

где $n = 1, 2, \dots$ — число ступеней; $m = 1, 2, \dots, n$ — номер ступени; i_{cm} — амплитуда m -й ступени; i_{cn} — амплитуда n -й ступени; θ_m — угол начала m -й ступени; α — угол управления (угол отпирания тиристора T_1).

Желаемые относительные высоты ступеней тока достигаются выбором числа витков отдельных секций обмотки дросселя, а ширины ступеней — выбором коммутационных функций.

При анализе предполагается, что напряжение питания $u = U_m \sin \omega t$, тиристоры — идеальные ключи, индуктивность УНЭ (дросселя) $L_d = \infty$, а рассеяние и активное сопротивление дросселя пренебрежимо малы.

В целях обобщения результатов анализа перейдем на систему относительных величин, обозначив $\tau = L/r$ и $\varphi = \arctg \omega \tau$, где L — индуктивность нагрузки, r — активное сопротивление нагрузки. За базовые ток и напряжение примем $i_{баз} = U_m/r$ и $U_{баз} = U_m$.

В [1] показано, что при активной нагрузке и естественной коммутации тиристоров ток нагрузки может иметь ступенчатую прямоугольную форму. Для работы регулятора в этом случае характерно то, что отпирание одного тиристора вызывает мгновенное запирающее предыдущего по коммутационной функции отпертого тиристора. Объясняется это возможностью скачкообразного изменения тока нагрузки, в результате чего ток запирающегося тиристора уменьшается до нуля мгновенно.

Индуктивность нагрузки, однако, противодействует мгновенному изменению тока нагрузки, вследствие чего одновременного мгновенного отпирания одного тиристора и запирающего другого не происходит — возникает т. н. коммутационный интервал. В течение этого интервала ток отпирającego тиристора растет с конечной скоростью, определяемой индуктивностью нагрузки, а ток запирающегося тиристора с той же скоростью падает. Как только ток упадет до нуля, тиристор запирается — возникает внекоммутационный интервал, в течение которого ток нагрузки остается неизменным.

В общем случае в зависимости от соотношения параметров схемы и коммутационных функций отпирания тиристоров в работе рассматриваемого регулятора можно выделить $2n$ режимов, отличающихся наличием и временным чередованием коммутационных и внекоммутационных интервалов.

В течение коммутационного интервала $\theta_k < \omega t \leq \theta'_k$ тиристоры отперты попарно. Образуется короткозамкнутый контур, падение напряжения на дросселе отсутствует ($u_{d*} = 0$) и приложенное напряжение питания уравновешивается падением напряжения на нагрузке:

$$\sin \omega t = \tau di_*/dt + i_* \quad (3)$$

Решение уравнения (3) дает выражение для тока нагрузки в течение коммутационного интервала:

$$i_* = \cos \varphi \sin (\omega t - \varphi) + [i_*(\theta_k) - \cos \varphi \sin (\theta_k - \varphi)] \exp [(\theta_k - \omega t) / \omega \tau], \quad (4)$$

где k — номер интервала, $k = 1, 2, \dots, (2n - 1)$; $i_*(\theta_k)$ — ток нагрузки и θ_k — угол начала k -го коммутационного интервала.

В течение внекоммутационного интервала $\theta'_k < \omega t \leq \theta_{k+1}$ отперт только один из тиристоров и приложенное напряжение питания уравновешивается падениями напряжения на дросселе и нагрузке:

$$\sin \omega t = \tau di_*/dt + u_{d*} + i_* \quad (5)$$

Из-за бесконечно большой индуктивности дросселя его намагничивающая сила в каждый момент времени постоянна

$$\sum_{h=1}^n (i_h + i'_h) \sum_{j=h}^n \omega_j = \text{const.} \quad (6)$$

Ток нагрузки в начале внекоммутационного интервала $i_* = i_*(\theta'_h)$, а в течение его, в силу (6), $i_* = \text{const}$. Следовательно, $di_*/dt = 0$ и падение напряжения на дросселе из (5) выражается в виде

$$u_{д*} = \sin \omega t - i_*(\theta'_h). \quad (7)$$

Ток $i_*(\theta'_h)$ и углы окончания коммутационных интервалов θ'_h определяются из системы $2n$ трансцендентных уравнений, получаемой из выражений (4) и (7) с учетом того, что ток в конце коммутационного интервала равен току в начале следующего внекоммутационного интервала и постоянная составляющая напряжения дросселя отсутствует. Полученная система уравнений с учетом (1) решается на ЭВМ.

Рассмотрим более подробно влияние индуктивности нагрузки на основные показатели и характеристики тиристорного регулятора на примере $n = 2$. В этом случае в зависимости от соотношения параметров схемы и коммутационных функций отпираания тиристорov q_1, q'_1, q_2 и q'_2 в работе рассматриваемого регулятора можно выделить четыре режима, отличающиеся наличием и временным чередованием коммутационных и внекоммутационных интервалов.

В режиме I ($\pi/2 > \alpha \geq \alpha_1$) ток нагрузки имеет двухступенчатую форму (рис. 2). Амплитуды токов первой и второй ступеней (i_{c1*} и i_{c2*}) связаны в силу (1) зависимостью

$$i_{c1*} = i_{c2*} \sin(\pi/8) / \cos(\pi/8),$$

откуда

$$K = i_{c2*} / i_{c1*} = \cos(\pi/8) / \sin(\pi/8). \quad (8)$$

Углы начала ступеней (коммутационных интервалов) определяются по формуле (2): $\theta_1 = \alpha$ и $\theta_2 = \alpha + \pi/4$. Угол начала третьего коммутационного интервала $\theta_3 = \theta_2 + 2(\theta_2 - \theta_1) = \alpha + 3\pi/4$ (рис. 2). Величины i_{c1*} и i_{c2*} , а также углы окончания соответствующих коммутационных интервалов θ'_1, θ'_2 и θ'_3 для заданных $\omega\tau$ и α вычисляются из следующей системы трансцендентных уравнений, получаемой из выражений (4) и (7):

$$\begin{aligned} i_{c1*} &= \frac{\cos \varphi \{ \sin(\theta'_1 - \varphi) - \sin(\theta_1 - \varphi) \exp[(\theta_1 - \theta'_1)/\omega\tau] \}}{1 + \exp[(\theta_1 - \theta'_1)/\omega\tau]}, \\ i_{c1*} &= \frac{\cos \varphi \{ \sin(\theta'_2 - \varphi) - \sin(\theta_2 - \varphi) \exp[(\theta_2 - \theta'_2)/\omega\tau] \}}{K - \exp[(\theta_2 - \theta'_2)/\omega\tau]}, \\ i_{c1*} &= \frac{\cos \varphi \{ \sin(\theta'_3 - \varphi) - \sin(\theta_3 - \varphi) \exp[(\theta_3 - \theta'_3)/\omega\tau] \}}{1 - K \exp[(\theta_3 - \theta'_3)/\omega\tau]}, \\ i_{c1*} &= \frac{\cos \theta_1 - \cos \theta_2 - \cos \theta_3 + \cos \theta'_1 + \cos \theta'_2 + \cos \theta'_3}{\pi + \theta_1 + \theta_2 + K\theta_3 - \theta'_1 - K\theta'_2 - \theta'_3}. \end{aligned} \quad (9)$$

Режим II ($\alpha_1 > \alpha \geq \alpha_2$) начинается с исчезновения в кривой тока первого внекоммутационного интервала при значении угла управления α_1 , определяемом из условия $\theta'_1 = \theta_2$, и кончается по исчезновении третьего внекоммутационного интервала при $\alpha = \alpha_2$, определяемом из условия $\theta'_3 = \theta_1 + \pi$. Этот режим в дальнейшем анализе не учитывается, по-

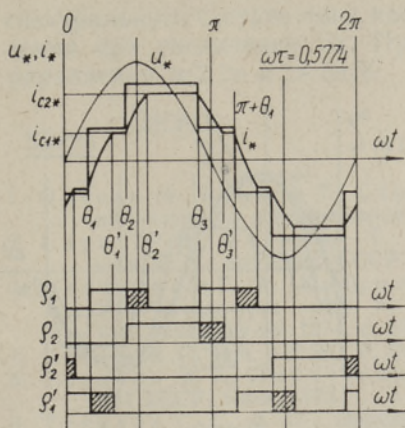


Рис. 2.

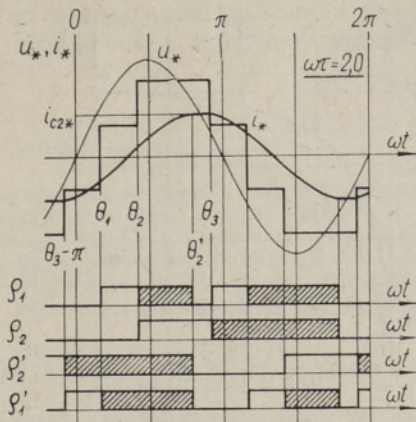


Рис. 3.

сколько при активной нагрузке он составляет лишь $2^{\circ}52'$ [1] и с ростом индуктивности еще более сокращается.

В режиме III ($\alpha_2 > \alpha \geq \alpha_3$) ток нагрузки имеет одноступенчатую форму (рис. 3). При этом для коммутационного интервала $\theta_3 - \pi < \omega t \leq \theta'_2$ справедливо уравнение (3). Ток нагрузки изменяется по (4), откуда, учитывая, что токи в начале этого и в конце предыдущего внекоммутационного интервала равны, т. е. $i_*(\theta_3 - \pi) = -i_{c2*}$, получаем выражение для изменения тока нагрузки в течение коммутационного интервала

$$i_* = \cos \varphi \sin(\omega t - \varphi) - [i_{c2*} - \cos \varphi \sin(\theta_3 - \varphi)] \exp[(-\omega t + \theta_3 - \pi)/\omega\tau], \quad (10)$$

который кончается при $i_*(\theta'_2) = i_{c2*}$.

В течение внекоммутационного интервала $\theta'_2 < \omega t \leq \theta_3$ ток $i_* = i_{c2*} = \text{const}$ и падение напряжения на дросселе, как следует из (7), имеет вид

$$u_{д*} = \sin \omega t - i_{c2*}. \quad (11)$$

Учитывая, что ток нагрузки в конце коммутационного интервала равен току в течение следующего внекоммутационного интервала и среднее значение напряжения дросселя за полупериод напряжения питания равно нулю, получим систему трансцендентных уравнений для определения θ'_2 и i_{c2*} :

$$i_{c2*} = \frac{\cos \varphi \{ \sin(\theta'_2 - \varphi) + \sin(\theta_3 - \varphi) \exp[(-\theta'_2 + \theta_3 - \pi)/\omega\tau] \}}{1 + \exp[(-\theta'_2 + \theta_3 - \pi)/\omega\tau]}, \quad (12)$$

$$i_{c2*} = (\cos \theta'_2 - \cos \theta_3) / (\theta_3 - \theta'_2).$$

Значение угла управления α_3 , с которого начинается режим IV, определяется из условия $\theta'_2 = \theta_3$. Из системы уравнений (12) при $\theta'_2 \rightarrow \theta_3$ получим после перехода к пределу соотношение

$$\alpha_3 = \arctg \omega\tau - \pi/4. \quad (13)$$

В режиме IV ($\alpha_3 > \alpha \geq -\pi/4$) внекоммутационные интервалы в работе тиристорного регулятора отсутствуют, так как в каждый момент вре-

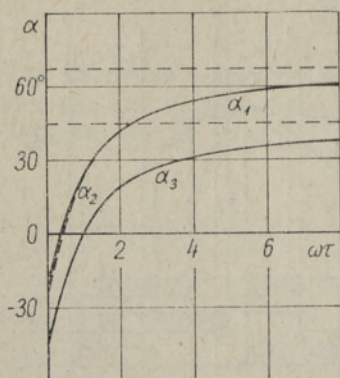


Рис. 4.

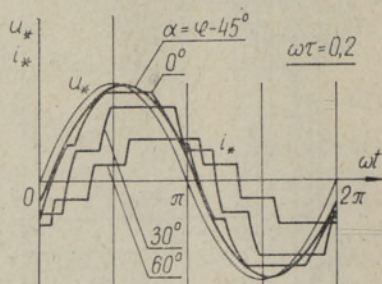


Рис. 5.

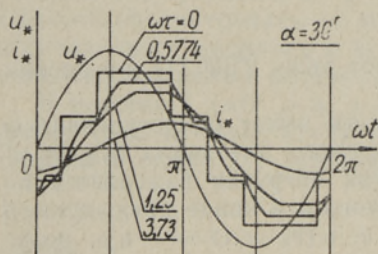


Рис. 6.

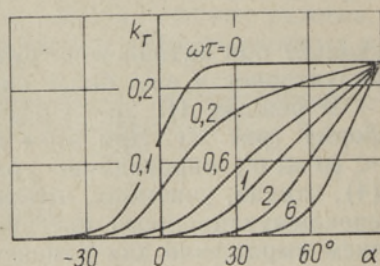


Рис. 7.

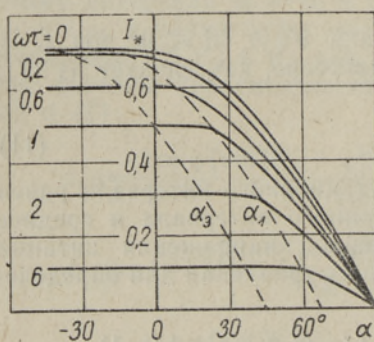


Рис. 8.

$\alpha > \alpha_1$ существует режим I (двухступенчатая форма тока), при $\alpha_1 > \alpha \geq \alpha_2$ — режим II, при $\alpha_2 > \alpha \geq \alpha_3$ — режим III (одноступенчатая форма тока) и при $\alpha_3 > \alpha \geq -\pi/4$ — режим IV (синусоидальная форма тока). При чисто индуктивной нагрузке $\alpha_1 = 3\pi/8$ и $\alpha_3 = \pi/4$.

В качестве примера на рис. 5 ($\omega\tau = 0,2$ и $\alpha = \text{var}$) и на рис. 6 ($\alpha = 30^\circ$ и $\omega\tau = \text{var}$) показаны расчетные кривые тока нагрузки.

Семейство зависимостей коэффициента гармоник k_r от угла управления α при $\omega\tau = \text{var}$ и характеристики управления тиристорного регулятора, изображенные на рис. 7 и 8, свидетельствуют об улучшении

мени открыты все тиристоры и ток нагрузки изменяется по синусоидальному закону.

Полученные соотношения позволяют рассчитать с помощью вычислительной техники кривые токов и напряжений, а также коэффициенты гармоник k_r для любых параметров нагрузки и угла управления α .

В результате расчетов на «Наири 3-1» в зависимости от параметров схемы определены области существования четырех различных режимов тиристорного регулятора с УНЭ при его работе на активно-индуктивную нагрузку (рис. 4). Для каждого $\omega\tau$ при $\pi/2 >$

спектрального состава тока нагрузки и об уменьшении диапазона управления при увеличении ωt . При чисто индуктивной нагрузке диапазон управления $\pi/2 > \alpha > 3\pi/8$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Оявеэр М., Саккос Т., Сарв В., Вентильно-индуктивные цепи непрерывного амплитудного регулирования переменного напряжения, Таллин, «Валгус», 1978.
2. Сарв В. В., Батарин Г. Л., Оявеэр М. Р., Саккос Т. Ю., Хансен М. Я., Авт. свид. СССР № 624220, Бюлл. изобр., № 34 (1978).
3. Евдокунин Г. А., Кучумов Л. А., Рыжков В. П., В кн.: Материалы VIII научно-техн. конф. по вопросам автоматизации производства, 3, Томск, изд. Томск. ун-та, 1974, с. 33—35.
4. Батарин Г., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 26, № 4, 431—437 (1977).
5. Тонкаль В. Е., Липковский К. А., Мельничук Л. П., Препринт-49 ИЭД АН УССР, Киев, 1972.
6. Тонкаль С. С., В кн.: Проблемы технической электродинамики, вып. 24, Киев, «Наук. думка», 1970, с. 37—42.

Институт термофизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
16/IV 1979

Tüü SAKKOS

JUHITAVA ENERGIASALVESTIGA VAHELDUVPINGE-TÜRISTORREGULAATORI TÖÖ AKTIIV-INDUKTIIVKOORMUSE KORRAL

On vaadeldud ühefaasilist skeemi, milles mitmeastmeline siinuselähedane koormusvool saadakse energiasalvestiks oleva drosseli keerdude arvu perioodilise muutmiseega. Regulaatori juhtimisnurga ja koormuse induktiivsuse alusel on määratud erinevate töörežiimide piirkonnad ning näidatud, et koormuse ajakonstandi suurendamine parandab voolu spektraalkoostist.

Tüü SAKKOS

OPERATION OF ALTERNATING VOLTAGE THYRISTOR REGULATOR WITH CONTROLLED ENERGY STORAGE DEVICE FOR LR LOAD

Stationary processes in the alternating voltage thyristor regulator with controlled energy storage device for LR load in conditions of natural commutation have been analyzed. For a controlled energy storage device a choke with the winding of $2n$ in series connected sections switched on the closed circuit of even harmonics, was used. Separate sections of the choke were periodically switched by means of thyristor commutation. The regulator enabled to obtain a near to sinusoidal n -step input and output current waveform over a wide control range.

It was established that generally $2n$ modes of operation for the regulator under consideration were available depending on the relation of circuit parameters and existence functions of thyristors.

Depending on the firing angle and load inductance the modes of operation for $n=2$ was determined. 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 maximum to zero for purely inductive load, the variation range of the firing angle was found to be $3\pi/8 < \alpha < \pi/2$.

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