

Майре ОЯВЭЭР, В. САРВ

## ПРОЦЕССЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ТИРИСТОРНОМ РЕГУЛЯТОРЕ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОДАВЛЕННЫМИ ЧЕТНЫМИ ГАРМОНИКАМИ ТОКА

Тиристорным преобразователям параметров электроэнергии, занявшим ведущее место в преобразовательной технике благодаря компактности, экономичности, гибкости управления и относительной надежности, присущ и ощутимый недостаток — генерирование нежелательных частот, искажающих входной ток и выходное напряжение [1-4].

В регуляторах переменного напряжения полезна, как правило, основная гармоника выходного напряжения [5]. Для обеспечения возможности улучшить коэффициент мощности с помощью компенсирующих конденсаторов желательна форма входного тока также близкая к синусоидальной [2].

Благодаря простоте наибольшее распространение в таких регуляторах нашли схемы со встречно-параллельными тиристорными парами.

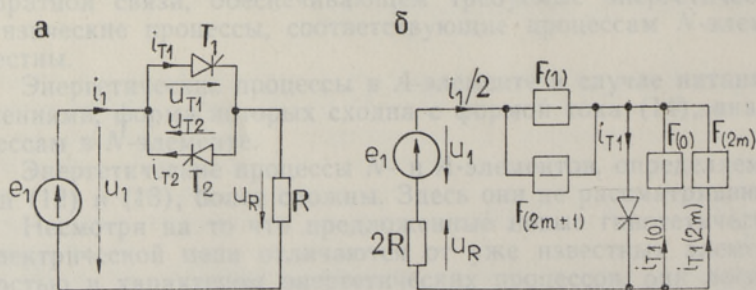


Рис. 1.

Соответствующая однофазная схема при активной нагрузке изображена на рис. 1,а. Для нее характерно, однако, быстрое уменьшение коэффициента искажения в ходе регулирования

$$k_H = U_{R(1)}/U_R = I_{1(1)}/I_1, \quad (1)$$

а следовательно, и падение к. п. д. выделения первой гармоники [6, 7]

$$\eta_1 = P_{R(1)}/P_R = k_H^2. \quad (2)$$

Здесь  $U_R$ ,  $I_1$  — действующие значения напряжения и тока нагрузки,  $U_{R(1)}$ ,  $I_{1(1)}$  — действующие значения первой гармоники напряжения и тока нагрузки,  $P_{R(1)}$  — средняя (т. е. активная) мощность первой гар-

моники в нагрузке,  $P_R = \sum_{n=1}^{\infty} P_{R(n)}$  — суммарная средняя мощность в нагрузке.

Для стабилизации высокого значения коэффициента искажения в широком диапазоне регулирования в последнее время предложен ряд усовершенствованных схем с использованием различных входных фильтров [1-4]. Но все они имеют общий недостаток — падение напряжения первой гармоники на дросселе фильтра.

В настоящей статье рассматривается возможность улучшения спектрального состава тока и напряжения тиристорного регулятора способом, основанным на подавлении четных гармоник в токе тиристора. Технически это реализуется включением в контур тиристорной пары линейного дросселя со средней точкой [8, 9].

Схеме на рис. 1,а эквивалентна в смысле преобразовательных процессов в тиристоре схема на рис. 1,б с полосовыми фильтрами  $F_{(0)}$ ,  $F_{(1)}$ ,  $F_{(2m)}$  и  $F_{(2m+1)}$ , где  $m = 1, 2, \dots$ , а индекс соответствует пропускаемым гармоникам тока. Как видно, ток тиристора

$$i_{T1}(t) = i_{T2}(t - T/2) = i_{T1(0)} + i_{T1(2m)} - i_{T1(1)} + i_{T1(2m+1)} \quad (3)$$

в общем случае может содержать все гармоники, хотя ток нагрузки

$$i_1 = 2(i_{T1(1)} + i_{T1(2m+1)}) = 2i_{T1(2m-1)} \quad (4)$$

имеет только нечетные гармоники.

В распространенных схемах с различными входными фильтрами [2-4] улучшение спектрального состава тока регулятора достигалось за счет подавления нечетных высших гармоник в токе нагрузки. Сходство электромагнитных процессов в различных типах ключевых регуляторов позволяет предполагать, что принципы, способствующие повышению эффективности работы одних видов, могут быть использованы и в случае других. В ключевых преобразователях высшие гармоники генерируются в ключе. Анализ процессов в магнитном ключе [10] показал, что при подавлении в токе одних гармоник изменяется величина и соотношение других. Так, подавление четных гармоник оказывает такое влияние на соотношение нечетных, что переменная составляющая тока магнитного ключа приближается к прямоугольной форме (классический пример — дроссели насыщения с подавленными четными гармониками [11]). Следовательно, и в токе тиристора следует ожидать аналогичной картины.

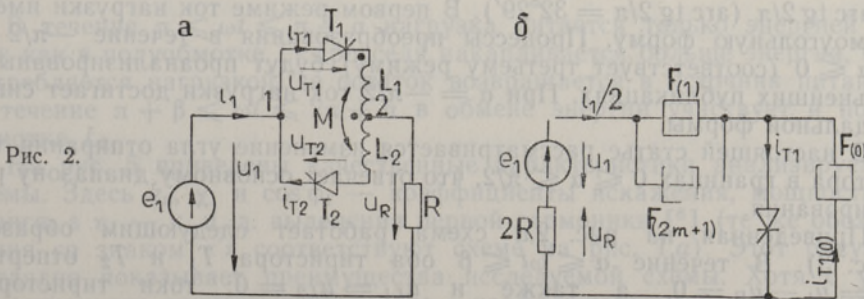


Рис. 2.

Подавление четных гармоник в токе тиристора легко осуществить по схеме на рис. 2,а [9], использованной также в качестве подсхемы в [8]. С точки зрения преобразовательных процессов в тиристоре ей эк-

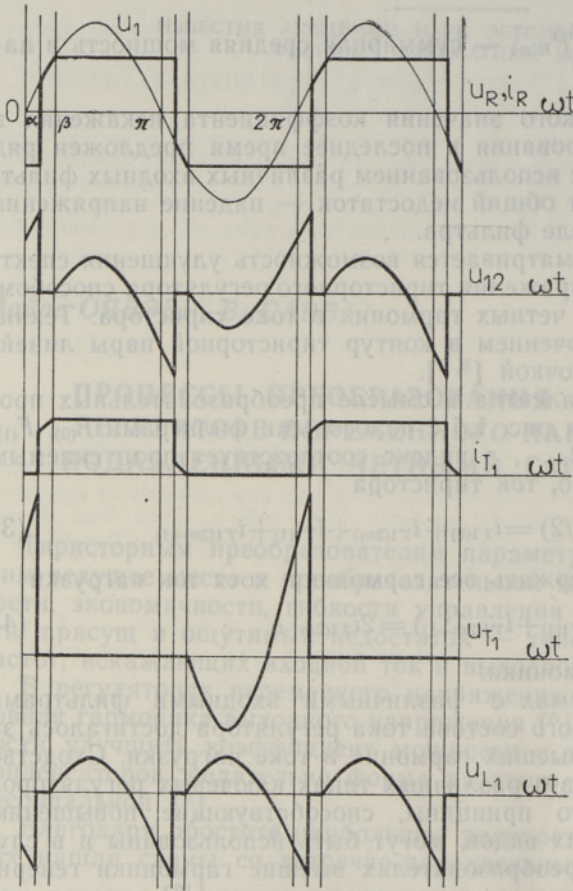


Рис. 3.

Сравнивая формы тока нагрузки в исследуемой схеме и в дросселе насыщения с активной нагрузкой и подавленными четными гармониками тока, видим, что они вполне совпадают. Первый и второй режимы работы дросселя насыщения ([<sup>11</sup>], гл. 8) соответствуют промежутку  $0 \leq \alpha \leq \pi/2$  (рис. 3). В схеме на рис. 2,а первому режиму соответствует интервал  $\arctg 2/\pi \leq \alpha \leq \pi/2$ , второму —  $0 \leq \alpha \leq \arctg 2/\pi$  ( $\arctg 2/\pi = 32^\circ 29'$ ). В первом режиме ток нагрузки имеет прямоугольную форму. Процессы преобразования в течение  $-\pi/2 \leq \alpha \leq 0$  (соответствует третьему режиму) будут проанализированы в дальнейших публикациях. При  $\alpha = -\pi/2$  ток нагрузки достигает синусоидальной формы.

В настоящей статье рассматривается изменение угла отпирания тиристора в границах  $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ , что отвечает основному диапазону регулирования.

Приведенная на рис. 2,а схема работает следующим образом (рис. 3). В течение  $\alpha \leq \omega t \leq \beta$  оба тиристора  $T_1$  и  $T_2$  открыты,  $u_{12} = u_1 - u_R = 0$ , а также и  $u_{L1} = u_{L2} = 0$ ; токи тиристорov  $i_{T1} = i_{T1(0)} + i_{T1}(\sim)$ ,  $i_{T2} = i_{T2(0)} + i_{T2}(\sim)$ , где  $i_{T1(0)} = i_{T2(0)} = |i_R|_{\max}/2$  — постоянные и  $i_{T1(\sim)} = i_R/2$ ,  $i_{T2(\sim)} = -i_R/2$  — переменные составляющие токов тиристорov; ток нагрузки  $i_R = i_{T1} - i_{T2}$ .

В течение  $\beta \leq \omega t \leq \pi + \alpha$  открыт только тиристор  $T_1$ , т. е.  $u_{12} =$

вивалентна схема с полосо-выми фильтрами на рис. 2,б. Проанализируем работу схемы на рис. 2,а в предположении, что 1) тиристоры являются идеальными ключами, 2) четные гармоники полностью подавлены, т. е.  $L_1 = L_2 = L = \infty$ , 3) коэффициент связи  $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$  между индуктивностями  $L_1$  и  $L_2$  равен единице и, следовательно, на индуктивности отсутствует падение напряжения первой гармоники.

На рис. 3 приведены временные диаграммы токов и напряжений этой схемы. Здесь  $\alpha$  — угол отпирания тиристора;  $u_1$  — напряжение питания;  $u_R, i_R$  — напряжение и ток нагрузки;  $u_{12}$  — напряжение между точками 1 и 2;  $u_{T1}, i_{T1}$  — напряжение и ток тиристора  $T_1$  ( $u_{T2}, i_{T2}$  — напряжение и ток тиристора  $T_2$ );  $u_{L1}$  — напряжение линейной индуктивности  $L_1$ .

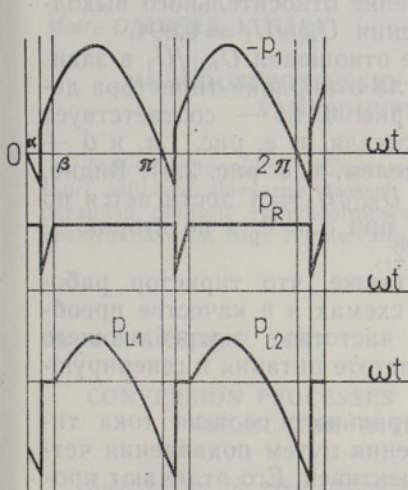


Рис. 4.

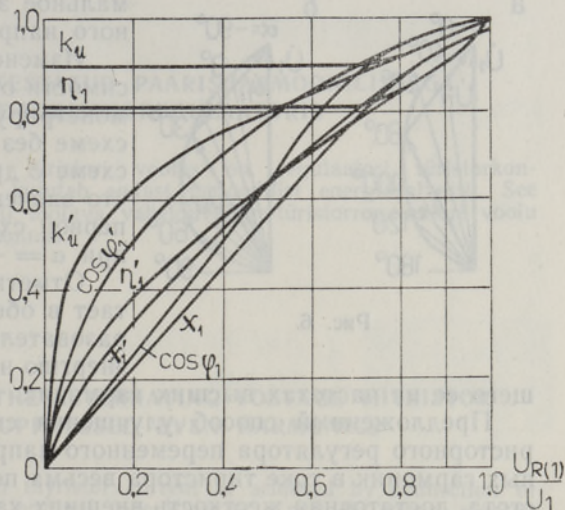


Рис. 5.

$= u_{L1} = -(u_{T2} + u_{L2})$ ,  $i_R = i_{T1}$ . Во время  $\pi + \alpha \leq \omega t \leq \pi + \beta$  оба тиристора вновь открыты. В течение  $\pi + \beta \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$  открыт только тиристор  $T_2$ , т. е.  $u_{12} = -u_{L2} = u_{T1} + u_{L1}$ ,  $i_R = -i_{T2}$ .

В данной схеме благоприятную форму входного тока обеспечивают линейный дроссель, работающий в качестве периодического накопителя и генератора энергии, и своеобразный обмен энергии между источником питания, индуктивным накопителем и нагрузкой. Все это наглядно иллюстрирует рис. 4. Здесь  $p_1$ ,  $p_R$ ,  $p_{L1}$ ,  $p_{L2}$  — мгновенные мощности источника питания, нагрузки и полуобмоток линейного дросселя.

В течение  $\alpha \leq \omega t \leq \beta$  нагрузка потребляет всю энергию источника питания. Оба тиристора открыты, напряжение  $u_{L1} = u_{L2} = 0$ , т. е. линейный дроссель не участвует в обмене энергии.

В течение  $\beta \leq \omega t \leq \pi - \beta$  нагрузка использует не всю энергию источника питания. Ее остаток накапливается в магнитном поле полуобмотки  $L_1$  линейного дросселя.

В течение  $\pi - \beta \leq \omega t \leq \pi$  для нагрузки необходимо больше энергии, чем может отдать источник питания. Ее недостаток восполняет энергия, накопленная в магнитном поле  $L_1$  за предыдущий промежуток.

В течение  $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$  нагрузка питается только энергией  $L_1$ . Так как в полуобмотке  $L_1$  дросселя накапливается больше энергии, чем потребляется нагрузкой, ее остаток возвращается в источник питания. В течение  $\pi + \beta \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$  в обмене энергии участвует и полуобмотка  $L_2$ .

На рис. 5 приведены качественные характеристики анализируемой схемы. Здесь  $k_u$ ,  $\chi_1$  и  $\cos \phi_1$  — коэффициенты искажения, мощности и сдвига, а  $\eta_1$  — к. п. д. выделения первой гармоники [6] (те же обозначения со знаком «'» соответствуют схеме на рис. 1,а). Этот рисунок наглядно показывает преимущества исследуемой схемы. Хотя с увеличением угла отпирания тиристора  $\alpha$  коэффициент мощности  $\chi_1$  уменьшается в обоих случаях, в схеме на рис. 2,а это не сопровождается уменьшением коэффициента искажения, что облегчает компенсацию реактивной мощности. Из рис. 5 видно также, что в рассматриваемом промежутке изменения угла отпирания тиристора ( $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ ) макси-

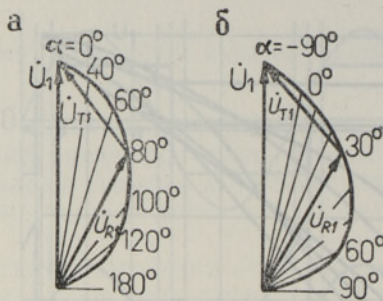


Рис. 6.

мальное значение относительного выходного напряжения  $U_{R(1)}/U_1 = 0,894$ .

Изменение отношения  $U_{R(1)}/U_1$  в зависимости от угла отпирания тиристора демонстрирует рис. 6 (а — соответствует схеме без дросселя, т. е. рис. 1,а, и б — схеме с дросселем, т. е. рис. 2,а). Видно, что значение  $U_{R(1)}/U_1 = 1$  достигается по первой схеме при  $\alpha = 0$ , а по второй — при  $\alpha = -\pi/2$ .

Отметим также, что тиристор работает в обеих схемах и в качестве преобразователя частоты, потребляющего энергию на частоте питания и генерирующего ее на частотах высших гармоник.

Предложенный способ улучшения спектрального состава тока тиристорного регулятора переменного напряжения путем подавления четных гармоник в токе тиристора весьма перспективен. Его отличают простота, достаточная жесткость внешних характеристик и сохранение благоприятной формы входного тока во всем диапазоне регулирования. На следующих этапах исследования необходимо в первую очередь определить влияние конечного значения заграждающей индуктивности и различных видов нагрузки на спектральный состав тока.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Логиненко В. А., В сб.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники, ч. 2, Киев, 1972, с. 293.
2. Чиженко И. М., Выдолоб Н. Ф., Собчук А. С., В сб.: Повышение качества электрической энергии в распределительных сетях, Киев, 1974, с. 129.
3. Dewan S. B., Segsworth R. S., Biringer P. P., IEEE Trans. Industry and General Applications, IGA-6, No. 4, 378 (1970).
4. El-Bedweih E., Biringer P. P., IEEE Trans. Industry Applications, IA-10, No. 4, 501 (1974).
5. Липковский К. А., В сб.: Проблемы технической электродинамики, вып. 45, Киев, 1974, с. 187.
6. Оявээр М. Р., В сб.: Аналоговые магнитные элементы и электромагнитные устройства, М., 1968, с. 250.
7. Тонкаль В. Е., Липковский К. А., Мельничук Л. П., Способы улучшения качества входного напряжения автономных инверторов, Киев, препринт-49 ИЭД АН УССР, 1972.
8. 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.
9. Emanuel-Eigeles A., Erlicki M. S., IEEE Trans. Industry and General Applications, IGA-4, No. 4, 447 (1968).
10. Сарв В., Оявээр М., Саккос Т., Хунт Ю., Магнитные преобразователи электроэнергии с удвоением частоты, Таллин, 1972.
11. Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, М., 1957.

Институт термофизики и электрофизики  
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию  
8/XII 1975

Maire OJAVEER, V. SARV

### MUUNDUSPROTSESSID TÕKESTATUD PAARISHARMOONILISTEGA VAHELDUVPINGE-TÜRISTORREGULAATORIS

Paarisharmonoiliste tõkestamiseks türistori voolus on regulaatori türistorkon-  
tuuri lülitatud lineaarne drossel, mis kujutab endast perioodilist energiasalvestit. See  
parandab oluliselt aktiivkoormusrežiimil töötava vahelduvpinge-türistorregulaatori voolu  
spektraalkoostist kogu reguleerimispiirkonnas.

Maire OJAVEER, V. SARV

### CONVERSION PROCESSES IN THE ALTERNATING VOLTAGE THYRISTOR REGULATOR WITH SUPPRESSED EVEN HARMONICS

Suppression of even harmonics in thyristor current is achieved by connection of  
linear inductance coil with a midpoint terminal (operating as a periodic energy storage  
device) in series with thyristors of the regulator. As a result, a considerable improve-  
ment in the harmonic content of current of the resistively loaded alternating voltage  
thyristor regulator is obtained in the whole control range.