнічення (опір навантаження на порядки менший за опір каналу керування). Тому насичення дроселя досягається в межах півперіоду частоти вхідної змінної напруги. Після досягнення насичення дросель має практично нульовий опір і струм в колі обмежується лише опором навантаження (другий етап). Таким чином, змінюючи глибину розмагнічення МК TS1, забезпечується реалізація широтно-імпульсної модуляції на ньому. Оскільки випрямлення вхідної високочастотної напруги здійснюється двотактною схемою з середньою точкою, то в МК TS2 матимуть місце аналогічні процеси, тільки зміщені в часі на півперіода високої частоти вхідної змінної напруги [130,131].

При формуванні від'ємної півхвилі вихідної напруги на навантаженні R1 транзисторний ключ VT1 знаходиться у непровідному стані, а транзисторний ключ VT2 у провідному стані. При цьому задіяні керовані МК TS1, TS2, випрямні діоди VD6, VD7, фільтр 4, схема керування 2, розмагнічуючі діоди VD1, VD2. Процеси, що мають місце в них, аналогічні розглянутим процесам при формуванні додатної півхвилі [130,131].

Це дасть можливість отримати на навантаженні змінну напругу з частотою  $0 \div f_{max}$ , де  $f_{max}$  обмежується частотою комутації високочастотного

інвертора, а високі динамічні характеристики забезпечуються використанням керованих високочастотних магнітних ключів.

Обмотки обох МК стабілізаторів напруги протилежної полярності намотані на спільне магнітне осердя. Це забезпечує широкий частотний діапазон вихідної змінної напруги та високий рівень її динамічних характеристик, а також [123]:

- усунення впливу розкиду технологічних параметрів магнітного матеріалу ( $K_r$  - коефіцієнт прямокутності,  $B_s$  - індукція насичення) на роботу керованого джерела живлення;
- збільшення питомої потужності;
- зменшення собівартості.

На рисунку 4.4 зображено теоретичні осцилограми високочастотного інвертора на основі МК.

До МК прикладена високочастотна напруга трансформатора  $U_{TV}$ . Переключення МК (напруга  $U_{TS}$ ) керується вхідною напругою  $U_{TV}$  та струмом схеми керування. Вихідна напруга  $U_{вих}$  отримується в результаті інтеграції вихідних напруг кожного з випрямлячів [123].

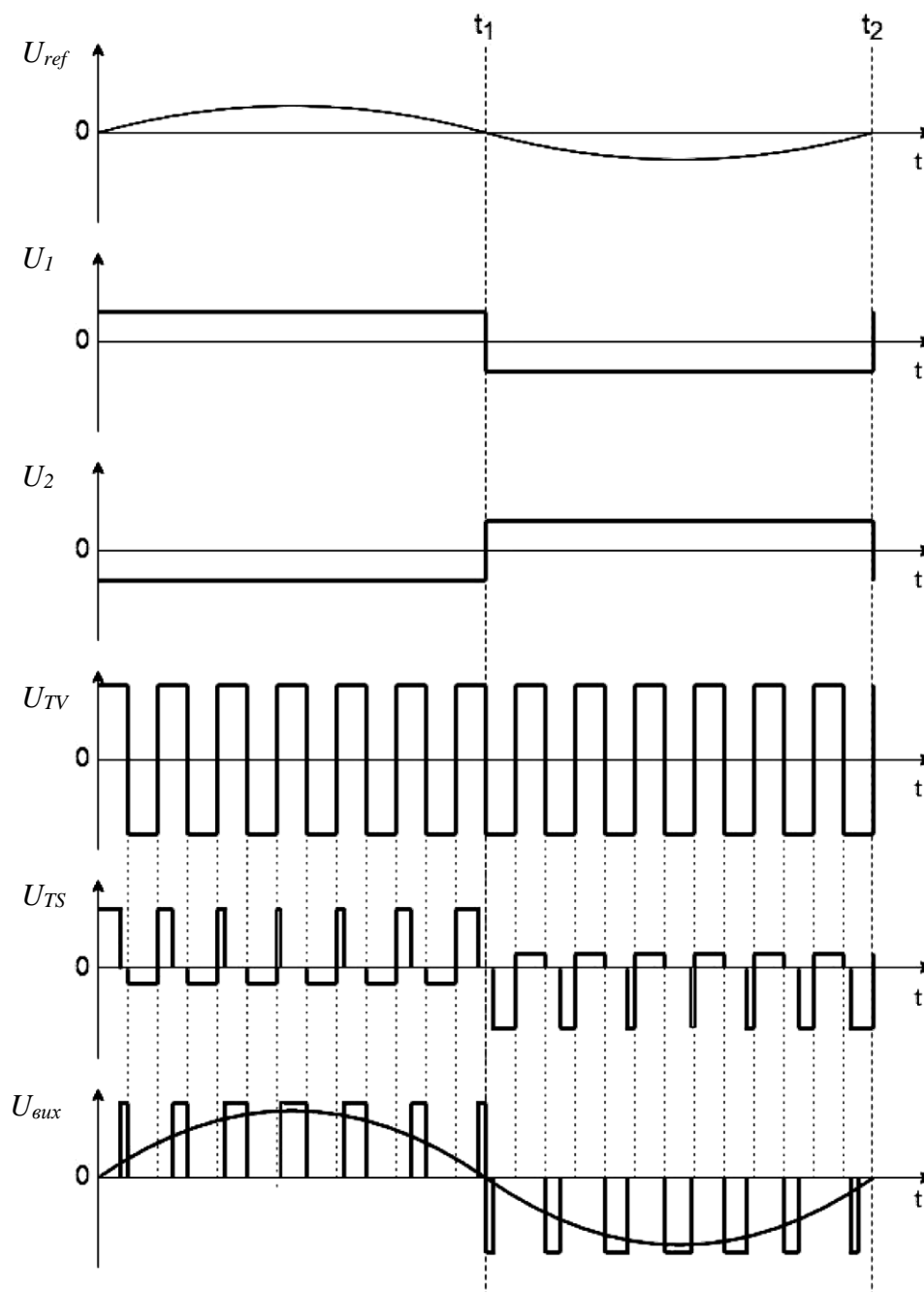


Рис. 4.4. Теоретичні осцилограми інвертора на основі МК [123]

Робоча частота МК визначається робочою частотою некерваного транзисторного інвертора 1 (рис. 4.3) та становить 50-100 кГц. Максимальна частота комутації МК на основі сучасних аморфних магнітних сплавів становить близько 200 кГц [10-12]. Це забезпечує густину вихідної потужності до 1кВт/дм<sup>3</sup>.

Запропоноване схемотехнічне рішення характеризується відсутністю перерегулювань напруги під час високочастотних перехідних процесів [123,

133]. Прогнозований ккд такого інвертора становить 90-97%. Наприклад, ккд стабілізатора постійної напруги на основі МК 24В, 10А становить 92% [112, 113].

4.2. Джерела вторинного електроживлення, в яких основною вихідною характеристикою МК є часткова петля гістерезису

На графічному зображенні 4.5 представлена схема стабілізатора постійної напруги [134-136].

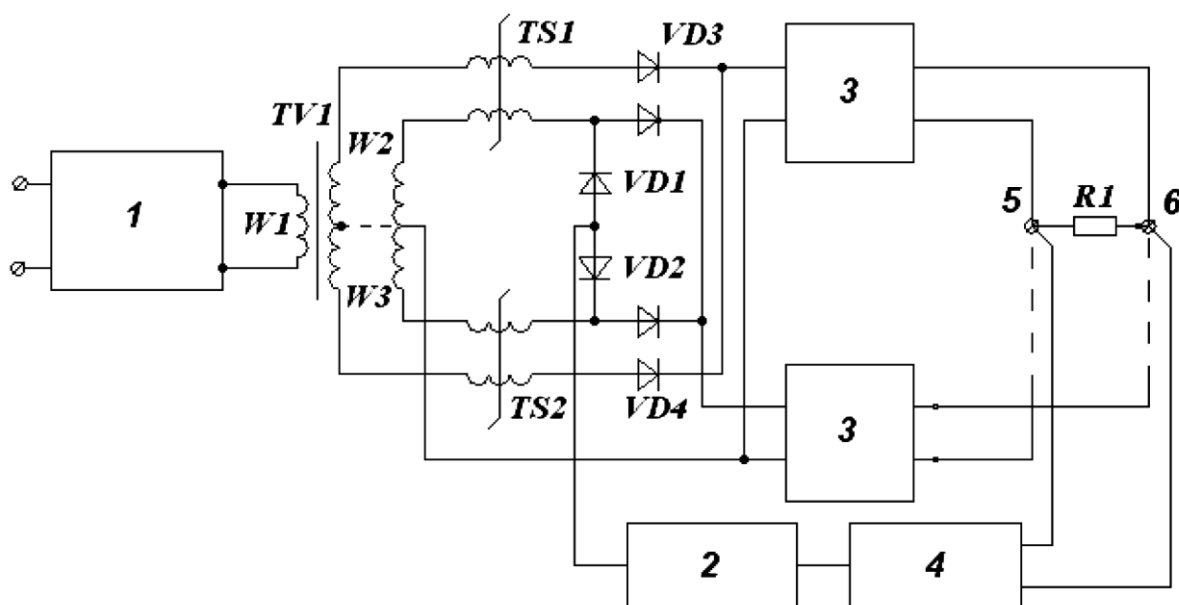


Рис. 4.5. Стабілізатор постійної напруги на високочастотних МК [134-136]

Стабілізатор постійної напруги містить нерегульований високочастотний транзисторний інвертор 1, до виходу якого під'єднана первинна обмотка W1 силового високочастотного трансформатора TV1. Кількість вторинних обмоток трансформатора TV1 рівна числу N стабілізованих вихідних каналів. Кожна з вторинних обмоток трансформатора TV1 виконана з середньою точкою, що утворює дві півобмотки W2, W3. В кожному вихідному каналі до півобмоток W2, W3 через обмотки керованих високочастотних МК TS1, TS2, які розміщені на спільному осердді для кожного плеча всіх вихідних каналів, під'єднані випрямні діоди VD3, VD4, ввімкнені по двотактній схемі з середньою точкою.

Розмагнічуючі діоди VD1, VD2, спільні для всіх стабілізуючих вихідних каналів, катодом під'єднані до спільної точки керованих високочастотних МК TS1, TS2 і випрямних діодів VD3, VD4. Аноди розмагнічуючих діодів VD1, VD2 під'єднані до виходу підсилювача постійного струму 2, також спільного для всіх стабілізуючих вихідних каналів. Середня точка півобмоток W2, W3 силового високочастотного трансформатора TV1 і катоди випрямних діодів VD3, VD4 під'єднані відповідно до вихідних фільтрів 3 кожного каналу. Вхід підсилювача постійного струму 2 під'єднаний до виходу вузла порівняння 4. Вхід вузла порівняння 4 з'єднаний з вихідними клемми 5, 6, до яких під'єднується спільне навантаження R1. Виходи вихідних фільтрів 3 з'єднані з вихідними клемми системи 5, 6 [134, 135].

Стабілізатор постійної напруги з високим рівнем струму навантаження працює наступним чином: у півперіод керування до обмоток керованого високочастотного МК TS1 прикладена від'ємна напруга. В цей проміжок часу випрямні діоди VD3 закриті, розмагнічуючий діод VD1 відкритий і створюється коло для протікання струму через вузол порівняння 4, підсилювач постійного струму 2, розмагнічуючий діод VD1, обмотку керованого високочастотного МК TS1, півобмотку W2 силового високочастотного трансформатора TV1 і навантаження R1. Під дією цього струму (функція сигналу похибки розузгодження вихідної постійної напруги з напругою уставки і зміни напруги на вторинній обмотці силового трансформатора – зміни напруги первинної мережі) відбувається розмагнічення матеріалу магнітопроводу високочастотного МК від рівня індукції насичення  $B_s$  до якогось рівня індукції  $B_1$ . Глибина розмагнічення регулюється дією цього стабілізуючого від'ємного зворотного зв'язку. При зміні полярності вхідної напруги перемагнічування високочастотного МК TS1 почнеться із запам'ятованого рівня індукції  $B_1$ . Коли для керованого високочастотного МК TS1 має місце півперіод керування, для керованого високочастотного МК TS2 має місце інший режим – робочий півперіод. В цей проміжок часу розмагнічуючий діод VD2 закритий, випрямні діоди VD4 відкриті і півобмотки

W3 силового високочастотного трансформатора TV1 через обмотки керованого високочастотного МК TS2, випрямні діоди VD4 і фільтр 3 під'єднуються до навантаження R1. Робочий півперіод складається з двох етапів. На першому етапі відбувається перемагнічування високочастотного МК TS2 від якогось запам'ятованого значення індукції  $B_2$  до індукції насичення  $B_s$ . Час цього перемагнічування є значно менший, ніж час розмагнічування у півперіод керування за рахунок відсутності обмеження швидкості перемагнічування (опір навантаження на порядки менший за опір керування). Тому насичення керованого високочастотного МК TS2 досягається в межах півперіоду частоти вхідної змінної високочастотної напруги. Після досягнення насичення керований високочастотний МК TS2 має практично нульовий опір і струм в колі визначається опором навантаження (другий етап). Змінюючи глибину розмагнічення в керованих дроселях насичення від  $+B_s$  до  $-B_s$  в півперіод керування, отримуємо широтно-імпульсну модуляцію в межах півперіоду високої частоти комутації в робочий півперіод. Так забезпечується стабілізація вихідної постійної напруги при зміні струму навантаження в усьому діапазоні. Оскільки обмотки керованого високочастотного МК TS1 (TS2) розміщені на спільному осерді і вторинні півобмотки W2 (W3) належать силовому високочастотному трансформатору TV1, момент насичення керованого високочастотного МК TS1 (TS2) для всіх каналів стабілізатора напруги настає одночасно [134, 135].

Спільна частота комутації для всіх стабілізованих вихідних каналів стабілізатора постійної напруги, рівність вольт-секундних площ вторинних півобмоток W2 (W3) силового високочастотного трансформатора 3, одночасний момент досягнення насичення керованого високочастотного МК TS1 (TS2), спільного для всіх стабілізованих вихідних каналів, забезпечують рівномірний розподіл струму навантаження між окремими вихідними каналами стабілізатора постійної напруги [134, 135].

Таким чином, в запропонованому стабілізаторі постійної напруги з високим рівнем струму навантаження досягнуто забезпечення рівномірного

розподілу струму навантаження в усьому діапазоні його зміни між окремими стабілізованими вихідними каналами, ввімкненими на спільне навантаження, за рахунок того, що обмотки керованих дроселів насичення одного плеча випрямних діодів всіх стабілізованих вихідних каналів, ввімкнених на спільне навантаження, розміщені на спільному осерді, а підсилювач постійного струму і розмагнічуючі діоди є спільними для всіх стабілізованих вихідних каналів [134, 135].

На графічному зображенні 4.6 представлена схема стабілізатора постійної напруги [137-140].

Стабілізатор постійної напруги містить нерегульований високочастотний транзисторний інвертор 1, до виходу якого під'єднана первинна обмотка W1 силового високочастотного трансформатора TV1. Трансформатор TV1 містить вторинну обмотку, виконану з середньою точкою, що утворює дві півобмотки W3, W4, та обмотки керування W2, W5 польовими транзисторами VT1, VT2 синхронного випрямляча 2, зібраного по двотактній схемі. До півобмоток W3, W4 під'єднані обмотки керованих високочастотних МК TS1, TS2. Розмагнічуючі діоди VD1, VD2 катодами під'єднані до спільної точки керованих високочастотних МК TS1, TS2, обмоток керування W2, W5 польовими транзисторами VT1, VT2 синхронного випрямляча і витоків польових транзисторів VT1, VT2, а анодами – до виходу схеми керування 3. До середньої точки півобмоток W3, W4 під'єднано анод зворотного діода VD3 вихідного LCD-фільтра, а катод зворотного діода VD3 під'єднано до спільної точки стоків польових транзисторів VT1, VT2 і котушки індуктивності L1 вихідного LCD-фільтра. Вхід схеми керування 3 з'єднаний із спільною точкою котушки індуктивності L1, конденсатора C1 вихідного LCD-фільтра і навантаження R1, та спільною точкою навантаження R1, конденсатора C1, зворотного діода VD3 і середньої точки півобмоток W3, W4.

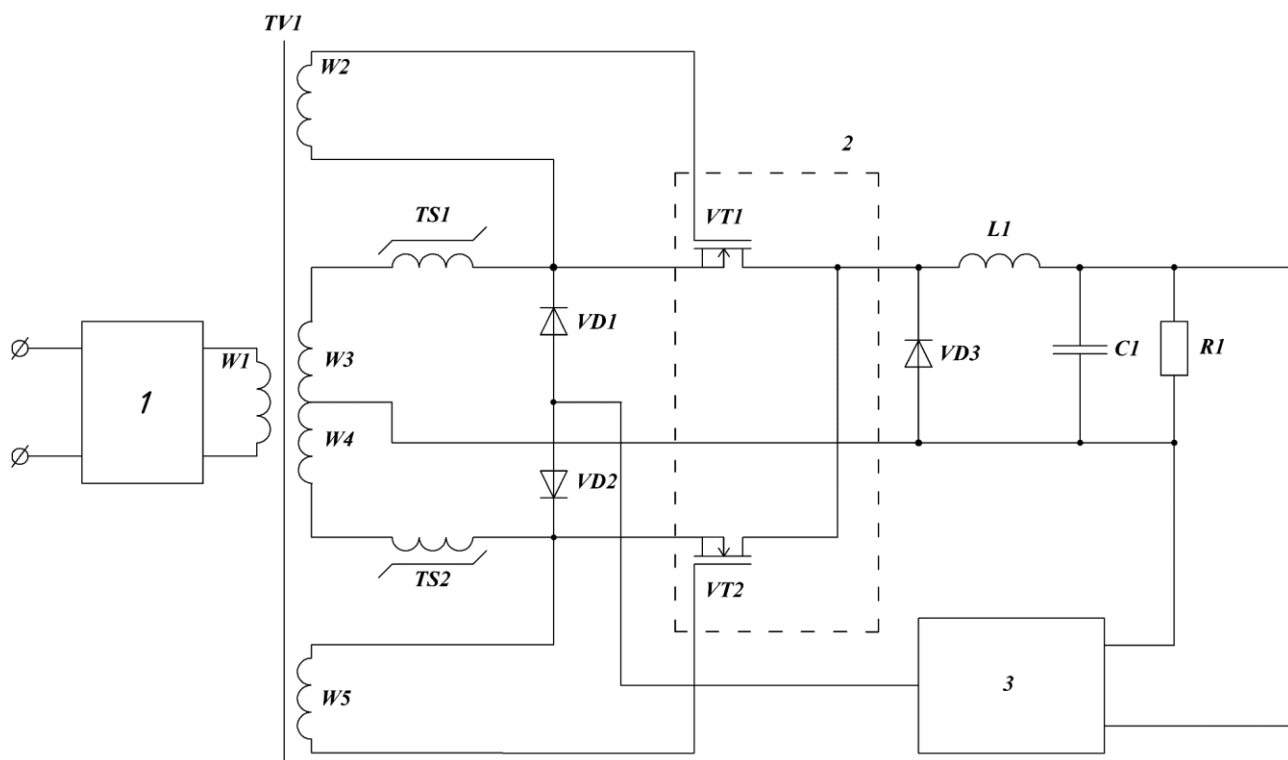


Рис. 4.6. Стабілізатор постійної напруги [137-140]

Стабілізатор постійної напруги працює наступним чином. У півперіод керування до обмотки керованого високочастотного МК  $TS1$  прикладена від'ємна напруга. У цей проміжок часу польовий транзистор  $VT1$  випрямляча 2 знаходиться у непровідному стані (від'ємна напруга вторинної обмотки  $W2$  прикладена до його затвора), розмагнічуючий діод  $VD1$  відкритий. Створюється коло для протікання струму через схему керування 3, розмагнічуючий діод  $VD1$ , керований високочастотний МК  $TS1$ , вторинну півобмотку  $W3$  силового високочастотного трансформатора  $TV1$ . Під дією цього струму (функція сигналу похибки розузгодження вихідної постійної напруги стабілізатора з напругою уставки схеми керування 3 і зміни напруги на вторинній півобмотці  $W3$  силового високочастотного трансформатора  $TV1$  – зміни напруги первинної мережі) відбувається розмагнічення матеріалу магнітопроводу керованого дроселя насичення від рівня індукції насичення  $B_s$  до якогось рівня індукції  $B_1$ . Глибина розмагнічення регулюється дією цього стабілізуючого від'ємного зворотного зв'язку. При зміні полярності вхідної



напруги перемагнічування керованого високочастотного МК TS1 почнеться із запам'ятованого рівня індукції  $B_1$ . Коли для керованого високочастотного МК TS1 має місце півперіод керування, для керованого високочастотного МК TS2 має місце інший режим – робочий півперіод. В цей проміжок часу польовий транзистор VT2 випрямляча 2 знаходиться у провідному стані (додатна напруга вторинної півобмотки W5 прикладена до його затвора), розмагнічуючий діод VD2 закритий. Створюється коло для протікання струму через півобмотку W4 силового високочастотного трансформатора TV1, обмотку дроселя насичення L1, польовий транзистор C1 випрямляча 2, котушку індуктивності L1, конденсатор C1 та навантаження R1. Робочий півперіод складається з двох етапів. На першому етапі відбувається перемагнічування високочастотного МК TS2 від якогось запам'ятованого значення індукції  $B_2$  до індукції насичення  $B_s$ . Час цього перемагнічування є значно менший, ніж час розмагнічування у півперіод керування за рахунок відсутності обмеження швидкості перемагнічування (опір навантаження на порядки менший за опір кола керування). Тому насичення дроселя досягається в межах півперіоду частоти вхідної змінної високочастотної напруги. В цей час створюється коло для протікання струму через котушку індуктивності L1, навантаження R1 і зворотний діод VD3, а також здійснюється розряд конденсатора C1 вихідного LCD-фільтра на навантаження R1. Після досягнення насичення керований дросель L1 має практично нульовий опір, і струм в колі визначається опором навантаження (другий етап). Змінюючи глибину розмагнічення керованих високочастотних МК TS1, TS2 від  $+B_s$  до  $-B_s$  в півперіод керування, отримуємо широтно-імпульсну модуляцію в межах півперіоду високої частоти комутації в робочий півперіод. Так забезпечується стабілізація вихідної постійної напруги при зміні струму навантаження в усьому його діапазоні. При цьому забезпечується значно нижчий рівень втрат на випрямлячі 2 за рахунок суттєво меншого опору каналів у відкритому стані польових транзисторів VT1, VT2 в порівнянні з втратами на діодах при їх використанні у випрямлячі 2, обумовлених як прямим спадом напруги, так і часто незадовільними

частотними характеристиками діодів. Зменшення внутрішнього опору стабілізатора вирішує задачу отримання вищого рівня струму навантаження при високому коефіцієнті корисної дії за умови узгодженості режимів роботи всіх елементів схеми [137, 138].

Таким чином, в запропонованому стабілізаторі постійної напруги досягнуто забезпечення високого рівня струму навантаження при високому коефіцієнті корисної дії за рахунок того, що у двотактному випрямлячі з середньою точкою використано польові транзистори, які керуються синхронно від відповідних вторинних обмоток силового високочастотного трансформатора [137, 138].

Запропоноване схемотехнічне рішення стабілізатора постійної напруги відзначається високим коефіцієнтом корисної дії, якістю вихідних напруг, питомою потужністю та низьким рівнем електромагнітних завад і було впроваджене в державному науково-технічному підприємстві «Техас-К» для електроживлення антенних комплексів (Додаток Ж).

Схемотехнічні рішення [134, 135, 137, 138] знайшли своє застосування в описаному нижче стабілізаторі постійної напруги. Використання синхронного випрямляча та спільних осердь для кількох МК забезпечують роботу пристрою при високих струмах навантаження при зменшенні динамічних втрат. Однак, пропорційно до потужності стабілізатора зростають втрати на діоді вихідного LCD фільтру, що спричинені прямим спадом напруги на ньому і часто незадовільними частотними характеристиками. Тому запропоновано замість цього діода використати польовий транзистор з низьким опором каналу у відкритому стані, що становить близько 2 мОм [139, 141, 142].

Функціональна схема такого стабілізатора постійної напруги зображена на рисунку 4.7. Керування польовим транзистором VT3 здійснюється у функції напруг додаткових обмоток W7, W8 високочастотних МК. Перевагою використання синхронного випрямляча 2 у ДВЕЖ на МК є те, що струм навантаження починає протікати через нього, коли польові транзистори VT1

або VT2 (відповідно до робочого півперіоду) вже знаходяться в провідному стані. Це обумовлено принципом роботи МК. Таким чином відбувається мінімізація динамічних втрат потужності в ДВЕЖ.

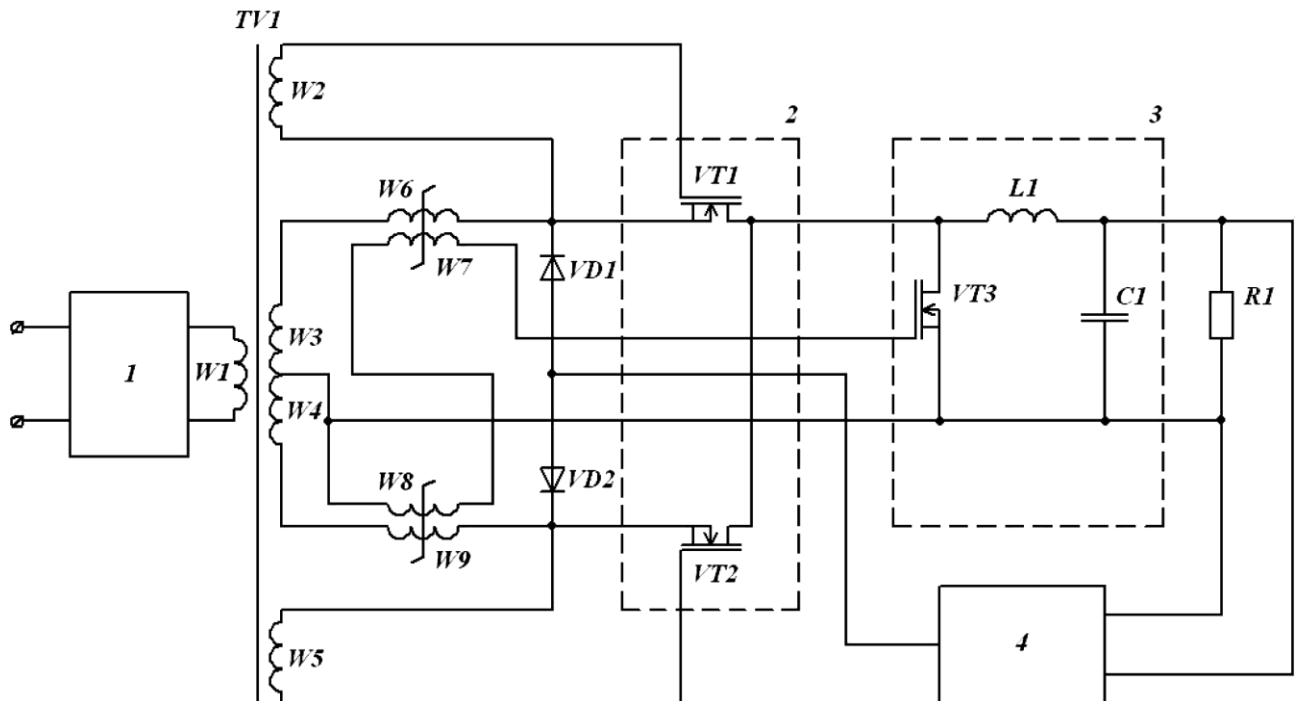


Рис. 4.7. Стабілізатор постійної напруги [141-142]: 1 – нерегульований високочастотний транзисторний інвертор, 2 – синхронний випрямляч, 3 – схема керування

Таким чином, за рахунок використання у вихідному фільтрі польового транзистора, який керується від додатково встановлених відповідних обмоток високочастотних МК, в запропонованому стабілізаторі постійної напруги досягнуто забезпечення високого рівня струму навантаження при високому коефіцієнті корисної дії. Для ДВЕЖ на МК з вихідними параметрами 24В, 10А при використанні діода у вихідному фільтрі ккд становив 92% [113]. Використання польових транзисторів з опором відкритого каналу 0,2 мОм дозволить підвищити цей показник до  $\geq 95\%$  [139]. Для розробленого схемотехнічного рішення характерним є зростання ккд при збільшенні вихідної потужності ДВЕЖ.

### 4.3. Аналіз експериментальних результатів

Для запису експериментальної вихідної характеристики високочастотних МК використовувався дослідний стенд, схема електричного кола якого представлена на рисунку 4.8:

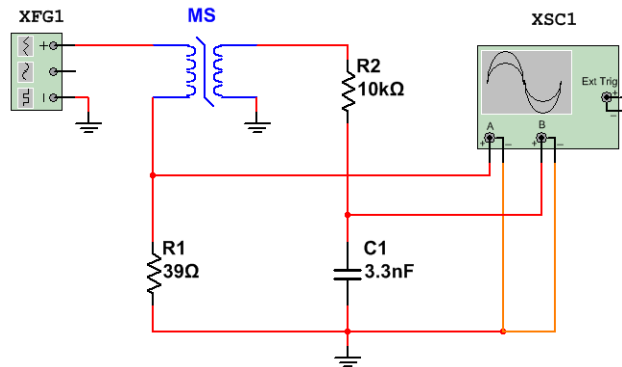


Рис. 4.8. Схема електричного кола, що використовувалося для вимірювання магнітної індукції  $B$  та напруженості магнітного поля  $H$

Вона складається з: а) генератора ГЗ-109 ( $XFG_1$ , опір навантаження  $r_{out} = 50\text{Ом}, 500\text{Ом}, 600\text{Ом}$  або  $5\text{кОм}$ ; тут  $f = 50\text{ кГц}$ ) синусоїдальної напруги  $V_g$ , високочастотного магнітного ключа (з магнітним осердям з аморфного магнітом'якого сплаву на основі кобальту), резистора  $R_1$ ; б) інтегратора  $R_2C_1$ , що дозволяє вимірювати сигнали на високих частотах без додаткових фільтрів чи алгоритмів обробки сигналів [139]. Для проведення вимірювань використовувався осцилограф АТТЕН з частотою дискретизації  $100\text{ МГц}$  ( $XSC1$ ) [116].

З допомогою (2.18) та (3.18) можна розрахувати напруженість магнітного поля  $H$  [116]:

$$H = \frac{U_{chA} \cdot N}{R \cdot l}. \quad (4.1)$$

Напруга каналу В осцилографа  $U_{ch.B}$  пов'язана з напругою, прикладеною до ВМП  $U$  [143]:

$$U_{ch.B} = \frac{1}{RC} \int_0^t U(t) dt. \quad (4.2)$$

За законом Фарадея [143]

$$U = \frac{d\Phi}{dt} \cdot N_2,$$

$$U = \frac{dB}{dt} SN_2, \quad (4.3)$$

де  $B$  - магнітна індукція,  $S$  - площа поперечного перерізу осердя високочастотного МК.

Оскільки цифровий осцилограф відображає дискретний сигнал, що являє собою послідовність значень напруги в певні моменти часу, можна розрахувати значення магнітної індукції в кожен момент часу з рівнянь (4.2) та (4.3)[116]:

$$B = \frac{U_{ch.B} \cdot RC}{SN_2}. \quad (4.4)$$

Нижче представлено результати експериментальних вимірювань струму та напруги високочастотних МК (рис. 4.9), здійснених з допомогою електричного кола, що зібране за схемою, зображеною на рис. 4.8.

Для отримання  $B$ - $H$  характеристики МК необхідно відобразити сигнал напруги, прикладеної до МК, відносно сигналу сили струму, що протікає крізь нього. Щоб побачити петлю гістерезису на екрані осцилографа обираємо його режим роботи  $XU$ , в якому сигнал каналу осцилографа А відображається не відносно часової осі (як на рис. 4.9), а відносно сигналу каналу В (рис. 4.10).

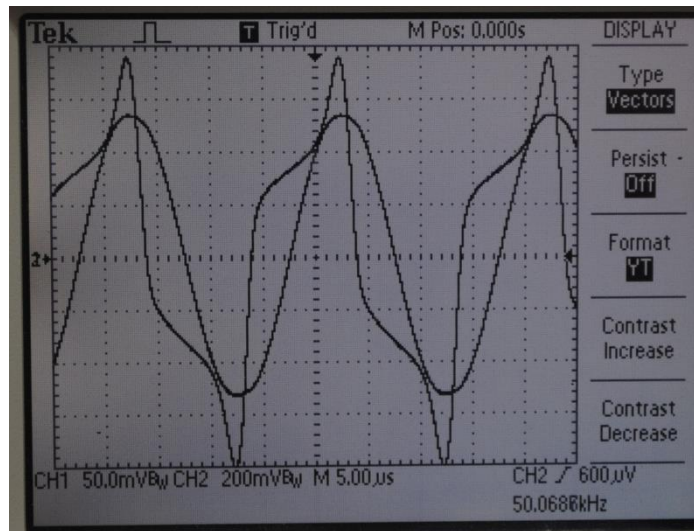


Рис. 4.9. Експериментально отримані осцилограми сигналів сили струму та напруги на МК

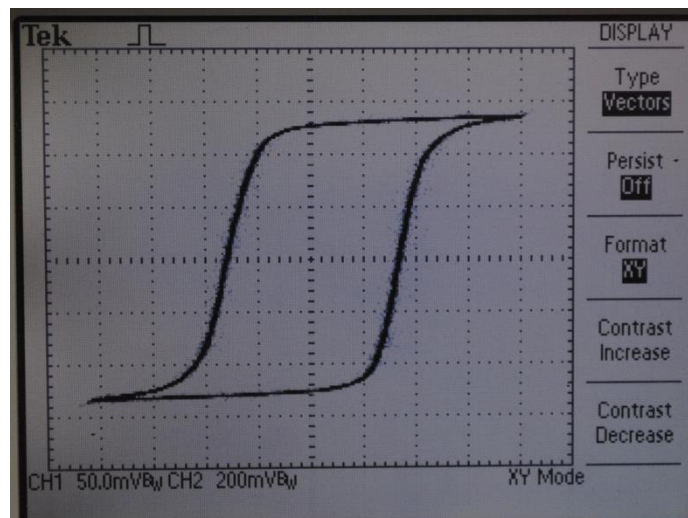


Рис. 4.10. Експериментально знята вихідна характеристика МК

На рисунку 4.10 представлено експериментальні дані — струм МК (3.10) відносно напруги, прикладеної до інтегратора (3.14), що використовувалися для отримання  $V(H)$  характеристики МК (3.12, 3.15), рис. 4.11, 4.12 [116].

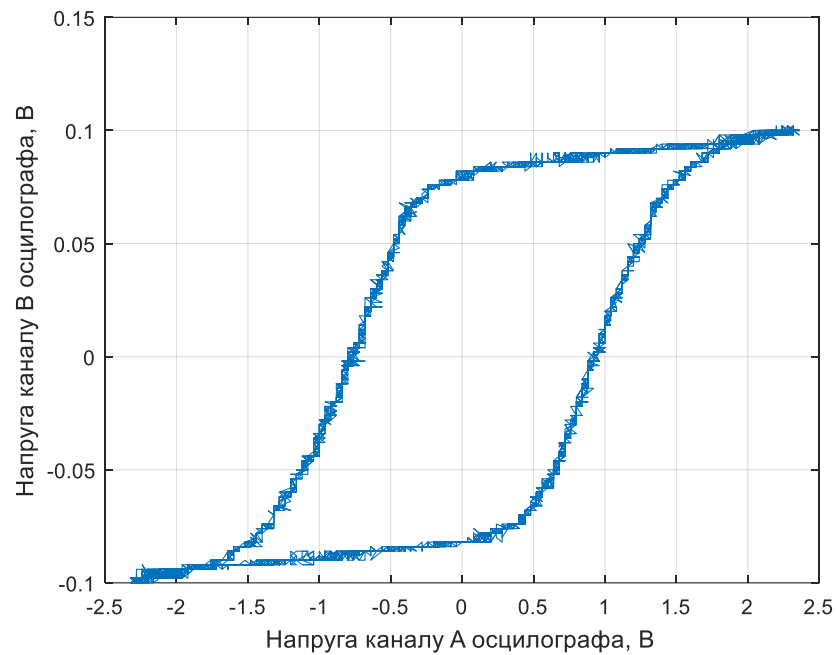


Рис. 4.11. Вимірювання петлі гістерезису: вибірка з 10 петель [116]

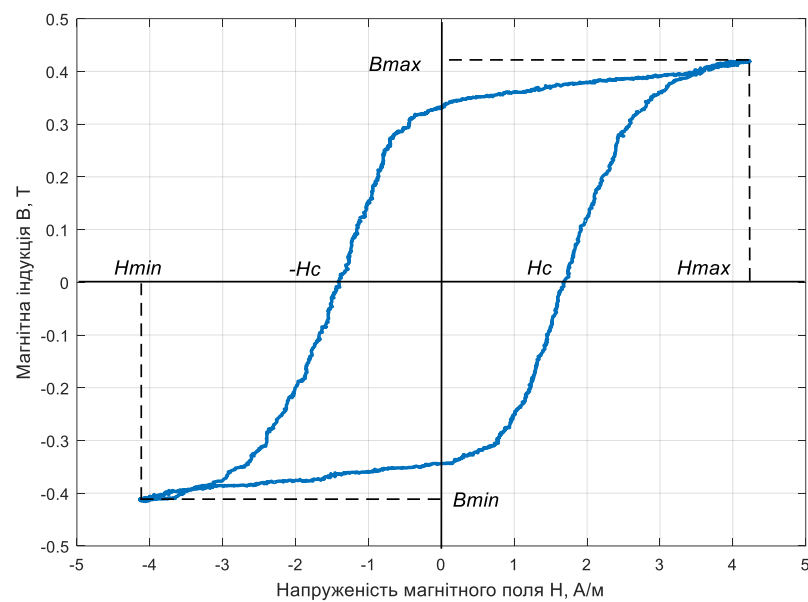


Рис. 4.12. Вимірювання петлі гістерезису: оцінка математичного сподівання петлі  $B(H)$  [116]

#### 4.4. Аналіз результатів комп'ютерного моделювання

Запропоновану комп'ютерну модель високочастотного МК (3.13- 3.16) було інтегровано у середовище САПР Matlab (рис.3.11).

Текст програми реалізації комп'ютерної моделі МК в САПР Matlab наведено в додатку Е.

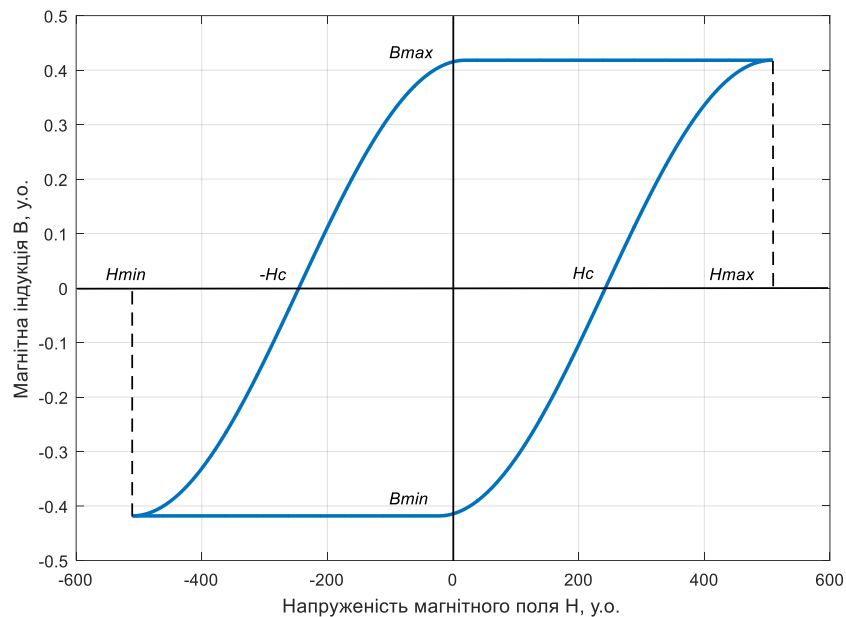


Рис. 4.13. Комп'ютерна модель (3.13-3.16) вихідної характеристики високочастотного МК

На рис. 4.13 величини по осях  $H$  та  $B$  вимірюються в умовних одиницях (у. о.), які отримано внаслідок масштабування результатів формул (2.30, 3.13-3.16) до результату експерименту (рис. 4.12). Значення напруженості магнітного поля  $H$  та магнітної індукції  $B$ , представлені на рис. 4.12, залежать від періоду дискретизації  $T_d$  осцилографа (XSC<sub>1</sub>, рис. 4.8), частоти генератора (XFG<sub>1</sub>, рис. 4.8), та від параметрів у виразах (4.1, 4.4). Відношення частоти дискретизації осциллографа до частоти генератора дорівнює кількості точок (значень вимірювань), записаних протягом одного періоду (відображено вздовж осі  $H$ ). Умовні одиниці вимірювання магнітної індукції безпосередньо дорівнюють її значенню, вимірюваному в теслах (Т).

Порівняння результату отриманого комп'ютерного імітаційного моделювання та середнього арифметичного результатів експериментальних вимірювань протягом одного періоду частоти комутації представлено на рисунках 4.13-4.15.



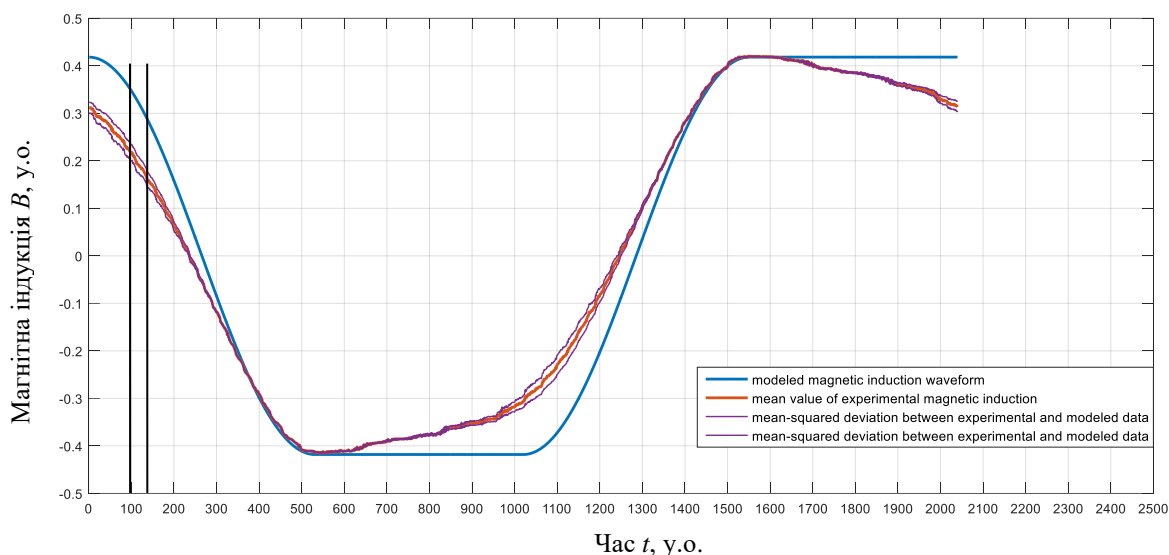


Рис. 4.14. Змодельована форма сигналу магнітної індукції  $B$ , середнє арифметичне експериментальне значення магнітної індукції, середньоквадратичне відхилення  $\sigma$  між експериментальними та змодельованими даними [116]

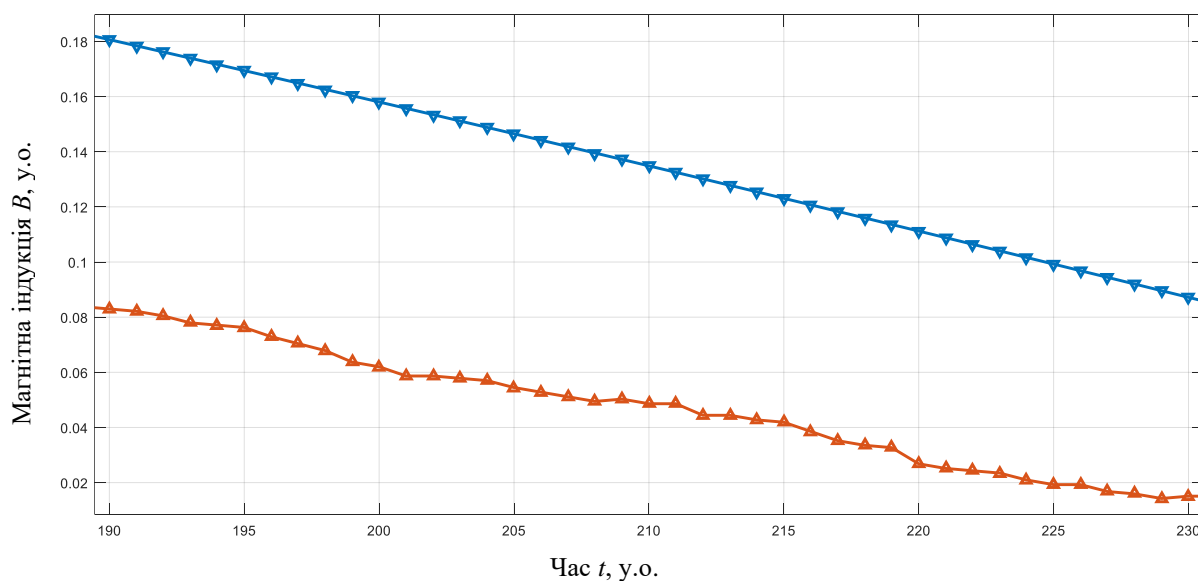


Рис. 4.15. Змодельована форма сигналу магнітної індукції  $B$  та середнє арифметичне експериментальне значення магнітної індукції МК [116]

Обчислено значення абсолютної похибки ( $\epsilon \leq 17,2\%$ ) та середньоквадратичного відхилення між змодельованими та експериментальними даними. Як і на вище приведених рисунках, магнітна індукція та час вимірюються в умовних одиницях (у. о.). Умовні одиниці

вимірювання часу безпосередньо залежать від частоти дискретизації осцилографа та частоти генератора. Відношення цих частот дорівнює кількості точок (значень вимірювань), записаних протягом одного періоду (відображено вздовж осі часу  $t$ ). Умовні одиниці вимірювання магнітної індукції  $B$  безпосередньо дорівнюють її значенню, виміряному в теслах (Т).

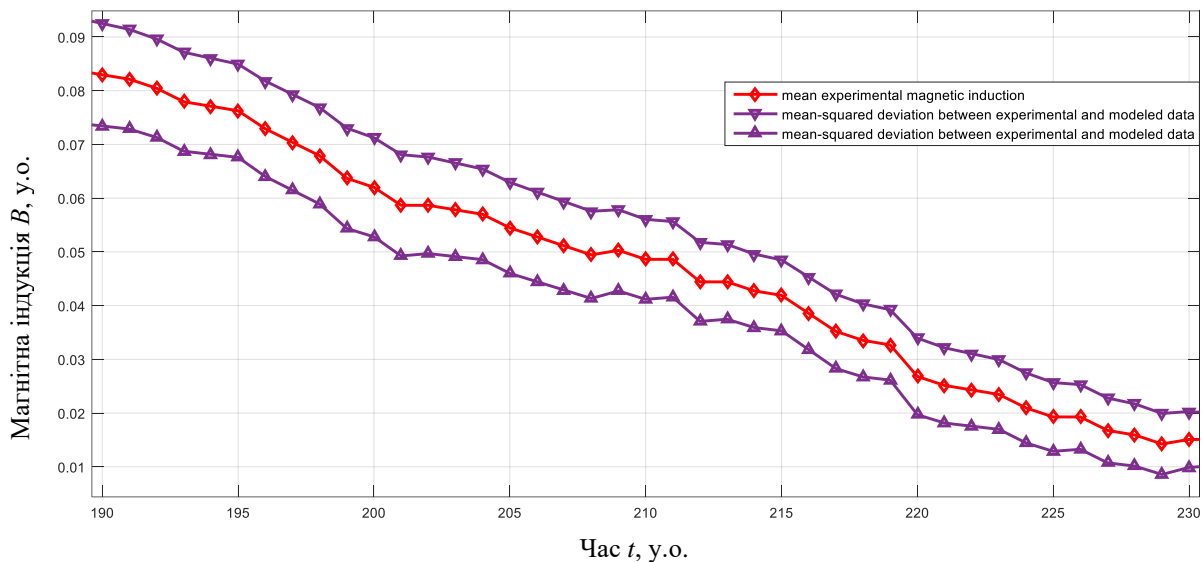


Рис. 4.16. Середнє арифметичне експериментальне значення магнітної індукції  $B$  та середньоквадратичне відхилення  $\sigma$  між експериментальними та змодельованими даними [116]

#### 4.5. Висновки до розділу 4

1. Розроблено нові схемотехнічні рішення ДВЕЖ на високочастотних МК, а саме силовий інвертор, кероване джерело живлення з виходом на змінному струмі, в основу роботи яких покладено режим роботи МК по повній петлі гістерезису. Розроблено схемотехнічні рішення стабілізаторів постійної напруги, де використано переключення МК по частковій петлі гістерезису.
2. Інтегровано нову комп'ютерну модель високочастотних МК (3.13-3.16) в середовище САПР MATHWORKS MATLAB 2015R. Оскільки в основі цієї моделі лежить функція, яку можна згенерувати з допомогою цифрових технологій, структуру моделі реалізовано з допомогою дискретних

цифрових компонентів. Це дозволило провести комп'ютерне моделювання електричного кола з магнітним ключем у єдиній САПР електричних кіл без потреби в жодних додаткових інтеграціях, замість використання окремих САПР для моделювання електричних та магнітних компонентів. Таким чином, набуло подальшого розвитку середовище для комп'ютерного моделювання пристроїв на основі МК, в якому, на відміну від існуючого, інтегровано комп'ютерну модель високочастотних МК.

3. Побудовано й досліджено експериментальне електричне коло з високочастотним МК. Експериментально записано вихідну характеристику МК.
4. Обчислено максимальну абсолютну похибку  $\varepsilon \leq 17,2\%$  між змодельованими та експериментальними даними. Її можна значно знизити, якщо врахувати крутизну осцилограми сигналу магнітної індукції, де було зроблено припущення, що  $B_n = B_{\min}$  (3.13) та  $B_n = B_{\max}$  (3.15). Для підвищення точності моделювання можна використати функцію  $B_n = kx$ , де  $k$  пропорційний до  $(B_{\max} - B_r)$ .  $B_r$  є залишковою магнітною індукцією. Досягнуто повного якісного співпадіння сигналу вхідної напруги МК та відповідної робочої точки на моделі його вихідної характеристики.

## ВИСНОВКИ

У дисертації розв'язано актуальну наукову задачу розробки математичної моделі високочастотних магнітних ключів та її інтеграції в обчислювальне середовище для автоматизації проектування джерел вторинного електроживлення.

При цьому отримано нижче зазначені результати.

1. У результаті проведеного аналітичного огляду існуючих математичних моделей магнітних радіоелектронних компонентів з нелінійними властивостями сформульовано основні вимоги до моделі МК: можливість інтеграції моделі в САПР радіоелектронних кіл, що передбачає в частотній області функцію передачі таку саму, як і в реального МК, робота в режимі ШІМ; жодним чином не повинні порушуватися режими роботи моделей інших компонентів схеми перетворювача напруги в САПР.
2. Запропоновано та обґрунтовано представлення моделі вихідної характеристики МК фрагментами синусоїдальних функцій локальним методом. Це дозволило описати запропоновану математичну модель синусоїдальними та лінійними функціями на двох інтервалах розбиття, що забезпечило зменшення кількості інтервалів розбиття для представлення вихідної характеристики МК у 3 рази в порівнянні з відомими моделями, де їх мінімальна кількість становить 6, і в сукупності знизити часову складність реалізації запропонованої моделі.
3. На підставі розробленої математичної моделі вихідної характеристики МК обґрунтовано та розроблено комп'ютерну модель реалізації цієї характеристики у вигляді цифрового мікроконтролера, що забезпечило інтеграцію цієї моделі в існуючі САПР. Така інтеграція забезпечує скорочення часу проектування ДВЕЖ за рахунок автоматизації процесу вибору параметрів високочастотних МК.
4. Удосконалено середовище для комп'ютерного моделювання пристроїв на основі МК, в якому, на відміну від існуючого, інтегровано комп'ютерну

модель високочастотних МК у бібліотеку компонентів САПР. Обґрунтовано вибір параметрів АЦП напруги, прикладеної до МК, розраховано методичну похибку моделювання. Таким чином забезпечено автоматизацію проектування ДВЕЖ на основі високочастотних МК, а саме багатоканальних перетворювачів напруги та ДВЕЖ з високим рівнем струму навантаження.

5. Достовірність отриманих наукових результатів підтверджено експериментальним опрацюванням сигналів струму та напруги МК та їх порівнянням з результатами моделювання. В процесі досліджень показано повне якісне співпадіння модельованих процесів з реальними при відносній максимальній похибці  $\varepsilon \leq 17,2\%$ , що перевершує результати, отримані при застосуванні існуючих математичних моделей. Результати проведених досліджень впроваджено під час розробки стабілізатора напруги на високочастотних МК в державному науково-технічному підприємстві «Техас-К», в рамках науково-дослідних робіт та в навчальному процесі ТНТУ, що підтверджено відповідними актами впроваджень.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] Григораш О. В., Денисенко Е. А., Чумак М. С. Синтез модульных систем бесперебойного электроснабжения повышенной надёжности. *Политематический сетевой электронный научный журнал Кубанского государственного аграрного университета*. 2015. № 4 (108). С. 1–14.
- [2] Булах Е. В., Волков В. А., Сиренко К. П. Многоканальный источник питания для мощных магнетронов. *Приборы и техника эксперимента*. 2011. № 3. С. 98-104.
- [3] Gu Y., Lu Z., Qian Z., Huang G. A novel driving scheme for synchronous rectifier suitable for modules in parallel. *IEEE Transactions on Power Electronics*. November 2005. Vol. 20, No. 6. P. 1287-1293.
- [4] High current MOSFET driver. [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/16743d.pdf> .
- [5] Fei C., Lee F. C., Li Q. Digital implementation of adaptive synchronous rectifier (SR) driving scheme for LLC resonant converters. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE*. 2016. P. 322-328.
- [6] Amouzandeh M. S., Mahdavihah B., Prodic A., McDonald B. Digital synchronous rectification controller for LLC resonant converters. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE*. 2016. P. 329-333.
- [7] Texas Instruments. TPS25982 2.7-V to 24-V, 2.7 mΩ, 15 A Smart eFuse – Integrated hot-swap protection with 1.5% accurate load current monitoring and adjustable transient fault management. [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps25982.pdf?ts=1604858072285&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTPS25982](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps25982.pdf?ts=1604858072285&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTPS25982) .

- [8] Bruckner T., Sadowski P., Jacob R. Snubbed high-power press-pack IGBT converter. *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille*. 2013. P. 1-7. doi: 10.1109/EPE.2013.6634319.
- [9] Dudrik J., Bodor M., Trip N. D. Operation analysis of soft-switching PWM DC-DC converter with secondary snubber. *Communications – Scientific Letters of the University of Zilina*. 2013. No 3.
- [10] Magnetics inc. Technical Bulletin. Mag Amp Cores and Materials, BULLETIN SR-4. [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Product%20Literature/Strip%20Wound%20Core%20Literature/sr-4.pdf?ext=.pdf>.
- [11] Magnetics inc. Tape Wound Cores [Электронный ресурс]. – 2016. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mag-inc.com/getattachment/Products/Tape-Wound-Cores/VAC-Nickel-Iron-Alloy-Tape-Cores-Replacement/2016-Magnetics-Tape-Wound-Cores-Catalog.pdf.aspx?lang=en-US>.
- [12] Vacuumschmelze GmbH & Co. KG., Tape Wound Cores for Magnetic Amplifier Chokes, Nanocrystalline VITRO-PERM 500 Z, preliminary product leaflet, 2001. [Электронный ресурс]– Режим доступа до ресурсу: [https://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/documents/broschueren/kbbrosch/PKVP500Z\\_10.pdf](https://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/documents/broschueren/kbbrosch/PKVP500Z_10.pdf).
- [13] K. Harada, T. Nabeshima, “Applications of magnetic amplifiers to high-frequency dc-to-dc converters,” *Proc. IEEE*. April 1988. Vol. 76, no. 4. P. 355-361.
- [14] Козлов Г. Д. Комутация магнитного потока. Москва: Энергия. 1974. 248 с.
- [15] Yaskiv V. Using of high-frequency magnetic amplifier in switch mode dc power supplies. *Proceedings of 35th Annual IEEE Power Electronic Specialists Conference (PESC'04), Aachen*. 2004. P. 1658–1662,
- [16] Пирогов А. И. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. Изд. 3-е. Москва: Энергия. 1973. 264 с.

- [17] Хруслов Л. Л. Регуляторы и стабилизаторы напряжения и тока с высокочастотными магнитными ключами. Москва: Изд-во МЭИ. 1992. 96 с.
- [18] Yao W., Hong X., Lu Z. A novel current-sharing scheme based on magamp. *Journal of Zhejiang University SCIENCE A*. 2008 p. Vol. 9, No 8. P. 1150–1156.
- [19] Lentini F., Sampieri T. Magnetic Amplifier with LPR30 controller. SGS-Thompson App Note AN904, 1997. [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу:  
[http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXy\\_yvst.pdf](http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXy_yvst.pdf).
- [20] Шопен Л. В. Бесконтактные электрические аппараты автоматики. Учебник для студентов вузов, обучающихся по специальности «Электрические аппараты». Москва: Энергия. 1976. 568 с.
- [21] Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. Москва: Наука. 1966. 720 с.
- [22] Sharma R. Soft Switched Multi-Output PWM DC-DC Converter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2013. Vol. 3, No 3. P. 328–335.
- [23] Jamerson C., Chen D. Y. Magamp postregulators for symmetrical topologies with emphasis on half-bridge configurations. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1993. No 8(1). P. 26-29.
- [24] Wen C. C., Chen C. L., Chen W., Jiang J. Magamp postregulation for flyback converter. *Proceedings of IEEE Power Electronics Spec. Conference*. 2001. P. 333-338.
- [25] Chen W., Han J., Wen C. C. Bi-directional resetting scheme of the magamp postregulator. *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference*. 2002. P. 838-842.



- [26] Watson R., Lee F. C. Analysis, Design, and Experimental Results of a 1-kW ZVS-FB-PWM Converter Employing MagAmp Secondary-Side Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1998. Vol. 45, No 5. P. 806 – 814.
- [27] Яськів А. В. Високоєфективний високочастотний перетворювач напруги підвищуючого типу. Матеріали Міжнародної науково-практичної конференції «Наука і техніка: виклики сьогодення». Київ. 08-09 лютого 2013. С.104-107.
- [28] Яськів А. Високочастотний перетворювач напруги по ISIP0 топології. Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування». Тернопіль. 5-6 червня 2013р. С.79-82.
- [29] Yaskiv A. Mathematical modeling at optimization of energy characteristics of electrical power converters. *Baku World Forum of Young Scientists 2014. Collection of abstracts*. Baku. 26-31 May 2014. P. 22-23.
- [30] Harada K., Nabeshima T., Hiramatsu R. On the control of magnetic amplifier for high-frequency DC-to-DC converter. *IEEE*. 1987. P. 234-238.
- [31] Mamano B. Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation. Unitrode corp. [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <http://www.ti.com/lit/ml/slup129/slup129.pdf>.
- [32] Lee J., Chen D. Y., Jamerson C. Magamp postregulators – practical design considerations to allow operation under extreme loading conditions. *Proceedings of IEEE APEC*. 1988. P. 368-376.
- [33] Lee J., Chen D. Y., Wu Y. P., Jamerson C. Modeling of control loop behavior of magamp postregulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 5. October 1990. P. 476-483.
- [34] Yang C. H., Chen D. Y., Jamerson C., Wu Y. P. Stabilizing magamp control loop by using an inner-loop compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. P. 419-429.
- [35] Jovanovic M., Huber L. Small-Signal Modeling of Nonideal Magamp PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1999. Vol.14, No 5. p. 882–889.

- [36] Chen Y. T., Chen D. Y. Small-Signal Modeling of Magnetic Amplifier Post Regulators with Current-Mode Control. *IEEE Trans on Ind. Electr.* 2000. Vol. 47, No 4. P. 821–831.
- [37] Austrin L., Figueroa-Karlstrom E., Engdahl G. Evaluation of switching losses in magnetic amplifiers as an alternative to IGBT switching technologies. *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008)*. 2008. P. 250–254.
- [38] Austrin L. On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Royal Institute of Technology. Sweden. 2007.
- [39] NASA Technical Reports Server (NTRS) 19940009938: Large space structures and systems in the space station era: A bibliography with indexes (supplement 05).- p.139.- [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: [https://archive.org/details/NASA\\_NTRS\\_Archive\\_19940009938/page/n145/mode/2up](https://archive.org/details/NASA_NTRS_Archive_19940009938/page/n145/mode/2up).
- [40] Saturable cores for mag-amps [Электронный ресурс] // Toshiba – Режим доступа до ресурсу: <https://pdf.directindustry.com/pdf/toshiba-america-electronics-components/saturable-cores-mag-amps/33679-562725.html#search-en-saturable-cores-mag-amps>.
- [41] Chen W., Hui S. Y. A Dimmable Light-Emitting Diode (LED) Driver with Mag-Amp Postregulators for Multistring Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011. Vol. 26, No 6. P. 1714–1722.
- [42] Chinneck J., Nakhla M., Zhang Q. Computer-Aided Design for Electrical and Computer Engineering. Tutorials on Emerging Methodologies and Applications in Operations Research . Denver: Springer Science + Business Media, Inc. 2004. P. 6:1 – 6:44.
- [43] Modelling, Programming and Simulations Using LabVIEW Software. Edited by Riccardo de Asmundis. Intech. Croatia. 2011. 306 p.
- [44] PSIM User Manual [Электронный ресурс]. – 2016. – Режим доступа до ресурсу: <https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/06/PSIM-User-Manual.pdf> .

- [45] PSpice Reference Guide // Cadence Design Systems, Inc.. – 2000. [Електронний ресурс]– Режим доступу до ресурсу: [https://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/PSpice\\_ReferenceguideOrCAD.pdf](https://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/PSpice_ReferenceguideOrCAD.pdf) .
- [46] Яськів А. Математичне моделювання високочастотних магнітних підсилювачів. Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Світлотехніка й електротехніка: історія, проблеми, перспективи», (м. Тернопіль, м. Яремче 23-27 лютого 2015 р.). Тернопіль, Яремче, 2015. С.117.
- [47] PSpice User's Guide [Електронний ресурс] // Cadence Design Systems, Inc. – Режим доступу до ресурсу: [http://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/PSpice\\_UserguideOrCAD.pdf](http://www.seas.upenn.edu/~jan/spice/PSpice_UserguideOrCAD.pdf) .
- [48] Demuth H., Beale M. Neural Network Toolbox User's Guide For Use with MATLAB [Електронний ресурс] Режим доступу до ресурсу: [http://www.image.ece.ntua.gr/courses\\_static/nn/matlab/nnet.pdf](http://www.image.ece.ntua.gr/courses_static/nn/matlab/nnet.pdf) .
- [49] Powersim inc. Tutorial on How to Define the Saturable Core Element, 2006. [Електронний ресурс]– Режим доступу до ресурсу: <https://powersimtech.com/drive/uploads/2016/03/Tutorial-Saturable-Core.pdf> .
- [50] Ёozgoёnenel O., Gёuney K. R. I., Usta Ё., Dirik H. A novel three-phase transformer hysteresis model in MATLABTM Simulink. *Turk J Elec Eng & Comp Sci*. 2012. Vol.20, No.4. P. 479-492.
- [51] Карпухин Э. В., Дятков В. С., Демин С. Б.. Комплекс программ для расчета магнитных полей магнитострикционных преобразователей. *Вестник ИжГТУ*. №1(53). 2012. С. 109–112.
- [52] Антонов С. Н., Шарипов И. К., Шемякин В. Н., Адошев А. И. Моделирование магнитных систем с использованием систем автоматизированного проектирования. *Достижения науки и техники АПК*. №10. 2010. С. 75–78.
- [53] Татевосян А. С., Татевосян А. А., Захарова Н. В., Шелковников С. В. Экспериментальное исследование и расчет магнитного поля электромагнита постоянного тока с расщепленными полюсами и

- полюсными наконечниками в комплексе программ ELCUT. *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*. Т. 327, №2. 2016. С. 133-140.
- [54] ANSYS Inc. Balance of power. ANSYS Advantage, Vol. 8, No 2, 2014, pp. 33-35. [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.ansys.com/-/media/ansys/corporate/resourcelibrary/article/balance-of-power-multiphysics-aa-v8-i2.pdf>.
- [55] Klatt R., Krawczyk F., Novender W.-R., Palm C., Weiland T. MAFFIA – A three-dimensional electromagnetic CAD system for magnets, RF structures, and transient wake-field calculations. *Proceedings of the 1986 International Linac Conference, Stanford, California, USA*. P. 276-278.
- [56] Poisson equation, solving with DFT. [Электронный ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: [https://algowiki-project.org/en/Poisson\\_equation,\\_solving\\_with\\_DFT](https://algowiki-project.org/en/Poisson_equation,_solving_with_DFT).
- [57] Lowther D. A., Silvester P. P. *Computer-Aided Design in Magnetics*. Springer-Verlag New York Inc. 1986. 323 p. ISBN-13: 978-3-642-70671-4.
- [58] Красносельский М. А., Покровский А. В. *Системы с гистерезисом*. Москва: Наука. 1983. 272 с.
- [59] Bertotti G., Mayergoyz I. *The Science of Hysteresis. Volume 1. Mathematical Modeling and Applications*. Elsevier Inc. 2006. 751 p. ISBN: 0-1248-0874-3.
- [60] Edry D., Ben-Yaakov S. A SPICE Compatible Model of Magamp Post-Regulators. *IEEE Applied Power Electronics Conf., APEC'92*. 1992. P. 793 – 800.
- [61] Leite D. M. G., Batagin-Neto A., Nunes-Neto O., Gymez J. A., Graeff C. F. O. Electrically detected magnetic resonance modeling and fitting: An equivalent circuit approach. *Journal of Applied Physics*. Vol. 115, 034510. 2014. doi: 10.1063/1.4862178.
- [62] Mandache L., Topan D., Sirbu I. G. Accurate Time-Domain Simulation of Nonlinear Inductors Including Hysteresis and Eddy- Current Effects.

- Proceedings of the World Congress on Engineering 2011, Vol. 2, 2011, p.1327–1332.
- [63] Piao G., Kim D. H., Shim J. H., Pan L. Q. RC-circuit-like dynamic characteristic of the magnetic domain wall in ferromagnetic nanowires. *Chinese Physics Letters*, Vol.32, No 8, 2015, p. 087502: 1–5.
- [64] Sirbu I. G. Simplified Circuit Models for Ferromagnetic Cores. *U.P.B. Scientific Bulletin, Series C*. Vol. 75, No 2. 2013. P. 221–234.
- [65] Preisach F. Uber die magnetische Nachwirkung. *Zeitschrift fur Physik*. 1935. No 94. P. 861–890.
- [66] Mayergoyz I. *Mathematical Models of Hysteresis and Their Applications*. Second edition. 2003. 498 p.,
- [67] Стародубцев Ю. Н. Магнитомягкие материалы: Энциклопедический словарь-справочник. Москва: Техносфера. 2011. 664 с.
- [68] Rosenbaum S., Ruderman M., Strohla T., Bertram T. Use of Jiles-Atherton and Preisach hysteresis Models for Inverse Feed-Forward Control. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2010. Vol. 46, No 12. P. 3984–3989.
- [69] Smith R. C. *Smart Material Systems: Model Development*. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics. Second edition. 2005. 501 p.
- [70] Guo Zhu Jian. *Numerical Modeling of Magnetic Materials for Computer Aided Design of Electromagnetic Devices* : Ph.D. thesis. Sydney. 1994. 228 p.
- [71] Sutor A., Rupitsch S. J., Bi S., Lerch R. A modified Preisach hysteresis operator for the modeling of temperature-dependent magnetic material behaviour. *Journal of Applied Physics*. 2011. Vol. 109, No 7, i.d. No 07D338.
- [72] Takahashi N., Miyabara S., Fujiwara K. Problems in Practical Finite Element Analysis Using Preisach Hysteresis Model. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1999. Vol.35, No 3. P. 1243–1246.
- [73] Andrei P., Stancu A. Dynamic models of hysteresis for structured media. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*. December 2007. Vol. 9, No. 12. P. 3837 – 3842.

- [74] Jiles D. C., Atherton D. L. Theory of Ferromagnetic Hysteresis. *J. Magn. And Magn. Mater.* 1986. No 61. P. 48–60.
- [75] Ling W., Willems P. Application Note: Magnetic Core and BH Curve. 2013 [Электронный ресурс] Режим доступа до ресурсу: [http://www.flowcad.de/AN/FlowCAD\\_AN\\_PSpice\\_BH\\_Curve.pdf](http://www.flowcad.de/AN/FlowCAD_AN_PSpice_BH_Curve.pdf) .
- [76] Jiles D. C. Frequency dependence of hysteresis curves in ‘non-conducting’ magnetic materials. *Transactions on Magnetics*. 1993. Vol. 29, No 12. P. 3490–3492.
- [77] Jiles D. C. Frequency dependence of hysteresis curves in conducting magnetic materials. *Journal of Applied Physics*. 1994. Vol. 76, No 10. P. 5849–5855.
- [78] Jiles D. C., Thielke J. B., Devine M. Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modeling of Magnetic Properties Using the Theory of Ferromagnetic Hysteresis. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1992. Vol. 28, No 1. P. 27–35.
- [79] Новиков А. А., Амелина М. А. Конспект лекций по курсу «Математическое моделирование в электронике». Смоленск. 2006. 74 с.
- [80] Строев Н. Н. Исследование предельных возможностей использования новых магнитных материалов в высокочастотных источниках вторичного электропитания: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук : спец. 05.09.12 "Силовая электроника". Москва. 2000. 19 с.
- [81] Azzaoui S., Srairi K., El Hachemi Benbouzid M. Non Linear Magnetic Hysteresis Modelling by Finite Volume Method for Jiles-Atherton Model Optimizing by a Genetic Algorithm. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*. No 3. 2011. P. 191–198.
- [82] Pop N. C., Caltun O. F. The fitting of magnetic hysteresis curves using the Jiles -Atherton model(II). *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*. 2010. Vol. 12, No 4. p. 885–891.
- [83] Marion R., Scorretti R., Siauve N., Raulet M.-A., Krahenbiihl L. Identification of Jiles–Atherton Model Parameters Using Particle Swarm Optimization. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008. Vol. 44. P. 894-897.

- [84] Шкурников Е. В. Программный модуль пересчёта параметров ферромагнетиков в специализированной компьютерной системе с. *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. 2012. №3. С. 101–105.
- [85] Szewczyk R. Computational Problems Connected with Jiles-Atherton Model of Magnetic Hysteresis. Recent Advances in Automation, Robotics and Measuring Techniques. *Advances in Intelligent Systems and Computing*. 2014. Vol. 267. P. 275–283.
- [86] Szewczyk R. Validation of the An hysteretic Magnetization Model for Soft Magnetic Materials with Perpendicular Anisotropy. *Materials*. 2014. No 7. P. 5109–5116.
- [87] Тугай Ю. І., Бесараб О. Б. Модель електромагнітного трансформатора напруги для дослідження ферорезонансних процесів. *Наукові праці Вінницького національного технічного університету*. 2014. № 4. - Режим доступу до ресурсу: [http://nbuv.gov.ua/UJRN/VNTUV\\_2014\\_4\\_11](http://nbuv.gov.ua/UJRN/VNTUV_2014_4_11) .
- [88] Fecioru-Morariu M., Paduraru A., Caltun O. The Influence of the Frequency and Waveform on the Hysteresis Loop of some NiZnCu Ferrites. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*. 2003. Vol. 5, no 4. P. 985–990.
- [89] Nakmahachalasint P., Khai D.T., Vu-Quoc L. A Behavioral Model for Frequency-Dependent Hysteresis in Power Ferrites. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2004. Vol. 40, No 4. P. 1784–1790.
- [90] Wilson P. R., Ross J. N., Brown A. D. Modeling Frequency-Dependent Losses in Ferrite Cores. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2004. Vol. 40, No 3. P. 1537–1541.
- [91] Phelps B. F. An Inclusive Model of Ferromagnetic Hysteresis: Ph.D. thesis. Ontario. 1999. 210 p.
- [92] Szewczyk R., Frydrych P. Extension of the Jiles – Atherton Model for Modelling the Frequency Dependence of Magnetic Characteristics of Amorphous Alloy Cores for Inductive Components of Electronic Devices. *ACTA Physica Polonica A*. 2010. Vol. 118, No 5. P. 782–784.



- [93] Chan J. H., Vladimirescu A., Gao X., Liebmann P., Valainis J. Nonlinear Transformer Model for Circuit Simulation. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design*. 1991. Vol. 10, No 4. P. 476 – 482.
- [94] Dupre L., J. Melkebeek. Electromagnetic hysteresis modelling: from material science to finite element analysis of devices. *International Society Compumag Newsletter*. 2003. Vol. 10, No 3. P. 4–15.
- [95] Камінський В., Струмільло П., Томчак Е. Застосування систем штучного інтелекту до розв’язування вибраних задач охорони атмосфери. Лодзь: Польська академія наук. 2013. 179 с.
- [96] Saliyah H., Lowther D. Modelling magnetic materials using artificial neural networks. *IEEE Trans. on Magn.* 1998. Vol. 34. P. 3056-3059.
- [97] Makaveev D., Dupré L., De Wulf M., Melkebeek J. Modelling of quasi-static magnetic hysteresis with feedforward neural networks. *J. of Appl. Phys.* 2001. Vol. 89. P. 6737-6739.
- [98] Adly A. A., Abd-El-Hafiz S. K. Efficient modeling of vector hysteresis using a novel Hopfield neural network implementation of Stoner–Wohlfarth-like operators. *Journal of Advanced Research*. 2013. No 4. P. 403–409.
- [99] Konieczny J., Dobrzański L. A., Tomiczek B., Trzaska J. Application of the artificial neural networks for prediction of magnetic saturation of metallic amorphous alloys. *Archives of Materials Science and Engineering*. 2008. Vol. 30, No 2. P. 105–108.
- [100] Demuth H., Beale M. Neural Network Toolbox User’s Guide For Use with MATLAB [Електронний ресурс] Режим доступу до ресурсу: [http://www.image.ece.ntua.gr/courses\\_static/nn/matlab/nnet.pdf](http://www.image.ece.ntua.gr/courses_static/nn/matlab/nnet.pdf).
- [101] Hermans M., Schrauwen B. Training and Analyzing Deep Recurrent Neural Networks. *Advances in Neural Information Processing Systems (NIPS)*. 2013. P. 190–198.
- [102] Yuan X. H., Feng Q. Y. Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers with Memory Effects Using Orthonormal Hermite Polinomial Basis Neural



- Network. *Progress in Electromagnetics Research C*. 2013. Vol. 34. P. 239–251.
- [103] Маляр В., Маляр А., Гречин Д. Апроксимація характеристик намагнічування електротехнічних сталей. *Теоретична електротехніка*. 2004. №57. С. 78–85.
- [104] Грицюк П. М., Мічута О. Р., Грицюк П. М., Рощенюк А. М. Методичні вказівки для виконання лабораторних робіт з дисципліни "Математичні методи і моделі" денної форми навчання спеціальності 193 "Геодезія та землеустрій". Рівне: НУВГП. 2016. 42 с.
- [105] Nicolaide A. An Approach to the Mathematical Modeling of the Hysteresis Curves of Magnetic Materials: the Minor Curves. 2007. P. 301-310.
- [106] Motoasca S., Scutaru G. Hysteresis modeling of soft magnetic materials using LabView Programs. *Advances in Electrical and Computer Engineering*. 2010. Vol 10, No 2. P.94-97.
- [107] Маас С. Что надо знать о методе анализа на основе рядов Вольтерра. *Инженерная микроэлектроника*. №1, 2000. С. 45-51. [Електронний ресурс] Режим доступу до ресурсу: <http://www.euointech.ru/products/AWR/VoltaireSeries.pdf>
- [108] Favier G., Kibangou A. Y., Bouilloc T. Nonlinear system modeling and identification using Volterra-PARAFAC models. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. Wiley. 2012. No 26 (1). P.30-53.
- [109] Boyd S., Tang Y. S., Chua L. O. Measuring Volterra kernels. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. August 1983. Vol. cas-30, No. 8. P. 571-577.
- [110] Яськів А. Комп'ютерне імітаційне моделювання високочастотного магнітного підсилювача. Матеріали II Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування» (м. Тернопіль, 9-10 червня 2015р.). Тернопіль. 2015. С.67-68.

- [111] Яськів А. Математичне моделювання процесів перемагнічення магнітом'яких матеріалів з високою крутизною петлі гістерезису. Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». 2015 р. №4(53). С. 112-118.
- [112] Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K., Yaskiv A. Performance Evaluation of MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor. Proceedings of 10<sup>th</sup> International Conference ELEKTRO 2014. University of Zilina, Slovak Republic. May 19-20, 2014.
- [113] Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K., Yaskiv A. MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor. *Special issue of journal COMMUNICATIONS - Scientific Letters of the University of Zilina*, ISSN 1335-4205. No. 1A/2015. P. 28-34.
- [114] Яськів В.І. Математична модель імпульсного стабілізатора напруги на магнітних ключах. *Науково-прикладний журнал «Технічна електродинаміка»*. 2002. № 6. С. 20–22.
- [115] Авторское свидетельство СРСР № SU1092516А, МПК G06F 17/10, G06F 1/02. Цифровой генератор синуса [Текст] / Яворский Б. И., Гудз И. С. - №3372245; заявл. 28.12.1981 г.; опубл. 15.05.1984 г.
- [116] Yaskiv A., Yavorskyu B. Integration of Magnetic Amplifier Switch Model into Computer Aided Design for Power Converters. *Scientific journal of TNTU*. 2019. No 2 (94). P. 123-133.
- [117] Яськів А. Математична модель силового ключа на основі високочастотного магнітного підсилювача для його комп'ютерного імітаційного моделювання. Матеріали IV Міжнародної науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки та приладобудування» (м. Тернопіль, 20-21 червня 2019 р.). Тернопіль. 2019. С.79-80.
- [118] Яворський Б. І. Математичні основи радіоелектроніки. Частина I. Тернопіль: ТПІ імені Івана Пулюя. 1996. 184 с.

- [119] The 8052 Tutorial & Reference. – 2004. – [Електронний ресурс]. – Режим доступу до ресурсу: <http://www.electroons.com/8051/ebooks/8052com%20Tutorial%20&%20Reference.pdf>
- [120] Christos H. Papadimitriou. Computational Complexity. Addison-Wesley, Reading/Mass. 1995
- [121] Sanjeen Arora, Boaz Barak. Computational complexity: A modern approach. Cambridge University Press. 2009. 489p.
- [122] Claude E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. *Bell Syst. Tech. J.*, 27:379-423,623-656. July, October 1948.
- [123] Yaskiv V., Yaskiv A. High-Frequency MagAmp Power Inverter. *Computational Problems of Electrical Engineering*, Національний університет «Львівська політехніка». 2017. Vol. 7, № 2. P.124-130.
- [124] Патент України на винахід № 116670, МПК H02M 3/335(2006.01) Імпульсний перетворювач постійної напруги / Яськів В. І., Марценюк А. С., Яськів А. В., Мишковець О. П.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201602383; заявл.12.03.2016; опубл. 25.04.2018, Бюл. № 8, 2018 р.
- [125] Патент України на корисну модель № 110693, МПК H02M 3/335 (2006.01) Імпульсний перетворювач постійної напруги [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В., Мишковець О.П.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. - № u201602384; заявл. 12.03.2016; опубл. 25.10.2016, Бюл. № 20, 2016 р.
- [126] Яськів В., Яськів А., Марценюк А. Метод побудови високочастотного силового інвертора на основі магнітних підсилювачів. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки та приладобудування» (м.Тернопіль, 8-9 червня 2017 р.). Тернопіль. 2017. С.112-114.
- [127] Яськів В. І. Забезпечення симетрування процесу перемагнічування силового трансформатора двотактного перетворювача напруги.

Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». 2009. № 1. С. 80–84.

- [128] Деклараційний патент на винахід 39783А, МПК H02М 7/505. Спосіб ввімкнення транзисторних перетворювачів постійної напруги на синхронну і синфазну роботу та пристрій для його реалізації [Текст] / Яськів В.І., Гурник О.П.; заявник Яськів Володимир Іванович. - № 98031280; заявл.12.03.1998; опубл. 15.06.2001, Бюл. № 5, 2001р.
- [129] Яськів В.І., Гурник О.П. Забезпечення синхронної та синфазної роботи високочастотних транзисторних інверторів. *Вісник Національного Університету “Львівська політехніка”, “Радіоелектроніка та телекомунікації”*. 2002. № 443. С. 100–104.
- [130] Патент України на винахід № 115613, МПК H02М 7/519 (2006.01), МПК H02М 3/337 (2006.01) Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201602381; заявл. 12.03.2016; опубл. 27.11.2017, Бюл. № 22, 2017 р.
- [131] Патент України на корисну модель № 109557, МПК H02М 3/335 (2006.01) Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201602382; заявл. 12.03.2016; опубл. 25.08.2016, Бюл. № 16, 2016 р.
- [132] Деклараційний патент на винахід 74199А, МПК H02М 7/539, G05F 1/32. Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Гурник О.П.; заявник Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя. - № 2003021289; заявл.13.02.2003; опубл. 15.11.2005, Бюл. № 11, 2005 р.
- [133] V. Yaskiv. Experimental research of dynamic characteristics of semiconductor power converters with high-frequency magnetic amplifiers. *Scientific applied*

*journal "Technical Electrodynamics" ("Power electronics and energy efficiency" issue). 2005. Vol.4. P. 7-9,*

- [134] Патент України на винахід № 112102, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201408531; заявл. 28.07.2014; опубл. 25.07.2016, Бюл. № 14, 2016 р.
- [135] Патент України на корисну модель № 95618, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів В. І., Яськів А. В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201408532; заявл. 28.07.2014; опубл. 25.12.2014, Бюл. № 24, 2014 р.
- [136] Яськів В. І., Яськів А. В. Організація паралельної роботи імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. *Праці ІЕД НАНУ. Збірник наукових праць.* 2018. № 51. С. 81-85.
- [137] Патент України на винахід № 112230, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201412695; заявл. 26.11.2014; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15, 2016 р.
- [138] Патент України на корисну модель № 95945, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201408533; заявл. 28.07.2014; опубл. 12.01.2015, Бюл. № 1, 2015 р.
- [139] Yaskiv V., Yaskiv A., Yurchenko O. Synchronous rectification in High-Frequency MagAmp Power Converters. Conference Proceedings of International Conference "Advanced Computer Information Technologies", ACIT 2018, Ceske Budejovice, Czech Republic, June 1-3, 2018. P.128-131.

- [140] Яськів А., Яськів В. Стабілізатор постійної напруги. Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Світлотехніка й електротехніка: історія, проблеми, перспективи» (м.Тернопіль, м.Яремче, 23-27 лютого 2015 р.). Тернопіль, Яремче. 2015. С.118-119.
- [141] Патент України на винахід № 112231, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201413122; заявл. 08.12.2014; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15, 2016 р.
- [142] Патент України на корисну модель № 99223, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201413123; заявл.08.12.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10, 2015 р.
- [143] Polik Z., Miklos K. Measuring and control the hysteresis loop by using analog and digital integrators. *Journal of optoelectronics and advanced materials*. 2008. Vol.10, No 7. P. 1861–1865.

Список публікацій Яськів А. В. за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

**Праці, в яких опубліковано основні наукові результати**

1. Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K., Yaskiv A. MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor. *Special issue of journal COMMUNICATIONS - Scientific Letters of the University of Zilina*. 2015. No. 1A. P. 28-34.

*(Індексується у Scopus, Compendex, Google Scholar).*

2. Yaskiv A., Yavorskyu B. Integration of Magnetic Amplifier Switch Model into Computer Aided Design for Power Converters. *Scientific journal of TNTU*. 2019. No 2 (94). P. 123-133.

*(Індексується у Index Copernicus, Google Scholar).*

3. Яськів А. Математичне моделювання процесів перемагнічення магнітом'яких матеріалів з високою крутизною петлі гістерезису. *Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах»*. 2015. №4(53). С. 112-118.

*(Індексується у Index Copernicus, Google Scholar).*

4. Yaskiv V., Yaskiv A. High-Frequency MagAmp Power Inverter. *Computational Problems of Electrical Engineering, Національний університет «Львівська політехніка»*. 2017. Vol. 7, № 2. P.124-130.

*(Індексується у Google Scholar).*

5. Яськів В. І., Яськів А. В. Організація паралельної роботи імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. *Праці ІЕД НАНУ. Збірник наукових праць*. 2018. № 51. С. 81-85.

*(Індексується у Crossref, OpenUkrainianCitationIndex, Google Scholar).*

6. Yaskiv V., Yaskiv A., Yurchenko O. Synchronous rectification in High-

Frequency MagAmp Power Converters. Conference Proceedings of International Conference “Advanced Computer Information Technologies”, ACIT 2018. Ceske Budejovice, Czech Republic. June 1-3, 2018. P.128-131.

*(Індексується у Scopus, Google Scholar).*

7. Yaskiv V., Martseniuk A., Yaskiv A., Yurchenko O., Yavorskyu B. Modular High-Frequency MagAmp DC-DC Power Converter. Conference Proceedings of International Conference “Advanced Computer Information Technologies”, ACIT 2019. Ceske Budejovice, Czech Republic, June 5-7, 2019. P.213-216.

*(Індексується у Scopus, Web of Science, Google Scholar).*

8. Патент України на винахід № 112102, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201408531; заявл. 28.07.2014; опубл. 25.07.2016, Бюл. № 14, 2016 р.
9. Патент України на винахід № 112230, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201412695; заявл. 26.11.2014; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15, 2016 р.
10. Патент України на винахід № 112231, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201413122; заявл. 08.12.2014; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15, 2016 р.
11. Патент України на винахід № 115613, МПК H02M 7/519 (2006.01), МПК H02M 3/337 (2006.01) Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201602381; заявл. 12.03.2016; опубл. 27.11.2017, Бюл. № 22, 2017 р.
12. Патент України на винахід № 116670, МПК H02M 3/335(2006.01) Імпульсний перетворювач постійної напруги /



Яськів В. І., Марценюк А. С., Яськів А. В., Мишковець О. П.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № а201602383; заявл.12.03.2016; опубл. 25.04.2018, Бюл. № 8, 2018 р.

13. Патент України на корисну модель № 95618, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів В. І., Яськів А. В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201408532; заявл. 28.07.2014; опубл. 25.12.2014, Бюл. № 24, 2014 р.
14. Патент України на корисну модель № 95945, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201408533; заявл. 28.07.2014; опубл. 12.01.2015, Бюл. № 1, 2015 р.
15. Патент України на корисну модель № 99223, МПК H02M 3/335 (2006.01) Стабілізатор постійної напруги [Текст] / Яськів А. В., Яськів В. І.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201413123; заявл.08.12.2014; опубл. 25.05.2015, Бюл. № 10, 2015 р.
16. Патент України на корисну модель № 109557, МПК H02M 3/335 (2006.01) Кероване джерело електроживлення з виходом на змінному струмі [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. – № u201602382; заявл.12.03.2016; опубл. 25.08.2016, Бюл. № 16, 2016 р.
17. Патент України на корисну модель № 110693, МПК H02M 3/335 (2006.01) Імпульсний перетворювач постійної напруги [Текст] / Яськів В.І., Марценюк А.С., Яськів А.В., Мишковець О.П.; заявник Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя. - № u201602384; заявл. 12.03.2016; опубл. 25.10.2016, Бюл. № 20, 2016 р.

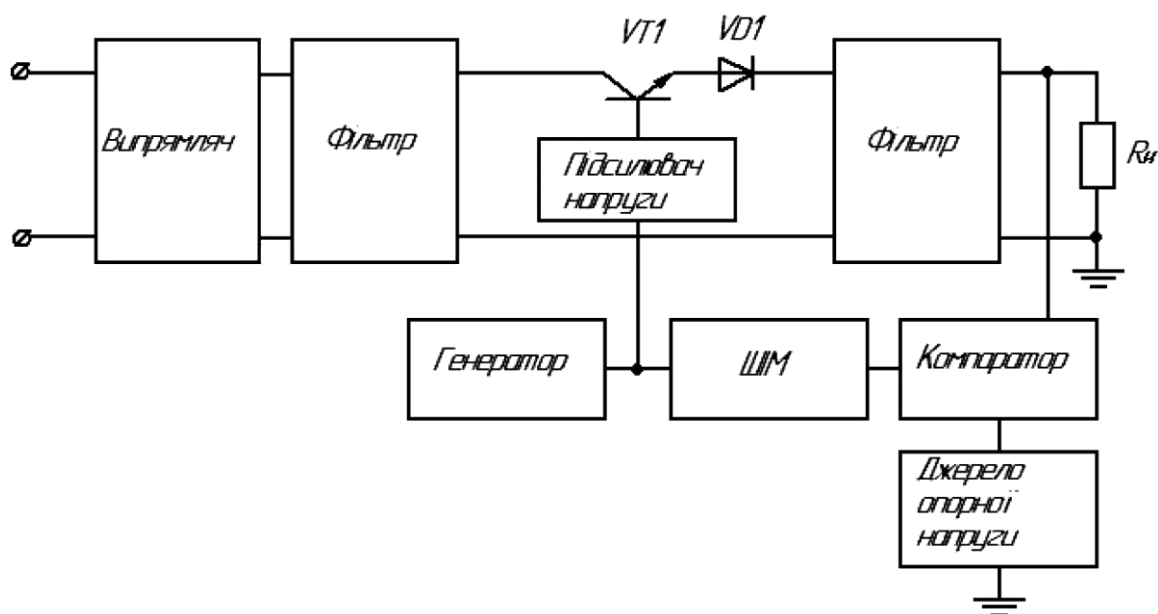
**Праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації**

18. Yaskiv A. Mathematical modeling at optimization of energy characteristics of electrical power converters. *Baku World Forum of Young Scientists 2014*. Collection of abstracts. (Baku, May 26-31)Baku, 2014. P.22-23.
19. Яськів А. Математична модель силового ключа на основі високочастотного магнітного підсилювача для його комп'ютерного імітаційного моделювання. Матеріали IV Міжнародної науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки та приладобудування» (м. Тернопіль, 20-21 червня 2019 р.). Тернопіль, 2019. С.79-80.
20. Яськів А. Комп'ютерне імітаційне моделювання високочастотного магнітного підсилювача. Матеріали II Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування» (м. Тернопіль, 9-10 червня 2015р.). Тернопіль, 2015. С.67-68.
21. Яськів А. Математичне моделювання високочастотних магнітних підсилювачів. Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Світлотехніка й електротехніка: історія, проблеми, перспективи», (м. Тернопіль, м. Яремче 23-27 лютого 2015 р.). Тернопіль, Яремче, 2015. С.117.
22. Yaskiv V., Abramovitz A., Smedley K., Yaskiv A. Performance Evaluation of MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor. Proceedings of 10<sup>th</sup> International Conference *ELEKTRO* 2014 (University of Zilina, Rajecke Teplice, Slovak Republic, May 19-20). Rajecke Teplice, 2014.
23. Яськів А., Яськів В. Стабілізатор постійної напруги. Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «Світлотехніка й електротехніка: історія, проблеми, перспективи» (м.Тернопіль, м.Яремче, 23-27 лютого 2015 р.). Тернопіль, Яремче, 2015. С.118-119.
24. Яськів В., Яськів А., Марценюк А. Метод побудови високочастотного

силового інвертора на основі магнітних підсилювачів. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції «*Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки та приладобудування*» (м.Тернопіль, 8-9 червня 2017 р.). Тернопіль, 2017. С.112-114.

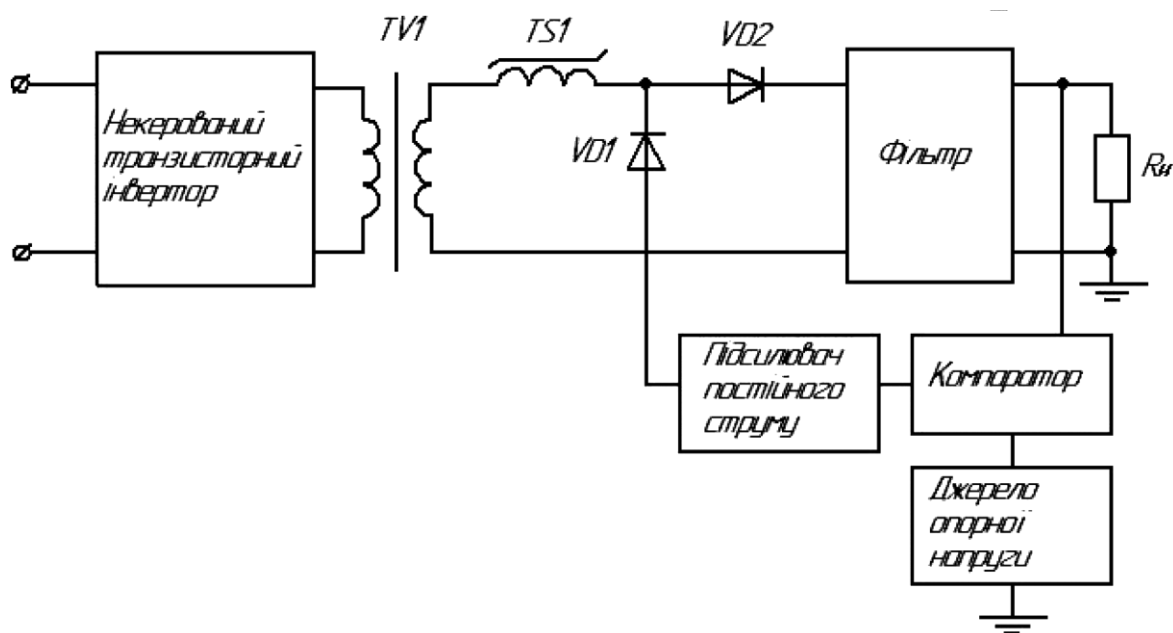
25. Яськів В., Марценюк А., Яськів А. Модульні перетворювачі електроенергії на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Матеріали VI Міжнародної науково-технічної конференції «*Світлотехніка й електроенергетика: історія, проблеми, перспективи*» (м. Тернопіль, м. Яремче, 30 січня – 2 лютого 2018 р.) Тернопіль, Яремче, 2018. С.103 – 105.
26. Яськів В. І., Яськів А. В. Організація паралельної роботи імпульсних стабілізаторів постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Проблеми сучасної електротехніки-2018, XV Міжнародна науково-технічна конференція, присвячена 100-річчю Національної академії наук України (м. Київ, 4-8 червня, 2018р.). Київ, 2018. 5 стор.
27. Яськів А. В. Високоєфективний високочастотний перетворювач напруги підвищуючого типу. Матеріали Міжнародної науково-практичної конференції «*Наука і техніка: виклики сьогодення*» (м. Київ, 08-09 лютого 2013р.). Київ, 2013. С.104-107.
28. Яськів А. Високочастотний перетворювач напруги по ISIP0 топології. Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «*Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування*» (м.Тернопіль, 5-6 червня 2013р.). Тернопіль, 2013. С.79-82.

Базові структурні схеми джерел вторинного електроживлення на ТК та МК



а) структурна схема перетворювача напруги на транзисторному ключі

[17]



б) Структурна схема перетворювача напруги на магнітному ключі [17]

## Інформаційний листок на дослідний зразок типу ОЛ 50\*36\*35

Образец Кольцевой  
 Исполнение В корпусе  
 Размеры: 49,6 x 36 x 35 мм  
 $S = 1,9317 \text{ см}^2$   
 $L = 13,446 \text{ см}$   
 $m = 200 \text{ г}$   
 $V = 25,974 \text{ см}^3$   
 $Sw = 10,179 \text{ см}^3$

Номер образца:

Магнитопровод для " магнитного ключа ".

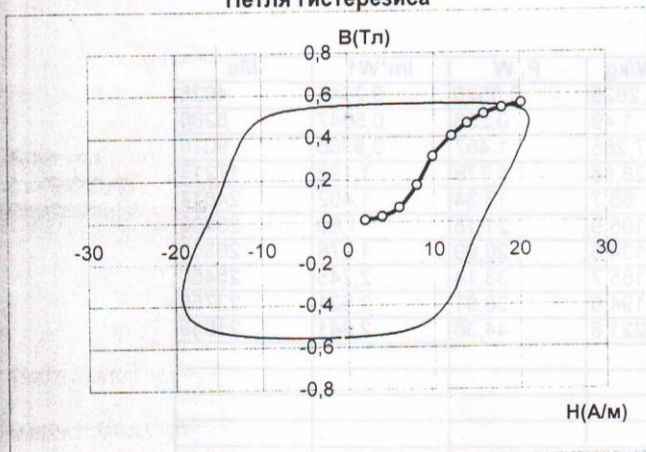
## Условия испытания:

Частота: 50 кГц  
 Напряженность: 20 А/м  
 $W1=1$   $W2=1$

## Материал:

Марка ленты: 84 КХСР

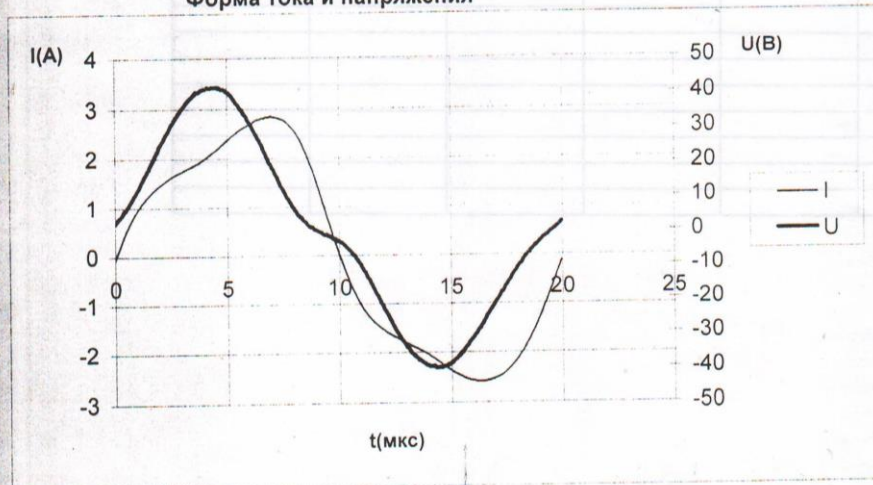
## Петля гистерезиса



## Результаты:

$H_m = 20,2 \text{ А/м}$   
 $H_c = 15,97 \text{ А/м}$   
 $\mu = 21939$   
 $I_m \cdot W1 = 2,841 \text{ А*вит.}$   
 $B_m = 0,5569 \text{ Тл}$   
 $B_r = 0,5519 \text{ Тл}$   
 $\text{dB} = 0,005 \text{ Тл}$   
 $K_{пр} = 0,991$   
 $2\Phi_m = 215,2 \text{ мкВб}$   
 $P = 44,36 \text{ Вт}$   
 $P_m = 221,8 \text{ Вт/кг}$   
 $P_v = 1,708 \text{ Вт/см}^3$

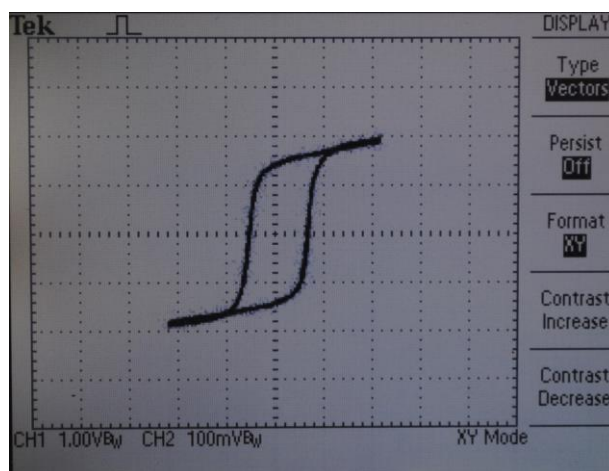
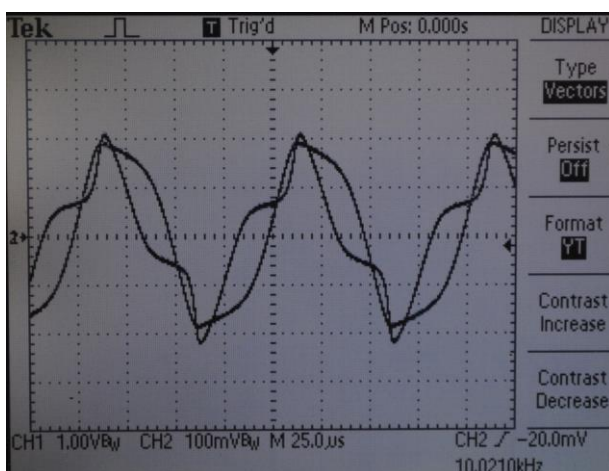
## Форма тока и напряжения



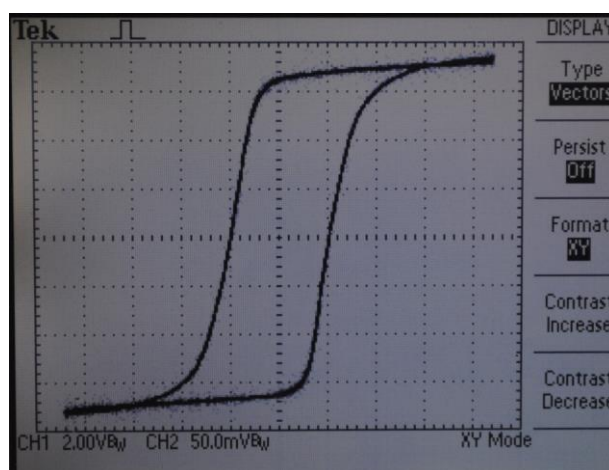
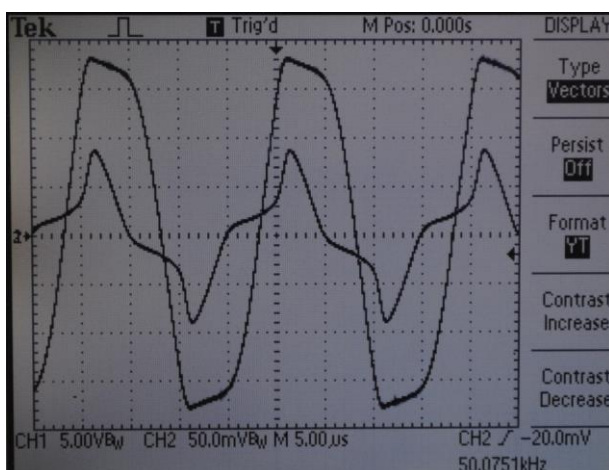




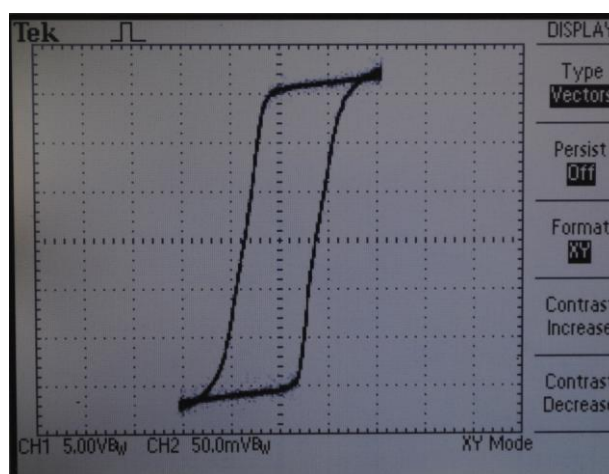
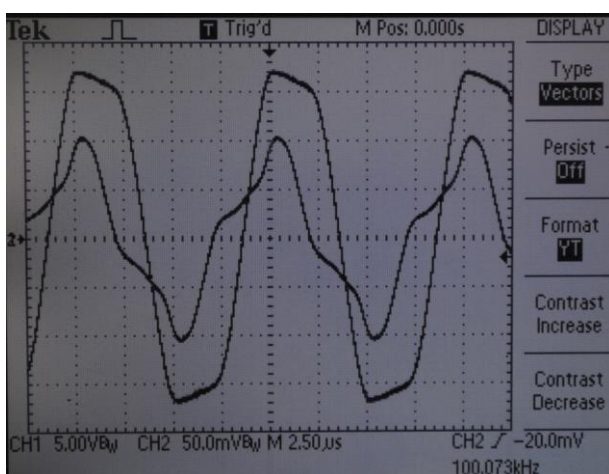
Експериментальне дослідження залежності вихідної характеристики МК від частоти комутації при  $k_{\text{п}}=0,9997$ ,  $d_{\text{out}}=16$  мм,  $d_{\text{in}}=7$  мм,  $h=5$  мм,  $N=10$ .



а) осцилограми струму та напруги МК і вихідна характеристика при  $f=10$ кГц

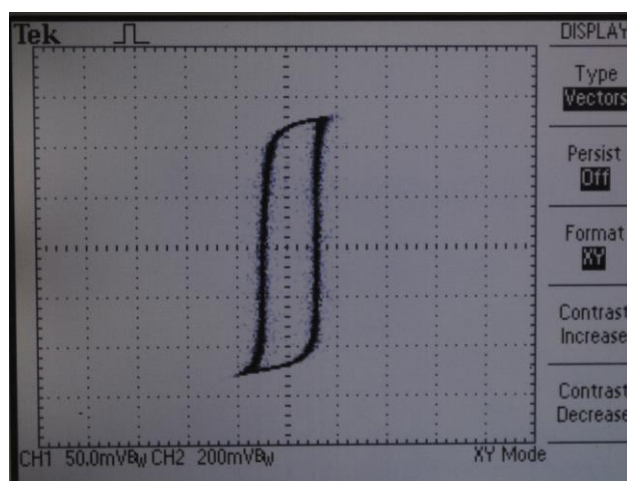
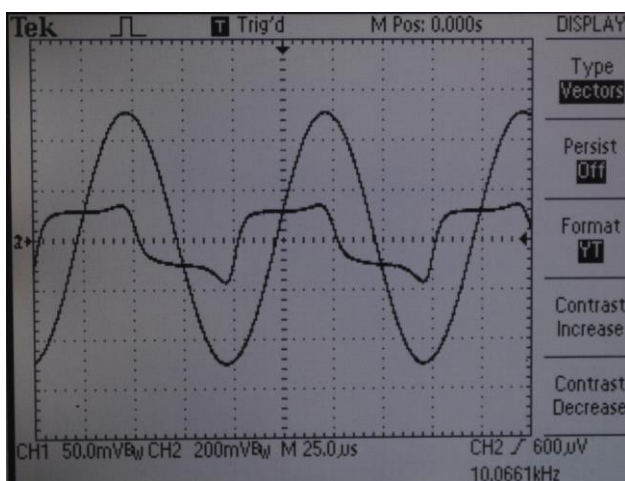


б) осцилограми струму та напруги МК і вихідна характеристика при  $f=50$ кГц



в) осцилограми струму та напруги МК і вихідна характеристика при  $f=100$ кГц

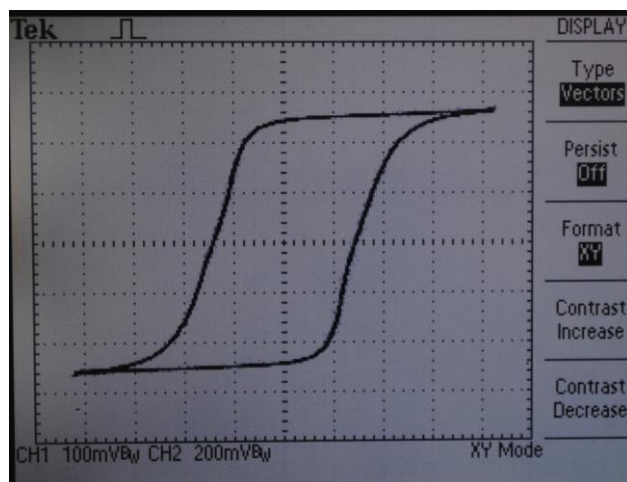
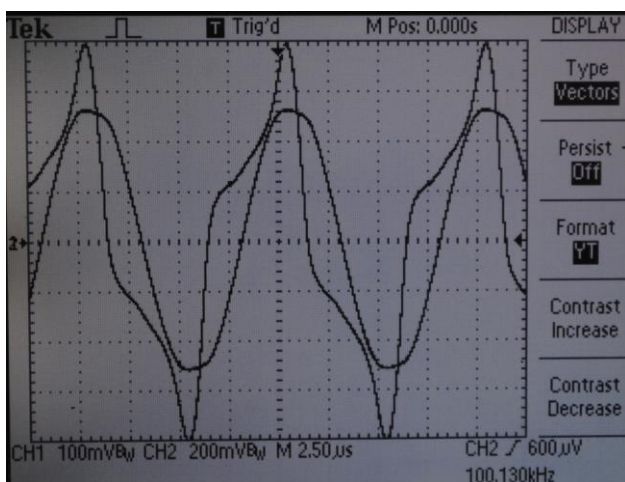
Експериментальне дослідження залежності вихідної характеристики МК від частоти комутації при  $k_{\text{п}}=0,9997$ ,  $d_{\text{out}}=27$  мм,  $d_{\text{in}}=18$  мм,  $h=12$  мм,  $N=10$ .



а) осцилограми струму та напруги МК і вихідна характеристика при  $f=10$ кГц



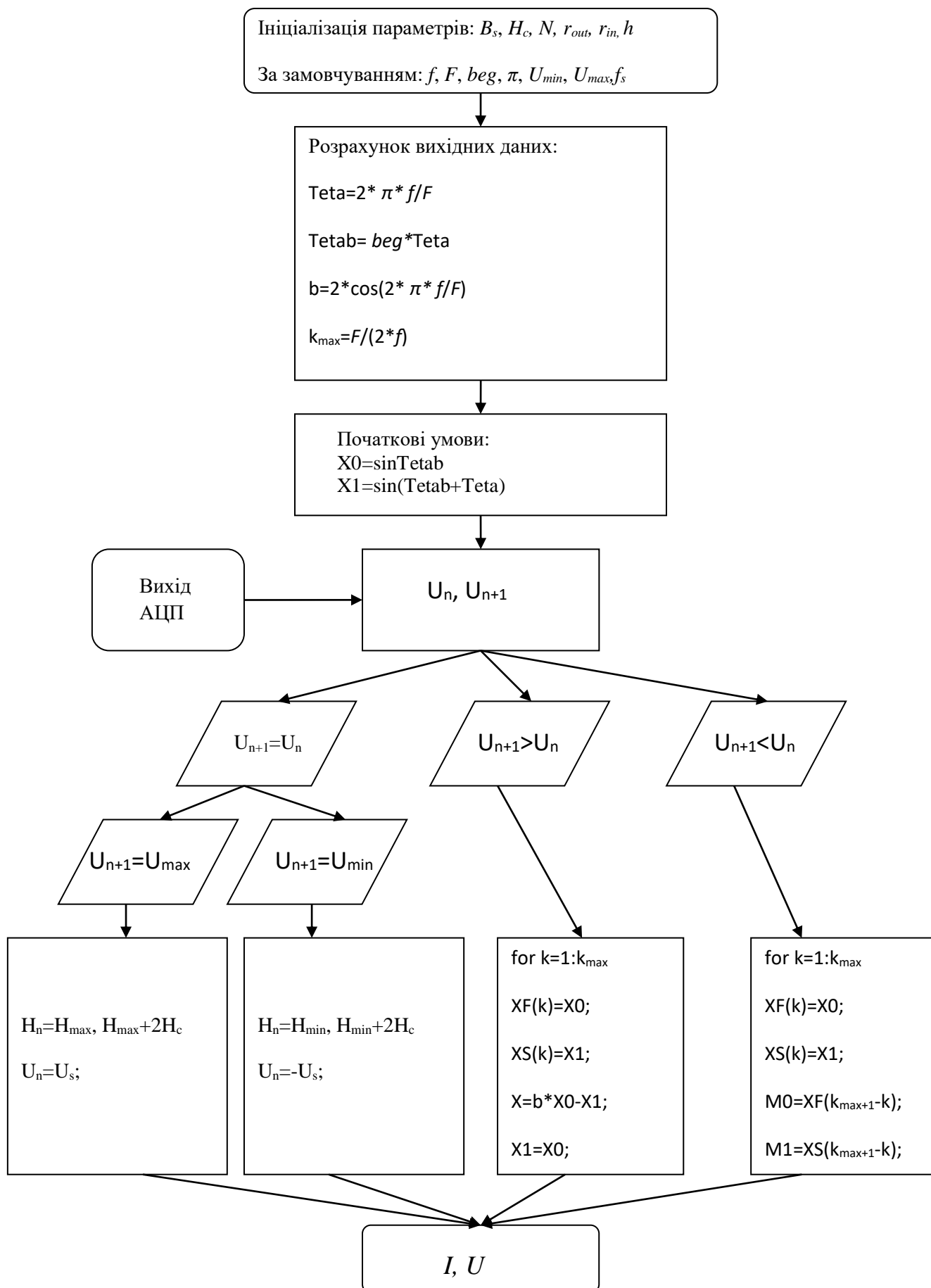
б) осцилограми струму та напруги МК і вихідна характеристика при  $f=50$ кГц



в) осцилограми струму та напруги МК і вихідна характеристика при  $f=100$ кГц



## Блок-схема алгоритму числення комп'ютерної моделі високочастотних МК



Лістинг програми реалізації алгоритму моделювання високочастотних МК в САПР

MATWORKS Matlab 2015R

```

F=2500000;          % discretization, c.u.
f=50000;           %
K=0.9;            % saturation
a=cos(2*pi*f/F);
b=2*a;
Teta=acos(a);
beg=37.5;
Tetab=beg*Teta;
Tetab1=beg*Teta+pi/4; % shifted, beginning phase

HalfT=F/(2*f);     % half period of the sine wave (the number of points)
A=1;              % sine wave amplitude
Cut=A-K;          % the amplitude of sine, cut by one straight line
Cut2=2*(A-K);     % the amplitude of sine, cut by two straight lines
Width=HalfT*Cut2; % width of the loop, a number of points in a straight line
C=HalfT*Cut;      % a number of points cut by one straight line
E=fix(C);         % integer part of the fraction
O=E+1;           % number of the point from which the loop begins (left lower corner of the loop)
P=O+Width;       % number of the point when the sine wave fragment begins - right lower corner
of the loop
Q=O+HalfT;       % end of magnetization - right upper corner of the loop
R=Q-Width;       % left upper corner of the loop

X0=sin(Tetab);
X1=sin(Tetab+Teta);
M0=sin(Tetab1);
M1=sin(Tetab1+Teta);

```

```

for k=1001-(1:1000)
    XF(k)=X0;
    XS(k)=X1;
    X0=XF(k);
    X1=XS(k);
    X=b*X0-X1;
    X1=X0;
    X0=X;
    z(k)=k;
    y(k)=X;
if abs (X)>K           %saturation
    y(k)=(X/abs(X))*K;
else
    y(k)=X;
end
end

for k=1:1000
    MF(k)=M0;
    MS(k)=M1;
    M=b*M0-M1;
    M1=M0;
    M0=M;
    z(k)=k;

if abs (M)>K           %saturation
    l(k)=(M/abs(M))*K;
else
    l(k)=M;
end
end

```

## Акти впровадженнь

**ДЕРЖАВНЕ НАУКОВО – ТЕХНІЧНЕ ПІДПРИЄМСТВО „ТЕХАС – К”**

46016, м. Тернопіль, вул. Текстильна, 28, тел./ факс 0352 42 02 14;  
[texas@mail.te.ua](mailto:texas@mail.te.ua)

---

Вих.№2211/2019р.

**АКТ**

про впровадження результатів дисертаційної роботи  
**Яськів Анни Володимирівни**  
**«Математичне моделювання високочастотних магнітних ключів  
для джерел електроживлення»**

При виконанні науково-дослідних робіт по розробці систем керування радіоантенними комплексами на нашому підприємстві було використано розроблені в дисертаційній роботі Яськів А.В. схемотехнічні рішення високочастотних перетворювачів напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів.

Саме використання високочастотних магнітних підсилювачів на основі сучасних аморфних сплавів в ролі силових регулюючих елементів суттєво спрощує структуру систем енергозабезпечення, підвищує їх коефіцієнт корисної дії, високий рівень питомої потужності, високу якість вихідних напруг в 100% діапазоні зміни струму навантаження. Запропоновані методи побудови перетворювачів електроенергії дозволяють отримати їх ККД на рівні кращих світових зразків.

Низький рівень електромагнітних завад перетворювачів напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів та їх висока надійність є запорукою тривалого використання таких систем на об'єктах Замовника.

Директор державного науково-технічного підприємства «Техас-К», к.т.н., с.н.с.

Умзар Ю.А.





ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з наукової роботи  
Тернопільського національного  
технічного університету  
імені Івана Пулюя

Рогатинський Р.М.

29 09 2019 р.

АКТ

про використання результатів кандидатської дисертації  
Яськів Анни Володимирівни**«Математичне моделювання для оптимізації енергетичних характеристик  
високочастотних перетворювачів напруги»**

Комісія у складі: голови – начальника науково-дослідної частини (НДЧ) к.т.н., доц. Дзюри В.О. та членів: завідувача кафедри радіотехнічних систем к.т.н., доц. Дунця В.Л., с.н.с. НДЧ Романовської Л.М. та бухгалтера 1-ої категорії НДЧ Ляхової Ю.Л. склали цей акт про те, що дослідження та результати дисертаційної роботи Яськів А.В. використані під час виконання науково-дослідних робіт з безпосередньою участю автора, а саме:

- у науково-дослідній роботі ДІ 188-12 «Розробка математичного та програмного забезпечення інформаційних систем діагностики та аутентифікації людини за циклічними біомедичними сигналами» (інвентарний номер держ. реєстрації 0112U002203) автором проведено аналіз математичних та комп'ютерних імітаційних моделей явищ гістерезису;

- у науково-дослідній роботі ДІ 189-12 «Методи та математичні моделі високоякісного енергетичного забезпечення захищених комп'ютерних систем», (інвентарний номер держ. реєстрації 0112U002204) автором вперше запропоновано використати функцію  $\sin$  для моделі магнітного гістерезису високочастотного магнітного підсилювача з метою застосування цифрових технологій для її реалізації. Досліджено цифровий генератор синуса як прототип структури моделі силового ключа на основі високочастотного магнітного підсилювача;

- у науково-дослідній роботі ДФК 195-12 «Високоєфективні джерела живлення з коректором коефіцієнта потужності» (інвентарний номер держ. реєстрації 0112U005146) автором побудовано модель силового ключа на основі високочастотного магнітного підсилювача, що ґрунтується на функції, яку можна згенерувати з допомогою цифрових технологій для її використання в системах автоматизованого проектування при розробці джерел вторинного електроживлення;

- у науково-дослідній роботі №464-18 «ДКР з розроблення та виготовлення ракетно-космічної техніки. Удосконалення наземного інформаційного комплексу. Модернізація пункту прийому інформації ППІ-1.7Д» (інвентарний номер держ. реєстрації 0118U004721) автором розроблено нові схемотехнічні рішення джерел вторинного електроживлення на основі високочастотних магнітних підсилювачів.

**Голова комісії**

Начальник НДЧ

к.т.н., доц.

**Члени комісії:**

Зав. каф. радіотехнічних систем

к.т.н., доц.

С.н.с. НДЧ

Бухгалтер 1-ої категорії НДЧ

Дзюра В.О.

Дунець В.Л.

Романовська Л.М.

Ляхова Ю.Л.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший проректор

Тернопільського національного  
технічного університету

імені Івана Пулюя

Митник М.М.



2019 р.

## АКТ

про впровадження у навчальний процес  
Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя  
результатів дисертаційної роботи  
**Яськів Анни Володимирівни**  
**«Математичне моделювання для оптимізації енергетичних характеристик  
високочастотних перетворювачів напруги»**

Даний акт складений про те, що результати дисертаційної роботи асистента кафедри радіотехнічних систем Яськів Анни Володимирівни на тему «Математичне моделювання для оптимізації енергетичних характеристик високочастотних перетворювачів напруги» використані в навчальному процесі Тернопільського національного технічного університету імені Івана Пулюя для підготовки студентів за спеціальністю 172 – «Телекомунікації та радіотехніка». При викладанні дисциплін «Математичне моделювання систем, пристроїв та комплексів» використовується математична модель силового ключа на основі високочастотного магнітного підсилювача, яка ґрунтується на функції, яку можна згенерувати з допомогою цифрових технологій і застосовується в системах автоматизованого проектування при розробці багатоканальних джерел живлення та джерел вторинного електроживлення з високим рівнем струму навантаження. В дисципліні «Електроживлення радіоелектронної апаратури» розроблено лабораторну роботу «Дослідження імпульсних джерел вторинного електроживлення з високочастотними магнітними підсилювачами».

Заступник декана факультету  
прикладних інформаційних  
технологій та електроінженерії,  
к.т.н., доцент

В. Г. Дозорський

Зав. кафедри радіотехнічних систем,  
к.т.н., доцент

В. Л. Дунець