

Г. БАТАРИН

АНАЛИЗ ТИРИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОДАВЛЕННЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Одним из недостатков широко распространенных тиристорных регуляторов переменного напряжения является генерирование нежелательных новых частот, искажающих выходное напряжение и ток питания. Перспективным способом улучшения спектрального состава тока и напряжения регулятора является подавление четных гармоник в токе тиристора [1-4]. В случае схемы регулятора переменного напряжения со встречно-параллельно включенными тиристорами этот способ реализуется включением в контур тиристорной пары линейного дросселя D со средней точкой. Работа такой схемы анализировалась только при активной нагрузке [3, 4]. Цель настоящей статьи состоит в изучении работы схемы в более общем случае — при активно-индуктивной нагрузке.

На рис. 1 изображена принципиальная схема анализируемого регулятора, нагрузкой которого служат последовательно включенные активное сопротивление R и индуктивность L .

Индуктивность одной полуобмотки дросселя в контуре тиристорной пары обозначим через L_d . Предположим, что коэффициент связи между полуобмотками дросселя равен единице и полуобмотки идентичны. Тогда индуктивность обмотки дросселя в целом будет равна $4L_d$.

Для упрощения анализа работы схемы допустим, что напряжение питания синусоидально, тиристоры $T1$ и $T2$ идеальны, активное сопротивление в контуре, образованном открытыми тиристорами и дросселем, равно нулю и индуктивность L_d бесконечно большая.

В работе схемы за полупериод различаются два этапа: коммутационный и внекоммутационный. Длительность коммутационного этапа обозначим через γ . В течение γ открыты оба тиристора и падения напряжения на дросселе нет, так как существует короткозамкнутый контур, для которого справедливо

$$4L_d di_0/dt = 0, \quad (1)$$

$$i_0 = \text{const}, \quad (2)$$

где i_0 — фиктивный ток, циркулирующий в контуре.

Ток i_0 отражает постоянно намагничивающей силы дросселя в анализируемом идеализированном регуляторе. При сделанных предположениях о бесконечности индуктивности дросселя (и, соответственно, о бесконечности накопленной в дросселе энергии!), а также об отсутствии активного сопротивления в контуре тиристорной пары, намагничивающая сила дросселя запишется в виде

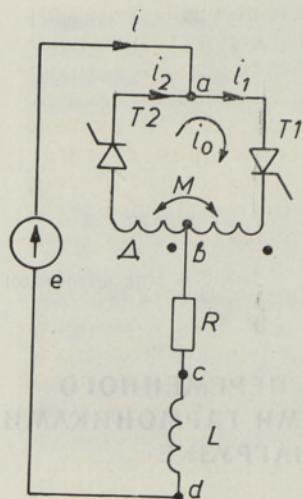


Рис. 1. Принципиальная схема регулятора переменного напряжения.

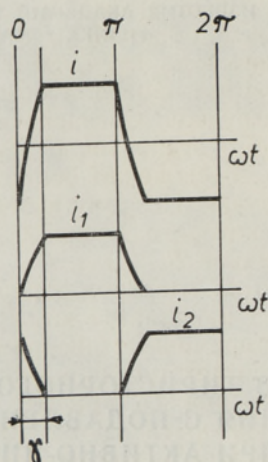
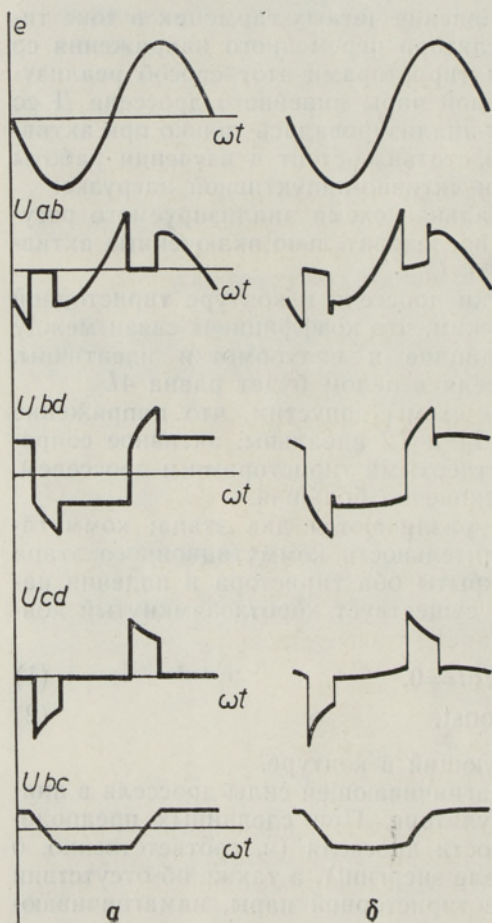


Рис. 2. Временные диаграммы токов i , i_1 , i_2 .



$$F = i_1 \omega + i_2 \omega = 2i_0 \omega = \text{const}, \quad (3)$$

где ω — число витков полуобмотки дросселя; i_1 и i_2 — токи через тиристоры T1 и T2 соответственно.

Таким образом, фиктивный ток циркуляции равен

$$\begin{aligned} i_0 &= \frac{i_1 + i_2}{2} = i_2 - \frac{i}{2} = \\ &= i_1 + \frac{i}{2} = \text{const}. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $i = i_2 - i_1$ — ток нагрузки, для которого справедливо дифференциальное уравнение

$$L \frac{di}{dt} + iR = E_m \sin(\omega t + \alpha), \quad (5)$$

где α — угол отпирания тиристоров, отсчитываемый от начала синусоиды $E_m \sin \omega t$. Согласно формуле (5), время отсчитывается с момента открывания вентиля. Временные диаграммы токов i , i_1 , i_2 изображены на рис 2.

Рис. 3. Диаграммы мгновенных значений напряжений на различных участках схемы: а — теоретические, б — осциллограммы.

Коммутационный этап кончается тогда, когда ток через тиристор, который включен обратно по отношению к мгновенному напряжению сети, уменьшается до нуля. Этот тиристор запирается, и через другой открытый тиристор одна полуобмотка дросселя D включается последовательно с нагрузкой. Согласно выражению (4), в момент начала внекоммутационного этапа ток в ветви с открытым тиристором достигает величины $2i_0$. Бесконечно большое значение L_d препятствует изменению тока нагрузки. Поэтому в течение всего внекоммутационного этапа, длительность которого равна $\lambda = \pi - \gamma$, ток нагрузки остается неизменным и равным $2i_0$.

Как только на электрод запятого тиристора подается отпирающий импульс, снова начинается коммутационный этап. На рис. 3 показаны теоретические временные диаграммы напряжения на различных участках схемы и соответствующие этим напряжениям осциллограммы. Из-за конечного значения L_d кривые, снятые экспериментально, несколько отличаются от теоретических. Для расчета мгновенного значения тока нагрузки применим метод относительных величин [5]. Введем относительную величину напряжения на активном сопротивлении $u_* = iR/E_m$, электромагнитную постоянную времени нагрузки $T_a = L/R$ и соответственно фазовый угол нагрузки $\Theta = \text{arctg}(\omega L/R)$. Теперь уравнение (5) запишется в виде

$$T_a du_*/dt + u_* = \sin(\omega t + \alpha). \quad (5a)$$

Решив соотношение (5a) относительно u_* , получим

$$u_* = [u_{н1*} - \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)] \exp(-\omega t \text{ctg} \Theta) + \cos \Theta \sin(\omega t + \alpha - \Theta). \quad (6)$$

Здесь $u_{н1*} = u_*(0)$ — начальное условие. Если нам известны значения величин $u_{н1*}$ и γ , то, подставив в формулу (6) $u_{н1*}$ и $\omega t = \gamma$, найдем значение u_* в конце коммутационного этапа $u_*(\gamma) = u_{н2*}$. Это значение останется неизменным в течение всего внекоммутационного этапа и явится начальным условием для следующего, коммутационного, т. е.

$$u_*(\gamma) = u_{н2*} = -u_{н1*} = u_{н*}.$$

Изменение величины u_* за период описывается функцией

$$u_* = \begin{cases} [-u_{н*} - \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)] \exp(-\omega t \text{ctg} \Theta) + \cos \Theta \sin(\omega t + \alpha - \Theta) & \text{при } 0 \leq \omega t \leq \gamma, \\ u_{н*} & \text{при } \gamma \leq \omega t \leq \pi, \\ [u_{н*} + \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)] \exp[(\pi - \omega t) \text{ctg} \Theta] - \cos \Theta \sin(\omega t + \alpha - \pi - \Theta) & \text{при } \pi \leq \omega t \leq \pi + \gamma, \\ -u_{н*} & \text{при } \pi + \gamma \leq \omega t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (7)$$

Для внекоммутационного этапа справедливо уравнение

$$L di/dt + iR + u_p = E_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (8)$$

или

$$T_a du_*/dt + u_* + u_{p*} = \sin(\omega t + \alpha), \quad (8a)$$

где $u_{p*} = u_p/E_m$ — относительное значение напряжения на регуляторе, равное относительно значению напряжения на полуобмотке дросселя $u_{д*} = u_d/E_m$. Учитывая, что в течение внекоммутационного этапа $du_*/dt = 0$ и $u_* = u_{н*} \text{sign} \sin \omega t$, имеем

$$u_{д*} = u_{р*} = \sin(\omega t + \alpha) - u_{н*} \operatorname{sign} \sin \omega t. \quad (9)$$

Так как на дросселе не может быть постоянной составляющей падения напряжения, то из условия

$$\int_0^{\pi} u_{д*} d\omega t = 0 \quad (10)$$

следует

$$\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma) - u_{н*}(\pi - \gamma) = 0. \quad (11)$$

Подставив в уравнение (6) $\omega t = \gamma$, получим выражение для начального условия

$$u_{н*} = \frac{\cos \Theta [\sin(\alpha + \gamma - \Theta) - \sin(\alpha - \Theta) \exp(-\gamma \operatorname{ctg} \Theta)]}{1 + \exp(-\gamma / \operatorname{tg} \Theta)}, \quad (12)$$

подстановка которого в уравнение (11) даст трансцендентное уравнение для определения γ при заданных α и Θ :

$$\begin{aligned} & \cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma) - (\pi - \gamma) \times \\ & \times \frac{\cos \Theta [\sin(\alpha + \gamma - \Theta) - \sin(\alpha - \Theta) \exp(-\gamma \operatorname{ctg} \Theta)]}{1 + \exp(-\gamma \operatorname{ctg} \Theta)} = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Зная γ и $u_{н*}$ при заданных α и Θ , можно из выражения (7) найти значения u_* , а действующее значение u_* за период определить из формулы

$$\begin{aligned} u_{*0} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [u_*(\omega t)]^2 d\omega t =} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \{2[u_{н*} + \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)] [\exp(-\gamma \operatorname{ctg} \Theta) \sin(\alpha - \gamma) - \sin \alpha] \sin 2\Theta +} \\ &+ 2u_{н*}^2(\pi - \gamma) + [u_{н*} + \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)]^2 [1 - \exp(-2\gamma \operatorname{ctg} \Theta)] \operatorname{tg} \Theta +} \\ &+ \cos^2 \Theta [\gamma - 1/2 \cos 2(\alpha - \Theta) \sin 2\gamma + \sin 2(\alpha - \Theta) \sin^2 \gamma]\}. \end{aligned} \quad (14)$$

Коэффициенты для первой гармоники определяются из выражений

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{\pi} \left\{ \sin \Theta [u_{н*} + \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)] [\exp(-\gamma \operatorname{ctg} \Theta) \sin(\alpha + \Theta) - \sin \Theta] + \right. \\ &+ \frac{\cos \Theta}{2} [\cos(\alpha - \Theta) (\gamma - \sin \gamma \cos \gamma) + \\ &+ \sin(\alpha - \Theta) \sin^2 \gamma] + u_{н*} (\cos \gamma + 1) \left. \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{2}{\pi} \left\{ \sin \Theta [u_{н*} + \cos \Theta \sin(\alpha - \Theta)] [\exp(-\gamma \operatorname{ctg} \Theta) \cos(\gamma + \Theta) - \cos \Theta] + \right. \\ &+ \frac{\cos \Theta}{2} [\sin(\alpha - \Theta) (\gamma + \sin \gamma \cos \gamma) + \\ &+ \cos(\gamma - \Theta) \sin^2 \gamma] - u_{н*} \sin \gamma \left. \right\}. \end{aligned} \quad (16)$$

За счет того, что в контур тиристорной пары включен дроссель Д,

падение напряжения u_d позволяет отпирать тиристоры при отрицательных значениях α . Относительное напряжение на аноде запертого тиристора можно представить в виде

$$u_{a*} = -2u_{d*} = -2[\sin(\omega t + \alpha) - u_{H*} \text{sign} \sin \omega t]. \quad (17)$$

При $\omega t = \pi$, т. е. в конце внекоммутационного этапа, в момент посылки импульса на управляющий электрод тиристора получим

$$u_{a*} = -2(-\sin \alpha - u_{H*}) = 2(u_{H*} + \sin \alpha). \quad (17a)$$

Так как тиристор отпирается при $u_{a*} > 0$, то, решив выражение (17a) относительно α при $u_{a*} = 0$, найдем такое предельное значение $\alpha = \alpha_{пр}$, что для всех $\alpha > \alpha_{пр}$ выполняется условие $u_{a*} > 0$.

При $\alpha = \alpha_{пр}$ длительность коммутационного этапа достигает полупериода. Подставив в формулу (17a) выражение (12) для u_{H*} , приравняв полученное соотношение нулю и приняв $\gamma = \pi$, можем записать

$$\cos \Theta \sin(\alpha_{пр} - \Theta) - \sin \alpha_{пр} = 0,$$

откуда

$$\alpha_{пр} = \Theta - \pi/2. \quad (18)$$

Рассмотрим два предельных случая.

1. Нагрузка чисто активная, т. е. $\Theta = 0$. Из выражения (7) имеем

$$u_* = \begin{cases} \sin(\alpha + \omega t) & \text{при } 0 \leq \omega t \leq \gamma, \\ u_{H*} & \text{при } \gamma \leq \omega t \leq \pi. \end{cases}$$

Поскольку

$$u_{H*} = \sin(\alpha + \gamma), \quad (19)$$

то из (11), выделив u_{H*} и подставив полученное в выражение (19), найдем

$$\sin(\alpha + \gamma) = \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{\pi - \gamma}. \quad (20)$$

Подставив в равенство (20) значение $\gamma = 0$, получим

$$\alpha = \arctg \frac{2}{\pi},$$

а из выражения (18) —

$$\alpha_{пр} = -\pi/2.$$

Следовательно, для того чтобы при чисто активной нагрузке получить изменение тока от максимума до нуля, нужно изменять α в пределах от $-\pi/2$ до $\pi/2$ эл. град., причем коммутационный этап соответствует только промежутку

$$-\frac{\pi}{2} < \alpha < \arctg \frac{2}{\pi},$$

при значениях $\alpha > \arctg 2/\pi$ длительность коммутационного этапа равна нулю.

2. Нагрузка чисто индуктивная. Величина u_* обращается в нуль, так как $u_* = iR/E_m$, а $R = 0$. Введем относительную величину тока нагрузки

$$i_* = i/I_m, \quad (21)$$

где I_m — базовая величина, равная амплитуде тока при $\alpha = \alpha_{пр}$:

$$I_m = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}. \quad (22)$$

После подстановки формулы (22) в уравнение (21) и преобразования получим

$$i_* = u_* / \cos \Theta. \quad (23)$$

Подстановка $\Theta = \pi/2$ в условие (12) дает

$$i_{H*} = \frac{u_{H*}}{\cos \Theta} = \frac{\cos \Theta}{\cos \Theta} \left[\frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)}{2} \right].$$

Так как

$$\lim_{\Theta \rightarrow \pi/2} \frac{\cos \Theta}{\cos \Theta} = 1,$$

то

$$i_{H*} = (\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)) / 2. \quad (24)$$

Из выражений (6) и (21) определим мгновенные значения для i_* в течение периода:

$$i_* = \begin{cases} -i_{H*} + \cos \alpha - \cos(\alpha + \omega t) & \text{при } 0 \leq \omega t \leq \gamma, \\ i_{H*} & \text{при } \gamma \leq \omega t \leq \pi, \\ i_{H*} - \cos \alpha + \cos(\alpha + \omega t - \pi) & \text{при } \pi \leq \omega t \leq \pi + \gamma, \\ -i_{H*} & \text{при } \pi + \gamma \leq \omega t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (25)$$

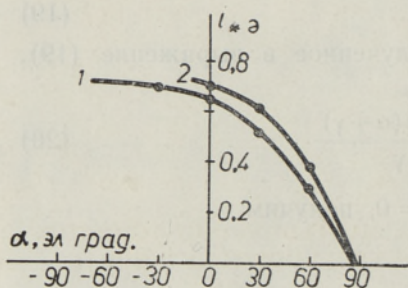


Рис. 4. Зависимость относительного расчетного действующего значения тока i_{*a} от угла регулирования α при $\theta = 10$ (1) и 80° (2).

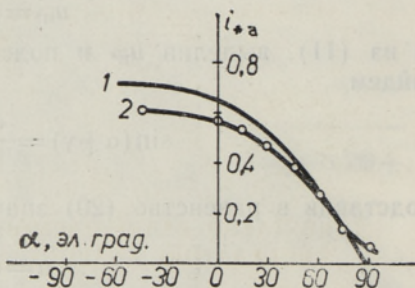


Рис. 5. Зависимость относительного действующего значения тока i_{*a} от угла регулирования α при $\theta = 30^\circ$: расчетная кривая (1), опытная кривая (2).

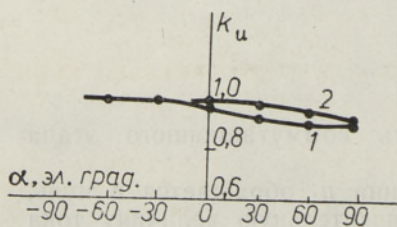


Рис. 6. Зависимость значений коэффициента искажения k_u от угла регулирования α при $\theta = 10$ (1) и 80° (2).

Из выражения (18) вытекает $\alpha_{пр} = 0$. Зависимость между α и γ имеет вид

$$\gamma = \pi - 2\alpha. \quad (26)$$

Подставив равенство (26) в формулу (22), получим $i_{H*} = \cos \alpha$.

На основе выражений (14)–(16) и (21) были рассчитаны регулировочные характеристики, отражающие зависимость относительного действующего значения тока i_{*a} от угла α . Эти

характеристики показаны на рис. 4 при значениях угла нагрузки $\Theta = 10$ и 80° . На рис. 5 приведены расчетная и опытная регулировочные характеристики при $\Theta = 30^\circ$. Видно, что при $\alpha = 90$ эл. град. значение $i_{\text{э}}$ на опытной кривой не равно нулю. Причиной этого является конечное значение индуктивности дросселя Д. С уменьшением угла α отклонение опытной кривой от расчетной увеличивается, что объясняется все возрастающим влиянием активного сопротивления коммутационного контура, которое при выводе расчетных формул не учитывалось. Кривые изменения коэффициента искажения при $\Theta = 10$ и 80° в зависимости от α изображены на рис. 6.

На основе изложенного выше можно заключить, что переход от активной нагрузки к активно-индуктивной не препятствует нормальной работе тиристорного регулятора переменного напряжения с подавленными четными гармониками и способствует дальнейшему подавлению высших гармоник в токе регулятора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Emanuel-Eigeles, A., Erlicki, M. S., IEEE Trans. Industry and General Applications, **IGA-4**, No. 4, 447 (1968).
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 No. 3 845 380, Oct. 29, 1974.
3. Оявээр М., Сарв В., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., **25**, 392 (1976).
4. Техвер Х., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., **26**, 186 (1977).
5. Булгаков А. А., Новая теория управляемых выпрямителей, М., 1970.

*Институт термofизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР*

Поступила в редакцию
2/XI 1976

G. BATARIN

TOKESTATUD PAARISHARMOONILISTEGA VAHELDUVPINGE-TÜRISTOR-REGULAATORI ANALÜÜS AKTIIV-INDUKTIIVKOORMUSE KORRAL

Näidatakse, et koormuse induktiivkomponent soodustab koormusvoolu nõrgemate harmooniliste vähendamist. On leitud koormusvoolu suhtelise efektiivväärtuse ning kujuteguri sõltuvus reguleerimisnurgast ja nihkenurgast.

G. BATARIN

ANALYSIS OF A—C VOLTAGE SCR REGULATOR WITH SUPPRESSED EVEN HARMONICS IN THE CASE OF RESISTIVE-INDUCTIVE LOAD

Operation of the a—c voltage SCR regulator with suppressed even harmonics in the case of resistive-inductive load is analyzed. Expressions of both relative effective value of load current and form factor in dependence on the values of the load angle are presented.