https://doi.org/10.31891/2307-5732-2025-349-64
УДК 621.314

ХОМЮК ДЕНИС
Національний університет «Львівська Політехніка»
https://orcid.org/0009-0001-5599-5426
e-mail: denys.s.khomiuk@lpnu.ua
САМОТИЙ ВОЛОДИМИР
Національний університет «Львівська Політехніка»
https://orcid.org/0000-0003-2344-2576
e-mail: volodymyr.v.samotyy@lpnu.ua

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА БАЗІ ПАРАЛЕЛЬНОГО ТИРИСТОРНОГО ІНВЕРТОРА

Стаття присвячена дослідженню та моделюванню перетворювачів частити на базі паралельних тиристорних інверторів, які є ключовими елементами сучасних систем перетворення електроенергії. Описано математичну модель перетворювача частоти, що враховує нелінійні характеристики в електромагнітних колах. Запропоновано використання бінарної змінної для спрощення моделювання тиристорів, що дає змогу оптимізувати обчислювальні ресурси. Результати моделювання демонструють покращення стабільності та зниження гармонічних спотворень вихідного сигналу. У висновках зазначено перспективи подальшого вдосконалення моделей, зокрема впровадження адаптивних алгоритмів керування для забезпечення стабільної роботи системи за різних умов експлуатації.

Ключові слова: перетворювач частоти, паралельний тиристорний інвертор, математична модель, алгоритм RK45.

KHOMIUK DENYS, SAMOTYY VOLODYMYR
Lviv Polytechnic National University

A MATHEMATICAL MODEL OF FREQUENCY CONVERTER UTILIZING PARALLEL THYRISTOR INVERTER

The article presents a mathematical model of a frequency converter utilizing parallel thyristor inverter that accurately reflects the primary physical processes within the system. The proposed model incorporates the interaction between thyristors, transformers, capacitors, and loads, as well as dynamic changes in currents and voltages during switching events. To achieve this, a binary variable approach is employed to describe the state of the thyristor as an ideal switch. This approach simplifies the modeling process compared to traditional methods, such as replacing the thyristor with RLC circuits with variable parameters, which typically result in stiff differential equations requiring implicit numerical integration methods. By contrast, the binary approach facilitates the use of explicit numerical integration methods, thereby reducing computational complexity.

The proposed model is based on a system of nonlinear differential equations representing electromagnetic processes in circuits with active and reactive elements, magnetic core saturation, and semiconductors with varying dynamic characteristics. Numerical methods, particularly the Runge–Kutta method, are used to solve these equations, ensuring high accuracy in time-domain solutions. The model also introduces logical variables to optimize the representation of thyristor switching operations, reducing the computational burden while maintaining precision.

The introduction of logical variables optimizes the mathematical model, enabling accurate analysis of transient processes while reducing computational costs. Future research directions include investigating the impact of advanced thyristor designs on output signal quality and developing adaptive control algorithms to ensure stable operation under varying conditions. Such advancements are expected to contribute significantly to the reliability, energy efficiency, and versatility of modern power conversion systems.

Keywords: frequency converter, parallel thyristor inverter, mathematical model, RK45 algorithm.

Актуальність проблематики та аналітичний огляд літератури

Перетворювачі частоти на базі паралельного тиристорного інвертора є важливими елементами сучасних систем перетворення та керування електроенергією. Їх основне призначення полягає у формуванні змінної напруги необхідної частоти та амплітуди шляхом переключення напівпровідникових ключів у ланцюгах живлення. Такий підхід дає змогу досягти високого ступеня гнучкості при керуванні електродвигунами, системами електропривода, джерелами безперебійного живлення, а також під час інтеграції відновлюваних джерел енергії.

Робота таких схем значною мірою залежить від здатності керувати кутом включення тиристорів, що визначає форму, амплітуду та частоту вихідного сигналу [1, 2]. Нелінійні характеристики та перехідні явища у таких пристроях можуть суттєво впливати на стабільність режимів та рівень вищих гармонік. Тому точне моделювання та аналіз поведінки паралельних тиристорних інверторів є надзвичайно актуальними завданнями, від вирішення яких залежить подальший розвиток та впровадження ефективних перетворювачів в енергетиці.

Моделювання перетворювачів частоти на базі тиристорних інверторів здійснюється, як правило, на основі систем нелінійних диференціальних рівнянь, що відображають електромагнітні процеси у колах з активними та реактивними елементами, насиченням магнітопроводів та напівпровідниковими ключами з різними динамічними характеристиками [3]. Застосування чисельних методів інтегрування, таких як метод Рунге–Кутта, дає змогу отримати точні розв'язки у часовій області [4, 5]. Однак, складність моделі та необхідність врахування великої кількості параметрів і режимів роботи висувають підвищені вимоги до обчислювальних ресурсів.

Важливою складовою досліджень є оптимізація процесу комутації тиристорів з метою поліпшення форми вихідного сигналу, зменшення гармонічних спотворень та підвищення стабільності роботи інверторів [6]. Досягти цього можливо за рахунок алгоритмічного керування моментами переключення, застосування методів логічного моделювання та використання різноманітних фільтрів для згладжування вихідного сигналу. Сучасні підходи також включають впровадження адаптивних систем керування, здатних реагувати на зміни параметрів навантаження та умов експлуатації [7-9], забезпечуючи стабільну роботу та високу якість електроенергії.

Таким чином, аналіз публікацій свідчить про зростаючий інтерес дослідників до розробки ефективних методів моделювання та керування паралельними тиристорними інверторами, що в перспективі сприятиме підвищенню їх надійності, енергоефективності та здатності задовольняти сучасні вимоги до якості електроенергії.

Формулювання цілей статті

Метою роботи є: розробка математичної моделі перетворювача частоти, яка достовірно відображає основні фізичні процеси у системі. Модель має враховувати взаємодію між тиристором, трансформатором, конденсатором і навантаженням, а також динамічні зміни струмів і напруг, що виникають під час комутації.

Для досягнення цієї мети пропонується використання бінарної змінної, яка описує роботу тиристора як ідеального ключа. Такий підхід є ефективнішим, ніж моделювання тиристора за допомогою RLC-ланки зі змінними параметрами, оскільки дає змогу застосовувати явні методи чисельного інтегрування до отриманих нелінійних диференціальних рівнянь. Бінарна змінна набуває значень 0 або 1 залежно від стану тиристора, спрощуючи моделювання процесів його відкривання та закривання.

Математична модель перетворювача частоти

Принципова електрична схема перетворювача частоти на базі паралельного тиристорного інвертора зображена на рис. 1. Вона складається з мостової схеми випрмлення, ємнісного фільтра C_1, однофазного трансформатора *Тр*, комутаційного конденсатора *С*, двох тиристорів T_1 і T_2, а також джерела змінної напруги U_1. Первинна обмотка трансформатора має середню точку, яка ділить її на дві рівні частини. Дросель у колі живлення забезпечує згладжування пульсацій струму.

Коли на керуючий електрод тиристора T_1 подається імпульс додатної напруги, він відкривається (тиристор T_2 залишається закритим), і комутаційний конденсатор *С* заряджається. При подачі імпульсу додатної напруги на керуючий електрод тиристора T_2, він відкривається. У цей момент заряд конденсатора створює зворотну напругу на тиристорі T_1, що призводить до його закриття, після чого конденсатор *С* перезаряджається. Таким чином, в даній схемі тиристори T_1 і T_2 почергово відкриваються.

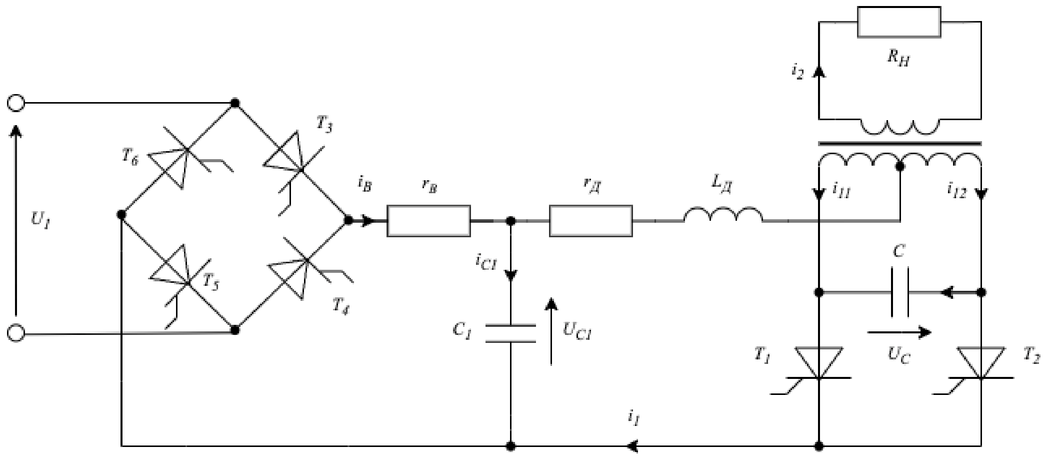

Рис. 1. Принципова схема перетворювача частоти

Щоб отримати рівняння динаміки, необхідно кожну комбінацію відкритих і закритих тиристорів описати одною системою алгебро-диференціальних рівнянь. Для цього введемо додаткову бінарну змінну ε, яка набирає значення 0 і 1. Значення 0 відповідає структурі, коли перший тиристор T_1 – відкритий, а тиристор T_2 – закритий. Значення 1 відповідає структурі, коли другий тиристор T_2 – відкритий, а тиристор T_1 – закритий.

На вході присутній конденсатор C_1, що допомагає стабілізувати напругу та виступає в ролі фільтра. Рівняння напруги U_{C1} на конденсаторі C_1 буде мати вигляд

$$i_{\text{B}} = (U_1 - U_{\text{C1}})/r_{\text{B}}, \qquad i_{\text{C1}} = i_{\text{B}} - i_1, \\ \frac{dU_{\text{C1}}}{dt} = i_{\text{C1}}/C_1, \tag{1}$$

Враховуючи напругу (1), запишемо рівняння вхідних електричних контурів для першого випадку, коли T_1 – відкритий.

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi'_{11}}{dt} = U_{С1} - r_{11}i_{11} - r_Дi_1 - L_Д\dfrac{di_1}{dt}, \\ \dfrac{d\Psi'_{12}}{dt} = U_{С1} - r_{12}i_{12} - r_Дi_1 - L_Д\dfrac{di_1}{dt} - U_C, \end{cases} \quad (2)$$

де $\Psi'_{1j}, r_{1j}, i_{1j}$ – повне потокозчеплення, опір і струм лівої ($j = 1$) і правої ($j = 2$) половин первинної обмотки трансформатора; $r_Д$, $L_Д$ – опір і індуктивність дроселя; U_1, i_1 – напруга і струм живлення; U_C – напруга на комутуючому конденсаторі.

Згідно з першим законом Кіргофа, маємо

$$i_1 = i_{11} + i_{12}, \qquad i_C = i_{12}, \quad (3)$$

Введемо позначення

$$\frac{d\Psi_{11}}{dt} = U_{С1} - r_{11}i_{11} - r_Дi_1, \qquad \frac{d\Psi_{12}}{dt} = U_{С1} - r_{12}i_{12} - r_Дi_1 - U_C, \quad (4)$$

Для другого випадку, коли тиристор T_I – закритий, а тиристор T_2 – відкритий, аналогічні рівняння електричних контурів (2), (3), (4) будуть мати вигляд

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi'_{11}}{dt} = U_{С1} - r_{11}i_{11} - r_Дi_1 - L_Д\dfrac{di_1}{dt} + U_C, \\ \dfrac{d\Psi'_{12}}{dt} = U_{С1} - r_{12}i_{12} - r_Дi_1 - L_Д\dfrac{di_1}{dt}, \end{cases} \quad (5)$$

Згідно з першим законом Кіргофа, маємо

$$i_1 = i_{11} + i_{12}, \qquad i_C = -i_{11}, \quad (6)$$

Введемо позначення аналогічні (4)

$$\frac{d\Psi_{11}}{dt} = U_{С1} - r_{11}i_{11} - r_Дi_1 + U_C, \qquad \frac{d\Psi_{12}}{dt} = U_{С1} - r_{12}i_{12} - r_Дi_1, \quad (7)$$

Враховуючи додаткову логічну змінну ε, можемо звести рівнянь (3), (6) та (4), (7) до загального вигляду, який можемо застосувати для обох комбінацій закритих та відкритих тиристорів T_I, T_2.

$$i_1 = i_{11} + i_{12}, \qquad i_C = -\varepsilon i_{11} + (1-\varepsilon)i_{12}, \quad (8)$$

$$\frac{d\Psi_{11}}{dt} = U_{С1} - r_{11}i_{11} - r_Дi_1 + \varepsilon U_C, \qquad \frac{d\Psi_{12}}{dt} = U_{С1} - r_{12}i_{12} - r_Ai_1 - (1-\varepsilon)U_C, \quad (9)$$

Решта рівнянь будуть загальними для обох випадків. Оскільки, первинна обмотка трансформатора має середню точку, то отримуємо рівняння струмів у вигляді

$$i_{11} = \alpha_{11}(\Psi'_{11} - \psi), \qquad i_{12} = \alpha_{12}(\Psi'_{12} + \psi), \qquad i_2 = \alpha_2(\Psi_2 - \psi), \quad (10)$$

де $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_2$ – величини, обернені індуктивностям розсіяння обмоток; ψ – робоче потокозчеплення; Ψ_2, i_2 – повне потокозчеплення та струм вторинної обмотки трансформатора.

Запишемо рівняння вхідних електричних контурів (2), (5) з урахуванням позначень (9):

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi'_{11}}{dt} = \dfrac{d\Psi_{11}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{11}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{12}}{dt}, \\ \dfrac{d\Psi'_{12}}{dt} = \dfrac{d\Psi_{12}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{11}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{12}}{dt}, \end{cases} \quad (11)$$

Продиференціюємо за часом перші два рівняння струмів системи (10) з урахуванням позначень (11)

$$\begin{cases} \dfrac{di_{11}}{dt} = \alpha_{11}(\dfrac{d\Psi_{11}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{11}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{12}}{dt} - \dfrac{d\psi}{dt}), \\ \dfrac{di_{12}}{dt} = \alpha_{12}(\dfrac{d\Psi_{12}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{11}}{dt} - L_Д\dfrac{di_{12}}{dt} - \dfrac{d\psi}{dt}), \end{cases} \quad (12)$$

Розв'язуючи систему (12) відносно часових похідних струмів i_{11}, i_{12} отримаємо

$$\begin{cases} \dfrac{di_{11}}{dt} = a_{11}(\dfrac{d\Psi_{11}}{dt} - \alpha'_{12}L_Д\dfrac{d\Psi_{12}}{dt} - a_{21}\dfrac{d\psi}{dt}), \\ \dfrac{di_{12}}{dt} = a_{12}(-\alpha'_{11}L_Д\dfrac{d\Psi_{11}}{dt} + \dfrac{d\Psi_{12}}{dt} + a_{22}\dfrac{d\psi}{dt}), \end{cases} \quad (13)$$

де $\alpha'_{1j} = \alpha_{1j}/(1 + \alpha_{1j}L_Д),\ j = 1,2;\ \alpha'_{1j} = \alpha_{1j}/(1 + \alpha_{1j}L_Д),\ j = 1,2;\ a_{1j} = \alpha_{1j}/(1 - \alpha'_{11}\alpha'_{12}L_Д^2),\ j = 1,2;\ a_{21} = 1 + \alpha'_{11}L_Д;\ \ a_{22} = 1 + \alpha'_{12}L_Д$.

Продиференціюємо за часом останнє рівняння струму вторинної обмотки системи (10)

$$\frac{di_2}{dt} = \alpha_2(\frac{d\Psi_2}{dt} - \frac{d\psi}{dt}), \qquad \frac{d\Psi_2}{dt} = -(r_2 + R_H)i_2, \quad (14)$$

Рівняння стану магнетопровідника буде виглядати наступним чином

$$i_{11} - i_{12} + i_2 = \alpha'(\psi)\psi, \quad (15)$$

Продиференціюваши (14) за часом, отримуємо

$$\frac{di_{11}}{dt} - \frac{di_{12}}{dt} + \frac{di_2}{dt} = \alpha''(\psi)\frac{d\psi}{dt}, \quad (16)$$

Підставимо рівняння (13), (14) в (16) і розв'яжемо отриманий результат відносно часової похідної робочого потокозчеплення ψ, маємо

$$\frac{d\psi}{dt} = b_{11}\frac{d\Psi_{11}}{dt} + b_{12}\frac{d\Psi_{12}}{dt} + b_{13}\frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (17)$$

де $b_{11} = (a_{11} + a_{12}\alpha_{11}L_{\text{Д}})/\alpha_s$; $b_{12} = -(a_{12} + a_{11}\alpha_{12}L_{\text{Д}})/\alpha_s$; $b_{13} = \alpha_2/\alpha_s$; $\alpha_s = \alpha''(\psi) + a_{11}a_{21} + a_{12}a_{22} + \alpha_2$.

Підставивши рівняння (17) в систему (13), (14), отримаємо рівняння струмів обмоток трансформатора, які запишемо у матричному вигляді

$$\frac{dI_1}{dt} = A_1(\psi)\frac{d\Psi}{dt}, \qquad \frac{di_2}{dt} = A_2(\psi)\frac{d\Psi}{dt} \tag{18}$$

де $\mathrm{I}_1 = (\mathrm{i}_{11}, \mathrm{i}_{12})^{\mathrm{T}}$ – матриця-стовпчик первинних струмів трансформатора; $\Psi = (\Psi_{11}, \Psi_{12}, \Psi_2)^{\mathrm{T}}$ – матриця-стовпчик повних потокозчеплень обмоток; $\mathrm{A}_1(\psi), \mathrm{A}_2(\psi)$ – матриці коефіцієнтів.

Рівняння (17) також можна записати у матричному вигляді

$$\frac{d\psi}{dt} = D\frac{d\Psi}{dt} \tag{19}$$

Отриману систему рівнянь (18), (19) необхідно доповнити рівнянням конденсатора, враховуючи додаткову логічну змінну ε

$$\frac{dU_C}{dt} = (-\varepsilon i_{11} + (1-\varepsilon)i_{12})/C, \tag{20}$$

Розрахунок перехідних процесів інвертора отримуємо шляхом інтегрування диференціальних рівнянь (18), (19), (20). Їх можна записати у матричному вигляді

$$\frac{dX}{dt} = B(\psi)Z(t), \tag{21}$$

де $\mathrm{X} = (\psi, \mathrm{i}_{11}, \mathrm{i}_{12}, U_C)^{\mathrm{T}}$ – вектор змінних стану; $\mathrm{Z(t)} = (\mathrm{U} - \mathrm{RI}, U_1\mathrm{I}_1)^{\mathrm{T}}$ – вектор часових функцій; $\mathrm{B} = \mathrm{diag}(\mathrm{P}, 1/\mathrm{C_K})$, $\mathrm{P} = (\mathrm{D}, \mathrm{A}_1)^{\mathrm{T}}$ – матриці коефіцієнтів; $\mathrm{E}_1 = \big(-\varepsilon, (1-\varepsilon)\big)$ – матриця-стрічка логічних змінних. Тут $\mathrm{U} = (U_{C1} + \varepsilon U_C, U_1 - (1-\varepsilon)U_C, 0)^{\mathrm{T}}$ – матриця-стовпчик напруг електричних контурів; $\mathrm{I} = (\mathrm{i}_{11}, \mathrm{i}_{12}, \mathrm{i}_2)^{\mathrm{T}}$ – матриця-стовпчик струмів; $\mathrm{R} = \mathrm{diag}(\mathrm{R}_1, \mathrm{R}_2)$ – матриця опорів.

У паралельному тиристорному інверторі, незважаючи на наявність керованих напівпровідникових вентилів, їх комутація не змінює розмірності вектора змінних стану X. Вона лише впливає на форму рівнянь електричних контурів (8), (9) через логічну змінну ε. Це пояснюється тим, що в даній схемі немає ситуацій, коли обидва вентилі одночасно закриті. Таким чином, комутація вентилів змінює лише структуру рівнянь стану, не впливаючи на їх кількість. Тому використання моделі чутливості до початкових умов для аналізу усталених режимів не викликає жодних труднощів, оскільки відсутня необхідність у застосуванні динамічної матриці монодромії.

Результати комп'ютерного симулювання

Пристрій належить до кіл зі змінною структурою, але кількість інтегрованих змінних від комутації до комутації не змінюється. Тому тут для аналізу усталених режимів можна застосовувати явний метод Рунге-Кута 5(4) порядку RK45 [10].

На рис. 2 наведено розрахункові криві аналізу перехідного процесу паралельного тиристорного інвертора, на інтервалі одного періоду T = 0.02 с, що працює на активне навантаження.

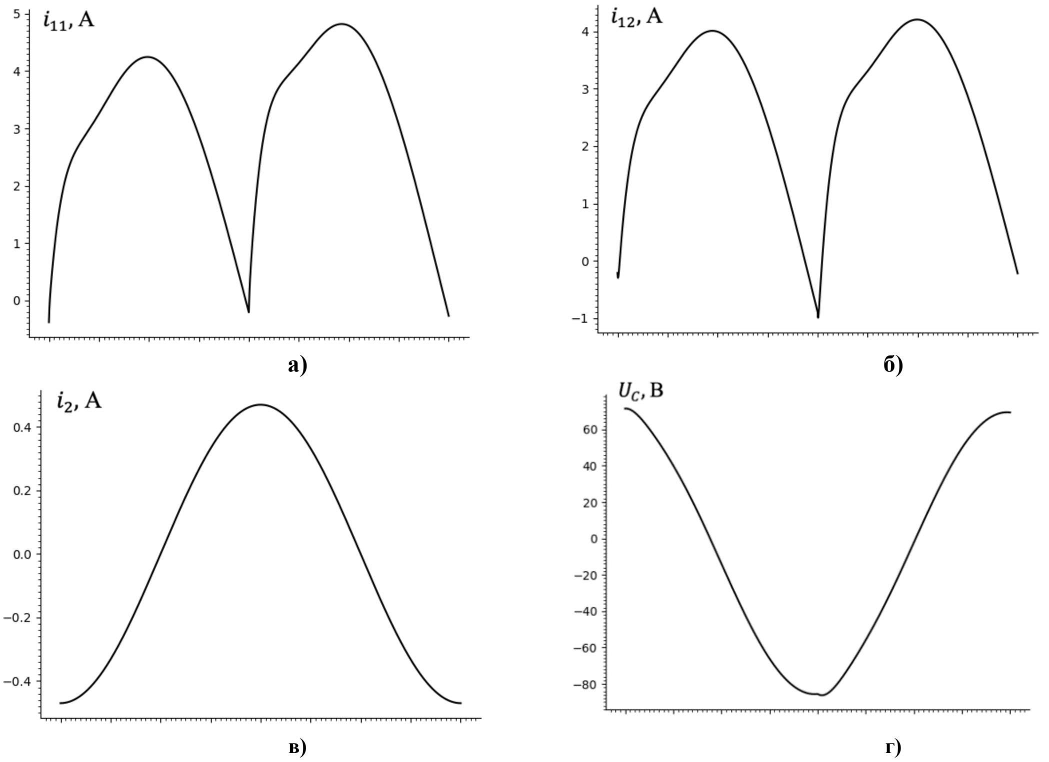

Рис. 2. Розрахункові криві аналізу перехідного процесу: а) – усталені значення струму першої половини первинної обмотки; б) – усталені значення струму другої половини первинної обмотки; в) – усталені значення струму вторинної обмотки; г) – усталені значення напруги конденсатора

Числові розрахунки були виконані при таких параметрах: $r_{11} = r_{12} = 1.57$ Ом; $r_2 = 3.62$ Ом; $r_В = r_Д = 5$ Ом; $R_H = 100$ Ом; $\alpha_{11} = \alpha_{12} = 150$ Гн$^{-1}$; $\alpha_2 = 100$ Гн$^{-1}$; $C_1 = C = 0.18$ мФ; $L_Д = 0.007$ Гн. Крива намаґнечення апроксимована виразом з вибором розрахункової формули

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1\psi, & |\psi| > \psi_1, \\ S_3(\psi), & \psi_1 \le |\psi| \le \psi_2, \\ a_2\psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases} \tag{22}$$

де $a_1 = 0.25$ Гн$^{-1}$; $a_2 = 3.0$ Гн$^{-1}$; $a_0 = 1.8$ А; $\psi_1 = 0.2$ Вб; $\psi_2 = 0.9$ Вб; $\varphi(\psi_1) = 0.05$ А; $\varphi(\psi_2) = 0.9$ А; $S_3(\psi)$ – кубічний сплайн. Зауважимо, що $\alpha''(\psi_1) = a_1$, $\alpha''(\psi_2) = a_2$. Напруга живлення задана виразом $U_1 = 100sin(2\pi f_n t)$ В, де f_n= 50 Гц – частота напруги навантаження.

Як видно з рис. 2, при використанні звичайних тиристорів майже вдалося досягти синусоїдальної форми вихідного сигналу. Це пояснюється тим, що закрити тиристор за допомогою керуючої напруги неможливо, якщо на ньому присутня додатна напруга. Проте покращити результат можна шляхом зміни кута запалювання тиристорів. Використання ж спеціалізованих тиристорів, які можуть закриватися під дією керуючої напруги, дає змогу наблизити форму вихідної напруги до синусоїдальної.

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

У цьому дослідженні розроблено математичну модель перетворювача частоти, яка дає змогу представити рівняння стану у нормальній формі Коші. Запровадження додаткових логічних змінних дало змогу оптимізувати цю модель порівняно з підходом, де тиристор замінювався RLC-ланкою зі змінними параметрами. Використання RLC-ланок породжує жорсткі диференціальні рівняння, розв’язання яких потребує неявних чисельних методів інтегрування, що призводить до суттєвого збільшення обчислювальних витрат. Результати дослідження підтверджують успішність розробленого методу та його перспективність для практичного використання.

Подальші дослідження доцільно спрямувати на оцінку впливу спеціалізованих тиристорів на форму вихідного сигналу. Глибше розуміння цих чинників допоможе створити адаптивні алгоритми керування, здатні автоматично підлаштовуватися до змінних умов експлуатації та забезпечувати стабільні параметри вихідного сигналу.

References

1. Peng F., Akagi H., Nabae A., Sugawara S. High-frequency current-source inverters using SI thyristors for induction heating applications // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1989. – №25. – P. 172–180. DOI: 10.1109/28.18887.

2. Gupta S., Venkatesan K., Eapen K. A Generalized Firing Angle Controller Using Phase-Locked Loop for Thyristor Control // IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation. – 1981. – T. IECI-28. – P. 46–49. DOI: 10.1109/TIECI.1981.351023.

3. Chudnovsky V., Axelrod B., Shenkman A. An approximate analysis of a starting process of a current source parallel inverter with a high-Q induction heating load // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1997. – T. 12. – P. 294–301. DOI: 10.1109/63.558743.

4. Wang X., Weile D. Implicit Runge-Kutta Methods for the Discretization of Time Domain Integral Equations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – T. 59. – P. 4651–4663. DOI: 10.1109/TAP.2011.2165469.

5. Kassam A., Trefethen L. Fourth-Order Time-Stepping for Stiff PDEs // SIAM J. Sci. Comput. – 2005. – T. 26. – P. 1214–1233. DOI: 10.1137/S1064827502410633.

6. Singh S., Gupta A. Power quality analysis of multilevel grid-interactive converter system with varying DC source and switching angle // 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). – 2016. – P. 1–6. DOI: 10.1109/ICPEICES.2016.7853701.

7. McMurray W. A Constant Turn-Off Time Control for Variable Frequency Thyristor Inverters // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1977. – T. IA-13. – P. 418–422. DOI: 10.1109/TIA.1977.4503432.

8. Srdic S., Nedeljkovic M. Predictive Fast DSP-Based Current Controller for Thyristor Converters // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2011. – T. 58. – P. 3349–3358. DOI: 10.1109/TIE.2010.2089941.

9. Wang L., Wong M., Lam C. Mitigation of the Harmonic Injection in TCLC Part and Nonlinear Hysteresis PWM Control in Active Inverter Part of Thyristor Controlled LC-Coupling Hybrid Active Power Filter (TCLC-HAPF) // Power Systems. – 2018. DOI: 10.1007/978-981-10-8827-8_3.

10. Dormand J. R., Prince P. J. A family of embedded Runge-Kutta formulae // Journal of Computational and Applied Mathematics. – 1980. – Vol. 6, No. 1. – P. 19. DOI: 10.1016/0771-050X(80)90013-3.