

В. КААЗИК, А. КАБРАЛ

## АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ В ТИРИСТОРНОМ РЕГУЛЯТОРЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ КОНЕЧНОМ ЗНАЧЕНИИ ВЕЛИЧИНЫ ИНДУКТИВНОСТИ ЛИНЕЙНОГО ДРОССЕЛЯ

Одним из перспективных способов улучшения спектрального состава тока и напряжения тиристорного регулятора является подавление четных гармоник в токе тиристора [1-4]. Анализ процессов в таких схемах, которые часто входят в состав многоступенчатых амплитудных регуляторов переменного напряжения и тока [5], обычно проводится в идеализированном случае, т. е. при бесконечной величине индуктивности линейного дросселя. Однако знать особенности преобразовательных процессов важно и при конечном значении индуктивности. С этой целью в данной работе определяется коэффициент искажения  $k_{\text{н}}$  выходного напряжения, который служит основным критерием оценки рассматриваемой схемы (рис. 1).

Для упрощения анализа работы схемы примем, что тиристоры  $T_1$  и  $T_2$  идеальны и активное сопротивление дросселя пренебрежимо мало. Введем обозначения:  $u = U_m \sin \Theta$  — напряжение питания, где  $\Theta = \omega t$ ;  $i, I_m$  — мгновенные и амплитудные значения тока нагрузки;  $R$  — сопротивление нагрузки;  $L_1 = L_2 = L = M$  — индуктивности одной обмотки дросселя;  $\tau = L/R$  — постоянная времени;  $\alpha$  — угол отпирания тиристора  $T_1$ ;  $\beta$  — угол запираания тиристора  $T_2$ ;  $i_a, i_b$  — токи нагрузки, соответствующие моментам отпирания и запираания тиристоров.

В зависимости от параметров схемы и угла отпирания (запираания) тиристоров регулятор на рис. 1 работает: 1) в режиме с синусоидальными интервалами, 2) в режиме «прямоугольного» тока и 3) в режиме прерывистого тока.

Рассмотрим процесс работы регулятора по этапам. Первый — оба тиристора открыты. Имеет место при  $\alpha < \Theta < \beta$  и описывается уравнениями

$$iR = U_m \sin \Theta, \quad (1)$$

$$i_a = \frac{U_m}{R} \sin \alpha, \quad (2)$$

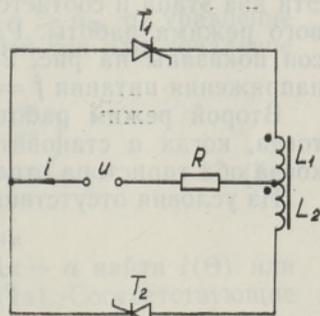


Рис. 1.

$$i_b = \frac{U_m}{R} \sin \beta. \quad (3)$$

Второй этап — один тиристор отперт, другой заперт:

$$pLI(p) + RI(p) - Li(0) = U(p),$$

$$i(0) = i_b,$$

$$i(\theta) = I_m \left[ \sin(\theta - \varphi) - \sin(\beta - \varphi) e^{-\frac{\theta - \beta}{\omega\tau}} \right] + i_b e^{-\frac{\theta - \beta}{\omega\tau}} \quad (4)$$

или

$$u_*(\theta) = \frac{i(\theta)R}{U_m} = \cos \varphi \left[ \sin(\theta - \varphi) - \sin(\beta - \varphi) e^{-\frac{\theta - \beta}{\omega\tau}} \right] + \frac{i_b R}{U_m} e^{-\frac{\theta - \beta}{\omega\tau}}, \quad (4a)$$

$$\text{где } I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}; \quad \varphi = \arctg \omega\tau; \quad \Theta = \beta \dots \pi + \alpha.$$

Используя условие стационарности  $i_b = i(\pi + \alpha)$  (которое действительно в случае пренебрежения активным сопротивлением дросселя), из уравнений (4) и (3) можно найти  $\beta = f_1(\alpha)$  или  $u_{b*} = f_2(\alpha, \beta)$  по формуле

$$u_{b*} = \frac{i_b R}{U_m} = \sin \beta = \frac{\cos \varphi \left[ \sin(\varphi - \alpha) + \sin(\varphi - \beta) e^{-\frac{\pi + \alpha - \beta}{\omega\tau}} \right]}{1 - e^{-\frac{\pi + \alpha - \beta}{\omega\tau}}}. \quad (5)$$

Эти два этапа и соответствующие им уравнения действительны для первого режима работы. Расчетные и экспериментальные кривые процессов показаны на рис. 2, а для двух значений  $\tau$  при  $\alpha = 0$  и частоте напряжения питания  $f = 50$  Гц.

Второй режим работы (режим «прямоугольного» тока) наступает тогда, когда  $\alpha$  становится равным  $\beta$ , т. е. по окончании интервала, когда оба тиристора отперты одновременно.

Из условия отсутствия постоянной составляющей тока нагрузки

$$\int_{\alpha_{II}}^{\pi + \alpha_{II}} [U_m \sin \theta - iR] d\theta = 0 \quad (6)$$

можно найти предельный угол отпирания тиристора  $\alpha_{II} = f_3(\tau)$  из уравнения

$$\alpha_{II} = \arctg \frac{\omega\tau \left( 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}} \right)}{2 + (\omega\tau)^2 \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{\omega\tau}} \right)}, \quad (7)$$

что при  $\tau = \infty$  дает

$$\alpha_{II} = \arctg 2/\pi = 0,567 = 32^\circ 36' \quad (8)$$

или

$$u_{b*} = 0,537.$$

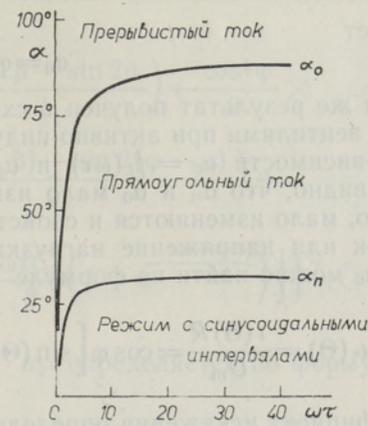
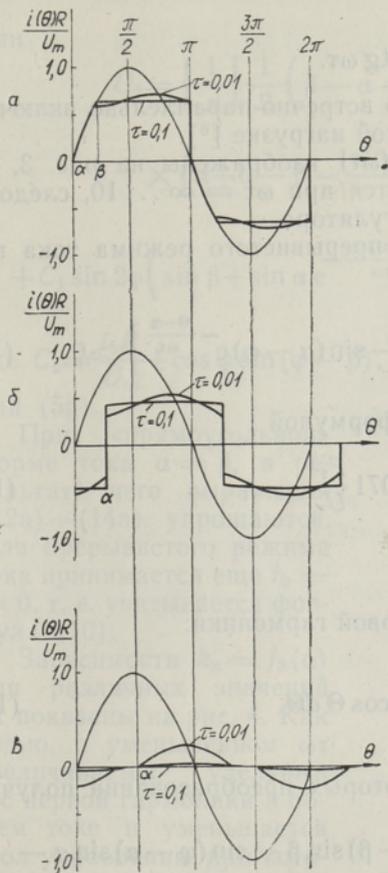


Рис. 3.

◀ Рис. 2.

Если угол запирающего второго тиристора  $\beta = \alpha > \alpha_n$ , то уравнение (3) становится недействительным. Тогда начальный ток или начальное напряжение на нагрузке находится по формуле

$$u_{b*} = \frac{i_b R}{U_m} = \frac{\cos \varphi \sin(\varphi - \alpha) \left( 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}} \quad (5a)$$

Зная начальный ток  $i_b$ , можно для  $\Theta = \alpha \dots \pi + \alpha$  найти  $i(\Theta)$  или  $u_*(\Theta)$  для различных  $\alpha$  и  $\tau$  по формуле (4) или (4a). Соответствующие расчетные и экспериментальные кривые процессов иллюстрирует рис. 2, б при  $\alpha = 0,795$  и  $f = 50$  Гц.

Третий режим (режим прерывистого тока) наступает при глубоком регулировании, когда в течение некоторого времени оба тиристора заперты и ток нагрузки равен нулю (рис. 2, в). Теперь дроссель подавляет и нечетные гармоники тока нагрузки. Этот режим начинается с момента  $\alpha_0$ , когда  $i_b = 0$ . Из зависимости

$$\frac{\cos \varphi \sin(\varphi - \alpha_0) \left( 1 + e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}} = 0$$

следует

$$\alpha_0 = \varphi = \arctg \omega\tau. \quad (9)$$

Такой же результат получен в схеме со встречно-параллельно включенными вентилями при активно-индуктивной нагрузке [6].

Зависимости  $\alpha_0 = f_1(\omega\tau)$  и  $\alpha_{\pi} = f_2(\omega\tau)$  изображены на рис. 3, откуда видно, что  $\alpha_{\pi}$  и  $\alpha_0$  мало изменяются при  $\omega\tau = \infty \dots 10$ , следовательно, мало изменяются и свойства регулятора.

Ток или напряжение нагрузки для прерывистого режима тока при  $\alpha \geq \alpha_0$  можно найти по формуле

$$u_*(\Theta) = \frac{i(\Theta)R}{U_m} = \cos \varphi \left[ \sin(\Theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\Theta - \alpha}{\omega\tau}} \right] \geq 0. \quad (10)$$

Коэффициент искажения определяется формулой

$$k_{\text{и}} = \frac{U_{(1)*}}{U_*} = 0,7071 \frac{F_1}{U_*}, \quad (11)$$

где  $F_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ .

Амплитуда косинусоидального члена первой гармоники:

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_*(\Theta) \cos \Theta d\Theta. \quad (12)$$

Используя выражение (4а), после некоторых преобразований получим

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ \sin^2 \beta - \sin^2 \alpha + \cos \varphi [\sin(\varphi - \beta) \sin \beta - \sin(\varphi - \alpha) \sin \alpha - (\pi + \alpha - \beta) \sin \varphi] + 2C_1 \sin \varphi \left[ \cos(\beta + \varphi) + \cos(\alpha + \varphi) e^{-\frac{\pi + \alpha - \beta}{\omega\tau}} \right] \right\}. \quad (12a)$$

Амплитуда синусоидального члена первой гармоники:

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_*(\Theta) \sin \Theta d\Theta, \quad (13)$$

откуда

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \left\{ \beta - \alpha - \frac{\sin 2\beta - \sin 2\alpha}{2} + \cos \varphi [(\pi + \alpha - \beta) \cos \varphi + \sin(\varphi - \alpha) \cos \alpha - \sin(\varphi - \beta) \cos \beta] + 2C_1 \sin \varphi \left[ \sin(\beta + \varphi) + \sin(\alpha + \varphi) e^{-\frac{\pi + \alpha - \beta}{\omega\tau}} \right] \right\}. \quad (13a)$$

Действующее значение напряжения нагрузки:

$$U_* = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} u_*^2(\Theta) d\Theta} \quad (14)$$

или

$$\begin{aligned}
 U_* = & \left\{ \frac{1}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \left( \beta - \alpha - \frac{\sin 2\beta - \sin 2\alpha}{2} \right) + \frac{\cos^2 \varphi}{2} \times \right. \right. \\
 & \times \left( \pi + \alpha - \beta - \frac{\sin 2(\varphi - \beta) - \sin 2(\varphi - \alpha)}{2} \right) + \\
 & \left. \left. + C_1 \sin 2\varphi \left( \sin \beta + \sin \alpha e^{-\frac{\pi + \alpha - \beta}{\omega\tau}} \right) + \frac{\omega\tau C_1^2}{2} \left( 1 - e^{-\frac{2(\pi + \alpha - \beta)}{\omega\tau}} \right) \right] \right\}^{1/2}, \quad (14a)
 \end{aligned}$$

где  $C_1 = \frac{i_b R}{U_m} + \cos \varphi \sin(\varphi - \beta)$ , а  $i_{b*}$  определяется по формуле (5) или (5a).

При «прямоугольной» форме тока  $\alpha = \beta$ , в результате чего выражения (12a)–(14a) упрощаются. Для прерывистого режима тока принимается еще  $i_b = 0$ , т. е. учитывается формула (10).

Зависимости  $k_{II} = f_3(\alpha)$  для различных значений  $\omega\tau$  показаны на рис. 4. Как видно, с уменьшением  $\omega\tau$  увеличивается удельный вес первой гармоники в общем токе и уменьшается угол управления, при котором наступает прерывистый режим тока. Принимая за низший предел регулирования момент возникновения прерывистого режима тока  $\alpha_0 = \varphi$ , получим из формулы (10) диапазон регулирования  $1 : 1/\cos \varphi$ . Допуская работу регулятора и в прерывистом режиме тока и сохраняя при этом  $k_{II} > 0,9$ , можно увеличить диапазон регулирования еще на 10–20%. Следовательно, даже при относительно малых  $\tau$  ( $\tau = 0,04$  сек и  $f = 50$  Гц) выходное напряжение регулируется в пределах  $1 : 15$ .

В заключение отметим следующее.

1. При одноступенчатом регулировании переменного напряжения достаточно широкий диапазон регулирования (1 : 10) обеспечивается относительной постоянной времени  $\omega\tau$  порядка 10.

2. С уменьшением параметра  $\omega\tau$  форма выходного напряжения улучшается, однако диапазон регулирования значительно сужается при удовлетворительном  $k_{II}$ .

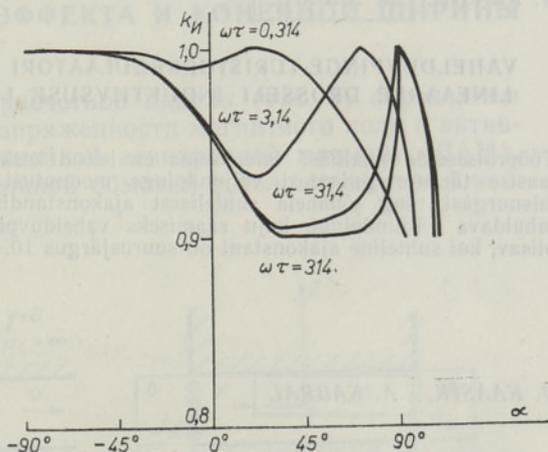


Рис. 4.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Emanuel-Eigeles, A., Erlicki, M. S. New aspects of power factor improvement. P. II. — IEEE Trans. Industry and General Applications, 1968, v. IGA-4, N 4, p. 447–455.
2. Lepp, V. R., Sibgatulin, K. M., Cherkasov, I. N. Current stabilizer having a saturable reactor in the mode of forced magnetization. — United States Patent, 1974, N 3 845 380, Oct. 29.
3. Оявээр М., Сарв В. Процессы преобразования в тиристорном регуляторе пере-

менного напряжения с подавленными четными гармониками тока. — Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 1976, т. 25, № 4, с. 392—397.

4. Техвер Х. Влияние величины индуктивности линейного дросселя на свойства тиристорного регулятора переменного напряжения с подавленными четными гармониками. — Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 1977, т. 26, № 2, с. 186—193.
5. Оявээр М., Сарв В. Анализ преобразовательных процессов в индуктивно-ключевой цепи непрерывного амплитудного регулирования переменного напряжения. — Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 1977, т. 26, № 3, с. 297—303.
6. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М., 1970.

*Институт термofизики и электрофизики  
Академии наук Эстонской ССР*

Поступила в редакцию  
22/IX 1977

V. KAASIK, A. KABRAL

### VAHELDUVPINGE-TÜRISTORREGULAATORI TÖOPROTSESSEID ANALÜÜS LINEARSE DROSSELI INDUKTIIVSUSE LÖPLIKU VÄÄRTUSE KORRAL

Tööprotsesside analüüsi tulemusena on leitud keskväljavõttega drosselit sisaldava ühefaasise türistorregulaatori väljundpinge moonutusteguri sõltuvus türistoride reguleerimisnurgast ning jõuahela suhtelisest ajakonstandist  $\omega\tau$ . On näidatud, et praktiliselt rahuldava väljundpinge kuju saamiseks vahelduvpinge üheastmelisel reguleerimisel on piisav, kui suhteline ajakonstant on suurusjärgus 10.

V. KAASIK, A. KABRAL

### ANALYSIS OF PROCESSES IN THE ALTERNATING VOLTAGE THYRISTOR REGULATOR IN CASE OF FINITE INDUCTANCE LINEAR COIL

As a result of the analysis of regulating processes in the single-phase thyristor regulator, the distortion factor of output voltage in dependence on the cutting angle of thyristor and the relative time constant  $\omega\tau$  is determined. In order to obtain a practically satisfying output voltage wave-form for the single-step alternating voltage, it is sufficient to have a regulator with the relative time constant of about 10, depending on the demanded range of regulation.