

МИХАЙЛЕНКО В.В., к.т.н., доцент
 ЧУНЯК Ю.М., асистент
 ТРУБЩИН К.В., ст. викладач
 БАЧИНСЬКИЙ В.І., студент

Національний технічний університет України
 “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”, м. Київ

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДВАНАДЦЯТИПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ШІСТНАДЦЯТИЗОННИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ І АКТИВНО-ІНДУКТИВНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

Вступ. У зв'язку з широким використанням напівпровідникових комутаторів у електричних колах сучасних перетворювачів параметрів електроенергії значно ускладнюються задачі аналізу процесів у цих колах. Найбільші ускладнення виникають при необхідності моделювання усталених і перехідних процесів у розгалужених колах змінної структури, в ланках з реактивними елементами якої виникають синусоїдні, постійні та імпульсні напруги [1]. У роботах [2-8] показана доцільність використання напівпровідникових перетворювачів (НПП) з однократною модуляцією при побудові систем вторинного електропостачання для комплексів діагностики електричних пристроїв із різноманітним видом вхідної енергії. У даній роботі проводиться аналіз аспекту використання тієї ж структури НПП для споживачів з активно-індуктивним навантаженням із широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) постійної напруги при шістнадцятизонному керуванні.

Постановка задачі. Ставиться задача створити математичну моделі дванадцяти-типульсного напівпровідникового перетворювача з шістнадцятизонним регулюванням

Результати роботи. Результати досліджень показують ефективність подання математичної моделі перетворювача відносно напруги навантаження, струму навантаження і струмів, що споживаються з вхідної мережі узагальнюючими функціями багатопараметричного виду.

Схема напівпровідникового перетворювача (НПП) показана на рис.1.

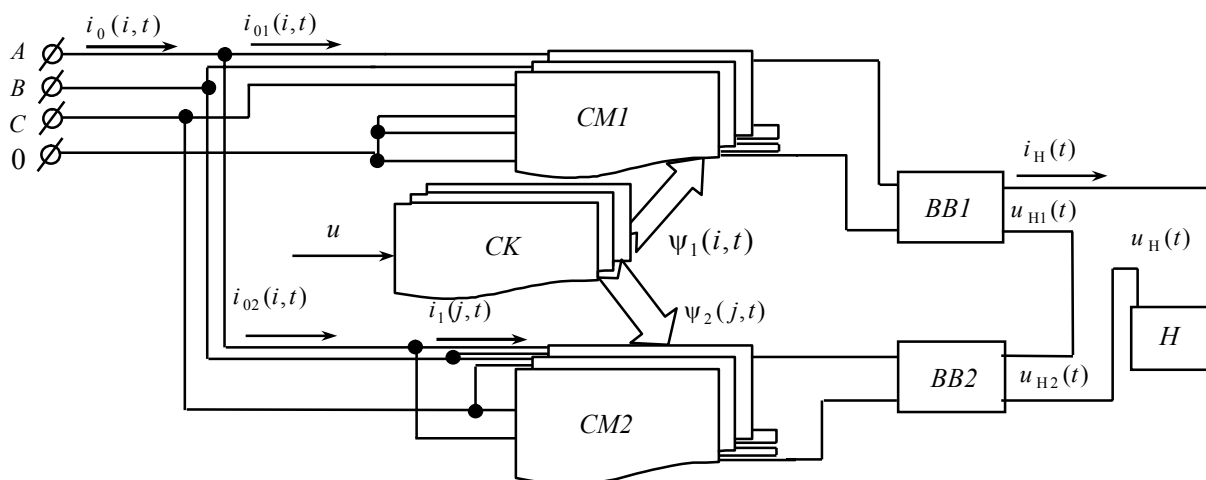


Рисунок 1 – Структурна схема НПП

На структурній схемі позначено: $CM1$ і $CM2$ – блоки силових модуляторів фазних і лінійних напруг відповідно; $BB1$ і $BB2$ – високочастотні випрямлячі фазних і лінійних напруг; $СК$ – система керування і H – навантаження, яке має активно-індуктивний характер. Кожний з блоків CM має у своєму складі випрямлячі та інвертори, навантажених на узгоджувальні трансформатори.

При складанні математичної моделі перетворювача з комп'ютерною орієнтацією її застосування використовуємо метод багатопараметричних модулювальних функцій [2], який передбачає попереднє представлення алгоритмічного рівняння перетворювача. При цьому приймемо такі припущення: вхідна енергетична мережа симетрична і її внутрішній опір дорівнює нулю, транзистори і діоди інвертора випрямленої напруги (ІВН) представляються ідеальними ключами, узгоджувальні трансформатори в кожній з зон регулювання вихідної напруги не мають втрат, а навантаження перетворювача має еквівалентний активно-індуктивний характер.

Алгоритмічне рівняння перетворювача записано у публікації [2]:

$$u_H(t) = \frac{1}{k_T} \left(\sum_{n=1}^{N=8} \sum_{i=1}^3 u_{11}(i,t) \phi_1(i,t) \psi_1(i,t) v_1(t) + \sum_{n=1}^{N=8} \sum_{j=1}^3 u_{12}(j,t) \phi_2(j,t) \psi_2(j,t) v_2(t) \right), \quad (1)$$

де $i = 1, 2, 3$ і $j = 1, 2, 3$ – номери фазних і лінійних напруг енергетичної мережі відповідно; k_T – коефіцієнт трансформації трансформаторів; $\psi_{B1}(i,t)$ і $\psi_{B2}(j,t)$ – модулювальні функції, які співпадають за часом з фазними і лінійними напругами; $u_{11}(i,t)$ і $u_{12}(j,t)$ – миттєві значення лінійних напруг; $v_1(t)$ і $v_2(t)$ – еквівалентні модулювальні впливи $BB1$ і $BB2$; $n = 1, 2, 3, \dots, N$ – номери зон регулювання вихідної напруги; N – кількість ІВН в кожному CM ; $\psi_{B1}(i,t) = \text{sign} \left[\sin \left(\omega_1 t - \varphi - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \right]$ – модулювальні функції, які співпадають за часом з положенням відповідних фазних напруг мережі живлення; $\psi_{B2}(j,t) = \text{sign} \left[\sin \left(\omega_1 t - \varphi + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3} \right) \right]$ – модулювальні функції, які співпадають за часом з положенням відповідних лінійних напруг мережі живлення; $u_{01}(i,t) = E_m \sin \left(\omega_1 t - \varphi - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right)$ – миттєві значення вхідних фазних напруг мережі живлення, $u_{02}(j,t) = E_m \sin \left(\omega_1 t - \varphi + \frac{\pi}{6} - \frac{(j-1)2\pi}{3} \right)$ – миттєві значення вхідних фазних напруг мережі живлення, E_m – амплітудне значення фазної напруги; $\omega_1 = 2\pi f_1$ і φ – відповідно кругова частота і початкова фаза напруги живлення; $\psi_1(i,t)$ – множина еквівалентних модулюючих впливів j -х CM , $\psi_2(j,t)$ – множина еквівалентних модулювальних впливів j -х CM .

Струм на навантаженні перетворювача знайдемо, як реакцію одноконтурного RL-ланцюга на дію напруги $u_H(t)$

$$i_H(t)R + L \frac{di_H(t)}{dt} = u_H(t), \quad (2)$$

де R і L – відповідно активний опір і індуктивність навантаження.

Рішення (2) відносно струму навантаження визначимо числовим методом за допомогою функції `odesolve` математичного процесора MATHCAD

$$i_H(t) = \text{odesolve}(t, k, p), \quad (3)$$

де t – час; k – часовий інтервал; p – кількість точок на часовому інтервалі.

Діаграми струму навантаження в координатах вихідної напруги перетворювача, побудовані за (3) для шістнадцятизонного регулювання представлені на рис.2.

Фазні струми $i_{01}(i, t)$ знаходимо з виразу

$$i_{01}(i, t) = \frac{\sum_{n=1}^{N=8} i_H(t) \psi_{B1}(i, t) \psi_1(i, t) v_1(t)}{k_T}. \quad (4)$$

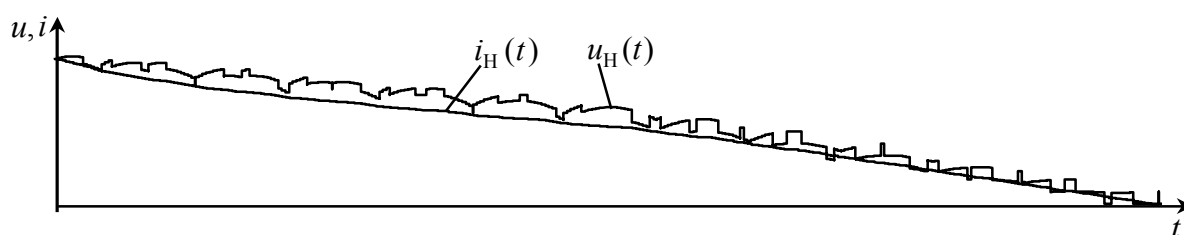


Рисунок 2 – Діаграми струму та напруги навантаження

Лінійні струми $i_{12}(j, t)$ знаходимо з виразу виду

$$i_{12}(j, t) = \frac{\sum_{n=1}^{N=8} i_H(t) \psi_{B2}(j, t) \psi_2(j, t) v_2(t)}{k_T}. \quad (5)$$

Фазні струми $i_{02}(i, t)$ знаходимо з співвідношень

$$i_{02}(1, t) = i_{12}(1, t) - i_{12}(3, t); \quad i_{02}(2, t) = i_{12}(2, t) - i_{12}(1, t); \quad i_{02}(3, t) = i_{12}(3, t) - i_{12}(2, t). \quad (6)$$

Вхідні фазні струми енергетичної мережі у кожній i -й фазі знаходимо з виразу:

$$i_0(i, t) = i_{01}(i, t) + i_{02}(i, t). \quad (7)$$

Діаграми вхідних фазних струмів перетворювача в координатах напруг енергетичної мережі, побудовані за (7), представлені на рис.3.

Для аналізу частотних властивостей перетворювача було проведено спектральний аналіз вхідних струмів перетворювача. На рис.4 показано спектр одного з вхідних струмів $i_0(f)$ перетворювача у відносних одиницях.

Показані результати досліджень показують ефективність подання математичної моделі перетворювача відносно напруги навантаження, струму навантаження і струмів, що споживаються з вхідної мережі узагальнюючими функціями багатопараметричного виду. Окрім наведених співвідношень і діаграм розроблена модель дозволяє аналізувати форми напруг і струмів на виході окремих СМ, а також їх елементах у процесі зонного регулювання вихідної напруги перетворювача.

Для того, щоб знайти амплітудні значення струмів через силові транзистори ІВН, достатньо проаналізувати струми $i_{1T}(P, j, t)$ первинних обмоток узгоджувальних трансформаторів, котрі знаходяться в колах протікання струмів через силові транзистори.

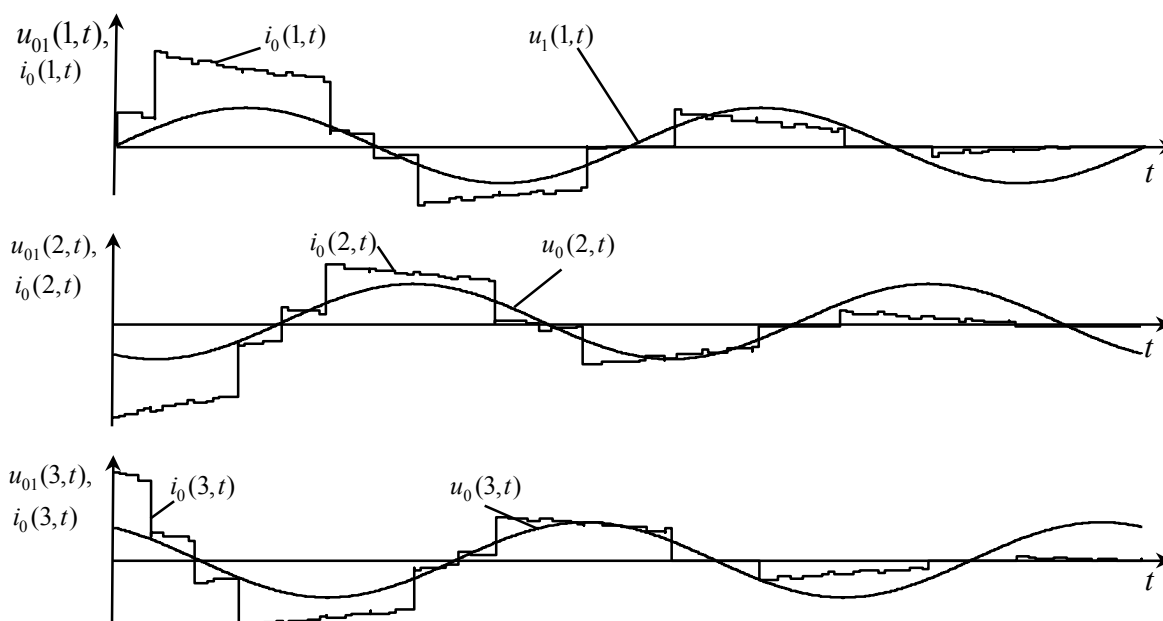
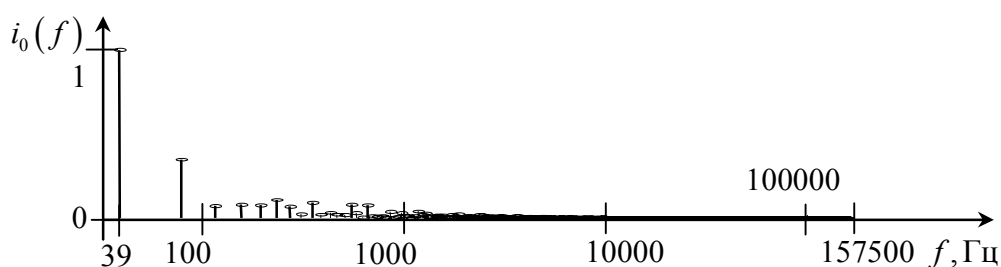
Рисунок 3 – Діаграми вхідних струмів i -х фаз мережі в координатах фазних напруг

Рисунок 4 – Спектр одного з вхідних струмів перетворювача

На рис.4 по вертикальній осі показано струм на вході перетворювача у відносних одиницях, а горизонтальній осі – спектр частот у логарифмічному масштабі.

У роботі було проведено спектральний аналіз вхідних струмів перетворювача. З графіку на рис.4 видно, що найбільша гармоніка у перетворювачі є з частотою 39 Гц, наступна гармоніка має частоту близько 90 Гц з величиною 0,38, наступні гармоніки інша мають величини не більші 0,15, а після частоти 1000 Гц гармонічні складові струму значно менші 0,1.

Висновки. У роботі було виконано аналіз процесів в електричних колах з напівпровідниковими комутаторами. Використовуючи метод багатопараметричних модулюючих функцій, було знайдено струм і напругу навантаження, а також вхідні струми перетворювача. Розвинено метод багатопараметричних функцій в частині розробки нової математичної моделі з багатозонним регулюванням вихідної напруги та визначення модулювальних функцій для аналізу за підсистемними складовими структури електричних кіл з напівпровідниковими комутаторами.

Підтверджено доцільність використання програмного пакету MATHCAD для аналізу електромагнітних процесів та оптимізації параметрів напівпровідникових перетворювачів. Такий підхід дозволяє зменшити нестабільність режимів у навантаженні та режимів споживання електроенергії від мережі електроживлення.

Розроблено нову математичну модель усталених і перехідних процесів у електричних колах напівпровідникових перетворювачів модуляційного типу з багатоканальним зонним використанням фазних напруг трифазної мережі живлення. Для спрощення розрахунків і швидкої оцінки впливу параметрів навантаження на характеристики регульованих вихідних синусоїдних і постійних напруг не враховувалися втрати електроенергії у комутаторах.

Такий підхід забезпечує швидке визначення алгоритмів управління комутаторами при підключенні напівпровідникових перетворювачів до фазних та лінійних напруг мережі живлення та підвищення якості знакопостійних напруг при багатозонному регулюванні вихідної напруги. При порівнянні з математичними моделями, наведеними у [7-8], похибка розрахунків не перевищила. Це дозволяє рекомендувати наведений метод для швидкої оцінки НПП та режимів його роботи.

ЛІТЕРАТУРА

1. Михайленко В.В., Чуняк Ю.М., Чарняк О.С. Математична модель перетворювача з чотиризонним регулюванням вихідної напруги і електромеханічним навантаження. *Електротехнічні та комп'ютерні системи.*, Одеса: Одеський національний політехнічний університет, № 27(103). 2018. С. 17-23. doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2018.32.10>.
2. Макаренко М.П., Сенько В.І., Юрченко М.М. Системний аналіз електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах електроенергії модуляційного типу. К. : НАН України, ІЕД, 2005. 241 с.
3. Михайленко В.В., Святненко В., Чуняк Ю.М., Чарняк О.С. Дослідження електромагнітних процесів у перетворювачі з одинадцятизонним регулюванням напруги. *Енергетика, економіка, технології, екологія.* Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, № 2, 2019. С. 69-75, doi: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.2.2019.190025>.
4. Розіскулов С.С., Михайленко В.В., Перетятко Ю.В. Регулювання тривалості перехідних процесів у напівпровідникових формувачах біполярних розрядних імпульсних струмів. *Технічна електродинаміка*, Київ: ІЕД НАНУ, № 4. 2016. С. 41-43, doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.041>.
5. Сенько В.І., Михайленко В.В., Юрченко М.М., Юрченко О.М., Чуняк Ю.М. Аналіз електромагнітних процесів у колах з напівпровідниковими перетворювачами з сімнадцятизонним регулюванням вихідної напруги, *Технічна електродинаміка*, Київ: ІЕД НАНУ, № 5. 2016. С. 23-25, doi: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.023>.
6. Щерба А.А., Супруновська Н.І., Щерба М.А., Михайленко В.В. Використання методу багатопараметричних функцій для аналізу перехідних процесів в електричних колах змінної структури. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2020. Вип. 56. С. 11-15, doi: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.011>.
7. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., Пазенко В.П. Послідовне з'єднання резонансних інверторів напруги високочастотних установок індукційного нагріву. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 70-73. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.070>.
8. Tereshchenko T.O., Yamnenko Y.S., Kuzin D.V., Klepach L.E. Multilevel inverter topology and control signals definition based on orthogonal spectral transformations. *Технічна електродинаміка*. 2018. №4. С. 57-60. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.070>.

Надійшла до редколегії 02.12.2020.