

ОСОБЛИВОСТІ ФАЗОВОГО КЕРУВАННЯ СИЛОВИМИ ВИПРЯМЛЯЧАМИ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАЛЬНИХ СИСТЕМ

© Сівакова О.М., Федів Є.І., 2008

Запропоновано спосіб підвищення ефективності та надійності роботи електропостачальних систем зі значним вмістом силових випрямлячів за рахунок повнішого використання можливостей фазового керування сучасними тиристорами. Показано, що перевівши трифазний мостовий випрямляч на сучасну елементну базу, можна регулювати знак реактивної потужності зсуву, що супроводжує його роботу.

The method of increasing the efficiency and reliability of the power supply systems work is suggested with considerable maintenance of power rectifiers due to the full usage of the phase adjusting by modern thyristors. It is shown that equipping a three-phase bridge rectifier by a modern element base, it is possible to regulate the sign of reactive-power of change, full usage which is characteristic of its work.

Постановка проблеми. Однією з основних умов надійного та якісного електропостачання споживачів є забезпечення балансу реактивної потужності у вузлах навантаження в нормальних, перехідних та післяаварійних режимах роботи електричної мережі. З цього погляду важливою є наявність у мережі швидкодійного регульованого джерела реактивної потужності з можливістю його форсування в перехідних режимах [1,2]. Одним із способів, що сприяє вирішенню цієї проблеми, є зменшення споживання реактивної потужності. В електропостачальних системах зі значним вмістом силових перетворювачів споживання реактивної потужності пов'язане зі специфікою фазового керування напівпровідниковими вентилями.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Фільтрокомпенсувальні пристрої, які використовують для компенсації реактивної потужності, що споживають силові перетворювачі, є некерованими і ефективні тільки в нормальних усталених режимах роботи [1]. Штучну комутацію традиційних відкриваючих тиристорів на практиці не застосовують, через їх складність і низьку надійність [1, 3]. З цієї ж причини не набули широкого практичного застосування активні випрямлячі струму, побудовані на складних алгоритмах управління силовими ключами за принципом широтно-імпульсної модуляції (ШИМ) чи векторної ШИМ з метою отримання синусоїдального синфазного струму, що споживається з мережі [4], а також їх альтернативне схемне вирішення – випрямляч з активною корекцією коефіцієнта потужності з конденсаторним фільтром постійного струму (Вієнна-випрямляч) [5]. В [6, 7] на прикладі однофазного випрямляча на закриваючих тиристорах показана можливість його роботи з випередженням основної гармоніки струму щодо напруги живлення, що досягається в режимах регулювання випрямленої напруги зміною моментів закривання силових вентилів керуючим імпульсом. Такий спосіб вирішення проблеми компенсації реактивної потужності зсуву випрямлячів є перспективним, але його застосування у високовольтних мережах потребує аналізу умов роботи електрообладнання під час комутації тиристорів.

Задача досліджень. Отримати основні характеристики трифазного мостового випрямляча, виконаного на двоопераційних тиристорах, в режимах споживання та генерації реактивної потужності зсуву та окреслити умови роботи його силової елементної бази.

Виклад основного матеріалу. Традиційно керовані силові випрямлячі виконують на одноопераційних тиристорах, які відкриваються керуючим імпульсом, що створює зсув фази основної гармоніки струму щодо напруги живлення і знижує коефіцієнт потужності випрямляча.

Розглянемо процеси в трифазному випрямляючому агрегаті, зібраному за мостовою схемою на двоопераційних тиристорах, система фазового керування якого дозволяє змінювати моменти часу як відкривання, так і закривання вентилів (рис. 1).

Режими неперервного випрямленого струму можна отримати двома способами фазового керування:

1) відкривати вентилялі керуючим імпульсом із затримкою за фазою щодо додатної анодної напруги на ньому, а закривати – за протікання струму через нульову відмітку;

2) відкривати вентилялі за появи додатної анодної напруги на них, а закривати – керуючим імпульсом з випередженням за фазою щодо моменту зміни знака анодної напруги.

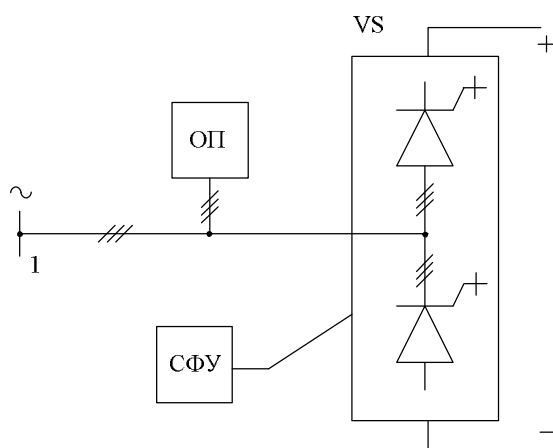


Рис. 1. Блок-схема силового випрямляча:
1 – шини змінної напруги; VS – тиристорний міст; СФУ – система фазового керування;
ОП – пристрій для обмеження перенапруг

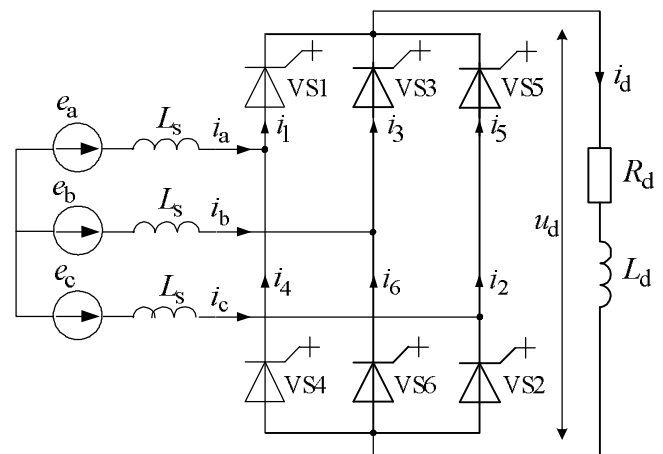


Рис. 2. Розрахункова схема силової частини випрямляча

Вибір режиму керування випрямлячем залежить від графіка навантаження електромережі за реактивною потужністю. У першому випадку випрямляч працює з запізненням за фазою основної гармоніки струму щодо напруги джерела (споживає з мережі реактивну потужність зсуву), а в другому – з випередженням (генерує в мережу реактивну потужність зсуву).

Рівняння регульовальної характеристики випрямляча (рис. 2), який живиться від ідеального трифазного джерела заданої синусоїдальної напруги, з вентилями, що комутують миттєво ($L_s = 0$), має вигляд

$$U_{dcp} = U_{do} \cdot \cos \alpha,$$

де U_{do} – середнє значення випрямленої напруги некеруваного випрямляча.; α – кут керування.

Для режиму фазового керування з випередженням виходу вентиля з роботи $\alpha = 2\pi/3 - \alpha_3$, де α_3 – кут випередження закривання вентилів (рис. 3, а), а для режиму керування із запізненням вступу вентилів в роботу $\alpha = \alpha_B$, де α_B – кут запізнення відкривання вентилів (рис. 3, б).

Для розрахунку складових потужності на вході випрямляча необхідно виконати гармонічний аналіз струму, що споживається з мережі живлення. Розкладемо в ряд Фур'є функцію, що описує миттєві значення струму $i_a = i_1 - i_4$ фази А випрямляча в режимі неперервного струму навантаження на проміжку півперіоду напруги живлення, коли проводить струм вентиль VS1: $(\alpha_3 - \pi) \div \alpha_3$ – для режиму роботи з випередженням і $\alpha_B \div (\alpha_B + \pi)$ – для режиму з запізненням основної гармоніки струму щодо напруги джерела живлення.

За прийнятих припущень комутація вентилів відбувається миттєво, і випрямляч працює в режимі одночасної провідності двох вентилів – по одному з анодної та катодної груп.

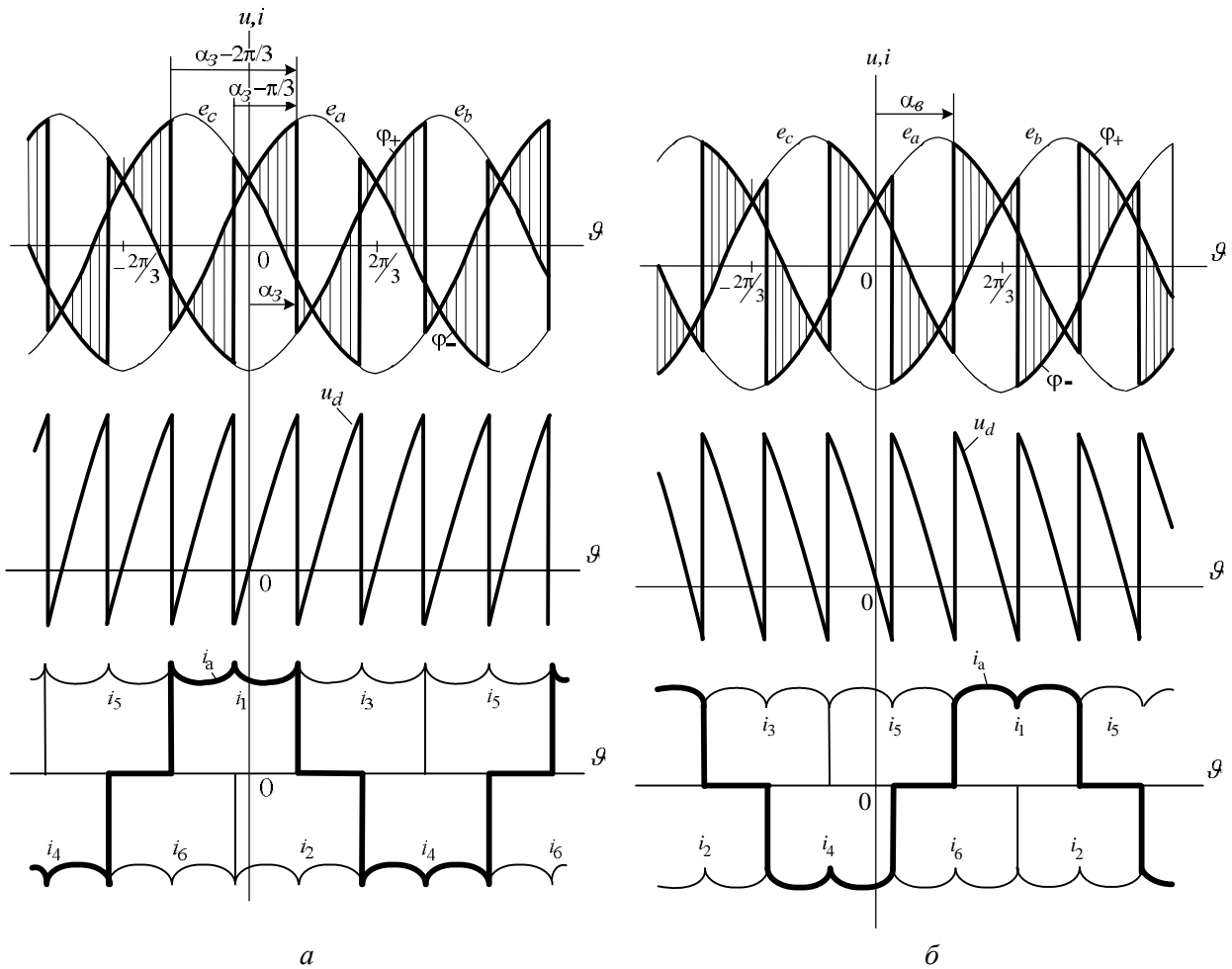


Рис. 3. Діаграми струмів та напруг трифазного випрямляча:
 а – в режимі генерації реактивної потужності зсуву;
 б – в режимі споживання реактивної потужності зсуву

Вираз для миттєвих значень струму i_a випрямляча в режимі одночасної провідності вентилів VS1-VS6 отримуємо з диференціального рівняння

$$\omega L_d \frac{di_{a,6}}{d\vartheta} + R_d i_{a,6} = e_a(\vartheta) - e_b(\vartheta) = \sqrt{3} E_m \sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{3}\right),$$

а в режимі одночасної провідності вентилів VS1-VS2 – з рівняння

$$\omega L_d \frac{di_{a,2}}{d\vartheta} + R_d i_{a,2} = e_a(\vartheta) - e_c(\vartheta) = \sqrt{3} E_m \sin \vartheta,$$

де E_m – амплітуда фазової ЕРС джерела живлення, $\vartheta = \omega t$.

Режим генерації реактивної потужності зсуву. Для випрямляча, керованого закриванням вентилів, на відріжку часу $(\alpha_3 - \pi) \div (\alpha_3 - 2\pi/3)$ струм у фазі А $i_a(\vartheta) = 0$ (рис. 3, а). На інтервалі $(\alpha_3 - 2\pi/3) \div (\alpha_3 - \pi/3)$ одночасно проводять струм вентилі VS1-VS6:

$$i_{a,6}(\vartheta) = \frac{\sqrt{3} E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_d\right) + D_1 \cdot e^{-(\vartheta + \pi/3 - \alpha_3)/\text{tg}\varphi_d} \right],$$

а на інтервалі $(\alpha_3 - \pi/3) \div \alpha_3$ проводять струм вентиля VS1-VS2:

$$i_{a_{1,2}}(\vartheta) = \frac{\sqrt{3}E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin(\vartheta - \varphi_d) + D_1 \cdot e^{-(\vartheta - \alpha_3)/\text{tg}\varphi_d} \right],$$

$$\text{де } D_1 = \frac{\sin(\alpha_3 + \pi/3 - \varphi_d)}{e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - 1}. \quad \varphi_d = \arctg(\omega L_d/R_d).$$

Вираз для амплітуди косинусної складової ряду Фур'є n -ї гармоніки вхідного струму випрямляча в режимі генерації реактивної потужності зсуву отримуємо у вигляді

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_3 - \pi}^{\alpha_3} i_a(\vartheta) \cdot \cos(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4\sqrt{3}E_m \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right)}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \sin \left[(1-n) \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d \right] \times \right. \\ \times \frac{\sin \left[(1-n) \frac{\pi}{6} \right]}{1-n} + \sin \left[(1+n) \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d \right] \frac{\sin \left[(1+n) \frac{\pi}{6} \right]}{1+n} + F_1 \left\{ \cos \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2} \right) \right] - \right. \\ \left. \left. - n \cdot \text{tg}\varphi_d \sin \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - \cos \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) \right] + n \cdot \text{tg}\varphi_d \sin \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) \right] \right\},$$

а для синусної складової

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_3 - \pi}^{\alpha_3} i_a(\vartheta) \cdot \sin(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4\sqrt{3}E_m \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right)}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \cos \left[(1-n) \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d \right] \times \right. \\ \times \frac{\sin \left[(1-n) \frac{\pi}{6} \right]}{1-n} - \cos \left[(1+n) \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d \right] \frac{\sin \left[(1+n) \frac{\pi}{6} \right]}{1+n} + F_1 \left\{ \sin \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \right. \\ \left. \left. + n \cdot \text{tg}\varphi_d \cos \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - \sin \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) \right] - n \cdot \text{tg}\varphi_d \cos \left[n \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) \right] \right\},$$

$$\text{де } F_1 = \frac{\sin(\alpha_3 + \pi/3 - \varphi_d) \cdot \text{tg}\varphi_d}{(1 + n^2 \cdot \text{tg}^2\varphi_d) \cdot (e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - 1)}.$$

Для розрахунку амплітуди основної гармоніки вхідного струму підставимо умову $n=1$ в наведені вище вирази для коефіцієнтів ряду Фур'є і, розкривши невизначеності, отримуємо

$$A_1 = \frac{3E_m}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \frac{\pi}{3} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \varphi_d \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left[2 \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d \right] + \right. \\ \left. + F_2 \left[\left(\sin \alpha_3 + \text{tg}\varphi_d \cdot \cos \alpha_3 \right) e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - \cos \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) + \text{tg}\varphi_d \sin \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) \right] \right\}, \\ B_1 = \frac{3E_m}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \frac{\pi}{3} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \varphi_d \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \left[2 \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d \right] - \right. \\ \left. - F_2 \left[\left(\cos \alpha_3 - \text{tg}\varphi_d \cdot \sin \alpha_3 \right) e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} + \sin \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) + \text{tg}\varphi_d \cos \left(\alpha_3 - \frac{\pi}{6} \right) \right] \right\},$$

$$\text{де } F_2 = \frac{\sin(\alpha_3 + \pi/3 - \varphi_d) \cdot \text{tg}\varphi_d}{2(1 + \text{tg}^2\varphi_d) \cdot (e^{\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - 1)}.$$

Режим споживання реактивної потужності зсуву. Для випрямляча, керованого відкриванням вентилів (рис. 3, б), на відріжку часу $\alpha_B \div (\alpha_B + \pi/3)$ одночасно проводять струм вентилі VS1-VS6:

$$i_{a1,6}(\vartheta) = \frac{\sqrt{3}E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin\left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \varphi_d\right) + D_2 \cdot e^{-(\vartheta - \alpha_B)/\text{tg}\varphi_d} \right],$$

а на інтервалі $(\alpha_B + \pi/3) \div (\alpha_B + 2\pi/3)$ проводять струм вентилі VS1-VS2:

$$i_{a1,6}(\vartheta) = \frac{\sqrt{3}E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin(\vartheta - \varphi_d) + D_2 \cdot e^{-(\vartheta - \alpha_B - \pi/3)/\text{tg}\varphi_d} \right],$$

$$\text{де } D_2 = \frac{\sin(\alpha_B - \varphi_d)}{e^{-\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - 1}.$$

На інтервалі $(\alpha_B + 2\pi/3) \div (\alpha_B + \pi)$ струм у фазі А $i_a(\vartheta) = 0$.

Вираз для амплітуди косинусної складової ряду Фур'є n -ї гармоніки вхідного струму випрямляча в режимі споживання реактивної потужності зсуву отримаємо у вигляді:

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_B}^{\alpha_B + \pi} i_a(\vartheta) \cdot \cos(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4\sqrt{3}E_m \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right)}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \sin\left[(1-n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d\right] \times \right. \\ \times \frac{\sin\left[(1-n)\frac{\pi}{6}\right]}{1-n} + \sin\left[(1+n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d\right] \frac{\sin\left[(1+n)\frac{\pi}{6}\right]}{1+n} - F_3 \left\{ \left[\cos\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right)\right] - \right. \right. \\ \left. \left. - n \cdot \text{tg}\varphi_d \sin\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right)\right] \right] e^{-\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - \cos\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{6}\right)\right] + n \cdot \text{tg}\varphi_d \sin\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{6}\right)\right] \right\} \left. \right\},$$

а для синусної складової

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_B}^{\alpha_B + \pi} i_a(\vartheta) \cdot \sin(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4\sqrt{3}E_m \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right)}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \cos\left[(1-n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d\right] \times \right. \\ \times \frac{\sin\left[(1-n)\frac{\pi}{6}\right]}{1-n} - \cos\left[(1+n)\left(\alpha_B + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d\right] \frac{\sin\left[(1+n)\frac{\pi}{6}\right]}{1+n} - F_3 \left\{ \left[\sin\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right)\right] + \right. \right. \\ \left. \left. + n \cdot \text{tg}\varphi_d \cos\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{2}\right)\right] \right] e^{-\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - \sin\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{6}\right)\right] - n \cdot \text{tg}\varphi_d \cos\left[n\left(\alpha_B + \frac{\pi}{6}\right)\right] \right\} \left. \right\},$$

$$\text{де } F_3 = \frac{\sin(\alpha_B - \varphi_d) \cdot \text{tg}\varphi_d}{(1+n^2 \cdot \text{tg}^2\varphi_d) \cdot (e^{-\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - 1)}.$$

Вирази для розрахунку амплітуди основної гармоніки струму отримаємо у вигляді:

$$A_1 = \frac{3E_m}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \frac{\pi}{3} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_d\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left[2\left(\alpha_B + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d\right] - \right. \\ \left. - F_4 \left[\left(-\sin\alpha_B + \text{tg}\varphi_d \cdot \cos\alpha_B \right) e^{-\pi/(3 \cdot \text{tg}\varphi_d)} - \cos\left(\alpha_B + \frac{\pi}{6}\right) + \text{tg}\varphi_d \sin\left(\alpha_B + \frac{\pi}{6}\right) \right] \right\}, \\ B_1 = \frac{3E_m}{\pi \cdot \sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \frac{\pi}{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi_d\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left[2\left(\alpha_B + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{6} - \varphi_d\right] - \right.$$

$$-F_4 \left[\left(\cos \alpha_B - \operatorname{tg} \varphi_d \cdot \sin \alpha_B \right) e^{-\pi/(3 \cdot \operatorname{tg} \varphi_d)} - \sin \left(\alpha_B + \frac{\pi}{6} \right) - \operatorname{tg} \varphi_d \cos \left(\alpha_B + \frac{\pi}{6} \right) \right] \Bigg\},$$

$$\text{де } F_4 = \frac{\sin(\alpha_B - \varphi_d) \cdot \operatorname{tg} \varphi_d}{2(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_d) \cdot (e^{-\pi/(3 \cdot \operatorname{tg} \varphi_d)} - 1)}.$$

Наведені вище результати розкладу змінного струму випрямляча в гармонічний ряд дають змогу отримати його енергетичні характеристики в повному діапазоні зміни кутів керування двоопераційними тиристорами з урахуванням реального ступеня згладження випрямленого струму.

Описаний спосіб фазового керування вентилями дає можливість змінювати коефіцієнт реактивної потужності зсуву випрямляча в широких межах (рис. 4). Це дозволяє обирати сприятливий для вузла навантаження знак реактивної потужності зсуву, що супроводжує роботу керованого випрямляча.

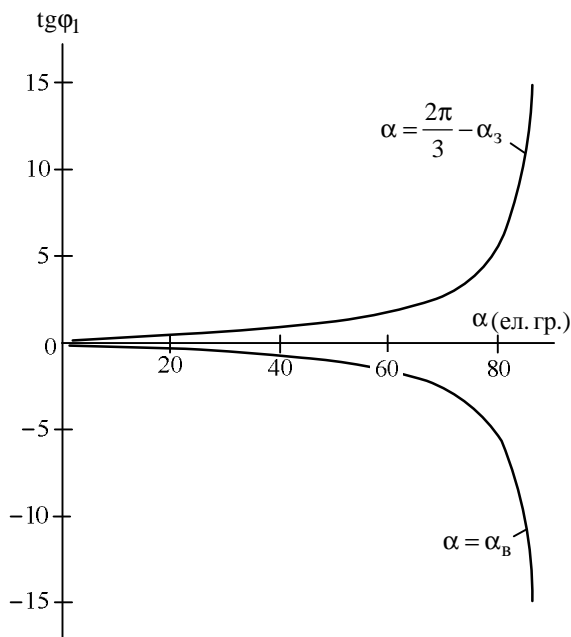


Рис. 4. Залежності коефіцієнта реактивної потужності зсуву від режиму фазового керування вентилями випрямляча для $L_d/R_d = 1$ мс

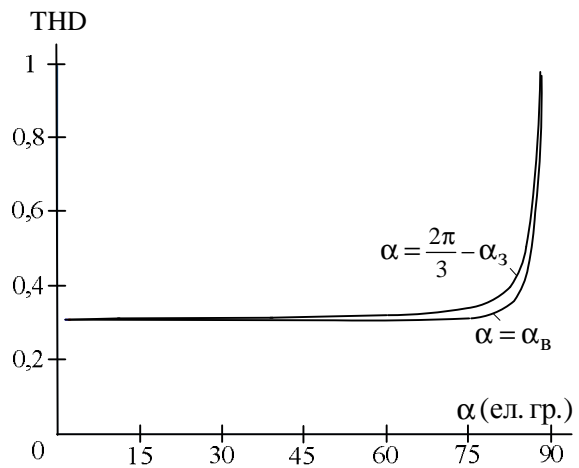


Рис. 5. Залежності коефіцієнта гармонічного спотворення форми струму живлення від режиму фазового керування випрямляча для $L_d/R_d = 0,05$ с

Серед факторів, які можуть накласти обмеження на використання режимів роботи випрямляча з генерацією реактивної потужності зсуву, необхідно виділити, на наш погляд, два основних.

Перший фактор – ступінь спотворення форми струму живлення. Відомо, що, наприклад, для статичних перетворювачів зі штучною комутацією вентилів характерним є підвищений рівень реактивної потужності спотворення [3]. На рис. 5 та 6 показані результати розрахунку коефіцієнта гармонічного спотворення форми струму живлення

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

для широкого діапазону зміни схемних та режимних параметрів випрямляча. Виявилось, що різниця в значеннях коефіцієнта гармонічного спотворення форми струму живлення для різних способів фазового керування випрямлячем не перевищує декількох відсотків, а значить – рівень спотворення струму живлення не є визначальним під час вибору способу фазового керування випрямлячем.

Другий фактор – можливість виникнення пікових перенапруг на вентилях під час закривання тиристорів в частині діапазону кутів керування випрямляча. Під час комутації вентилів, незалежно від способу керування вентилями випрямляча, в індуктивності мережі L_s (рис. 2) виникає ЕРС самоіндукції, яка в сумі з синусоїдною ЕРС джерела живлення формує напругу на вентилях випрямляча.

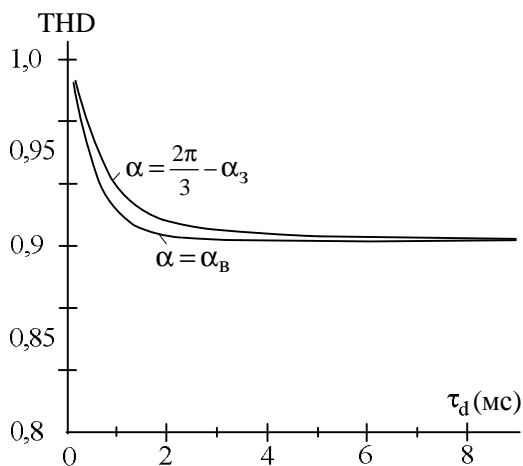


Рис. 6. Залежності коефіцієнта гармонічного спотворення форми струму живлення від сталої часу вітки навантаження випрямляча для $\alpha = 60$ е.гр.

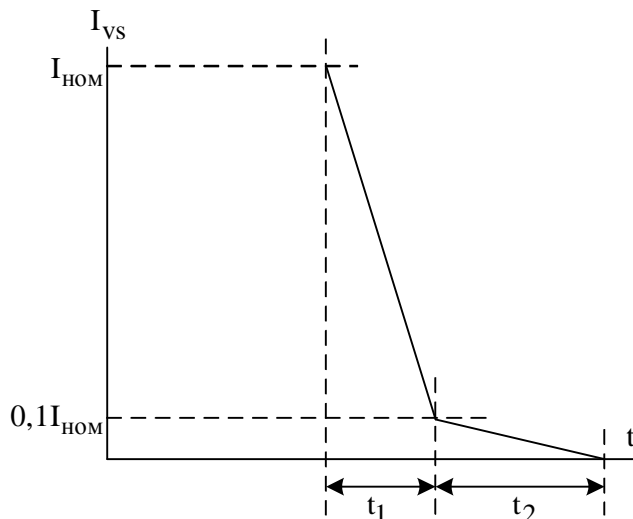


Рис. 7. Часова діаграма режиму вимкнення двоопераційного тиристора:
 t_1 – тривалість основної фази вимкнення;
 t_2 – тривалість заключної фази

У режимах з від’ємними значеннями кута ϕ_1 максимальна напруга на вентилях не перевищує амплітуди лінійної напруги джерела живлення випрямляча.

У режимах з додатними значеннями кута ϕ_1 швидкий спад струму через індуктивність мережі живлення внаслідок закривання тиристорів керуючим імпульсом може спричинити появу внутрішніх пікових перенапруг на елементах перетворювальної установки. Тривалість комутації закриваючого тиристора переважно визначається ділянкою t_1 спаду струму до 10 % струму закривання в першій фазі його вимкнення (рис. 7) [8]. З урахуванням цього вентилялі випрямляча потрібно вибирати з умови, що в режимі генерації реактивної потужності зсуву найбільша величина напруги на них може досягати значення

$$U_{в,макс} \leq \sqrt{3}E_m + 2L_s \frac{0,9I_{d,ном}}{t_1},$$

де $I_{d,ном}$ – номінальне значення випрямленого струму.

Традиційне застосування закриваючих тиристорів вимагає якнайшвидшого їх відкривання і закривання. Оскільки тиристори в складі силових випрямлячів працюють на промисловій частоті електромережі, то обмеження du/dt можна досягти, застосувавши тиристори з порівняно повільним їх закриванням, тобто за рахунок збільшення значення часу t_1 . Для обмеження пікових перенапруг можна застосувати захисні снаберні R-С-діодні ланки чи напівпровідникові обмежувачі перенапруг.

Висновки. Перевішивши трифазний мостовий випрямляч на сучасну елементну базу, можемо змінювати знак реактивної потужності зсуву, що супроводжує його роботу.

Для вибору способу фазового керування випрямлячем потрібно порівняти ефект видавання в електромережу реактивної потужності зсуву під час регулювання закриванням вентилів з додатко-

вими витратами, пов'язаними з можливим підвищенням рівня напруги на вентилях в окремих режимах регулювання.

1. 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.
2. *Устойчивость нагрузки электрических систем* / Ю.Е. Гуревич, Л.Е. Либова, Э.А. Хачатрян. – М.: Энергоиздат, 1981. – 208 с.
3. Супрунович Г. *Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок.* – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 136 с.
4. Мухаметшин И.А. *Трехфазная нулевая схема активного выпрямителя тока* // Научная сессия МИФИ-2005: Сб. научн. тр. – М., 2005. – Т. 1 – С. 65–67.
5. Чаплыгин Е., Во Минь Тьинь, Нгуєн Хоанг Ан. *Виенна-выпрямитель – трехфазный корректор коэффициента мощности* // Силовая электроника. – 2006. – № 1.
6. Федів Є.І., Сівакова О.М. *Покращення коефіцієнта потужності силових випрямлячів в системах електропостачання* // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2007. – № 587. – С. 101–106.
7. Сівакова О.М., Федів Є.І. *Моделювання режиму неперервного струму силового випрямляча з двоопераційними тиристорами* // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2007. – № 597. – С. 99–106.
8. Rashid M.H. *Power electronics: circuits, devices, and applications.* – New Jersey: Prentice-Hall, 1993.

УДК 537.523.3: 631.36

О.В. Сидорчук, В.А. Музиченко

Національний науковий центр,

Інститут механізації та електрифікації сільського господарства

ЗАЛЕЖНІСТЬ КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОКОРОННОГО ІОНІЗАТОРА ВІД ЙОГО РОБОЧОЇ НАПРУГИ

© Сидорчук О.В., Музиченко В.А., 2008

Отримано вирази для визначення відстані між електродами та питомої кількості голок, які відповідають максимальній продуктивності електрокоронного іонізатора.

The dependences of maximum productivity of electric corona ionizator from specific quantity of needles on coronating electrode, and interelectrode distance were received.

Проблема. Для зменшення втрат під час зберігання рослинної продукції з соковитими тканинами доцільно використовувати аероіонну обробку. Це зумовлює потребу у вдосконаленні і методичному забезпеченні розрахунку відповідних робочих органів (іонізаторів).

Під час конструювання електрокоронного іонізатора з максимальною іонною продуктивністю (концентрацією аероіонів в зоні розряду) необхідно мати вирази для визначення тих показників, які передбачається оптимізувати. У цьому випадку йдеться про конструктивні параметри іонізатора, а саме: про питому кількість голок на електроді, що коронує, та відстань між електродами.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Відомий вираз для визначення відстані між електродами, яка відповідає максимальному струму коронного розряду [1]. Між струмом коронного розряду та концентрацією аероіонів залежність нелінійна. Тому точніше визначити оптимальні значення конструктивних параметрів іонізатора та його робочої напруги можна на основі виразу для розрахунку концентрації аероіонів у проміжку між електродами [2]. Цей вираз доволі складно диференціювати, але він може бути замінений відповідним спрощеним [3]

$$\eta = \frac{U - U_0}{Q} \sqrt{\frac{g\varepsilon_0}{h\beta}}, \quad (1)$$