

ПОКРАЩАННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ СИЛОВИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ У СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

Федів Є.І., Сівакова О.М., 2007

Досліджено електромагнітні процеси однофазного мостового випрямляча, керованого зміною моментів часу закривання тиристорів. Отримані аналітичні вирази для основних енергетичних характеристик можуть бути використані для розрахунку режимів та проектування електричних мереж з перетворювальними установками.

The research on electromagnetic processes of single-phase bridge rectifier directed by the change of closing thyristors moments has been conducted. The received analytical expressions for basic power descriptions can be used for the calculation of the modes and planning of electric networks with converter installations.

Постановка проблеми. Одними з основних недоліків силових перетворювальних пристроїв є низький коефіцієнт потужності цих пристроїв та спотворення, які вони вносять у напругу мережі живлення. Керовані зміною кута запізнення вступу вентилів у роботу, перетворювачі споживають з електромережі живлення реактивну потужність, бо основна гармоніка їх струму на вході відстає за фазою стосовно напруги живлення. Питання компенсації реактивної потужності, яку споживають силові перетворювачі, можна вирішити за рахунок самих перетворювачів, якщо вихідну напругу регулювати не тільки зміною моментів часу відкривання напівпровідникових вентилів, але й моментів часу їх закривання [2, 3]. Це надає можливість отримати режими роботи перетворювачів без запізнення чи з випередженням струму живлення щодо напруги джерела. Такі режими роботи сприяють вирішенню проблеми забезпечення балансу реактивної потужності в електромережі, що покращує її техніко-економічні показники.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Перетворювачі, які працюють з випередженням за фазою основної гармоніки струму, зараховують до класу перетворювачів зі штучною комутацією, оскільки випередження закривання вентилів реалізують в основному за допомогою різноманітної приєднаних додаткових комутуючих конденсаторів [1]. Незважаючи на значну кількість розроблених схем зі штучною комутацією тиристорів, такі пристрої не знайшли широкого практичного застосування через їх складність, низьку надійність та збільшення потужності спотворення в мережі живлення. На практиці питання компенсації реактивної потужності, яку споживають силові перетворювальні пристрої, традиційно вирішують застосуванням компенсуювальних чи фільтрокомпенсуювальних статичних конденсаторів [5].

Задача досліджень. Значний прогрес у розвитку елементної бази силових напівпровідникових техніки створив передумови безпосереднього керування моментами часу як відкривання, так і закривання напівпровідникових вентилів. Метою роботи є дослідження ефективності компенсації реактивної потужності, яку споживає випрямляч, засобами силових електроніки за рахунок того, що регулювання випрямленої напруги здійснюють зміною моментів закривання вентилів. Для цього необхідно дослідити можливі режими провідності вентилів і їх залежність від виду навантаження, отримати аналітичні вирази для параметрів режиму роботи, які дозволять розраховувати основні енергетичні характеристики перетворювача.

Виклад основного матеріалу. Для реалізації поставленої задачі проаналізуємо електромагнітні процеси в однофазному мостовому випрямлячі з закриваючими тиристорами, заступна

схема якого зображена на рис. 1. Скористаємось загальноприйнятим методом ідеалізації [4], тобто джерело живлення і вентиля приймаємо ідеальними: $e(t) = E_m \sin(\omega t)$, $L_s = 0$, $R_s = 0$, вентиля відкриваються додатною анодною напругою миттєво, а закриваються миттєво керуючим імпульсом α_3 .

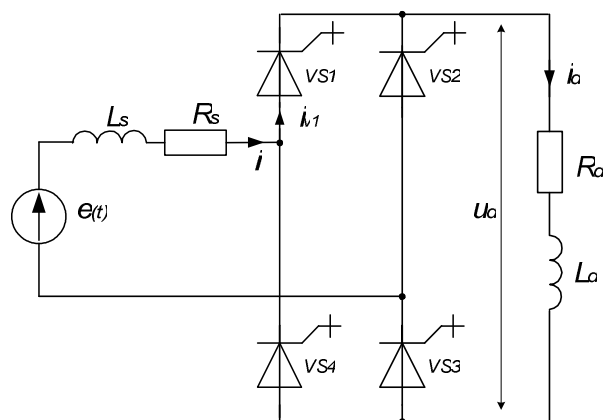


Рис. 1. Заступна схема однофазного мостового випрямляча

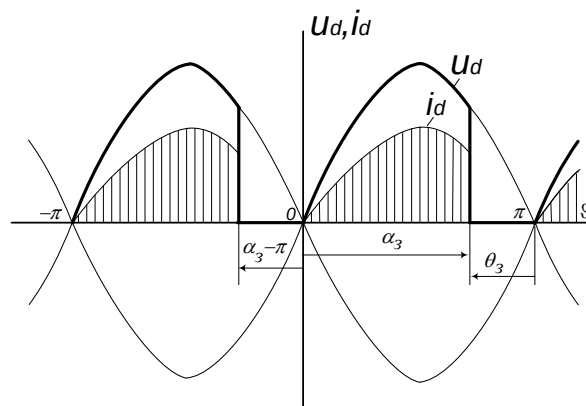


Рис. 2. Діаграми випрямленого струму та напруги під час роботи випрямляча на активне навантаження

Робота випрямляча на активне навантаження ($L_d = 0$). Середнє значення випрямленої напруги (рис. 2) визначаємо за виразом

$$U_{dcp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha_3} E_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_m}{\pi} (1 - \cos \alpha_3) = \frac{U_{d0}}{2} (1 - \cos \alpha_3),$$

де U_{d0} – середнє значення випрямленої напруги некерованого випрямляча; $\vartheta = \omega t$.

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

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_3} \frac{E_m}{R_d} \sin \vartheta \cdot \cos(n\vartheta) d\vartheta = \frac{E_m}{\pi \cdot R_d} \left(\frac{1 - \cos[(1-n)\alpha_3]}{1-n} + \frac{1 - \cos[(1+n)\alpha_3]}{1+n} \right), \quad (1)$$

а для синусної складової

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_3} \frac{E_m}{R_d} \sin \vartheta \cdot \sin(n\vartheta) d\vartheta = \frac{E_m}{\pi \cdot R_d} \left(\frac{\sin[(1-n)\alpha_3]}{1-n} - \frac{\sin[(1+n)\alpha_3]}{1+n} \right). \quad (2)$$

Амплітуду та фазу n -ї гармоніки струму визначаємо як:

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

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

$$A_1 = \frac{E_m}{\pi \cdot R_d} \sin^2(\alpha_3), \quad B_1 = \frac{E_m}{\pi \cdot R_d} \left(\alpha_3 - \frac{\sin(2\alpha_3)}{2} \right), \quad \varphi_1 = \arctg \left(\frac{2 \sin^2(\alpha_3)}{2\alpha_3 - \sin(2\alpha_3)} \right).$$

Для порівняння різних способів керування випрямлячем результати розрахунку параметрів режимів зручно подавати, застосовуючи замість кута управління закриванням вентиля (α_3) – кут випередження закривання $\theta_3 = \alpha_3 - \pi$, який за аналогією з поняттям природного кута відкривання

вентиля будемо відраховувати від природного моменту закривання вентиля для однофазного випрямляча, тобто моменту зміни полярності ЕРС джерела живлення з додатної на від'ємну (рис. 2).

Робота випрямляча на активно-індуктивне навантаження в режимі перервного струму.

Режим перервного струму для випрямляча, керованого зміною моментів часу закривання вентилів, характерний тим, що протягом періоду повторюваності електромагнітних процесів кожний вентиль вступає в роботу двічі.

Як бачимо з рис. 3, а, вентиль VS1 (на пару з вентилем VS3, рис. 1) перший раз вступає в роботу в момент часу $\vartheta = \alpha_3 - \pi$ закривання попередньої пари тиристорів і за рахунок енергії, нагромадженій в індуктивності L_d , проводить до моменту часу $\vartheta = \psi$, коли ЕРС самоіндукції $L_d \frac{di_d}{dt}$ починає дорівнювати ЕРС джерела живлення. Вдруге вентиль VS1 відкривається в момент часу $\vartheta = 0$, коли ЕРС $e(t)$ стає додатною.

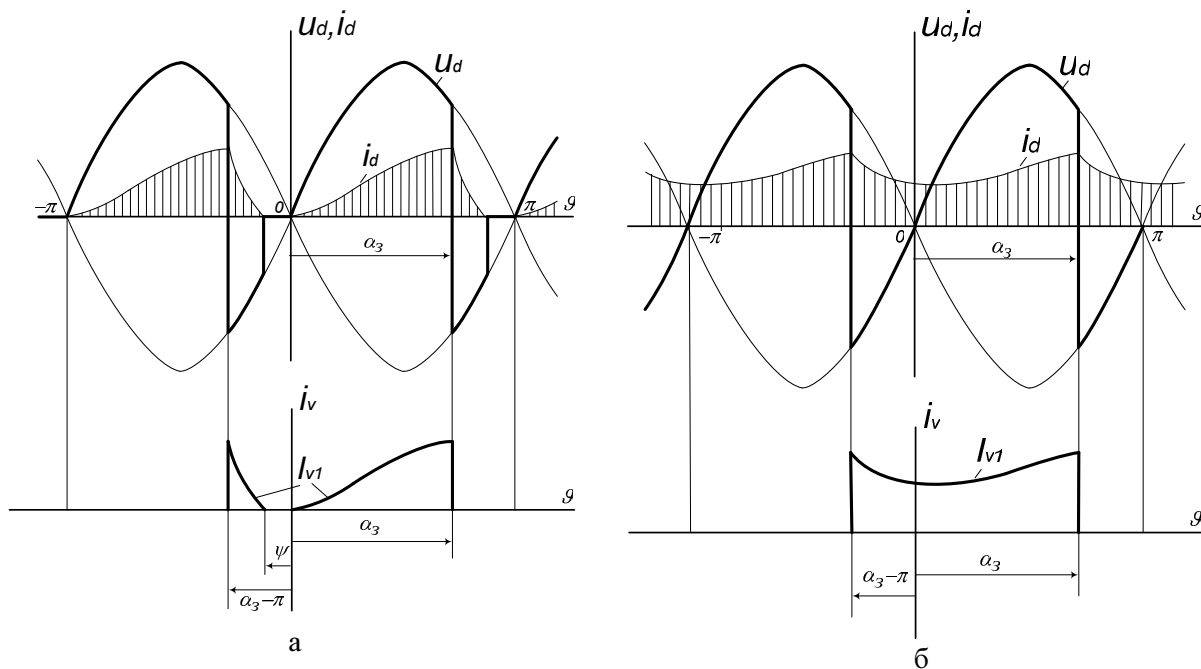


Рис. 3. Діаграми випрямлених напруги та струму, а також струму вентиля під час роботи випрямляча на активно-індуктивне навантаження:
а – режим перервного струму; б – режим неперервного струму

Вираз для миттєвих значень випрямленого струму можна отримати з диференціального рівняння

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

загальний розв'язок якого має вигляд

$$i_d(\vartheta) = \frac{E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin(\vartheta - \varphi_d) + C \cdot e^{-\vartheta / \text{tg} \varphi_d}, \quad (3)$$

де $\text{tg} \varphi_d = \frac{\omega L_d}{R_d}$; C – стала інтегрування.

Сталу інтегрування для інтервалу часу $\alpha_3 - \pi \leq \vartheta \leq \psi$ визначаємо з умови $i_{d2}(\alpha_3 - \pi) = i_{d1}(\alpha_3)$ (рис. 3, а). У результаті отримуємо такий вираз для випрямленого струму:

$$i_{d1}(\vartheta) = \frac{E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left\{ \sin(\vartheta - \varphi_d) + \left[2\sin(\alpha_3 - \varphi_d) + \sin \varphi_d \cdot e^{-\alpha_3 / \text{tg} \varphi_d} \right] \cdot e^{-(\vartheta - \alpha_3 + \pi) / \text{tg} \varphi_d} \right\}.$$

Сталу інтегрування з рівняння (3) для інтервалу $0 \leq \vartheta \leq \alpha_3$ визначаємо з умови $i_d(0) = 0$ і вираз для випрямленого струму приймає вигляд

$$i_{d2}(\vartheta) = \frac{E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin(\vartheta - \varphi_d) + \sin \varphi_d \cdot e^{-\vartheta / \tau_d} \right].$$

Середнє значення випрямленої напруги для режиму перервного струму отримуємо, розкривши вираз

$$U_{dcp} = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha_3 - \pi}^{\psi} E_m \sin \vartheta d\vartheta + \int_0^{\alpha_3} E_m \sin \vartheta d\vartheta \right).$$

Остаточний вираз має вигляд

$$U_{dcp} = \frac{E_m}{\pi} (1 - \cos \psi - 2 \cos \alpha_3).$$

Величину кута ψ визначаємо з умови $i_{d1}(\psi) = 0$. У результаті отримуємо таке трансцендентне рівняння:

$$\sin(\psi - \varphi_d) + \left[2 \sin(\alpha_3 - \varphi_d) + \sin \varphi_d \cdot e^{-\alpha_3 / \tau_d} \right] \cdot e^{-(\psi - \alpha_3 + \pi) / \tau_d} = 0. \quad (4)$$

Результати числового розв'язку рівняння (4) в координатах $\psi = f(\alpha_3)$ для двох значень кута φ_d зображені на рис. 4.

Межа переходу від режиму неперервного струму до перервного для заданої величини α_3 залежить від величини сталої часу $\tau_d = L_d / R_d$ вітки постійного струму, яка в наших рівняннях характеризується схемним параметром φ_d . Для оцінки вказаної межі в рівняння (4) підставляємо умову $\psi = 0$ і отримуємо таке рівняння:

$$-\sin(\varphi_d) + \left[2 \sin(\alpha_3 - \varphi_d) + \sin \varphi_d \cdot e^{-\alpha_3 / \tau_d} \right] \cdot e^{(\alpha_3 - \pi) / \tau_d} = 0. \quad (5)$$

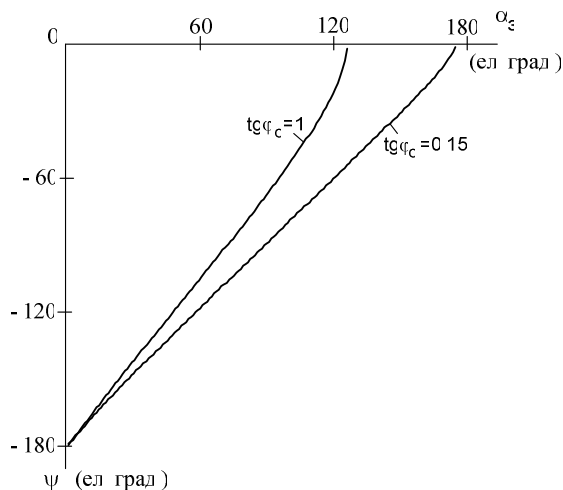


Рис. 4. Залежності кута ψ в режимі перервного струму від кута управління випрямляча

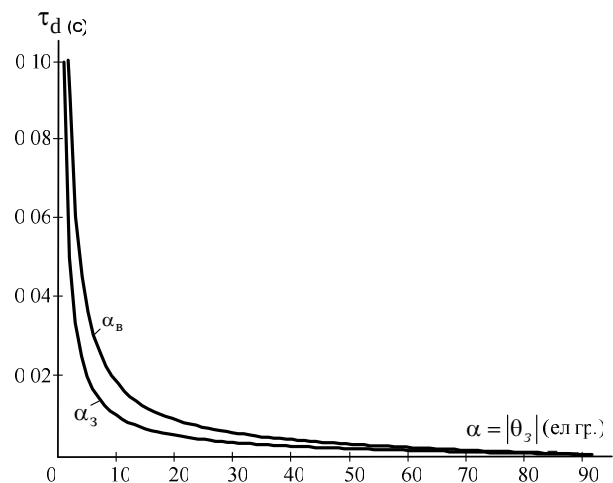


Рис. 5. Залежності сталої часу вітки навантаження від кута управління для межі режиму неперервного струму випрямляча: α_B – керованого відкриванням вентилів; α_3 – керованого закриванням вентилів

Як відомо [2], для однофазного мостового випрямляча, керованого затримкою моментів відкривання вентилів (змінюю кута α_3), межа неперервності струму описується лінійною залеж-

ністю $\varphi_d = \alpha_B$. Якщо в нашому випадку замінити кут закривання вентилів α_3 на параметр $\theta_3 = \alpha_3 - \pi$ – кут випередження закривання вентилів, то розв’язки рівняння (5) відповідають нерівності $\varphi_d < |\theta_3|$. На рис. 5 проілюстрована межа неперервності випрямленого струму в координатах $\tau_d = f(\alpha)$ для двох способів зміни кута управління випрямляча (α). Як бачимо, за рівної величини кута управління у разі управління зміною кутів α_3 умова неперервності випрямленого струму досягається за менших величин індуктивності L_d .

Робота випрямляча на активно-індуктивне навантаження в режимі неперервного струму. Сталу інтегрування отримуємо з умови $i_d(\alpha_3) = i_d(\alpha_3 - \pi)$ – рівності миттєвих значень випрямленого струму на межі інтервалу повторюваності процесів (рис.3б).

Остаточний вираз для випрямленого струму має вигляд:

$$i_d(\vartheta) = \frac{E_m}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[\sin(\vartheta - \varphi_d) - \frac{2\sin(\alpha_3 - \varphi_d)}{1 - e^{\pi/\text{tg}\varphi_d}} e^{-(\vartheta - \alpha_3)/\text{tg}\varphi_d} \right].$$

Середнє значення випрямленої напруги в режимі неперервного струму отримуємо інтегруванням

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

Робота випрямляча на активно-індуктивне навантаження за припущення ідеального згладжування випрямленого струму ($L_d = \infty$). У цьому випадку у випрямленому струмі присутня тільки нульова гармоніка:

$$I_d = \frac{U_{dcp}}{R_d} = -\frac{2E_m}{\pi \cdot R_d} \cos \alpha_3 = -\frac{U_{d0}}{R_d} \cos \alpha_3.$$

Коефіцієнти розкладу в ряд Фур’є для n -ї гармоніки вхідного струму приймають вигляд

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_3} I_d \cdot \cos(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4}{\pi} I_d \frac{\sin\left(n \frac{\pi}{2}\right)}{n} \cos\left[n\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right)\right];$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha_3} I_d \cdot \sin(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4}{\pi} I_d \frac{\sin\left(n \frac{\pi}{2}\right)}{n} \sin\left[n\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right)\right],$$

а амплітуду і фазу визначаємо за виразами

$$I_{mn} = \frac{4}{\pi} I_d \frac{\sin\left(n \frac{\pi}{2}\right)}{n}, \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{A_n}{B_n}\right) = \frac{\pi}{2} - n\left(\alpha_3 - \frac{\pi}{2}\right).$$

Підставивши $n=1$, отримуємо вирази для амплітуди і фази основної гармоніки змінного струму випрямляча:

$$I_{m1} = \frac{4}{\pi} I_d, \quad \varphi_1 = \pi - \alpha_3.$$

На рис. 6 показані результати розрахунків кута зсуву основної гармоніки змінного струму відносно напруги живлення від кута випередження закривання вентилів випрямляча. Як бачимо, у всьому діапазоні регулювання випрямляч працює з випередженням основної гармоніки вхідного струму $\varphi_1 > 0$ відносно напруги живлення, тобто генерує реактивну потужність зсуву в електромережу живлення. На рис. 7 показані результати розрахунку відносних амплітуд вищих гармонік змінного струму для випадку активного навантаження випрямляча.

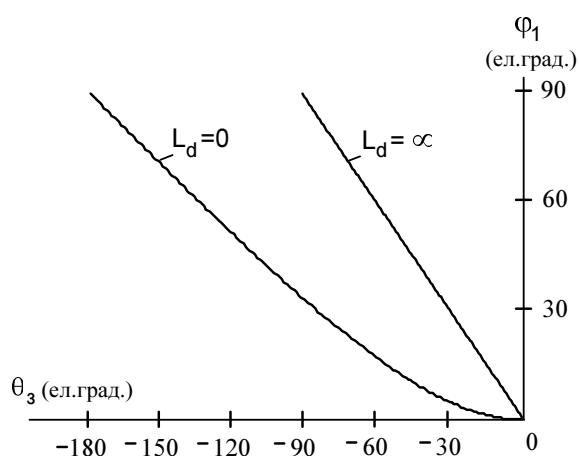


Рис. 6. Залежності кута зсуву фази основної гармоніки струму відносно напруги джерела живлення випрямляча від кута випередження закривання вентилів для різних видів навантаження

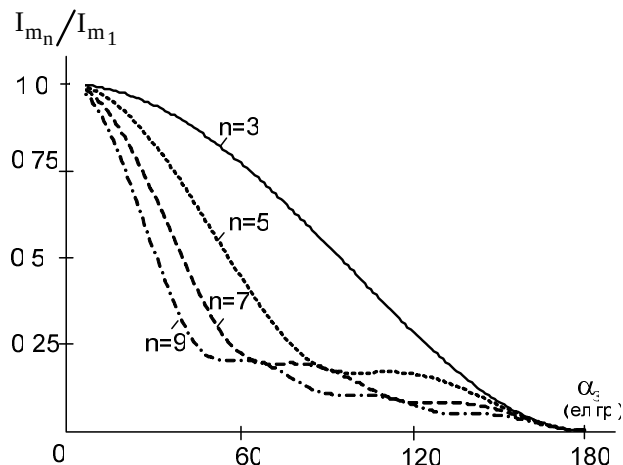


Рис. 7. Залежності відносних амплітуд вищих гармонік змінного струму випрямляча від кута управління для випадку $L_d = 0$

Аналіз спектра гармонік вхідного струму випрямляча за наведеними вище виразами показав, що у випадках суто активного навантаження, а також за ідеального згладжування випрямленого струму, відносні значення амплітуд основної та вищих гармонік змінного струму для способів управління випрямлячем запізненням відкривання та випередження закривання вентилів збігаються, а кути зсуву фаз відносно напруги живлення – різні за знаком.

Висновки. 1. Отримані аналітичні вирази для параметрів нормального режиму роботи випрямляча, керованого змінами моментів закривання вентилів, придатні для проведення розрахунків однофазних випрямлячів під час їх проектування. 2. Виявлено, що режим неперервності випрямленого струму за інших рівних умов під час регулювання випрямляча зміною моментів закривання вентилів настає за меншої величини індуктивності згладжувального реактора. 3. Встановлено, що за активно-індуктивного характеру навантаження в режимі перервного струму за період повторюваності електромагнітних процесів кожний вентиль випрямляча двічі вступає в роботу, що властиве саме способу управління випрямлячем зміною моментів закривання вентилів. Це призводить до збільшення спотворення форми змінного струму, кількісна оцінка якого потребує гармонічного аналізу вхідного струму випрямляча під час його роботи на активно-індуктивне навантаження.

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. Маевский О.А. Энергетические показатели вентиляльных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
3. Супрунович Г. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 136 с.
4. Полупроводниковые выпрямители // Е.И. Беркович, А.И. Боровой, В.М. Венделанд и др. – М.: Энергия, 1967. – 480 с.
5. Глинтерник С.Р. Тиристорные преобразователи со статическими компенсирующими устройствами. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 240 с.