

*Перспективы применения асинхронизированных турбогенераторов в европейской зоне ЕЭС России // Электрические станции. – 1997. – № 8. – С. 35–43. 3. Чевычелов В.А. К проблемам регулирования реактивной мощности в электрических сетях ОЭС Украины // Гидроэнергетика Украины. – 2005. – № 1. – С. 29. 4. Пат. на винахід 32558, UA, H02J 11/00. Спосіб живлення власних потреб блока з асинхронізованим або асинхронним генератором / О.С. Міняйло. – Заявл. 26.12.94, № 94128191. – 4 с.; Опуб. 15.02.2001, Бюл. № 1. 5. Пат. на винахід 27915, UA, H02J 11/00. Електрична мережа живлення власних потреб блока з асинхронізованим генератором / О.С. Міняйло, К.Б. Покровський. – Заявл. 11.01.1995, № 95010186. – 4 с.; Опуб. 16.10.2000, Бюл. № 5. 6. Сегеда М.С., Міняйло О.С., Покровський К.Б., Мальцева Н.Г., Равлик Н.О. Особливості дослідження схеми з'єднання паралельного і послідовного трансформаторів в усталених режимах // Наук. вісн. Нац. гірничого ун-т. – Дніпропетровськ, 2006. – Вип. 10. – С. 78–81. 7. Лисяк Г.И., Малиновський А.А., Пастух О.Р. Методика вибору основних параметрів схеми підвищеної надійності блочних електростанцій з умов підтримання бажаного рівня напруги на шинах власних потреб під час зовнішніх трифазних коротких замикань // Технічна електродинаміка. – 2000. – № 4. – С. 51–55. 8. Лейтес Л.В., Пинцов А.М. Схеми заміщення многообмоточних трансформаторов. – М.: Энергия, 1974. – 192 с.*

УДК 621.314.63

О.М. Сівакова, Є.І. Федів

Національний університет “Львівська політехніка”, м. Львів

## МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМУ НЕПЕРЕРВНОГО СТРУМУ СИЛОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА З ДВОХОПЕРАЦІЙНИМИ ТИРИСТОРАМИ

© Сівакова О.М., Федів Є.І., 2007

**Здійснено моделювання режиму неперервного струму однофазного мостового випрямляча, керованого зміною моментів часу закривання тиристорів. Отримані аналітичні вирази для гармонічних складових змінного струму. Проаналізовано вплив способу управління вентилями на ступінь спотворення струму джерела живлення випрямляча.**

**The design of continuous current mode of single-phase bridge rectifier directed by the change of closing thyristors moments has been conducted. The analytical expressions for the harmonic constituents of alternating current have been received. The influence of thyristors control mode on the current distortion degree of rectifier power source has been analyzed.**

**Постановка проблеми.** Силові випрямлячі, керування яких здійснюють зміною кутів запізнення вступу в роботу напівпровідникових вентилів, споживають з електромережі реактивну потужність зсуву, що знижує коефіцієнт потужності вузла електричного навантаження. Застосування випрямлячів зі штучною комутацією вентилів дозволяє працювати в режимах з випередженням за фазою основної гармоніки струму відносно напруги джерела живлення, що сприяє вирішенню проблеми компенсації реактивної потужності в електропостачальній системі. Тому розроблення та моделювання режимів таких випрямлячів є актуальною проблемою.

**Аналіз останніх досягнень та публікацій.** Розроблена значна кількість різноманітних схем випрямлячів зі штучною комутацією напівпровідникових вентилів та запропоновані їх математичні моделі [1, 2, 4, 5]. Переважно – це пристрої, які забезпечують випередження вхідного струму

випрямляча відносно напруги живлення за допомогою різноманітно приєднаних додаткових комутуючих конденсаторів. На практиці такі пристрої не знайшли широкого застосування через їх складність, низьку надійність роботи та збільшення потужності спотворення в мережі живлення. На сьогодні найуживанішим та найдослідженішим є спосіб компенсації реактивної потужності випрямлячів застосуванням фільтрокомпенсуючих статичних конденсаторів [5].

**Задача досліджень.** Одним із способів керування випрямлячем, який забезпечить його роботу з випередженням за фазою струму на вході відносно ЕРС джерела живлення є вплив на моменти закривання напівпровідникових вентилів. Максимальну ефективність при цьому можна досягнути, якщо вентиля випрямляча будуть вступати за природних моментів часу, а керування випрямленої напруги здійснювати пришвидшеним відносно природних моментів часу закриванням вентилів, наприклад, застосувавши закриваючі чи двоопераційні тиристори. Відомо, що такий режим супроводжується підвищеним ступенем спотворення форми вхідного струму перетворювача, порівняно з традиційним способом керування – штучним запізненням моментів відкривання вентилів та природним їх закриванням [2]. Метою роботи є моделювання вказаного режиму керування випрямлячем для оцінювання його ефективності та перспектив практичного застосування. Основним завданням моделювання є порівняння двох способів керування силовим випрямлячем з погляду ступеня спотворення струму, який споживається з електромережі.

**Виклад основного матеріалу.** Для реалізації поставленої задачі об'єктом моделювання обрано однофазний мостовий випрямляч з закриваючими тиристорами та згладжувальним реактором, заступна схема якого зображена на рис.1. Скористаємось загальноприйнятим методом ідеалізації [3], тобто джерело живлення і вентиля приймаємо ідеальними:  $e(t) = E_m \sin(\omega t)$ ,  $L_s = 0$ ,  $R_s = 0$ . Задаємо, що вентиля відкриваються додатною анодною напругою миттєво, а закриваються миттєво керуючим імпульсом  $\alpha_3$ . Основним режимом роботи випрямляча обираємо режим неперервного струму навантаження.

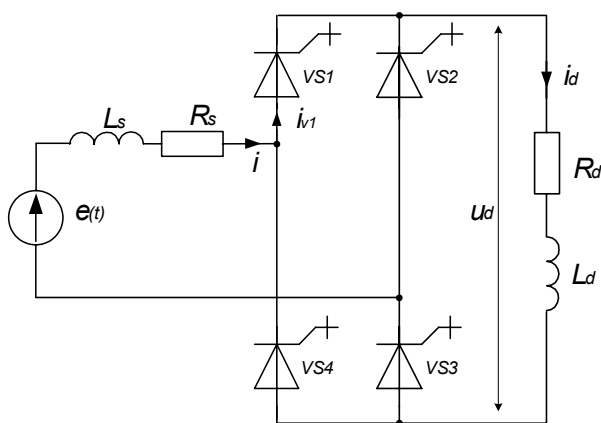


Рис. 1. Заступна схема однофазного мостового випрямляча

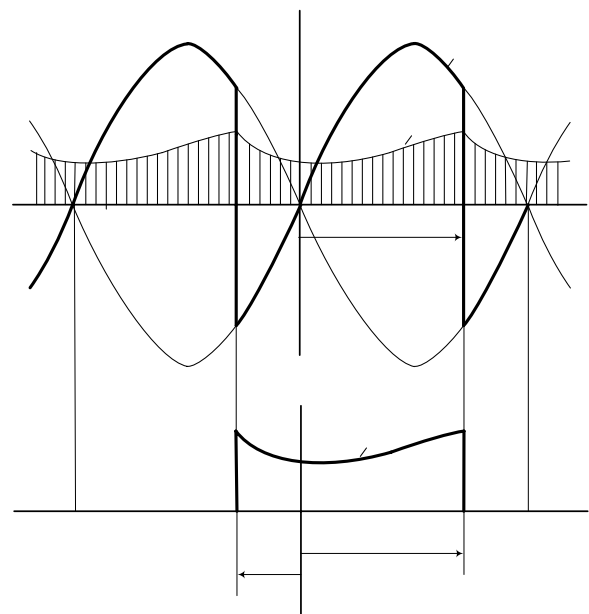


Рис. 2. Діаграми випрямлених напруги, струму, а також струму вентиля в режимі неперервного струму випрямляча

За прийнятих припущень вираз для миттєвих значень випрямленого струму можна отримати з диференціального рівняння

$$\omega L_d \frac{di_d}{d\vartheta} + R_d i_d = E_m \sin \vartheta,$$

розв'язок якого з врахуванням умови неперервності випрямленого струму  $i_d(\alpha_3) = i_d(\alpha_3 - \pi)$  (рис. 2) має вигляд

$$i_d(\vartheta) = \frac{E_m}{Z_d} \left[ \sin(\vartheta - \varphi_d) - \frac{2 \sin(\alpha_3 - \varphi_d)}{1 - e^{\pi / \operatorname{tg} \varphi_d}} e^{-(\vartheta - \alpha_3) / \operatorname{tg} \varphi_d} \right],$$

де  $Z_d = \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}$ ,  $\operatorname{tg} \varphi_d = \frac{\omega L_d}{R_d}$ ,  $\vartheta = \omega t$ .

Середнє значення випрямленої напруги в режимі неперервного струму отримуємо інтегруванням

$$U_{dcp} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_3 - \pi}^{\alpha_3} E_m \sin \vartheta d\vartheta = -\frac{2E_m}{\pi} \cos \alpha_3 = -U_{d0} \cos \alpha_3,$$

де  $U_{d0}$  – середнє значення випрямленої напруги некерованого випрямляча.

Для розрахунку гармонічного складу струму, який випрямляч споживає з мережі живлення, розкладемо функцію, яка його описує, в ряд Фур'є. Вираз для амплітуди  $n$ -ї гармоніки косинусної складової ряду отримаємо у вигляді

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_3 - \pi}^{\alpha_3} i_d(\vartheta) \cdot \cos(n\vartheta) d\vartheta = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{\sin\left[(1-n)\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1-n} + \frac{\sin\left[(1+n)\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1+n} \right] + F_1 \cdot [\cos(n \cdot \alpha_3) - n \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \sin(n \cdot \alpha_3)] \right\}, \quad (1)$$

а для синусної складової

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_3 - \pi}^{\alpha_3} i_d(\vartheta) \cdot \sin(n\vartheta) d\vartheta = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{\cos\left[(1-n)\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1-n} - \frac{\cos\left[(1+n)\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1+n} \right] + F_1 \cdot [\sin(n \cdot \alpha_3) + n \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cos(n \cdot \alpha_3)] \right\}, \quad (2)$$

де

$$F_1 = \frac{2 \cdot \sin(\alpha_3 - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot [1 - \cos(n \cdot \pi) \cdot e^{\pi / \operatorname{tg} \varphi_d}]}{(1 + n^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_d)) \cdot (1 - e^{\pi / \operatorname{tg} \varphi_d})}.$$

Амплітуду та фазу  $n$ -ї гармоніки струму визначаємо як:

$$I_{n_{\max}} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \varphi_n = \operatorname{arctg}\left(\frac{A_n}{B_n}\right).$$

Для отримання виразів для амплітуди основної гармоніки вхідного струму випрямляча підставимо умову  $n = 1$  в (1) та (2) і, розкривши невизначеності, після перетворень остаточно отримаємо:

$$A_1 = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ -\frac{\pi}{2} \sin(\varphi_d) + \frac{2 \cdot \sin(\alpha_3 - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot (1 + e^{\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})}{[1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_d)] \cdot (1 - e^{\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})} \cdot [\cos(\alpha_3) - \operatorname{tg}(\varphi_d) \sin(\alpha_3)] \right\}, \quad (3)$$

$$B_1 = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ \frac{\pi}{2} \cos(\varphi_d) + \frac{2 \cdot \sin(\alpha_3 - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot (1 + e^{\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})}{[1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_d)] \cdot (1 - e^{\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})} \cdot [\sin(\alpha_3) + \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot \cos(\alpha_3)] \right\}. \quad (4)$$

Оскільки метою дослідження є порівняння двох способів фазового управління випрямляча за інших рівних умов, то наведемо аналогічні вирази для розрахунку гармонічного складу вхідного струму однофазного мостового випрямляча, які використані під час розрахунків для ілюстрації та інтерпретації результатів моделювання. Аналітичні вирази для складових ряду Фур'є змінного струму випрямляча за умови відсутності явища комутації вентилів випрямляча ( $L_s = 0$ ) мають вигляд

$$A_n = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{\sin\left[(1-n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1-n} + \frac{\sin\left[(1+n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1+n} \right] - F_2 \cdot [\cos(n \cdot \alpha_B) - n \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \sin(n \cdot \alpha_B)] \right\}, \quad (5)$$

$$B_n = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ \cos\left(n \frac{\pi}{2}\right) \left[ \frac{\cos\left[(1-n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1-n} - \frac{\cos\left[(1+n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right) - \varphi_d\right]}{1+n} \right] - F_2 \cdot [\sin(n \cdot \alpha_B) + n \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cos(n \cdot \alpha_B)] \right\}, \quad (6)$$

де  $F_2 = \frac{2 \cdot \sin(\alpha_B - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot [1 - \cos(n \cdot \pi) \cdot e^{-\pi/\operatorname{tg}\varphi_d}]}{(1 + n^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi_d)) \cdot (1 - e^{-\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})}$ ,  $\alpha_B$  – кут запізнення відкриття вентилів.

З виразів (5)–(6) отримуємо формули для розрахунку амплітуди основної гармоніки

$$A_1 = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ -\frac{\pi}{2} \sin(\varphi_d) - \frac{2 \cdot \sin(\alpha_B - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot (1 + e^{-\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})}{[1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_d)] \cdot (1 - e^{\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})} \cdot [\cos(\alpha_B) - \operatorname{tg}(\varphi_d) \sin(\alpha_B)] \right\}, \quad (7)$$

$$B_1 = \frac{2E_m}{\pi \cdot Z_d} \left\{ \frac{\pi}{2} \cos(\varphi_d) - \frac{2 \cdot \sin(\alpha_B - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot (1 + e^{-\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})}{[1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_d)] \cdot (1 - e^{\pi/\operatorname{tg}\varphi_d})} \cdot [\sin(\alpha_B) + \operatorname{tg}(\varphi_d) \cdot \cos(\alpha_B)] \right\}. \quad (8)$$

Для ілюстрації результатів моделювання параметри режимів зручно подавати, застосовуючи замість кута управління закриванням вентиля ( $\alpha_3$ ) – кут випередження закривання  $\theta_3 = |\alpha_3 - \pi|$ , який будемо відраховувати від природного моменту закривання вентиля однофазного випрямляча, тобто моменту зміни полярності ЕРС джерела живлення з додатної на від'ємну (рис.2).

Основними параметрами, які характеризують складові повної потужності випрямляча, що живиться від джерела заданої синусоїдальної напруги і споживає періодичний несинусоїдальний струм, є коефіцієнт фазового зсуву, коефіцієнт спотворення та коефіцієнт потужності. Результати розрахунків вказаних коефіцієнтів подаємо як функції від двох незалежних змінних: перша – кут управління вентилями за заданого значення параметрів вітки постійного струму, а друга – стала часу вітки навантаження випрямляча за заданого значення кута управління.

Величину коефіцієнта потужності випрямляча розраховують за формулою

$$\chi = v \cdot \cos \varphi_1 . \quad (9)$$

Коефіцієнт фазового зсуву  $\cos \varphi_1$  характеризує потужність, зумовлену зсувом першої гармоніки струму відносно напруги живлення. Величину кута зсуву визначаємо за виразом

$$\varphi_1 = \arctg \left( \frac{A_1}{B_1} \right) ,$$

де  $A_1, B_1$  – коефіцієнти ряду Фур'є, визначені за формулами відповідно (3)–(4), чи (5)–(6).

На рис. 3 і 4 показані результати розрахунку кута зсуву основної гармоніки змінного струму відносно напруги живлення та відповідного коефіцієнта фазового зсуву для двох способів управління вентилями. Як бачимо, зі збільшенням ступеня згладження випрямленого струму коефіцієнти фазового зсуву для обох способів фазового управління випрямляча практично збігаються. Разом з тим, для значень  $\tau_d < 0,1\text{с}$  і рівних за модулем кутів управління, величина модуля кута зсуву фази першої гармоніки струму у разі випередження закривання вентилів більша, ніж у разі запізнення їх відкривання.

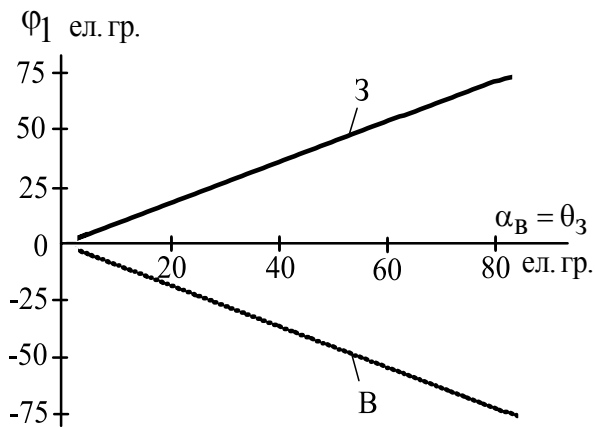


Рис. 3. Залежності кута зсуву основної гармоніки струму відносно напруги джерела живлення від кута управління випрямляча для  $\tau_d = 0,05\text{с}$  :

- В – керування відкриванням вентилів;
- З – керування закриванням вентилів

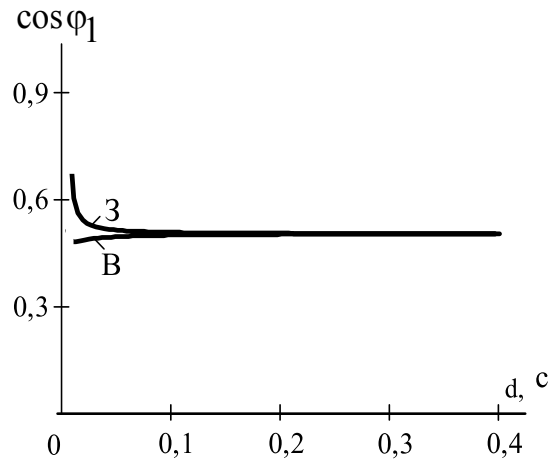


Рис. 4. Залежності коефіцієнта фазового зсуву основної гармоніки струму від сталої часу відкриття навантаження випрямляча для  $\alpha_B = \theta_3 = 60$  ел. гр. :

- В – керування відкриванням вентилів;
- З – керування закриванням вентилів

Треба зазначити, що прийнятий в перетворювальній техніці енергетичний показник, коефіцієнт фазового зсуву  $\cos \varphi_1$ , потрібно сприймати тільки як складову коефіцієнта потужності. Він не відображає знака кута зсуву (рис. 3), а значить є недостатньо інформативним для відображення енергетичних характеристики випрямлячів з закриваючими вентилями. Тому його необхідно замінити на більш придатний показник – коефіцієнт потужності зсуву  $\text{tg} \varphi_1$ , як це здійснено стосовно енергетичних характеристик електромереж з компенсаторами реактивної потужності.

Величину коефіцієнта спотворення струму живлення випрямляча розраховують за виразом

$$v = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_2^{\infty} I_n^2}} ,$$

де  $I_1$  – діюче значення основної гармоніки, а  $I_n$  – діюче значення  $n$ -ї гармоніки вхідного струму випрямляча. З рис. 5 та 6 бачимо, що при  $\tau_d < 0,1\text{с}$  величина коефіцієнта спотворення для способу управління випередженням моментів закривання вентилів є меншою, ніж у разі регулювання запізненням моментів відкривання вентилів, і різниця між ними зростає зі збільшення глибини регулювання та зменшення індуктивності згладжувального реактора. Треба зазначити, що і коефіцієнт спотворення потрібно інтерпретувати передусім як складову коефіцієнта потужності випрямляча і він не зручний, наприклад, для чисельної характеристики ступеня спотворення форми змінного струму.

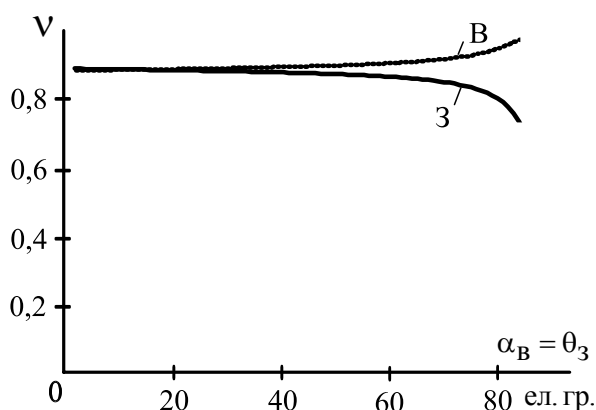


Рис. 5. Залежності коефіцієнта спотворення струму живлення від кута управління випрямляча для  $\tau_d = 0,05\text{ с}$ :

В – керування відкриванням вентилів;  
З – керування закриванням вентилів

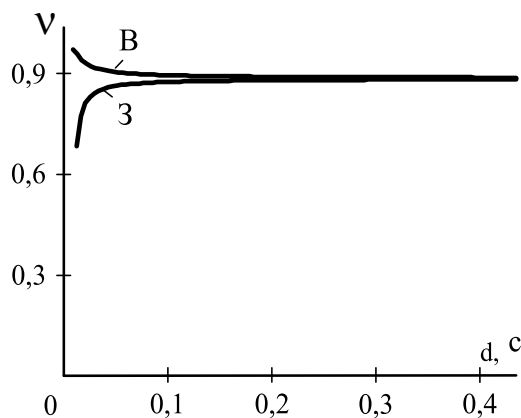


Рис. 6. Залежності коефіцієнта спотворення струму живлення від сталої часу вітки навантаження випрямляча для  $\alpha_B = \theta_3 = 60\text{ ел. гр.}$ :

В – керування відкриванням вентилів;  
З – керування закриванням вентилів

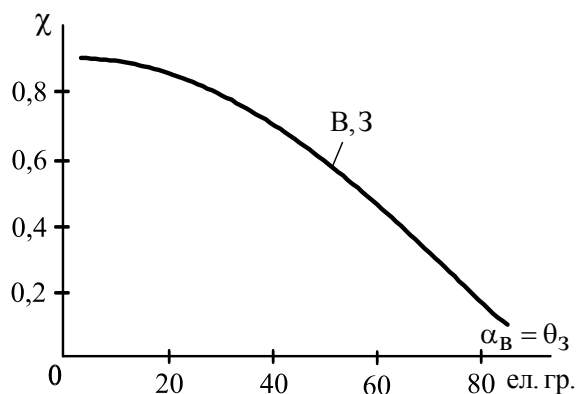


Рис. 7. Залежності коефіцієнта потужності випрямляча від кута управління для  $\tau_d = 0,05\text{ с}$ :

В – керування відкриванням вентилів;  
З – керування закриванням вентилів

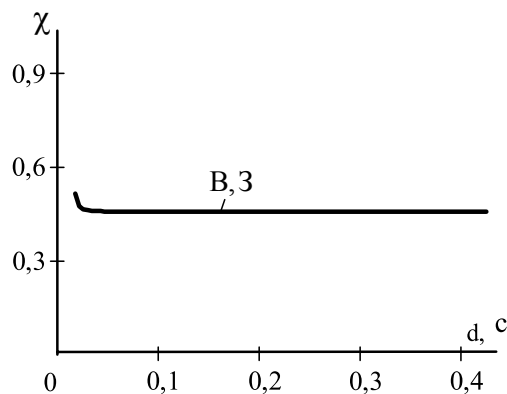


Рис. 8. Залежності коефіцієнта потужності випрямляча від сталої часу вітки навантаження для  $\alpha_B = \theta_3 = 60\text{ ел. гр.}$ :

В – керування відкриванням вентилів;  
З – керування закриванням вентилів

На рис. 7 та 8 зображені результати розрахунку коефіцієнта потужності випрямляча, які свідчать, що їх величини у всьому діапазоні керування випрямлячем однакові для обох способів управління вентилями. Тобто, за синусоїдної напруги джерела живлення вміст активної складової у

повному струмі випрямляча не залежить від способу його фазового управління, який забезпечує заданий рівень випрямленої напруги. Як це витікає з (9) та рис. 3–6, підвищене спотворення вхідного струму у способі регулювання примусовим закриванням вентилів компенсується більшим фазовим зсувом його першої гармоніки.

У зарубіжній літературі з силової перетворювальної техніки для оцінювання впливу несинусоїдальних струмів на мережу живлення використовують коефіцієнт THD (total harmonic distortion) – коефіцієнт гармонічного спотворення форми періодичного струму, який не пов'язаний безпосередньо з коефіцієнтом потужності перетворювального пристрою [4]:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}.$$

Цей коефіцієнт є аналогічним до регламентованого стандартом для електромереж коефіцієнта несинусоїдальності напруги живлення, який є одним з показників якості електроенергії.

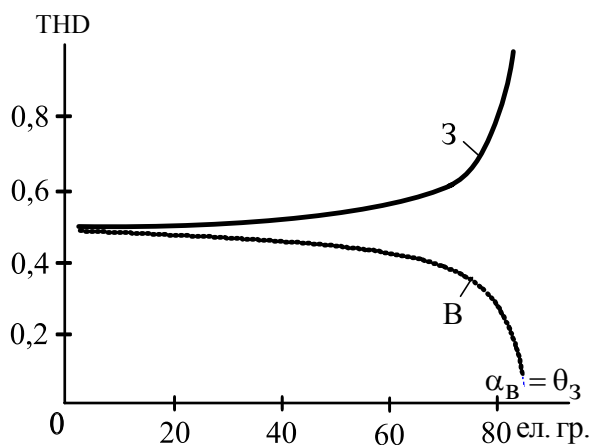


Рис. 9. Залежності коефіцієнта гармонічного спотворення форми струму живлення від кута управління випрямляча для  $\tau_d = 0,05$  с:

- В – керування відкриванням вентилів;
- З – керування закриванням вентилів

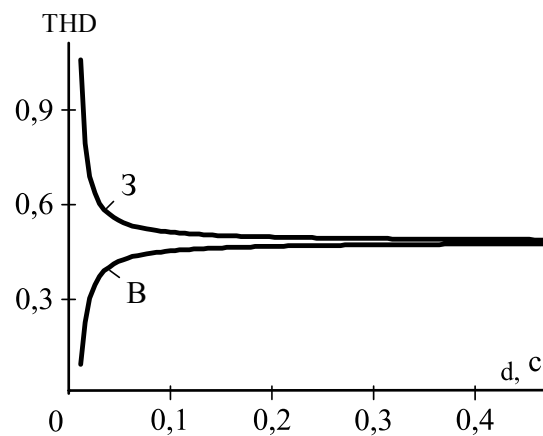


Рис. 10. Залежності коефіцієнта гармонічного спотворення форми струму живлення від сталої часу вітки навантаження випрямляча для  $\alpha_B = \theta_3 = 60$  ел.гр.:

- В – керування відкриванням вентилів;
- З – керування закриванням вентилів

Як приклад на рис. 9 та 10 показані результати розрахунку коефіцієнта гармонічного спотворення вхідного струму випрямляча, які свідчать, що керування випрямлячем закриванням вентилів супроводжується більшим спотворенням струму живлення порівняно з традиційним способом керування. Причому, різниця в ступені спотворення струму тим більша, чим більшим є величина кута управління, і чим менша індуктивність згладжувального реактора.

**Висновки.** 1. Для режиму неперервного струму навантаження випрямляча, керування яким здійснюють зміною кутів закривання двохопераційних тиристорів, отримані аналітичні вирази для гармонічних складових вхідного струму.

2. Оцінено вплив способу управління випрямляча з двохопераційними напівпровідниковими вентилями на його основні енергетичні характеристики.

3. Для повнішого відображення властивостей випрямлячів з двохопераційними вентилями запропоновано до традиційних енергетичних характеристик силових перетворю-

вальних пристроїв додати коефіцієнти реактивної потужності та гармонічного спотворення форми вхідного струму.

1. Маевский О. А. Энергетические показатели вентиляльных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с. 2. Супрунович Г. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 136 с. 3. Полупроводниковые выпрямители // Е.И. Беркович, А.И. Боровой, В.М. Венделанд и др. – М.: Энергия, 1967. – 480 с. 4. Rashid M.H. Power electronics: circuits, devices, and applications. – New Jersey: Prentice-Hall, 1993. 5. Кочкин В.И., Нечаев О.П. Применение статических компенсаторов реактивной мощности в электрических сетях энергосистем и предприятий. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2000. – 248 с.

УДК 519.6, 621.365

В.В. Лізанець, Я.С. Паранчук

Національний університет “Львівська політехніка”, м. Львів

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ СТРУМІВ ТА НАПРУГ ДУГ ДЛЯ НЕЙРОМЕРЕЖЕВОЇ СИСТЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ СТАДІЙ ПЛАВЛЕННЯ В ДСП

© Лізанець В.В., Паранчук Я.С., 2007

**Розроблено структуру, алгоритм функціонування та математичну модель струмів та напруг дуг для підсистеми інформаційного забезпечення нейромережевої системи розпізнавання технологічних стадій плавлення в дуговій сталеплавильній печі.**

**A structure, algorithm of functioning and mathematical model of currents and tensions of arcs, is developed for the subsystem of the informative providing of the neuron system of recognition of technological stages of melting in an arc steel-smelting furnace.**

**Постановка проблеми.** Проблема підвищення електротехнологічної ефективності керування режимами дугових сталеплавильних печей (ДСП) трифазного струму диктується необхідністю поліпшення техніко-економічних показників роботи цих установок, поліпшення показників електромагнітної сумісності режимів ДСП та електропостачальної системи, а також підвищення якісних показників електросталей. При цьому як першочерговим постає завдання розроблення високоефективних рішень, скерованих на зниження питомих витрат електроенергії та зменшення негативного впливу роботи дугової печі на показники якості електроенергії на шинах живлення дугової печі. Одним із шляхів успішного розв’язання окресленого вище завдання є синтез та реалізація адаптивного оптимального керування згідно з окремими частковими критеріями оптимальності чи відповідного до поставленого завдання оптимального керування узагальненого функціоналу мети.

**Аналіз останніх досліджень.** Реалізація названого способу підвищення електротехнологічної ефективності керування режимами електросталеплавлення в ДСП вимагає передусім розв’язання підзавдання автоматизованого розпізнавання технологічних стадій електросталеплавлення та моментів їх зміни. У роботі [1] описано теоретичні основи та алгоритм функціонування автоматизованої системи розпізнавання технологічних стадій плавлення в ДСП, що ґрунтується на Баєвській стратегії перевірки гіпотез. Інформаційне забезпечення цієї системи реалізоване на аналоговій елементній базі. Аналіз ефективності роботи останньої на діючих печах ДСП-100НЗА показав деякі її недоліки, що полягають насамперед у складній процедурі оперативного