

Улучшение гармонического состава токов и напряжений тиристорного выпрямителя посредством использования токов нулевой последовательности при управлении

АСЛАН-ЗАДЕ А.Г.

Переход от генераторов постоянного тока к тиристорным выпрямителям крайне негативно отразился на гармоническом спектре напряжений и токов. С ним связано возникновение новых научных направлений, например, фазоступенчатого регулирования, нового критерия качества напряжения и тока — электромагнитной совместимости, нового характера работы выпрямителя — режима прерывистых токов. В статье рассматривается беспрецедентная возможность получения в качественно новом трехфазном выпрямителе регулируемых тиристорами напряжений и токов с постоянным уровнем высших гармоник, а также необычная особенность его управляемости — проявление ранее неизвестного свойства тока нулевой последовательности по замещению управляющих функций тиристором. Задача статьи — раскрытие физической сущности обнаруженного явления на одном из заведомо сложных примеров его проявления.

Ключевые слова: тиристорный выпрямитель, высшие гармоники, управление, ток нулевой последовательности

Рассматриваемое в статье явление наблюдалось на физической модели 12-пульсного выпрямителя, который может быть отнесен к новому классу управляемых с первичной стороны трансформатора многопульсных выпрямителей, генерирующих в сеть ток нулевой последовательности с возможностью защиты сети от его вредного влияния.

Исходным объектом для схемотехнического преобразования была выбрана частная модификация (согласно формуле и описанию изобретения) хронологически первой в этом классе схемы 12-пульсного выпрямителя с 8-ю тиристорами на первичной стороне трехфазного трансформатора Tr_1 , две вторичные обмотки которого соединены в 6-фазную неравнолучевую звезду и подключены к входным выводам 6-фазного диодного моста [1]. Соотношение противофазных лучей этой звезды равно $1:(\sqrt{3}-1)$. Для защиты сети от тока нулевой последовательности I_0 использовалась одна из разновидностей межфазного распределителя тока (МРТ), выполненная по схеме «звезда с нулевым выводом» на трехстержневом магнитопроводе трансформатора Tr_2 [2].

The changeover from using DC generators to the use of thyristor rectifiers had an extremely negative effect on the harmonic spectrum of voltages and currents. This changeover gave rise to new scientific lines, e.g., stepped-phase control, new quality standards on voltage and current generally termed as electromagnetic compatibility, and a new type of rectifier operation in the mode of intermittent currents. An unprecedented possibility of obtaining thyristor-controlled voltages and currents with a constant level of higher harmonic components in a qualitatively new three-phase rectifier is considered together with an unusual specific feature of its controllability, namely, the previously unknown property of a zero-sequence current to replace the control functions of thyristors. An attempt is made to disclose the physical essence of the revealed phenomenon on one of a fortiori intricate examples of its manifestation.

Key words: thyristor rectifier, higher harmonic components, control, zero-sequence current

Дополнительно в схему были включены два двухобмоточных уравнивательных реактора Ur_1 и Ur_2 с соотношением чисел витков $w_1:w_2 = \sqrt{3}$ для одновременного формирования каждой пульсации выпрямленного напряжения от двух смежных по фазе выпрямляемых напряжений и обмотка W_3 трансформатора Tr_1 , соединенная в разомкнутый треугольник с числом витков в каждой фазе, равным трети числа витков его первичной фазной обмотки W (рис. 1) для формирования встречной ЭДС в нулевом проводе [3]. При этом было принято во внимание, что одна половина чередующихся друг с другом разнотипных, но равных по амплитуде выпрямляемых напряжений исходной схемы образована линейными напряжениями вторичной обмотки трансформатора с большим числом витков W_1 , а другая — суммой одноименных фазных напряжений обеих его обмоток W_1 и W_2 . От первой половины этих напряжений влияние на магнитную систему трансформатора третьей гармоники отсутствовало, а от второй — было максимальным. Поэтому под действием Ur_1 и Ur_2 влияние третьей гармоники на магнитную систему транс-

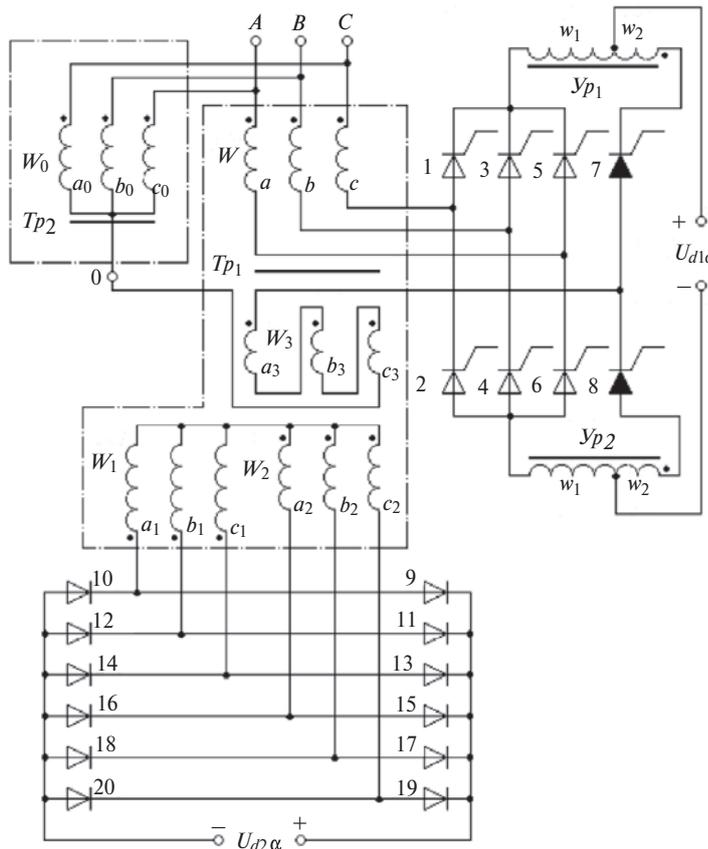


Рис. 1. Принципиальная схема управляемого выпрямителя

форматора проявлялось, как и ожидалось, от каждого результирующего выпрямляемого напряжения в виде непрерывно циркулирующего в нулевом проводе тока I_0 в отличие от повторно-кратковременного режима его циркуляции в исходной схеме.

Экспериментальные исследования показали, что ни уровень пульсаций выпрямленного напряжения, ни гармонический спектр первичных токов не зависят от угла отпирания α тиристоры: регулирование происходило только за счет изменения амплитуды напряжений и токов, т.е. при постоянстве их формы, соответствующей естественному углу отпирания. Отсутствовал присущий ключевому режиму регулирования фазовый сдвиг, т.е. угол сдвига каждой пульсации относительно оси ординат в процессе регулирования оставался неизменным. Отсутствовал режим прерывистых токов, а в области его ожидаемого проявления амплитуда пульсаций заметно уменьшалась за счет нарастающего по мере увеличения угла отпирания α тиристоры уплощения формы выпрямленного напряжения. Наблюдалось полное отсутствие неканонических гармоник, включая вторую. При одновременном подключении нагрузок к выходным выводам управляемого и диодного мостов на первой из них наблюдалось симметричное 12-пульсное выпрямление, а на второй — то же, но несимметрич-

ное, т.е. 12-пульсное выпрямление с частотой первой гармоники 300 Гц. Подключение на первичной стороне последовательно с нагрузкой сглаживающего реактора L_d приводило к абсолютному устранению пульсаций на этой нагрузке, но в то же время не оказывало никакого влияния на форму вторичного выпрямленного напряжения. Переключение сглаживающего реактора на вторичную сторону без применения обратного диода не приводило к заметному результату. Совокупное действие уравнивающих реакторов и обмотки W_3 не только дублировало, но и превосходило все известные возможности сглаживающего реактора, в том числе связанные с его включением на первичной стороне трансформатора [4] между выходными выводами трехфазного управляемого вентильного моста. Это ставило под сомнение целесообразность введения в схему сглаживающего реактора, если, конечно, исключить стремление, например, к абсолютному отсутствию пульсаций.

Более того, отсоединение управляющих импульсов от тиристоры 7, 8 не оказывало абсолютно никакого влияния ни на управляемость, ни на периодичность выпрямителя, и поэтому тиристоры 7, 8 были заменены на диоды 7, 8, продолжавшие работать в несвойственном для них управляемом режиме.

В исходном виде физической модели рассматриваемой схемы (рис. 1) вместо уравнивающих реакторов U_{p1} , U_{p2} и соединенной в разомкнутый треугольник обмотки W_3 были включены короткозамкнутые соединительные цепи. Формируемые с частотой 100 Гц управляющие импульсы подавались на тиристоры 1–8 согласно пронумерованной последовательности их включения при естественном угле отпирания ($\alpha = 0$), выделенной жирным шрифтом в верхней части временных диаграмм (рис. 2), а именно, 1–4, 7, 5, 8, 2, 7, 3, 8, 6, 7, 1, 8. Допустимость частоты импульсов, вдвое большей, чем требуемая, определялась отсутствием промежуточных ступеней в форме выпрямленного напряжения U_{da} , как, например, при 12-пульсном 12-ступенчатом фазовом регулировании [5], при котором частота импульсов 100 Гц ограничивает диапазон регулирования. Отсутствие двоякости импульсов на тиристорах, кроме одного из них (на рис. 1 — тиристор 1) с функцией запуска преобразователя, было оправдано достаточностью одиночных импульсов для исследования 12-пульсного выпрямителя в режиме непрерывных токов.

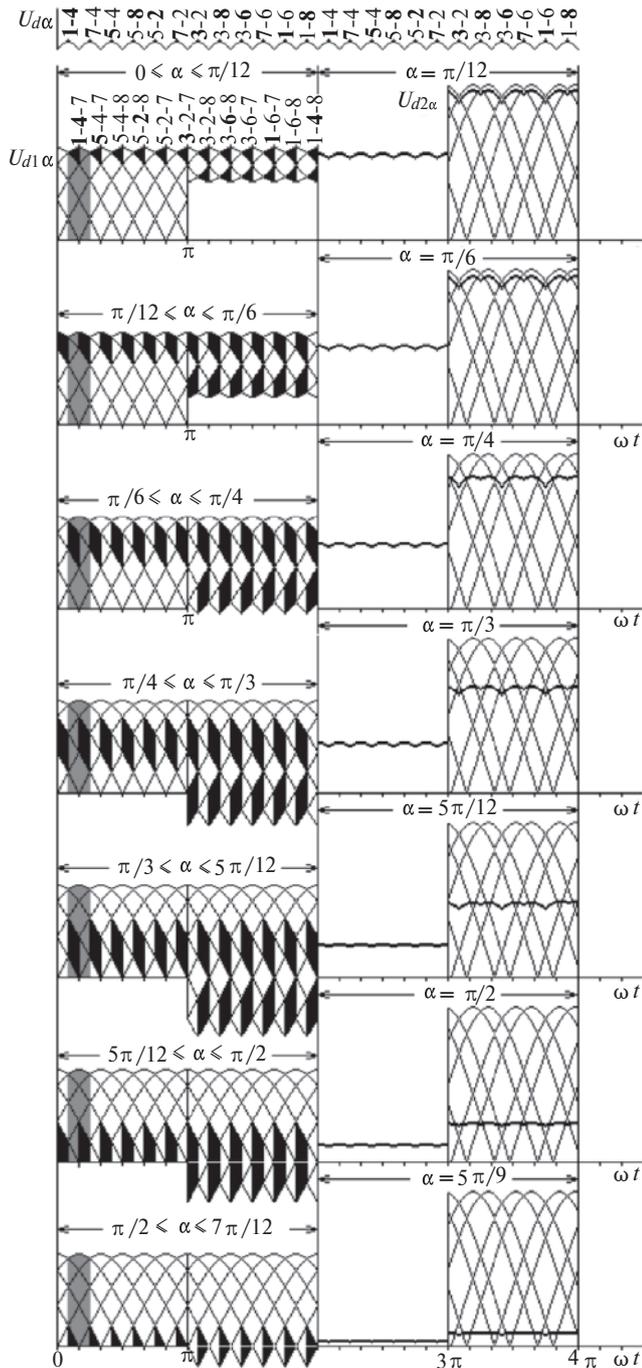


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений

В этих исходных условиях управляемости упомянутые выше короткозамкнутые соединительные цепи были заменены на U_{p1} , U_{p2} и W_3 , что и привело к возможности замены тиристоров на диоды. Вновь возникшая очередность включения тиристоров и диодов показана на изменившейся по амплитуде и фазе временной диаграмме напряжений (рис. 2) при $0 \leq \alpha \leq \pi/12$, где жирным шрифтом выделены номера тиристоров, на которые теперь требовалось подавать управляющие импульсы, а именно, 1–4, 5, пропуск, 2, пропуск, 3, пропуск, 6, пропуск, 1, пропуск, 4. Как видно, возникли ин-

тервалы дискретности с пропуском (излишком) импульсов.

Причиной неожиданно возникшей управляемости диодов (на рис. 1 – это зачерненные тиристоры 7 и 8) является прежде всего характер работы U_{p1} и U_{p2} . В каждом интервале дискретности длительно-стью 30° один из уравнильных реакторов находится в неравновесном режиме работы, при котором через его обмотку w_1 с большим числом витков замыкается сумма токов обмоток w_1 и w_2 другого уравнильного реактора, находящегося в равновесном режиме работы, определяемом балансом ампер-витков его обмоток. Под действием работающего в равновесном режиме уравнильного реактора происходит формирование первичного результирующего выпрямляемого напряжения U_{r1} , равного сумме смежных по фазе напряжений сети – линейного и фазного, например U_{ab} и U_{0a1} . Напряжение U_{r1} вследствие выбранного соотношения $w_1:w_2 = \sqrt{3}$ чисел витков обмоток U_p сдвинуто по фазе относительно фазного напряжения U_{0a1} на 15° и составляет 1,225 его значения (рис. 3).

Стремление магнитной системы работающего в неравновесном режиме реактора восстановить благодаря автотрансформаторной связи его обмоток равновесный режим работы приводит к формиро-

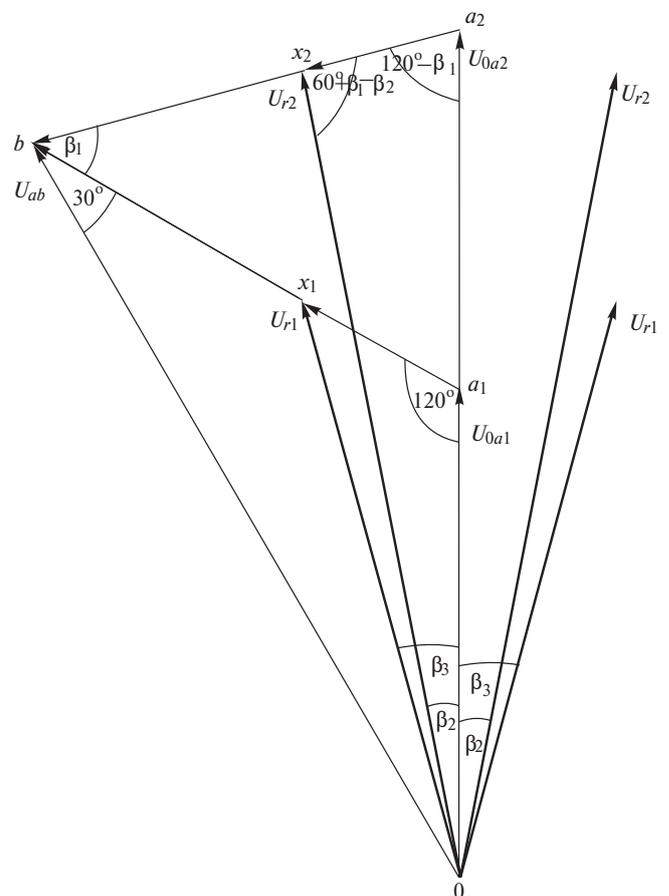


Рис. 3. Векторная диаграмма напряжений

ванию и росту по синусоидальному закону реактивного тока в его обмотке w_2 до того момента, пока он не переключится в равновесный режим работы и тем самым изменит направление тока нулевой последовательности. При этом ток в обмотке w_2 реактора устанавливается в равновесном соотношении с током в его обмотке w_1 на уровне, в $\sqrt{3}$ раз превышающем ток в обмотке w_1 . Поочередное переключение реакторов из равновесного режима работы в неравновесный, каждый длительностью 60° , приводит к формированию реактивного тока в обмотке w_2 то одного, то другого U_p (рис. 4). Эти токи поочередно замыкаются через закороченные или подключенные к нагрузке выходные выводы управляемого моста (рис. 1) и тиристоры 7, 8, препятствуя их выключению в течение всего периода. Поочередное перенаправление тока I_0 при смене его знака — основная функция диодов 7, 8. Восходящая полуволна реактивного тока в обмотке w_2 , амплитуда которого равна амплитуде тока в обмотке w_2 в равновесном режиме работы, суммируется с

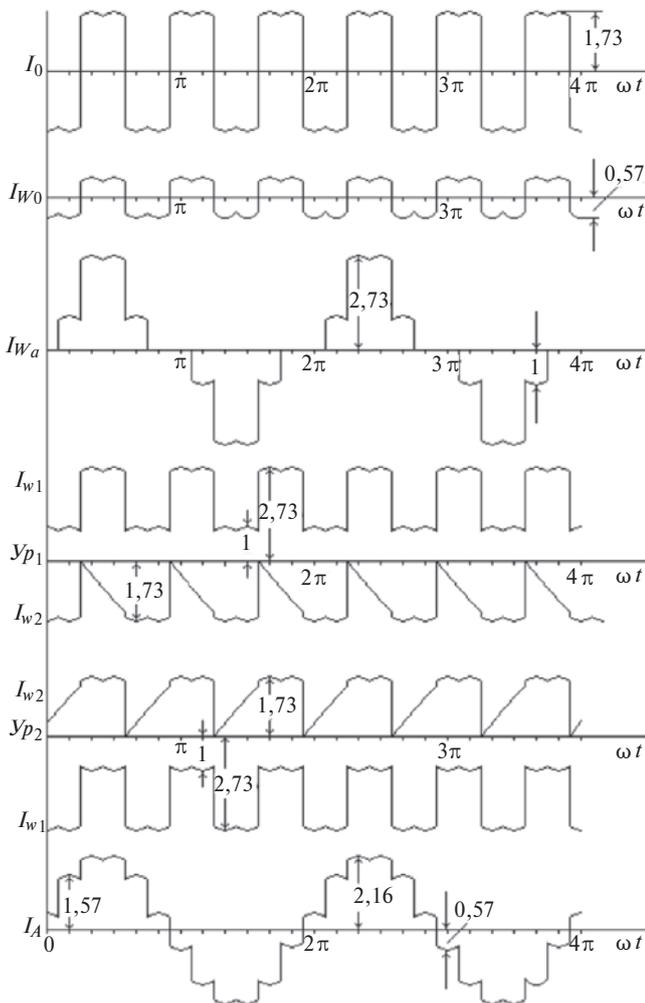


Рис. 4. Временные диаграммы токов

нисходящими на этом же участке отрезками полуволн тока в обмотке w_1 каждого реактора. Она оказывает размагничивающее действие на магнитопровод U_p в неравновесном режиме его работы и тем самым обеспечивает беспрепятственное замыкание тока через его обмотку w_1 , стремясь при этом согласно первому закону Кирхгофа уменьшить его значение. В то же время та же восходящая полуволна реактивного тока, замыкающаяся через обмотку w_2 другого U_p , стремится увеличить значение тока в его обмотке w_1 . Поэтому равнодействующая реактивных токов в обмотках w_1 U_p равна нулю. В обмотке w_2 U_p периодически происходит взаимодействие переменной составляющей ее тока с реактивным током. Искажающее воздействие реактивного тока на выпрямленный ток купируется ЭДС обмотки W_3 , без которой возникает еще и режим прерывистых токов вследствие прерывания реактивного тока из-за прерывания тока обмотки w_1 U_p в неравновесном режиме работы при $\alpha > 75^\circ$.

Как видно из временных диаграмм токов (рис. 4), где за единицу принята амплитуда меньшей ступени тока в обмотке w_1 реактора, равная амплитуде каждой крайней ступени первичного фазного тока I_{wa} , единственным фактором, обеспечивающим переключение при любом угле α первичного фазного тока между диодами 7, 8, является изменение направления тока I_0 . Оно инициируется моментами переключения режимов работы уравнивающих реакторов, работающих как единый триггер и обеспечивающих фазовый сдвиг 60° между переключениями вентилях 7 и 8, т.е. управляемость с периодичностью $m=12$, несмотря на замену диодами тиристоров 7, 8.

Другая причина управляемости диодов 7, 8 — это свойственный преобразователю режим генерации тока I_0 , принуждаемый исходной (двух- или однополупериодной) схемой 12-пульсного выпрямителя [1, 6], соотношение чисел витков $1:(\sqrt{3}-1)$ вторичных обмоток которого соответствует симметрии 1-го вида [7], а также соотношением чисел витков обмоток U_p ; эти два соотношения взаимообусловлены.

Окончательный результат достигается за счет обмотки W_3 , которая стабилизирует амплитуды всех канонических гармоник на минимально постоянном уровне, обеспечивает во всем диапазоне регулирования постоянство угла смещения между каждой пульсацией и осью ординат, отсутствие неканонических гармоник и режима прерывистых токов.

В обмотке W_3 ЭДС формируется на каждом интервале дискретности под действием генерируемого

в трансформаторе Tr_1 (с участием Up) и регулируемого тиристорами магнитного потока 3-й гармоники. Сумма магнитных потоков 3-й гармоники в каждом стержне трехстержневого магнитопровода трансформатора Tr_1 от наводимой в обмотке W_3 ЭДС равна нулю. В схеме данной конфигурации при условии $W_3:W = 1:3$ этого свойства магнитопровода вполне достаточно для беспрепятственной циркуляции тока I_0 через обмотку W_3 между нулевым входным выводом и вентилями 7, 8. По той же причине, но независимо от конфигурации схемы, обмотка W_0 , выполненная на трехстержневом магнитопроводе трансформатора Tr_2 МРТ (рис. 1), допускает беспрепятственную циркуляцию через нее этого тока, который в разветвленном на три равные части виде замыкается через каждую узловую точку между первичной обмоткой W трансформатора Tr_1 и фазными входными выводами A, B, C , устраняя 3-ю гармонику в линейном токе I_A на рис. 4. Однако в отличие от фазного и линейного токов замкнутого «треугольника» здесь эти токи совпадают по фазе. В результате встречной циркуляции токов I_0 каждая пульсация напряжений и токов сохраняет соответствующие естественному углу α форму и фазовый сдвиг относительно оси ординат во всем диапазоне регулирования. Импеданс группового трансформатора для этих токов велик, поэтому его применение как в качестве трансформатора Tr_1 , так и для приведенной разновидности МРТ исключено.

Особенность процесса нейтрализации пульсаций напряжений и токов такова, что при условии $W_3:W = 1:3$ магнитный поток 3-й гармоники каждой первичной фазной обмотки W трансформатора Tr_1 равен сумме магнитных потоков в фазах обмотки W_3 . Отклонение от этого условия (в рамках данной статьи не рассматривается), например в сторону уменьшения W_3 относительно W , нарушает баланс магнитодвижущих сил между этими обмотками и повышает уровень пульсаций, но в связи с наличием на первичной стороне нулевого провода не нарушает работу выпрямителя.

На рис. 2 в области $0 \leq \alpha \leq \pi$ представлены временные диаграммы выпрямленного напряжения U_{d1a} исходной схемы в различных диапазонах регулирования угла α , а в области $\pi \leq \alpha \leq 2\pi$ — размаха того же напряжения и его зеркального (виртуального, так как оно скрыто от наблюдения) отображения на выводах обмотки W_3 . Здесь зачерненные площадки — это изменяющийся по амплитуде размах в функции от угла α . Эти диаграммы с выделенной серым цветом области эюры $\pi/12 \leq \alpha \leq \pi/4$ дают представление о скрытом «механизме» формирования каждой пульсации выпрямленного напряжения на выходе управляемого

моста (на графике — это область $\pi \leq \alpha \leq 3\pi$). Как видно из «перемещения» при различных углах α зачерненных участков эюры относительно выделенной серым цветом ее области, в любой момент времени переменная составляющая выпрямленного напряжения находится в противофазе с переменной ЭДС обмотки W_3 и всякое изменение первой из них приводит к идентичному компенсирующему изменению второй. Однако в отличие, например, от воздействия сглаживающего реактора здесь вместо эффекта самоиндукции имеет место полная нейтрализация стремления выпрямителя к изменению уровня пульсаций. При регулировании происходит перераспределение в равных долях полусуммы площадей отсекаемого тиристорами и смежного с ним участков переменной составляющей напряжений и токов в каждом интервале дискретности, при этом сумма этих площадей остается неизменной. Поэтому от нуля до максимума регулировочная характеристика первичной стороны преобразователя подчиняется общеизвестному правилу для симметрично управляемого 12-пульсного выпрямителя с диапазоном $0 \leq \alpha \leq 7\pi/12$, но при этом режим прерывистых токов отсутствует.

Несмотря на несимметрию формы выпрямленного напряжения U_{d2a} (рис. 2 в области $\pi \leq \alpha \leq 4\pi$), регулировочная характеристика выпрямителя на его вторичной стороне аналогична первичной с тем лишь отличием, что (рис. 3) вторичное выпрямляемое напряжение U_{r2} вследствие наличия вторичной обмотки W_2 трансформатора Tr_1 и выбранного соотношения чисел витков $W_1:W_2 = 1:(\sqrt{3}-1)$ его обмоток сдвинута по фазе относительно смежного фазного напряжения, например (U_{0d1}), на $10^\circ 53'$ и составляет 1,6772 его значения. Поправка на несимметрию формы пульсации на вторичной стороне выражается коэффициентом $k_{фп} = 0,9975$, поэтому его учет при расчете U_{d2a} в отличие от расчета коэффициента мощности несущественен.

При $\alpha = 78^\circ$ размах достигает максимума, а при $\alpha > 75^\circ$ начинается заполнение пробелов прерывистого режима за счет уплощения формы выпрямленного напряжения. Однако оно не приводит к необходимости внесения поправок в расчеты, так как предел, к которому стремится уплощение, — это прямая линия, ординаты точек которой равны ординате эюры выпрямленного напряжения прямоугольного вида.

Основные расчетные соотношения преобразователя $b_3 = 15^\circ$; $b_1 = 45^\circ$; $b_2 = 10^\circ 53'$ можно получить из поочередного решения трех групп систем уравнений (рис. 3), первая из которых включает решения $D0a_1 x_1$, $D0bx_1$ и условие $bx_1 = \sqrt{3}a_1 x_1$, вторая —

решения $D0a_2b$, Da_1a_2b и условие $0a_2 = \sqrt{3}0a_1$, третья – решения $D0a_2x_2$, $D0bx_2$ и условие $bx_2 = \sqrt{3}a_2x_2$ где $0a_1 = a_1b = U_\Phi$ – фазное напряжение сети, равное фазному напряжению вторичной обмотки W_1 трансформатора Tr_1 . Кроме того, соотношения $U_{r1} = \sqrt{1,5}U_\Phi = 1,225U_\Phi$ и $U_{r2} = 1, 6772U_\Phi$ можно получить из решения, соответственно, $D0a_1x_1$ и $D0a_2x_2$.

Коэффициенты для токов обмоток, напряжений, мощностей трансформаторов и уравнивающих реакторов были определены с учетом несимметрии из временных диаграмм (рис. 4). Учтено также, что при активной нагрузке константа C_m , принимающая значение 1,0001 при $m = 12$ [7], является множителем выражения для действующего значения каждой пульсации тока $I_{\text{пд}}$ относительно выпрямленного тока I_d :

$$I_{\text{пд}} = C_m = \frac{\sqrt{p(2p + m \sin \frac{2p}{m})}}{2m \sin \frac{p}{m}} \approx 1,1 \frac{I_d}{\sqrt{m}}$$

Согласно расчетам значение C_m с достаточно высокой степенью точности может быть принято равным единице при $m^3 \geq 4$, что представляется более корректным и не менее простым, чем принятие для упрощения расчетов бесконечного значения индуктивности L_d , тем более, что для данного преобразователя абсолютное отсутствие пульсаций может быть реализовано при практических значениях этой индуктивности.

Схема соединения вторичных обмоток W_1 и W_2 трансформатора Tr_1 обеспечивает баланс ампер-витков с его первичной обмоткой W и генерацию 3-й гармоники. Первая из этих функций может быть реализована и более простыми средствами, условием перехода к которым является возможность замыкания тока I_0 не только на первичной, но и на вторичной сторонах [8, 9], а вторая функция дублируется уравнивающими реакторами и поэтому может быть совмещена в этих реакторах. Что касается непосредственно выпрямления, то наличие обмотки W_2 формирует 12-пульсное несимметричное выпрямление и тем самым только ухудшает его качество. Кроме того, необходимость строгого согласования соотношений чисел витков между обмотками Ur и трансформатора Tr_1 препятствует возможности перехода к N -мостовому ($m = 12N$) исполнению первичной стороны на основе двухобмоточного трансформатора (без учета разомкнутого треугольника) и тем самым, например, к регуляторам трехфазного переменного напряжения. Однако без этой обмотки расчетная мощность всего трансформаторного оборудования

несколько выше. Уместно добавить, что экспериментально было зафиксировано функционирование выпрямителя при $W_3:W = 1:3$ вообще без вторичной стороны с подключением нагрузки к выходу управляемого моста. При этом сохранялась свойственная первичной стороне возможность абсолютного устранения пульсаций на этой нагрузке за счет рассеивания на ней энергии L_d через вентили 7, 8. Но в этом случае наблюдалось значительное (примерно на 37%) снижение уровня выпрямленного напряжения, связанное с неполным балансом ампер-витков обмоток W и W_3 , хотя некомпенсированные МДС благодаря нулевому проводу не нарушали работу выпрямителя.

Тем не менее, не имеющее аналогов качество выпрямления переменного напряжения в действительно постоянное напряжение, с одной стороны, и реализованная возможность принципиально нового и вместе с тем весьма простого метода управления выпрямителем с функцией частичного самоуправления, с другой, можно считать новыми ступенями развития преобразовательной техники. В этой связи обращает на себя внимание ведомая роль вторичной стороны выпрямителя в сравнении с ведущей первичной, возможности которой, сопряженные с управляющим воздействием на магнитный поток преобразовательного трансформатора, являются основой для новых принципов построения многопульсных выпрямителей, а также регуляторов трехфазного переменного напряжения с постоянным уровнем канонических гармоник порядка $12N \pm 1$.

Уместно подчеркнуть, что коэффициент мощности схем $12N$ -пульсных выпрямителей и регуляторов напряжения, разработанных с использованием описанного в статье явления, не зависит ни от угла отпирания тиристоров, ни от индуктивности рассеяния трансформатора, ни от несимметрии сети и трансформатора, ни от неравенства импедансов в разных интервалах дискретности, ни от нелинейностей цепей выпрямления – воздействие их, в том числе в виде коммутационных провалов и низкочастотного спектра, купируется ЭДС разомкнутого треугольника при попеременном участии обоих УР. Несимметрия сети формирует несимметричную ЭДС разомкнутого треугольника, которая нейтрализует и вторую гармонику выпрямленного напряжения. Коэффициент искажения с ростом периодичности растет, приближаясь к единице. Способствует этому МРТ, перераспределяя амплитуды и увеличивая число ступеней потребляемого тока. Поэтому коэффициент мощности этих схем без учета потребления реактивной мощности от намагничивающих токов трансформаторов и реакторов, потерь в вентилях имеет постоян-

ное и высокое ($c = 0,9575$) значение во всем диапазоне регулирования, что крайне необычно. Без МРТ, т.е. без защиты сети от тока нулевой последовательности, $c = 0,8988$.

Число диодов на вторичной стороне 12-пульсного выпрямителя, представленного на рис. 1, может быть снижено путем пересоединения вторичных обмоток до 8 (при схеме «звезда с нулевым выводом», допускающей включение разомкнутого треугольника во вторичную цепь) или 6 (при замкнутом треугольнике) [10]. При многомостовом исполнении первичной стороны число магнитопроводов УР может быть ограничено двумя многообмоточными, а отводы первичной обмотки трансформатора полностью исключены.

Характерной особенностью 12-пульсного выпрямителя является уменьшение и без того низкого использования обмоток трансформатора по напряжению при сохранении их высокого использования по току в случае исключения обмотки W_2 , т.е. в случае упрощения, вследствие чего коэффициент превышения расчетной мощности трансформатора несколько увеличивается. Тогда из-за роста первичного фазного тока без МРТ $c = 0,6566$, но при подключении МРТ $c = 0,9575$.

Разработки на основе обнаруженного явления в сравнении с многопульсными преобразователями с зависящим от угла управления коэффициентом мощности представляются тем более конкурентоспособными, чем выше их периодичность. На это указывают их беспрецедентные по простоте алгоритм управления с функцией частичного само-

управления и конструктивное исполнение трансформатора, а также постоянство коэффициента мощности во всем диапазоне регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. № 752681 (СССР). Преобразователь трехфазного переменного напряжения в постоянное/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 1980, № 28.
2. А.с. № 860238 (СССР). Преобразователь трехфазного переменного напряжения в постоянное (доп. к А.с. №752681 — СССР)/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 1981, № 32.
3. Патент № 2469457 (РФ). Преобразователь трехфазного переменного напряжения в постоянное (варианты)/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 2012, № 34.
4. А.с. № 692036 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное/Ю.С. Игольников. — БИ, 1979, № 38.
5. А.с. № 526992 (СССР). Преобразователь переменного напряжения в постоянное/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 1976, № 32.
6. А.с. № 972638 (СССР). Преобразователь трехфазного переменного напряжения в постоянное/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 1982, № 41.
7. Абдулаев А.А., Аслан-заде А.Г. Анализ многопульсного выпрямления. — Электричество, 1977, № 8.
8. Патент № 2340073 (РФ). Преобразователь трехфазного переменного напряжения в постоянное (варианты)/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 2009, № 10.
9. Патент № 2389126 (РФ). Преобразователь трехфазного переменного напряжения/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 2010, № 13.
10. Патент № 2392728 (РФ). Преобразователь трехфазного переменного напряжения/А.Г. Аслан-заде. — БИ, 2010, № 17.

[05.03.13]

Автор: Аслан-заде Ариф Гасан оглы окончил в 1968 г. энергетический факультет Азербайджанского института нефти и химии им. М. Азизбекова. Пенсионер.

* * *

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие сведения об авторах на русском и английском языках. В связи с этим просим вас при направлении статьи в редакцию сообщать:

- полные имена и отчества всех авторов;
- какой факультет, какого вуза и когда закончил;
- когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита;
- место работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять реферат (не менее 100 слов) на русском и английском языках (включая название), а также ключевые слова.