

УДК 621.314.2

<https://doi.org/10.3176/phys.math.1988.3.08>

Ю. СООЯРВ

## ХАРАКТЕРИСТИКИ 12-ПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА ТРЕХФАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ АКТИВНО- ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

(Представил Н. Алумяэ)

В [1] предложено множество многопульсных регуляторов переменного напряжения, имеющих межфазный трансформатор или автотрансформатор с подходящей ступенчатой модуляцией коэффициентов трансформации, отличающихся улучшенным спектральным составом входного и выходного токов. Если в [1] исследована работа указанных регуляторов в основном при активной нагрузке или выпрямительном мосте, то в данной статье ход работы 12-пульсного регулятора переменного напряжения [2] анализируется при активно-индуктивной нагрузке (рис. 1). Анализ работы этой схемы при чисто индуктивной нагрузке приведен в [3].

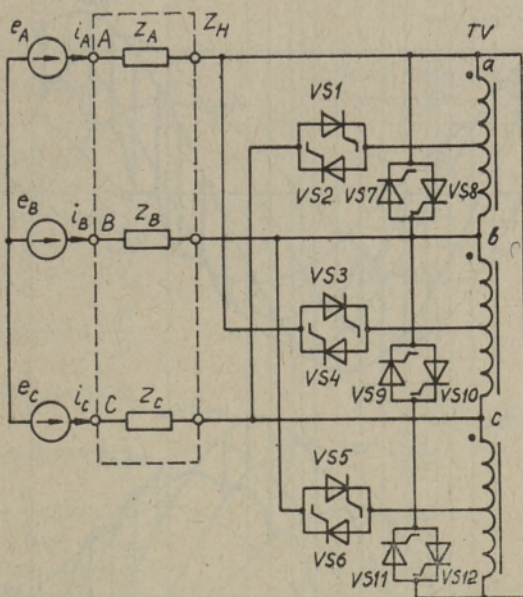


Рис. 1.

Предполагается, что напряжение питания  $u_A = U_m \sin \omega t$ ,  $u_B = U_m \sin (\omega t - 2\pi/3)$ ,  $u_C = U_m \sin (\omega t + 2\pi/3)$  и тиристоры VS1 ... VS12 являются идеальными ключами, а рассеяние и активные сопротивления обмоток трансформатора TV пренебрежимо малы.

В [1] показано, что при активной нагрузке и естественной коммутации тиристоров фазные напряжения нагрузки формируются из шести

синусоид. Например, в фазе  $A$  потенциальными напряжениями нагрузки  $u_{RA}$  являются синусоиды (рис. 2)

$$u_{\Delta i} = U_m \cos \psi_i \cos (\omega t + \psi_i), \quad (1)$$

где  $i = 1, 2, \dots, 6$  и  $\psi_i = \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{6}; 0; -\frac{\pi}{6}; -\frac{\pi}{3}; -\frac{\pi}{2}$ . Напряжения нагрузки фаз  $B$  и  $C$  формируются из таких же синусоид, но с фазовым сдвигом  $\frac{2\pi}{3}$  и  $\frac{4\pi}{3}$  соответственно.

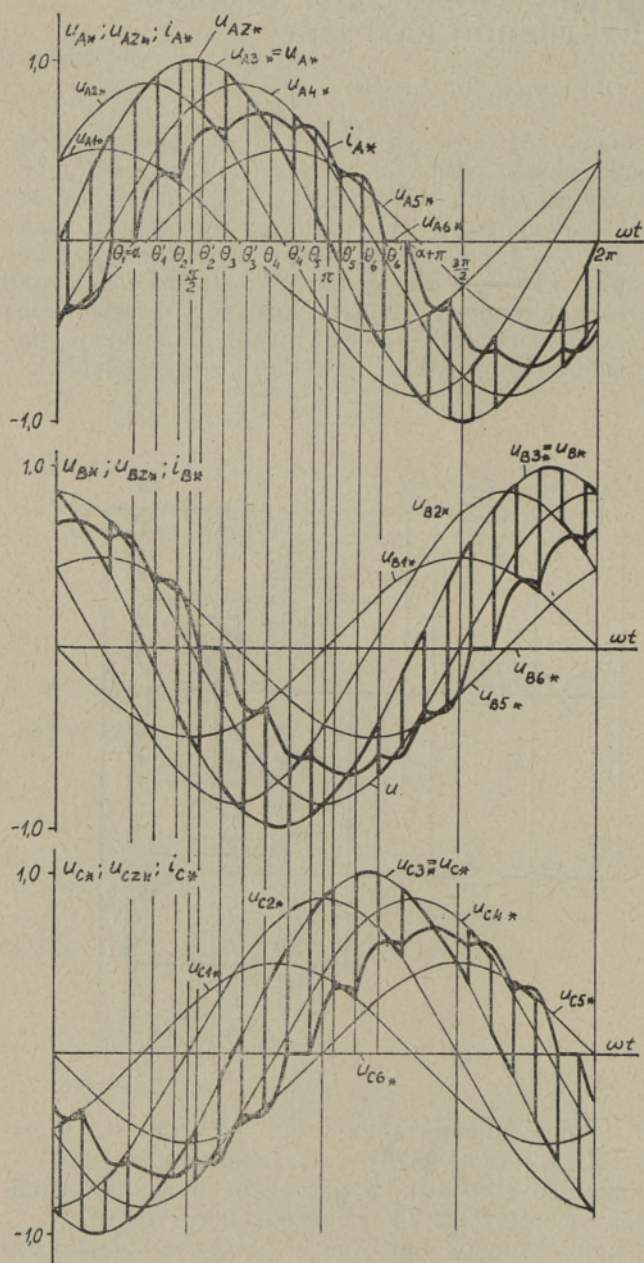


Рис. 2.

В общем случае в работе рассматриваемого регулятора можно выделить 24 этапа, отличающихся наличием и временным чередованием коммутационных и внекоммутационных интервалов.

В коммутационном интервале  $\theta_k \leq \omega t \leq \theta'_k$  на нагрузку падает соответствующее фазное напряжение и ток нагрузки в фазе  $A$  определяется выражением

$$i_{A k_*} = \cos \varphi \sin (\omega t - \varphi) + [i_{A_*}(\theta_k) - \cos \varphi \sin (\theta_k - \varphi)] \exp [(\theta_k - \omega t) / \omega \tau], \quad (2)$$

где  $k=1, 3, \dots, 23$  — номер интервала;  $i_{A_*}(\theta_k)$  — ток нагрузки;  $\theta_k$  — угол начала  $k$ -го коммутационного интервала;  $\tau=L/r$ , где  $L$  — индуктивность и  $r$  — активное сопротивление нагрузки;  $\varphi=\operatorname{arctg} \omega \tau$ ; за базовый ток и напряжение приняты  $i_{\text{баз}}=U_m/r$  и  $U_{\text{баз}}=U_m$ .

Во внекоммутационном интервале  $\theta'_k \leq \omega t \leq \theta_{k+1}$  отперт только один из тиристоров  $VS1 \dots VS12$ , напряжение нагрузки равно  $u_{Ai}$  (1) и ток нагрузки фазы  $A$  определяется выражением

$$i_{A k_*} = \cos \varphi \cos \psi_i \sin (\omega t + \psi_i - \varphi) + [i_{A_*}(\theta'_k) - \cos \varphi \cos \psi_i \times \times \sin (\theta'_k + \psi_i - \varphi)] \exp [(\theta'_k - \omega t) / \omega \tau], \quad (3)$$

$$k=2, 4, \dots, 24.$$

Ввиду симметричности полупериодов выходного напряжения при анализе рассматривается только положительный полупериод  $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \pi$ , где  $\alpha$  — угол управления. Начальные и конечные значения  $\omega t$ , номера отпертых тиристоров и значения  $\psi_i$  в разных интервалах приведены в таблице.

Номер этапа	Интервал	Номера отпертых тиристоров	$\psi_i$
1	$\theta_1 = \alpha \leq \omega t \leq \theta'_1$	VS6, VS9	0
2	$\theta'_1 \leq \omega t \leq \theta_2 = \alpha + \frac{\pi}{6}$	VS6	$\frac{\pi}{3}$
3	$\theta_2 = \alpha + \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \theta'_2$	VS6, VS8	0
4	$\theta'_2 \leq \omega t \leq \theta_3 = \alpha + \frac{\pi}{3}$	VS8	$\frac{\pi}{6}$
5	$\theta_3 = \alpha + \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \theta'_3$	VS3, VS8	0
6	$\theta'_3 \leq \omega t \leq \theta_4 = \alpha + \frac{\pi}{2}$	VS3	0
7	$\theta_4 = \alpha + \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \theta'_4$	VS3, VS11	0
8	$\theta'_4 \leq \omega t \leq \theta_5 = \alpha + \frac{2\pi}{3}$	VS11	$-\frac{\pi}{6}$
9	$\theta_5 = \alpha + \frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \theta'_5$	VS2, VS11	0
10	$\theta'_5 \leq \omega t \leq \theta_6 = \alpha + \frac{5\pi}{6}$	VS2	$-\frac{\pi}{3}$
11	$\theta_6 = \alpha + \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \theta'_6$	VS2, VS10	0
12	$\theta'_6 \leq \omega t \leq \alpha + \pi$	VS10	$-\frac{\pi}{2}$

При указанных в начале статьи предпосылках, исходя из симметричности схемы преобразователя относительно разных фаз, токи в трех разных фазах нагрузки имеют одинаковую форму, сдвинуты на  $\pm 2\pi/3$  и сумма этих токов всегда равна нулю ( $i_{A_*} + i_{B_*} + i_{C_*} = 0$ ). На основе этих свойств получим дополнительные соотношения, связывающие начальные и конечные значения токов в разных интервалах (рис. 2)

$$\begin{aligned} i_{A_*}(\theta'_1) &= i_{B_*}(\theta'_1) = i_{A_*}(\theta'_5); \\ i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) &= i_{B_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) = i_{A_*}\left(\alpha + \frac{5\pi}{6}\right); \\ i_{A_*}(\theta'_2) &= i_{C_*}(\theta'_2) = i_{A_*}(\theta'_4); \\ i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) &= i_{C_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) = i_{A_*}\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (4)$$

а также длительности разных этапов

$$\begin{aligned} \theta'_1 - \alpha &= \theta'_5 - \alpha - \frac{2\pi}{3}; & \theta'_2 - \alpha - \frac{\pi}{6} &= \theta'_6 - \alpha - \frac{5\pi}{6}; \\ \alpha + \frac{\pi}{6} - \theta'_1 &= \alpha + \frac{\pi}{2} - \theta'_3; & \alpha + \frac{\pi}{3} - \theta'_2 &= \alpha + \frac{2\pi}{3} - \theta'_4, \end{aligned} \quad (5)$$

откуда

$$\begin{aligned} \theta'_3 &= \theta'_1 + \frac{\pi}{3}; & \theta'_4 &= \theta'_2 + \frac{\pi}{3}; \\ \theta'_5 &= \theta'_1 + \frac{2\pi}{3}; & \theta'_6 &= \theta'_2 + \frac{2\pi}{3}. \end{aligned} \quad (6)$$

Используя соотношения (4) и (6), из (2) и (3) получим уравнения для определения углов  $\theta'_1$  и  $\theta'_2$  и конечных значений токов разных интервалов  $i_{A_*}(\theta'_1)$ ,  $i_{A_*}(\theta'_2)$ ,  $i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right)$  и  $i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$ .

$$\begin{aligned} i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) &= \frac{1}{2} \cos \varphi \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) + \\ &+ \left[ i_{A_*}(\theta'_1) - \frac{1}{2} \cos \varphi \sin\left(\theta'_1 + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] e^{\frac{\theta'_1 - \alpha - \frac{\pi}{6}}{\omega\tau}}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} i_{A_*}(\theta'_2) &= \cos \varphi \sin(\theta'_2 - \varphi) + \\ &+ \left[ i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos \varphi \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) \right] e^{\frac{\alpha + \frac{\pi}{6} - \theta_2}{\omega\tau}}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_{A_*}\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) + \\ &+ \left[ i_{A_*}(\theta'_2) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi \sin\left(\theta'_2 + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) \right] e^{\frac{\theta'_2 - \alpha - \frac{\pi}{3}}{\omega\tau}}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$i_{A_*}(\theta'_2) = \cos \varphi \sin \left( \theta'_2 + \frac{\pi}{3} - \varphi \right) + \left[ i_{A_*} \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) - \cos \varphi \sin \left( \alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi \right) \right] e^{\frac{\alpha - \theta'_2}{\omega \tau}}; \quad (10)$$

$$0 = \cos \varphi \sin \left( \theta'_2 + \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) + \left[ i_{A_*} \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \varphi \sin \left( \alpha + \frac{5\pi}{6} - \varphi \right) \right] e^{\frac{\alpha - \theta'_2 + \frac{\pi}{6}}{\omega \tau}}. \quad (11)$$

Совместное решение уравнений (8), (9), (10) и (11) дает трансцендентное уравнение для определения угла запираания  $\theta'_2$  тиристора VS6

$$\left( 2 - \frac{3}{2} e^{-\frac{\pi}{3\omega\tau}} \right) \sin \left( \theta'_2 - \varphi - \frac{\pi}{3} \right) + \left( \frac{1}{2} + \sqrt{3} e^{-\frac{\pi}{6\omega\tau}} - \sqrt{3} e^{\frac{\pi}{6\omega\tau}} \right) e^{\frac{\alpha - \theta'_2}{\omega \tau}} \sin(\alpha - \varphi) = 0, \quad (12)$$

а совместное решение уравнений (7), (8) и (11) дает трансцендентное уравнение для определения угла запираания  $\theta'_1$  тиристора VS9

$$\left( 2e^{-\frac{\pi}{3\omega\tau}} - \frac{3}{2} \right) \sin(\alpha - \varphi) + \sqrt{3} \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{3\omega\tau}} \right) e^{\frac{\theta'_1 - \alpha}{\omega \tau}} \cdot \sin \left( \theta'_1 - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{2} e^{\frac{\theta'_2 - \alpha - \frac{\pi}{3}}{\omega \tau}} \cdot \sin \left( \theta'_2 - \varphi - \frac{\pi}{3} \right) = 0. \quad (13)$$

Полученные уравнения (12) и (13) позволяют с помощью средств вычислительной техники рассчитать углы запираания  $\theta'_1$  и  $\theta'_2$  при заданных значениях постоянной времени нагрузки  $\tau$  и угла управления  $\alpha$ . Углы запираания остальных тиристоров  $\theta'_3$ ,  $\theta'_4$ ,  $\theta'_5$  и  $\theta'_6$  определяются по формулам (6) и затем мгновенные значения тока нагрузки в течение разных интервалов — по формулам (2) и (3).

При определенном угле управления  $\alpha_{\Pi}$  коммутационные интервалы исчезают, так как ток тиристора уменьшается до нуля раньше, чем следующий тиристор получает свой отпирающий сигнал. Ток нагрузки фазы  $A$  определяется выражением

$$i_{A_*} = \cos \varphi \cos \psi_i \left[ \sin(\omega t + \psi_i - \varphi) - \sin(\theta_k + \psi_i - \varphi) e^{\frac{\theta_k - \omega t}{\omega \tau}} \right]. \quad (14)$$

Приняв ток  $i_{A_*}$  в конце интервала равным нулю, получим уравнение для определения угла конца соответствующего интервала  $\theta_{hk}$

$$\sin(\theta_{hk} + \psi_i - \varphi) - \sin(\theta_k + \psi_i - \varphi) e^{\frac{\theta_k - \theta_{hk}}{\omega \tau}} = 0. \quad (15)$$

Из уравнения (15) при  $\theta_{hk} - \theta_k = \frac{\pi}{6}$  получим выражение для определения угла управления  $\alpha_{\Pi}$

$$\cos(\alpha_{\Pi} - \varphi) - \sin \left( \alpha_{\Pi} - \varphi + \frac{\pi}{3} \right) e^{-\frac{\pi}{6\omega\tau}} = 0, \quad (16)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \alpha_{\Pi} = - \frac{\cos \varphi - \sin \left( \frac{\pi}{3} - \varphi \right) e^{-\frac{\pi}{6\omega\tau}}}{\sin \varphi - \cos \left( \frac{\pi}{3} - \varphi \right) e^{-\frac{\pi}{6\omega\tau}}} \quad (17)$$

Полученные соотношения позволяют рассчитать кривые тока нагрузки (рис. 2), коэффициенты искажений и средние и действующие значения тока нагрузки для любых параметров нагрузки и угла управления  $\alpha$ . Семейство зависимостей характеристик управления и коэффициента искажений  $k_{\Pi}$  от угла управления  $\alpha$  при  $\omega\tau = \text{var}$ , изображенное на рис. 3 и 4 (на рис. 3 и 4 пунктиром отмечены измеряемые кривые  $I_{A*}$  и  $k_{\Pi}$  макета 12-пульсного регулятора, у которого  $U_A = 34,5$  В,  $f = 50$  Гц,  $L = 35$  мГн,  $\omega\tau = 0, 0,5$  и  $1,0$ ; максимальное отклонение расчетных значений от экспериментальных не превышает 5%), свидетельствует о том, что рассматриваемая схема регулятора позволяет изменять величину напряжения и тока нагрузки от максимальной до нуля при любой постоянной времени нагрузки. От величины постоянной времени зависят диапазон изменения угла управления и сглаженность тока нагрузки.

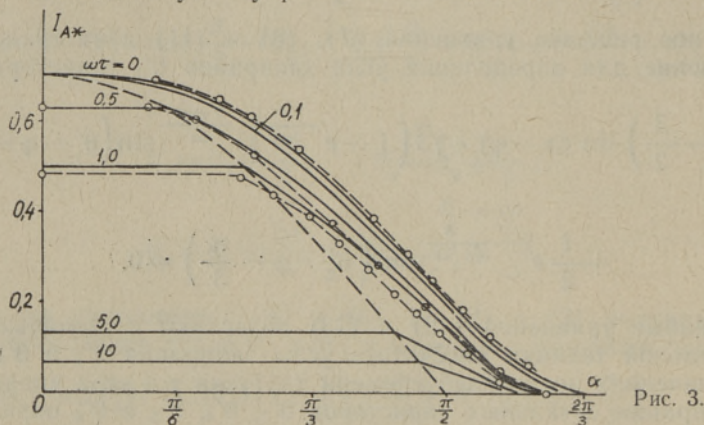


Рис. 3.

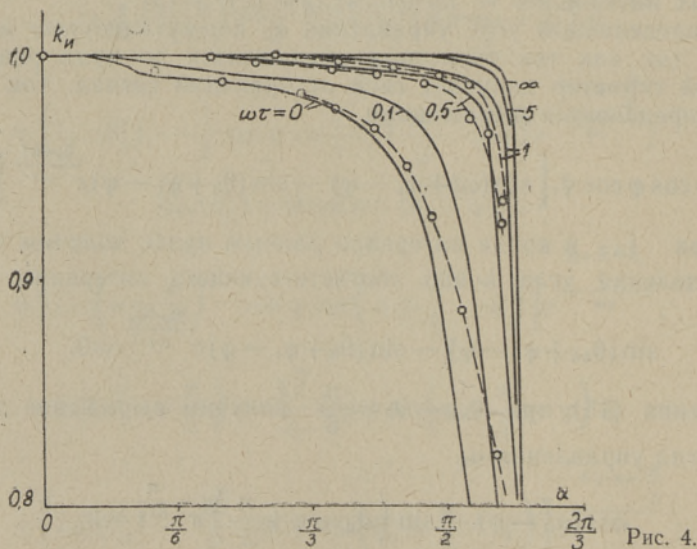


Рис. 4.

Если при чисто активной нагрузке диапазон изменения угла управления равен  $0 \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$ , то при чисто индуктивной нагрузке  $-\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$ . Однако, при увеличении  $\tau$  с изменением угла управления в диапазоне  $\alpha_{\text{п}} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$  величины напряжения и тока нагрузки изменяются мало. Например, если в случае чисто активной нагрузки при  $\alpha = \alpha_{\text{п}} = \frac{\pi}{2}$  действующее значение тока нагрузки  $I_{A_*} = 0,204$ , то в случае чисто индуктивной нагрузки при  $\alpha = \alpha_{\text{п}} = \frac{7\pi}{12}$   $I_{A_*} = 0,022$  и на кривой характеристики управления заметна точка изгиба. При увеличении постоянной времени нагрузки форма тока нагрузки улучшается.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Сарв В. Вентильные цепи регулирования напряжения с управляемым межфазным энергообменом. Таллин, «Валгус», 1986.
2. Саккос Т. Ю., Ранне И. Э., Сарв В. В., Сооярв Ю. Э. Авт. свид. 1015357, СССР. Оpubл. в Б. И., 1983, № 16.
3. Сооярв Ю. Э. В кн.: Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей, ч. 1. Таллин, АН ЭССР, 1986, 85—86.

Институт термofизики и электрофизики  
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию  
3/II 1987

J. SOOJARV

#### KOLMEFAASILISE 12-PULSILISE PINGEREGULAATORI KARAKTERISTIKUD AKTIIV-INDUKTIIVKOORMUSEL

On toodud seosed kolmefaasilise 12-pulsilise pingeregulaatori türistoride kommuteerimisnurkade ja koormusvoolu hetkeväärtuste arvutamiseks aktiiv-induktiivkoormusel ning näidatud koormusvoolu efektiivväärtuse ja moonutusteguri sõltuvust reguleerimisnurgast koormusahela erinevate ajakonstantide korral.

J. SOOJARV

#### CHARACTERISTICS OF TWELVEPULSE THREEPHASE VOLTAGE REGULATOR FOR LR LOAD

Stationary processes in the 12-pulse threephase voltage regulator with an interphase variable-ratio transformer for LR load in conditions of natural commutation have been analyzed. For the controlled interphase transformer three one-core tapped autotransformers and 12 tap-changing thyristors were used. The regulator enables to obtain a near to sinusoidal load current waveform over the whole control range and to vary the fundamental component of the load voltage by shifting the turn-on instants of the thyristors.

It was established that 24 modes of operation for the regulator under consideration were available depending both on the relation of the relative load-time constant and the existence functions of thyristors. The actual load-voltage waveform was composed of properly selected segments of the potential load voltages and the supply phase voltage. The control characteristics of the regulator calculated in the paper showed the decrease of control range with the increase of load-time constant. In order to regulate load current from the maximum to zero for purely resistive or inductive load the variation range of the firing angle was found to be  $0 \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$  and  $-\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$ , respectively.

The calculated relationships between the distortion factor of load current and the firing angle at different values of load inductance indicated improvement of the harmonic content of load current with the increase of load-time constant.