

Анализ и расчет основных характеристик

тиристорно-конденсаторных преобразователей с дополнительным контуром перезаряда дозирующего конденсатора

Норик Петросян

norik_khotanan@mail.ru

Тиристорно-конденсаторные преобразователи (ТКП) с дозированной передачей энергии успешно используются в мощных электро-технических установках в качестве источников питания, так как обеспечивают их устойчивую работу при широком диапазоне нагрузок. В этих преобразователях используется основное преимущество ре-

зонансных инверторов — принцип последовательной конденсаторной коммутации, позволяющий облегчить режим работы наиболее чувствительных элементов — тиристоров (или транзисторов), перенося трудности коммутации тока на более грубые элементы — конденсаторы. В зависимости от числа импульсов выходного напряжения за полный цикл работы, различают одноактные и двухтактные тиристорно-конденсаторные преобразователи (ТКП), а в зависимости от способа перезаряда дозирующего конденсатора они подразделяются на ТКП с вспомогательным перезарядом дозирующего конденсатора и без вспомогательного перезаряда [1–5].

Несмотря на то, что преобразователи с дозированной передачей энергии в нагрузку имеют ряд преимуществ, они, как и другие преобразователи с частотно-импульсным регулированием, имеют определенные недостатки. Так, фильтры на стороне постоянного тока и на стороне нагрузки должны быть рассчитаны на нижнюю частоту работы, и невозможно использовать настроенные фильтры на стороне сети для ограничения отдельных высших гармоник.

Для устранения вышеуказанных недостатков необходимо найти такие схемотехнические решения, которые позволяли бы сузить диапазон изменения рабочей частоты, при этом обеспечивая необходимую глубину регулирования выходного напряжения или мощности.

Таким схемотехническим решением может быть схема, где помимо частотно-импульсного регулирования (ЧИР) также осуществляется широтно-импульсное (ШИР), т. е. комбинированное регулирование, а это возможно, когда в ТКП с дозированной передачей энергии в нагрузку с помощью индуктивного реактора осуществляется форсированный перезаряд коммутирующего (дозировующего) конденсатора.

В данной статье приведены анализ и расчет основных характеристик тиристорно-конденсаторных преобразователей с дозированной передачей энергии в нагрузку при различных вариантах регулирования выходного напряжения или мощности.

На рис. 1 показаны основные схемы ТКП, где для уменьшения коммутационных перенапряжений помимо коммутирующего конденсатора C_K также подключен демпфирующий конденсатор C_D . Отметим, что на всех рассматриваемых схемах приведены ТКП с дозированной передачей электрической энергии в нагрузку и обладающие всеми положительными характеристиками, свойственными преобразователям такого типа. В этих преобразователях в каче-

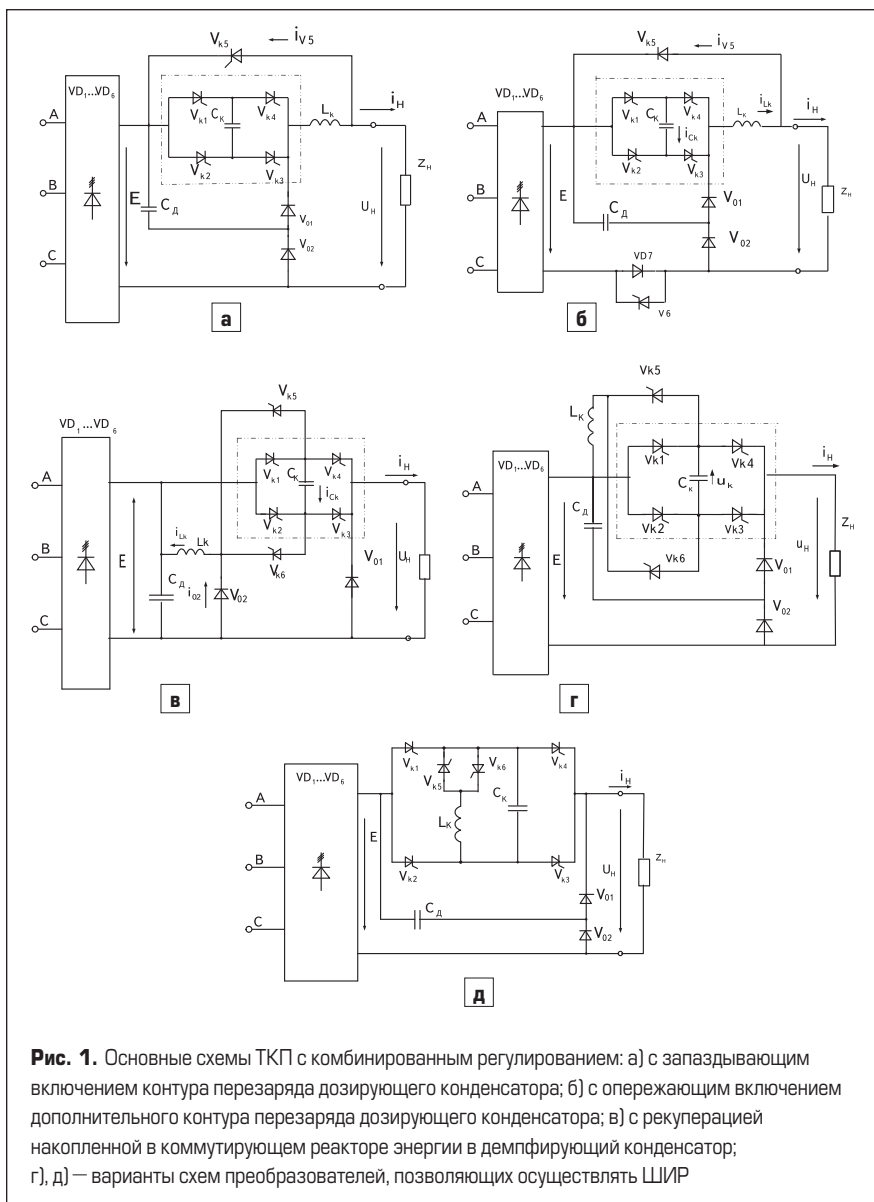


Рис. 1. Основные схемы ТКП с комбинированным регулированием: а) с запаздывающим включением контура перезаряда дозирующего конденсатора; б) с опережающим включением дополнительного контура перезаряда дозирующего конденсатора; в) с рекуперацией накопленной в коммутирующем реакторе энергии в демпфирующий конденсатор; г), д) — варианты схем преобразователей, позволяющих осуществлять ШИР

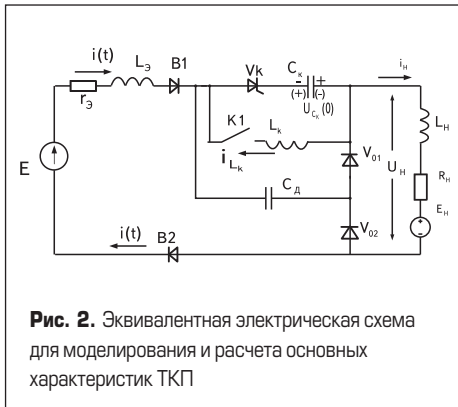


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема для моделирования и расчета основных характеристик ТКП

стве импульсного регулятора используется тиристорно-конденсаторный мост (на рис. 1а–г мост отмечен пунктирными линиями), с помощью которого осуществляется дозированная передача энергии в нагрузку.

Схемы (рис. 1а, б) с источником постоянного тока на входе рассмотрены в работах [1–3]. Не останавливаясь подробно на принципах работы этих преобразователей, отметим лишь, что они позволяют реализовать ШИР включением в эти схемы индуктивного реактора с помощью тиристоров V_{k5} и V_{k6} . Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением времени задержки отпирания этих тиристоров по отношению к моменту отпирания тиристоров дозирующего моста V_{k1} , V_{k3} и V_{k2} , V_{k4} .

На рис. 1в, г, д показаны варианты схем ТКП, в которых помимо ЧИР также осуществляется и ШИР [6, 7]. В этих схемах также можно осуществить режим рекуперации при накоплении энергии в реакторе L_k , например, как это показано на рис. 1в (с помощью диода V_{02}).

На рис. 2 приведена эквивалентная электрическая схема для моделирования и расчета основных характеристик ТКП.

В эквивалентной электрической схеме В1 и В2 — открытая пара вентилей катодной и анодной групп входного выпрямителя. Тиристоры дозирующего моста заменены

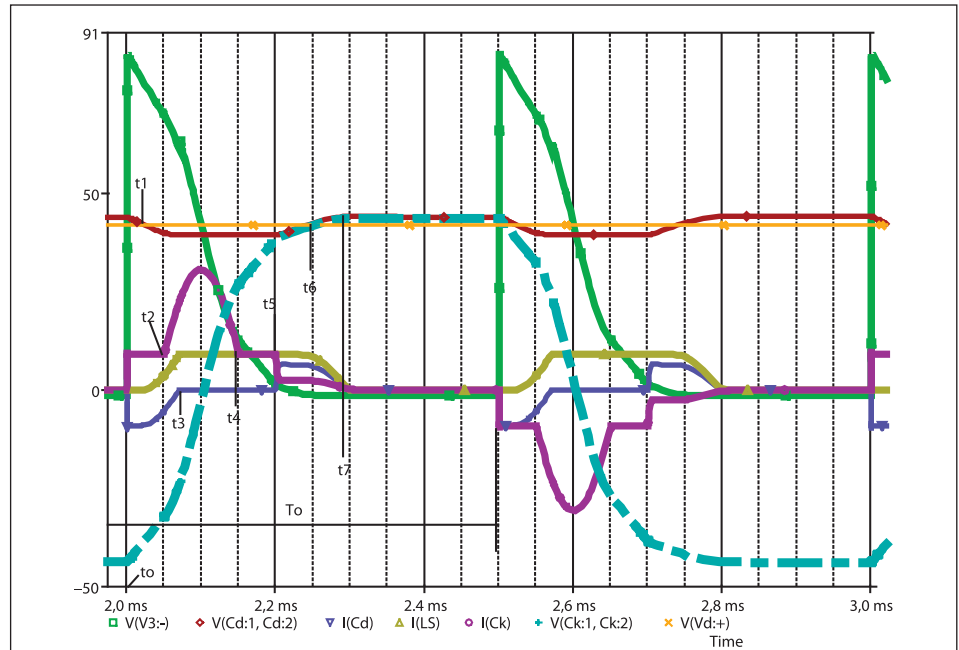


Рис. 3. Временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схемах ТКП

вентилем V_k , а тиристоры V_{k5} и V_{k6} заменены ключом К1, который включается и отключается в нужные моменты времени регулирования t_p . Изменением времени t_p осуществляется регулирование длительности импульса выходного напряжения, т. е. среднего значения выходного напряжения. Параметры сети учтены активной сопротивлением r_3 индуктивностью L_3 .

Проведем упрощенный анализ, причем оценим характеристики преобразователя, считая, что ток нагрузки идеально сглажен ($i_H = I_H$) и схема питается от источника постоянного напряжения E . Хорошо сглаженный ток нагрузки характерен для многих электротехнических процессов, например в электродуговых сварочных установках, лазерных установках и др. Предположение о постоянстве напряжения на входе приемлемо, так как на выходе трехфазного выпрямителя из-

менение выпрямленного напряжения в межкоммутационных интервалах незначительно. С учетом сделанных допущений с помощью системы Orcad 9.2 для схем (рис. 1г, д) были получены временные диаграммы анализа (рис. 3). Процессы перезаряда и разряда дозирующего конденсатора также показаны на фазовой плоскости (рис. 4). Нумерация точек на фазовой плоскости совпадает с индексами моментов времени на диаграммах.

Рассмотрим один полупериод работы преобразователя, используя эквивалентную схему (рис. 2), временные диаграммы (рис. 3) и фазовый портрет (рис. 4).

Пусть до момента t_0 ток нагрузки I_H замыкался через обратные диоды VD_{01}, VD_{02} . На конденсаторах установлены начальные напряжения: $u_{d1}(t_0) = |u_{k1}(t_0)| \geq E$ (точка 1, рис. 4). При отпирании тиристоров V_{k1}, V_{k3} (либо V_{k2} и V_{k4}) ток нагрузки переходит с нулевого кон-

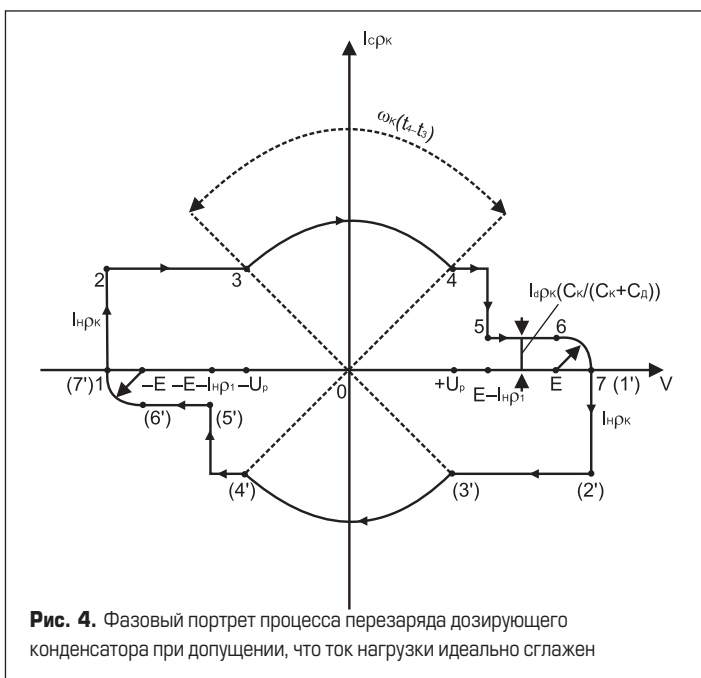


Рис. 4. Фазовый портрет процесса перезаряда дозирующего конденсатора при допущении, что ток нагрузки идеально сглажен

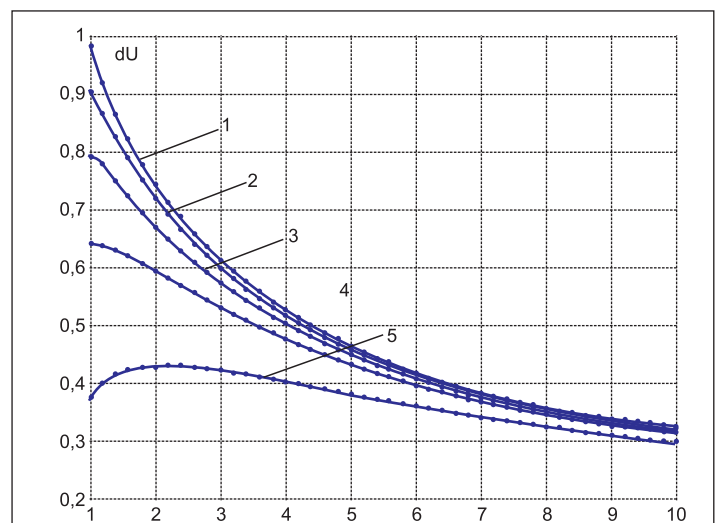


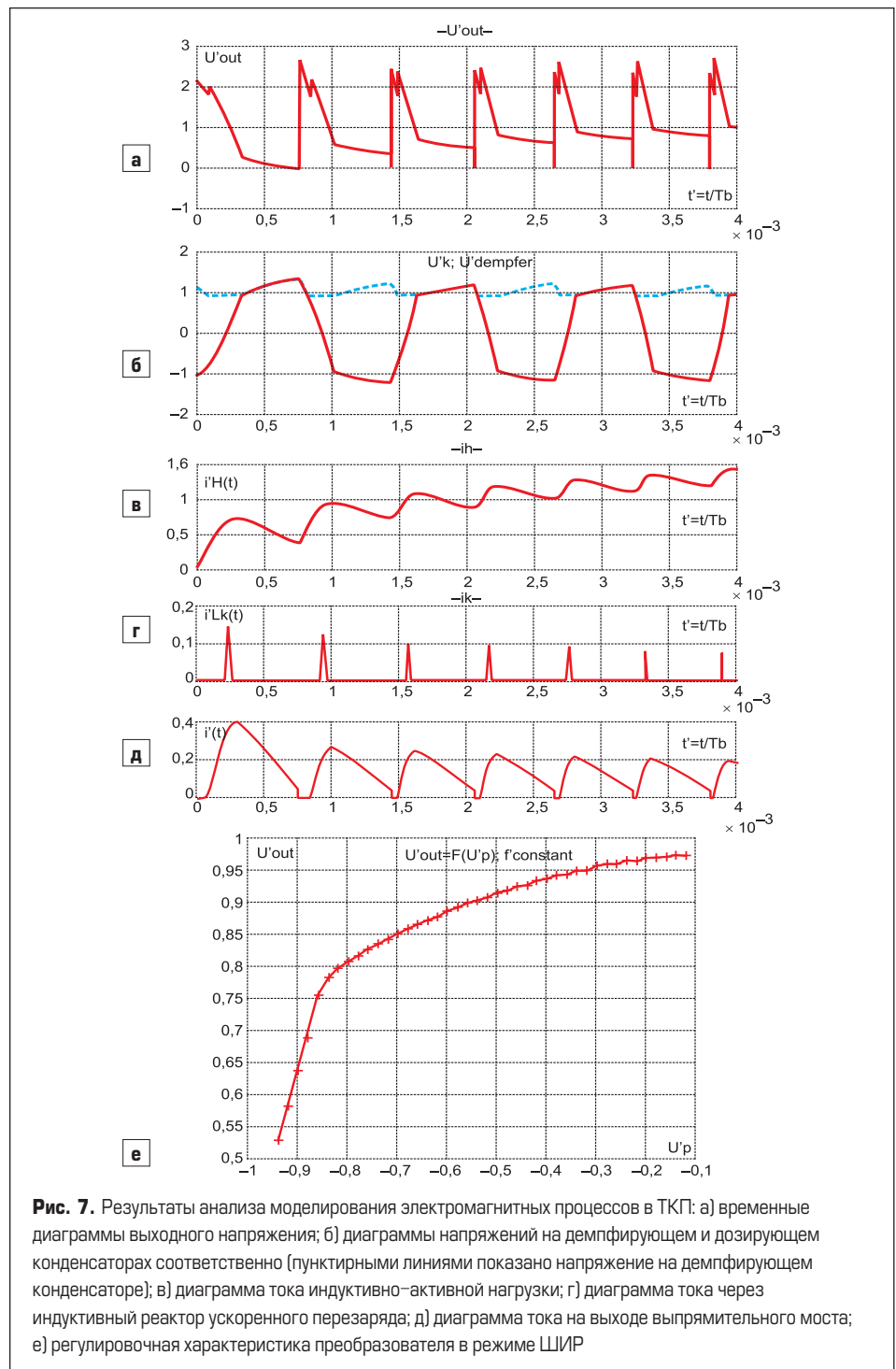
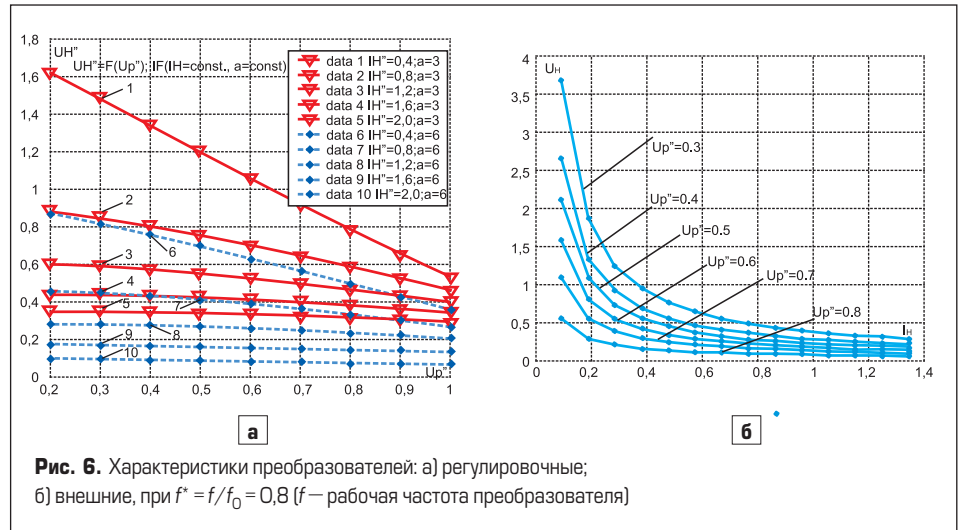
Рис. 5. Кривые зависимости максимального напряжения на демпфирующем конденсаторе от параметров a (емкость демпфирующего конденсатора) и ρ^* (индуктивность питающей сети): $1 - \rho^* = 0,62$; $2 - \rho^* = 0,51$; $3 - \rho^* = 0,43$; $4 - \rho^* = 0,32$; $5 - \rho^* = 0,21$

тура на контур $V_{02}-C_{д}-C_{к}-V_{к}$ -нагрузка- V_{02} . Диоды выпрямительного моста заперты, так как начальное напряжение на демпфирующем конденсаторе превышает величину линейного напряжения питающей сети (переход с точки 1 к точке 2, рис. 4). На первом коммутационном интервале напряжения на обоих конденсаторах изменяются линейно. В момент времени t_1 напряжение на демпфирующем конденсаторе сравнивается с напряжением E . Начиная с этого момента в работу вступают диоды выпрямительного моста, и ток нагрузки начинает плавно переходить в контур: $E-L_{э}-B_1-C_{к}-V_{к}$ -нагрузка- B_2-E . На этом коммутационном интервале напряжение и токи в схеме описываются дифференциальным уравнением, результат решения которого дает напряжение на демпфирующем конденсаторе:

$$u_{д}(t_2) = E - I_{HP} \rho_1, \rho_1 = \sqrt{L_{э} C_{д}}$$

В момент времени t_2 обратный диод V_{02} запирается, демпфирующий конденсатор отключается, и напряжение на нем остается неизменным. Коммутирующий конденсатор продолжает линейно перезаряжаться, и в момент времени t_3 ($t_3 = t_p$ — время регулирования) напряжение на нем достигает значения $U_{ск}(t_3) = U_p$ (U_p — напряжение регулирования, которое определяется временем регулирования). С этого момента подаются импульсы отпирания на тиристоры $V_{к5}$ и $V_{к6}$, в результате чего один из них отпирается (в эквивалентной схеме ключ $K1$ запирается). Коммутирующий конденсатор $C_{к}$ помимо тока нагрузки начинает перезаряжаться током вентили $i_{V_{к5}}$ (либо $i_{V_{к6}}$) по контуру $L_{к}-C_{к}$. На фазовом портрете это соответствует участку $2 \rightarrow 3 \rightarrow 4$. В момент t_4 ток через тиристор $V_{к5}$ становится равным нулю, и этот тиристор запирается (ключ $K1$ отпирается). Конденсатор $C_{к}$ продолжает перезаряжаться полным током нагрузки (это соответствует перемещению точки $4 \rightarrow 5$) до момента t_5 , когда $U_{к}(t_5) = U_{д}(t_2) = I_{HP} \rho_1$. В результате открывается обратный диод VD_{01} , и оба конденсатора оказываются соединенными параллельно. В течение интервала t_5-t_6 напряжение на обоих конденсаторах продолжает линейно расти (на фазовой плоскости этому процессу соответствует перемещение $5 \rightarrow 6$). В момент времени t_6 напряжение на конденсаторах достигает значения источника питания (линейного напряжения сети), и ток нагрузки плавно переходит с контура потребления на нулевой контур $VD_{01}-VD_{02}$, причем тиристор $V_{к}$ в момент t_7 запирается, так как на нем прикладывается обратное напряжение. А напряжение на конденсаторе остается неизменным и равным $U_{ск}(t_7) = U_{сд}(t_7) \approx E + I_{HP} \rho_{э}, \rho_{э} = \sqrt{L_{э}(C_{к}+C_{д})}$. В момент времени t_7 коммутационные процессы заканчиваются. В этом промежутке дозарядка коммутирующего конденсатора на фазовой плоскости описывается дугой окружности с центром в точке $(E,0)$. В следующий полупериод рабочей частоты включается очередная пара коммутирующих тиристоров дозатора, и электромагнитные процессы в схеме повторяются.

Анализ эквивалентной схемы с учетом указанных межкоммутационных интервалов позволяет, при условии [5,6]



$$2/\rho^* < (a-1)/(\sqrt{a+1}) + (\pi/2)\sqrt{2}, \quad (1)$$

получить для максимального напряжения на демпфирующем конденсаторе следующее выражение:

$$\delta U = 2\rho^* \sin(0,5\rho^* \sqrt{a}) \times \sqrt{1 + 1/2a + 1/2a \times \cos(1/\rho^* \sqrt{a})}, \quad (2)$$

где

$$a = C_{д}/C_{к}, \rho^* = \sqrt{(L_{к}/C_{к})/(E/I_{ном})}. \quad (3)$$

На рис. 5 видно, что перенапряжение на демпфирующем конденсаторе уменьшается при увеличении параметра a (при постоянной ρ^*), однако при $a \geq 5$ перенапряжения слабо зависят от этих параметров, и дальнейшее увеличение a не имеет смысла.

Рассмотренный режим работы не единственный. Анализ электромагнитных процессов с использованием условий установившегося режима позволяет при отсутствии дополнительного индуктивного реактора оценить значение коммутационных перенапряжений, которое в относительных единицах составляет [6]:

$$\delta U = \rho^* I_{н}^* \times 1/\sqrt{a+1}. \quad (4)$$

Получены также регулировочные и внешние характеристики преобразователей (рис. 6). При упрощенном анализе можно использовать следующее выражение для регулировочной и внешней характеристик ТКП [7]:

$$\gamma_{и} = t_p^* + \rho_k^* \arctg[1/\rho_k^* (1/I_{н}^* - t_p^*)], \quad (5)$$

где

$$t_p^* = 2t_p/T_0, t_p = (E - U_p)/I_{н}^* \times C_{к}, T_0 = 2E/I_{нном}, \rho_k^* = \sqrt{(L_{к}/C_{к})/(E/I_{нном})}. \quad (6)$$

Из регулировочных характеристик видно, что при больших значениях тока нагрузки глубина регулирования сравнительно мала, а в режимах, близких к холостому ходу, глубина регулирования большая и составляет примерно 60%. Это очень важно, так как при малых токах нагрузки для режима ЧИР необходимо значительно снизить частоту работы ТКП, что нежелательно по отмеченным выше причинам. Также отметим, что внешние характеристики в диапазоне больших токов довольно жесткие, что необходимо для высоких динамических нагрузок, например для контактной сварки оплавлением.

Рассмотрим характер изменения электромагнитных процессов в преобразователе на основе моделирования в системе MATLAB [8, 9].

При сделанных допущениях учитывается только нелинейность вентиляей, обусловленная их разной проводимостью в прямом и обратном направлениях. Весь период работы ТКП состоит из отдельных интервалов, в течение которых структура и параметры остаются неизменными и анализируемые цепи могут рассматриваться как линейные. При этом для расчета электромагнитных процессов используется кусочно-припасовочный метод. Если на каждом из межкоммутационных интервалов исключить из схемы обесточенные ветви, то из расчетной схемы (рис. 2) мож-

но получить 7 эквивалентных схем, каждая из которых справедлива для определенного сочетания проводящих вентиляей. С помощью аппарата переключающих схем [6, 7] все межкоммутационные интервалы удается описать одной системой дифференциальных уравнений в матричной форме (здесь эти подробности не приведены). На рис. 7 показаны результаты анализа моделирования, который выполнялся с помощью системы MATLAB.

Как видно из результатов анализа, временные диаграммы довольно точно соответствуют результатам, полученным выше. Из рис. 7е также видно, что при $|U_p| = 1-0,82$ выходное напряжение в режиме ШИР меняется почти линейно и относительно быстро, а в диапазоне $|U_p| = 0,82-1$ значительно медленнее. Это объясняется тем, что при уменьшении энергии в L_k-C_k контуре ускоренного перезаряда уменьшается роль (вес) режима ШИР. Также из рис. 7е видно, что в режиме ШИР можно регулировать выходное напряжение примерно на 50% от номинального значения при постоянстве рабочей частоты преобразователя.

Выводы

1. Для контроля и снижения коммутационных перенапряжений в схемах ТКП необходимо использовать демпфирующий конденсатор, причем подключение этого конденсатора с помощью дополнительных диодных цепочек эффективнее, чем при непосредственном подключении демпфирующего конденсатора на выходе выпрямительного моста, так как исключает возникновение колебательных процессов и дополнительную загрузку по току диодов выпрямительного моста.
2. Из регулировочных характеристик видно, что при больших значениях тока нагрузки глубина регулирования сравнительно мала, а в режимах, близких к холостому ходу, глубина регулирования выше и составляет примерно 50-60%, что позволяет значительно повысить нижний порог частоты регулирования по сравнению с режимом ЧИР.
3. Анализ и сравнение схем преобразователей с дозированной передачей энергии с помощью систем Orcad и MATLAB показывает устойчивость работы этих преобразователей при широком изменении параметров элементов схем и нагрузки.
4. Зависимость выходного напряжения от напряжения регулирования или от угла импульсов управления тиристорами для подключения индуктивного реактора ускоренного перезаряда почти линейная, причем при малых углах управления крутизна регулировочной характеристики более высокая.

Литература

1. Булатов О. Г., Поляков В. Д., Царенко А. И. Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат. 1989.

2. Булатов О. Г., Шитов В. А., Петросян Н. Н. Тиристорно-конденсаторные ключевые преобразователи с уменьшенным влиянием на питающую сеть // Электричество. 1988. № 11.
3. Петросян Н. Н. Сетевой преобразователь для мощных источников электроконтактных сварочных установок // Изв. НАН РА и ГИУА сер. ТН - 2001. - Т. 54, #1.
4. А.с. № 1283913 (СССР). Импульсный преобразователь переменного напряжения в постоянное / Булатов О. Г., Шитов В.А., Петросян Н.Н. // Бюл. 1987. №18.
5. А.с. № 1283913 (СССР). Импульсный преобразователь постоянного тока с последовательной конденсаторной коммутацией / Булатов О. Г., Поляков В. Д., Царенко А. И. // Бюл. 1983. №48.
6. Петросян Н. Н. Практическая силовая электроника. Научно-технический сборник. Под ред. д.т.н. проф., академика РАН Лукина А. В., д. т. н. проф. Мальшкова Г. М. М.: ЗАО «ММП-Ирбис». 2007. Вып. 28.
7. Петросян Н. Н., Шитов В. А. Анализ электромагнитных процессов в быстродействующем тиристорно-конденсаторном преобразователе. / Преобразовательные устройства для автоматизированного электропривода и систем питания. Сб. науч. трудов. М.: МЭИ. № 92.
8. Фидлер Дж. К., Найтингейл К. Машинное проектирование электронных схем. / Пер. с англ. и предисл. Панфилова Д. И., Соколова А. Г.. Под ред. Казенова Г. Г. М.: Высш.шк. 1985.
9. Потемкин В. Г. Система инженерных и научных расчетов MATLAB 5.x. М.: Диалог-МИФИ. 1999.