

Х. ТЕХВЕР

УДК 621.314.63.001

ВЛИЯНИЕ ВЕЛИЧИНЫ ИНДУКТИВНОСТИ ЛИНЕЙНОГО ДРОССЕЛЯ НА СВОЙСТВА ТИРИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ С ПОДАВЛЕННЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ

В целях улучшения спектрального состава тока тиристорных регуляторов переменного напряжения применяются схемы с линейной индуктивностью в контуре встречно-параллельно подключенных тиристоров [1-3]. Особенностью подобных схем является свободное прохождение через линейный дроссель нечетных гармоник тока. Такая схема проанализирована лишь в идеализированном случае, когда индуктивность линейного дросселя бесконечно велика. В настоящей статье учитывается конечное значение этой индуктивности.

Схема тиристорного регулятора переменного напряжения изображена на рис. 1. Переменное синусоидальное напряжение u_1 подается через встречно-параллельно подключенные тиристоры T_1 и T_2 на нагрузку R . Для загораживания тока четных гармоник последовательно с тиристорами подключены две магнитно-связанные индуктивности L_1 и L_2 в виде двухобмоточного линейного дросселя Др с центральным выводом. Благодаря согласному соединению индуктивностей L_1 и L_2 четные гармоники тока встречают индуктивное сопротивление дросселя, которое относительно нечетных гармоник тока отсутствует.

Четыре возможных режима работы подобного регулятора в зависимости от параметров схемы и угла отпирания тиристоров показаны на рис. 2, а, б, в, г. Принятые здесь обозначения: u_1 — напряжение питания, i — ток нагрузки, t_s — момент отпирания одного тиристора, t_a — момент запира-ния другого тиристора, i_s — ток нагрузки, соответствующий t_s (после скачка тока), i_a — ток нагрузки, соответствующий t_a .

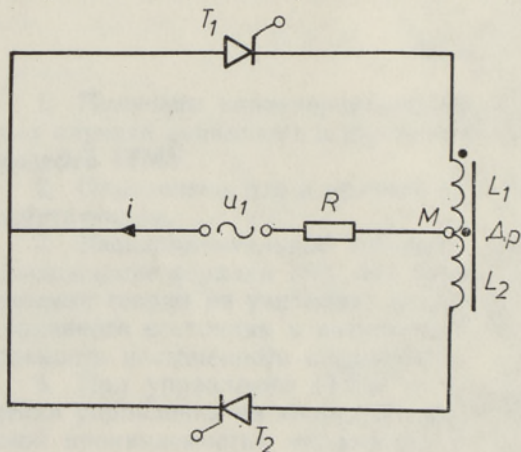


Рис. 1.

При анализе пренебрегаем активными сопротивлениями обмоток дросселя Др и прямыми перепадами напряжения на отпертых тиристорах. Индуктивности $L_1 = L_2 = L = M$. Нагрузка R — чисто активная. Тиристорами управляют симметрично.

При работе схемы можно выделить два этапа.

I этап. Оба тиристора открыты. Следовательно, перепады напряжения на тиристорах и на дросселе отсутствуют (короткозамкнутый контур). Выходное напряжение полностью соответствует входному. I этап имеет место при $\omega t_s \leq \omega t \leq \omega t_a$ и характеризуется уравнениями:

$$iR = U_{1m} \sin \omega t, \quad (1)$$

$$i_s = \frac{U_{1m} \sin \omega t_s}{R}, \quad (2)$$

$$i_a = \frac{U_{1m} \sin \omega t_a}{R}. \quad (3)$$

II этап. Один тиристор открыт, другой заперт:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = U_{1m} \sin \omega t. \quad (4)$$

Поскольку

$$i = e^{-\int \frac{R}{L} dt} \left[\int \frac{U_{1m}}{L} \sin \omega t \cdot e^{\int \frac{R}{L} dt} dt + C_1 \right],$$

то

$$i = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t - \omega \cos \omega t \right) + C_1 e^{-\frac{R}{L} t}, \quad (5)$$

где

$$F = \frac{U_{1m}}{L \left[\left(\frac{R}{L} \right)^2 + \omega^2 \right]}. \quad (6)$$

Уравнения (3) и (5) содержат три неизвестных: i_a , ωt_a , C_1 . Примем, что

$$i_a = i_{\omega t_a} = i_{\pi + \omega t_s}. \quad (7)$$

Последнее условие гарантируется отсутствием активного сопротивления в короткозамкнутом контуре, который сохраняет неизменный ток.

Получаем три уравнения с тремя неизвестными:

$$i_a = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t_a - \omega \cos \omega t_a \right) + C_1 e^{-\frac{R}{L} \frac{\omega t_a}{\omega}}, \quad (8)$$

$$i_a = F \left[\frac{R}{L} \sin (\pi + \omega t_s) - \omega \cos (\pi + \omega t_s) \right] + C_1 e^{-\frac{R}{L} \frac{\pi + \omega t_s}{\omega}}, \quad (9)$$

$$i_a = \frac{U_{1m} \sin \omega t_a}{R}. \quad (3)$$

Введем обозначения

$$A = F \left[\frac{R}{L} \sin (\pi + \omega t_s) - \omega \cos (\pi + \omega t_s) \right], \quad (10)$$

$$B = e^{-\frac{R}{L} \frac{\pi + \omega t_s}{\omega}} \quad (11)$$

и решим равенство (9) относительно C_1 , подставляя выражение (3):

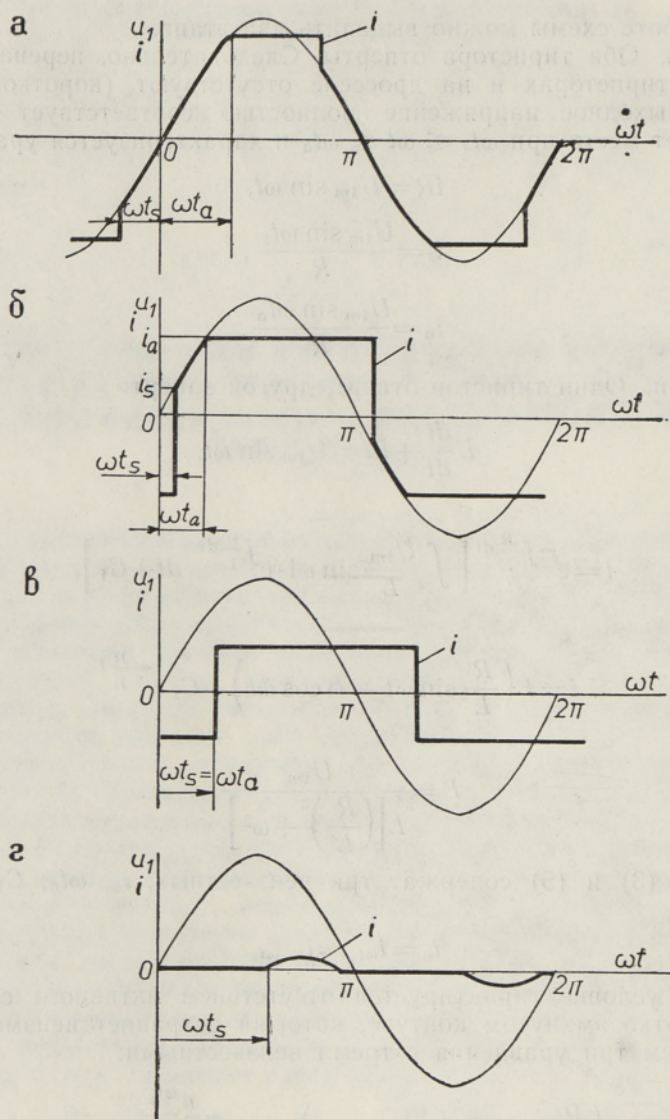


Рис. 2.

$$C_1 = \frac{U_{1m} \sin \omega t_a}{RB} - \frac{A}{B}. \quad (12)$$

Подстановка формулы (11) в соотношение (8) дает

$$\frac{U_{1m} \sin \omega t_a}{R} = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t_a - \omega \cos \omega t_a \right) + \left(\frac{U_{1m} \sin \omega t_a}{RB} - \frac{A}{B} \right) e^{-\frac{R}{L} \frac{\omega t_a}{\omega}}. \quad (13)$$

Поскольку последнее уравнение трансцендентное, то искомое ωt_a находится методом постепенного сближения на ЭВМ.

Проанализируем четыре возможных режима работы тиристорного регулятора. Первый и второй режимы характеризуются интервалом времени, когда оба тиристора открыты (рис. 2а, б)

$$\omega t_a > \omega t_s.$$

Кроме того, при первом режиме (рис. 2, а) угол отпирания тиристора ωt_s отрицателен. Для этих двух режимов справедливы приведенные выше формулы.

Третий режим наступает при увеличении глубины регулирования до определенного угла $\omega t_s = \alpha_n$, который зависит от постоянной времени регулятора:

$$\tau = L/R. \quad (14)$$

Можно отметить, что при $\tau = \infty$

$$\alpha_n = \operatorname{arctg} 2/\pi = 32^\circ 29'. \quad (15)$$

Третий режим (рис. 2, в) характеризуется равенством

$$\omega t_s = \omega t_a. \quad (16)$$

Выходное напряжение ставится в этот период приблизительно прямоугольным. Для нахождения предельного $\omega t_a = \omega t_s$ при переходе от второго режима к третьему приходится сравнивать найденное из уравнения (13) ωt_a с ωt_s : если $\omega t_a \leq \omega t_s$, то $\omega t_a = \omega t_s$.

Условие (7) принимает вид

$$i_a = i_{\omega t_s} = i_{\pi + \omega t_s}. \quad (17)$$

Уравнение (3) недействительно, и получаем два уравнения:

$$i_a = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t_s - \omega \cos \omega t_s \right) + C_2 e^{-\frac{R}{L} \frac{\omega t_s}{\omega}}, \quad (18)$$

$$i_a = A + C_2 B = F \left[\frac{R}{L} \sin (\pi + \omega t_s) - \omega \cos (\pi + \omega t_s) \right] + C_2 e^{-\frac{R}{L} \frac{\pi + \omega t_s}{\omega}}. \quad (9)$$

Отсюда

$$C_2 = \frac{F \left[-\frac{R}{L} \sin \omega t_s + \omega \cos \omega t_s + \frac{R}{L} \sin (\pi + \omega t_s) - \omega \cos (\pi + \omega t_s) \right]}{e^{-\frac{R}{L} \frac{\omega t_s}{\omega}} - e^{-\frac{R}{L} \frac{\pi + \omega t_s}{\omega}}}.$$

Обозначаем

$$D = e^{-\frac{R}{L} \frac{\omega t_s}{\omega}}, \quad (19)$$

$$E = \frac{R}{L} [\sin (\pi + \omega t_s) - \sin \omega t_s] + \omega [\cos \omega t_s - \cos (\pi + \omega t_s)], \quad (20)$$

$$C_2 = \frac{FE}{D - B}, \quad (21)$$

$$i = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t - \omega \cos \omega t \right) + C_2 e^{-\frac{R}{L} t}. \quad (5a)$$

Четвертый режим (рис. 2, г) наступает при глубоком регулировании, когда в течение некоторого времени оба тиристора заперты и ток нагрузки равен нулю. Теперь дроссель подавляет и нечетные гармоники

тока (последовательно с нагрузкой).

Здесь действительно уравнение (4), но в его решении появляется новая постоянная

$$i = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t - \omega \cos \omega t \right) + C_3 e^{-\frac{R}{L} t}. \quad (56)$$

Находим ее, учитывая, что в момент отпирания тиристора ток нагрузки равен нулю

$$i_s = F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t_s - \omega \cos \omega t_s \right) + C_3 e^{-\frac{R}{L} \omega t_s} = 0, \quad (22)$$

откуда

$$C_3 = - \frac{F \left(\frac{R}{L} \sin \omega t_s - \omega \cos \omega t_s \right)}{e^{-\frac{R}{L} \omega t_s}}. \quad (23)$$

Для нахождения ωt_s при переходе от третьего режима к четвертому необходимо найти момент изменения знака тока i в уравнении (5а). Этот момент обозначим через ωt_u . Задача решается на ЭВМ. Если $\omega t_u \leq \omega t_s + \pi$, то наступает четвертый режим.

Остается найти интегральные величины. 1. Эффективное значение тока нагрузки первых двух режимов:

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\omega t_s}^{\pi + \omega t_s} i^2 d(\omega t)} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_{\omega t_s}^{\omega t_a} i^2 d(\omega t) + \int_{\omega t_a}^{\pi + \omega t_s} i^2 d(\omega t) \right]}, \end{aligned} \quad (24)$$

где i в пределах $\omega t_s \rightarrow \omega t_a$ берется из уравнения (1), а в пределах $\omega t_a \rightarrow \pi + \omega t_s$ — из уравнения (5).

2. Аналогично находим среднее значение тока нагрузки для второго режима:

$$\begin{aligned} I_{cp} &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i dt = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_s}^{\pi + \omega t_s} i d(\omega t) = \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\omega t_s}^{\omega t_a} i d(\omega t) + \int_{\omega t_a}^{\pi + \omega t_s} i d(\omega t) \right]. \end{aligned} \quad (25)$$

Здесь следует обратить внимание на то, что при изменении ωt_s в обратном направлении (для достижения максимального тока нагрузки)

$-\frac{\pi}{2} \leq \omega t_s \leq 0$ (первый режим) I_{cp} сохраняет свое значение. Следовательно, в этой области уравнение (25) недействительно. Правильный результат получается при изменении пределов и знака первого слагаемого:

$$I_{cp} = \frac{1}{\pi} \left[- \int_{\omega t_s}^0 id(\omega t) + \int_0^{\omega t_a} id(\omega t) + \int_{\omega t_a}^{\pi + \omega t_s} id(\omega t) \right]. \quad (26)$$

Решать последнее уравнение нет смысла, поскольку I_{cp} постоянен.

3. Эффективное значение тока нагрузки для третьего режима:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\omega t_s}^{\pi + \omega t_s} i^2 d(\omega t)}, \quad (27)$$

где i берется из уравнения (5а).

4. Среднее значение тока нагрузки для третьего режима:

$$I_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_s}^{\pi + \omega t_s} id(\omega t). \quad (28)$$

При нахождении интегральных величин для четвертого режима необходимо определить момент запираания тиристоров ωt_0 по (5б). Естественно, что уравнения для четвертого режима действительны только при $\omega t_0 \leq \omega t_s + \pi$.

5. Эффективное значение тока нагрузки для четвертого режима

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\omega t_s}^{\omega t_0} i^2 d(\omega t)}, \quad (29)$$

где i берется из уравнения (5б).

6. Среднее значение тока нагрузки для четвертого режима

$$I_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_s}^{\omega t_0} id(\omega t). \quad (30)$$

7. Коэффициент формы

$$K_{\Phi} = I/I_{cp}. \quad (31)$$

8. Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P}{IU} = \frac{IR}{U} = \frac{IR\sqrt{2}}{U_{1m}}. \quad (32)$$

По приведенным формулам были определены выходные параметры схемы I , I_{cp} , K_{Φ} и χ в зависимости от угла регулирования ωt_s и величины индуктивности L . Для расчетов была использована ЭВМ «Наири К». Неизменными величинами были приняты $U_{1m} = 100 \text{ В}$, $R = 10 \text{ Ом}$, $\omega = 314 \text{ 1/сек}$.

Результаты расчетов показаны на рис. 3, где $I^* = I/I_{\text{макс}}$ — относительный уровень выходного тока. В заштрихованной области (ограниченной пунктирными линиями) нечетные гармоники тока не подавляются дросселем — существует эффект сохранения тока в короткозамкнутом контуре. В этой области возможны первые три режима работы тиристорного регулятора.

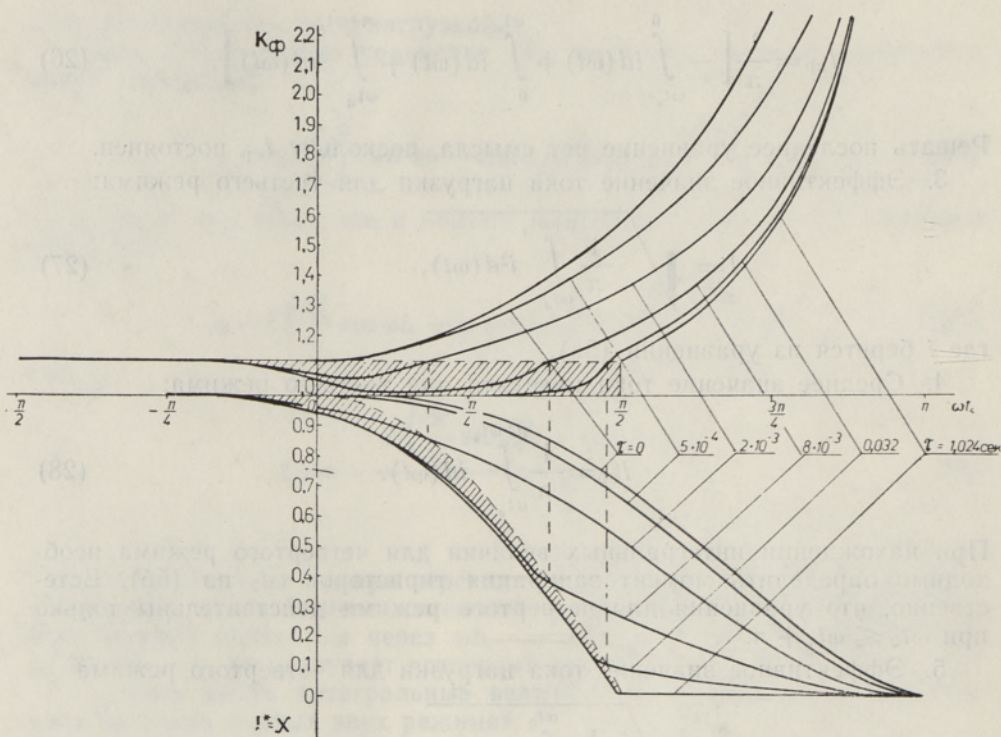


Рис. 3.

Выводы

1. Рассмотренная схема тиристорного регулятора переменного напряжения обеспечивает существенное расширение диапазона регулирования при углах отпирания тиристоров $0 < \omega t_s < \pi/2$, что значительно упрощает управление тиристорами.

2. Коэффициент формы выходного напряжения может изменяться только в пределах

$$1,0 \leq K_\phi \leq 1,11.$$

3. Постоянная времени тиристорного регулятора при расчетах выбирается в зависимости от желаемого диапазона регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Erlicki, M. S., Emanuel-Eigeles, A., IEEE Trans. on Industry and General Applications, IGA-4, No. 4, 447 (1968).
2. Lepp, V. R., Sibgatulin, K. M., Cherkasov, J. 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).

Институт термофизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
14/IV 1976

H. TEHVER

LINEAARSE DROSSELI INDUKTIIVSUSE MÕJU TÕKESTATUD PAARISHARMOONILISTEGA VAHELDUVPINGE-TÜRISTORREGULAATORI OMADUSTELE

Analüüsitakse lineaarse drosseli induktiivsuse mõju koormusvoolu kujule. On leitud suhtelise koormusvoolu, võimsusteguri ja kujuteguri sõltuvus reguleerimisnurgast mitmesuguste lineaarse drosseli suhtelise induktiivsuse väärtuste korral.

H. TEHVER

INFLUENCE OF LINEAR COIL INDUCTANCE ON PROPERTIES OF THE A—C VOLTAGE THYRISTOR REGULATOR WITH SUPPRESSED EVEN HARMONICS

The influence of linear coil inductance on the wave-form of load current is analysed. Expressions of the relative load current, power and the form factor in dependence on the control angle for various values of relative inductance of linear coil, are presented.