

МОСТОВОЙ ИСТОЧНИК ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ДВУХОПЕРАЦИОННЫХ КЛЮЧАХ С СИММЕТРИЧНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Теолан ТОМСОН

Eesti Teaduste Akadeemia Energeetika Instituut (Институт энергетики Академии наук Эстонии). Paldiski mnt. 1, EE-0001 Tallinn, Eesti (Эстония)

Представил Л. Крумм

Поступила в редакцию 11/XI 1992, принята к печати 31/III 1993

Аннотация. Описывается оригинальный вариант шестипульсного выпрямителя на двухоперационных ключах с симметричными углами отпирания и запираания, который обеспечивает высокий коэффициент мощности и уменьшенную пульсацию в широком диапазоне регулирования. Это особенно важно при относительном выходном напряжении $U_d^* \leq U_{d0} / 2$ что характерно для электродуговых нагрузок (плазматроны и т. п.). Возможна работа на повышенной несущей частоте, а также групповая работа от общего трансформатора, что позволяет уменьшить массогабаритные показатели системы электропитания.

Ключевые слова: шестипульсный выпрямитель, двухоперационный ключ, электродуговая нагрузка, групповая работа.

Традиционные источники электропитания, например электротехнологических установок, построены на базе управляемых мостовых тиристорных выпрямителей. Их достоинства — простота и надежность, недостаток — низкое значение коэффициента мощности и большая металлоемкость, обусловленная низкой частотой (естественной) коммутации.

Поэтому во многих современных источниках электропитания принята двухзвеньевая структура с бестрансформаторным входом по следующей схеме: неуправляемый, гальванически связанный с сетью мостовой выпрямитель, (однофазный) инвертор на двухоперационных ключах, высокочастотный трансформатор для гальванической развязки нагрузки и выходной неуправляемый мостовой выпрямитель. Достоинства этого технического решения следующие: высокий коэффициент мощности, малая металлоемкость и малые габариты, а также быстрдействие, достигаемое высокой частотой коммутации; недостаток — большое число полупроводниковых элементов и связанные с этим дороговизна и малая (расчетная) надежность.

Ввиду простоты структуры и высокого коэффициента мощности мостовой выпрямительный источник питания [1] с симметричным управлением двухоперационных ключей (рис. 1) заслуживает внимания. Под симметричностью управления подразумевается формирование отпирающего и запирающего импульсов с равными углами $\alpha = \omega$ по отношению к моменту естественной коммутации (рис. 2). Источник питания (ИП) содержит двухоперационные ключи (транзисторы, запираемые тиристоры) $V1-V6$ и два последовательных нулевых диода $V7, V8$ между выходными клеммами моста и нулевой точкой выпрямительной обмотки трансформатора.

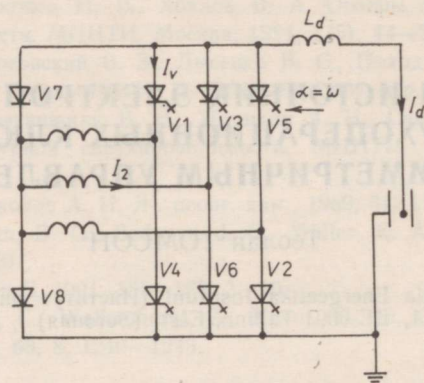


Рис. 1. Принципиальная схема источника питания на двухоперационных ключах с симметричным управлением.

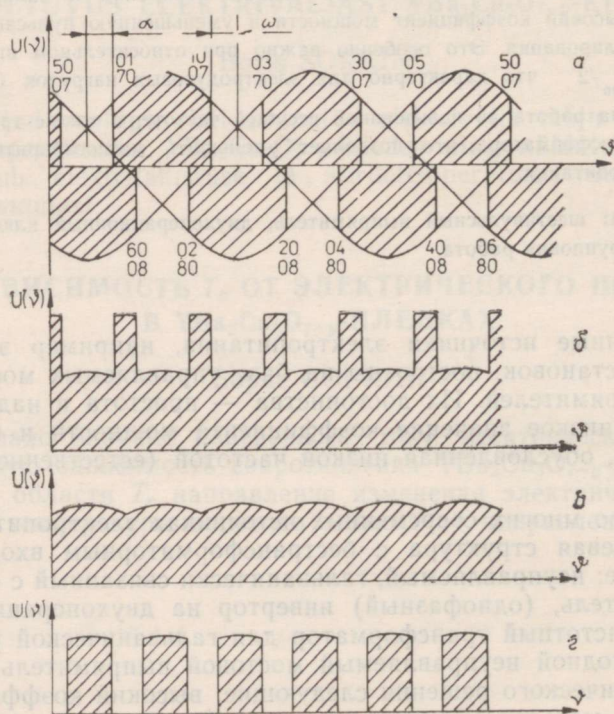


Рис. 2. Порядок включения вентилей (а) и эпюры выходного напряжения ИП: б — при $0 < \alpha < \pi/6$, в — при $\alpha = \pi/6$ и г — при $\pi/6 < \alpha < \pi/3$.

Применение нулевых диодов позволяет ИП работать в режиме каскада двух нулевых выпрямителей с поочередным управлением и этим устранить появление постоянной составляющей тока в выпрямительном трансформаторе, который может быть «обыкновенным» (без конструктивных особенностей).

Для большей наглядности проанализируем работу ИП на основной частоте с однократным отпиранием и запирающим двухоперационного ключа в течение каждого периода частоты сети, т. е. в случае, если частота основной гармонической составляющей на выходе ИП составляет $f_1 = 6 \times 50 = 300$ Гц. Однако в дальнейшем работа ИП возможна на кратной «несущей» частоте, что позволяет повысить быстродействие ИП и уменьшить металлоемкость (дросселя) фильтра. Выпрямительный трансформатор остается здесь низкочастотным и, следовательно, металлоемким. Это требует оценки пригодности ИП для групповой работы, как и тиристорных выпрямителей [2].

Эпюры напряжения на выходных клеммах ИП показаны на рис. 2, где 01, 02... обозначают моменты включения соответствующих ключей $V_1, V_2 \dots$, а 10, 20... — моменты запирающих тех же ключей $V_1, V_2 \dots$. Пусть условие $\alpha = \omega$ обеспечено во всем диапазоне работы, в котором при изменении углов управления выделяются две характерные зоны работы ИП. Первая зона — управление реализуется при $0 < \alpha, \omega < \pi/6$. В этой зоне нулевые диоды работают строго поочередно и в выходном напряжении отсутствуют интервалы с нулевым значением выходного напряжения (рис. 2б).

Применяя цепной метод гармонического анализа [2], в первой зоне для постоянной составляющей в относительных единицах (пока по амплитуде линейного напряжения на входе ИП) можем найти

$$U'_d = U_{d0} - U'_{dF},$$

где U_{d0} — напряжение холостого хода мостового выпрямителя (в диодном режиме $\alpha = \omega = 0$) и U'_{dF} — «сигнал поправки», который отличается выходное напряжение данного источника питания от соответствующего у мостового выпрямителя.

$$U'_{dF} = \frac{6}{\pi} \left\{ \int_0^{\alpha} \cos \pi/3 \sin \vartheta d\vartheta + \int_0^{\alpha} \sin \pi/3 \cos \vartheta d\vartheta - \frac{1}{\sqrt{3}} \int_0^{\alpha} \cos \vartheta d\vartheta \right\} = \\ = \frac{6}{\pi} \left\{ \frac{1 - \cos \alpha}{2} + \frac{\sin \alpha}{2\sqrt{3}} \right\}.$$

Вторая — управление реализуется при $\pi/6 < \alpha, \omega < \pi/3$. В этой зоне выходное напряжение формируется поочередно двумя нулевыми выпрямителями, которые образуются катодной и анодной группами двухоперационных ключей совместно с соответствующими нулевыми диодами. Ток индуктивно-активной нагрузки в этой зоне может проходить через оба последовательных нулевых диода, причем в выходном напряжении (рис. 2г) появляются интервалы с нулевым значением. В этой зоне значение выходного напряжения может быть найдено прямым путем

$$U''_d = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/3 - \alpha} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{6}{\pi} \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sqrt{3}}.$$

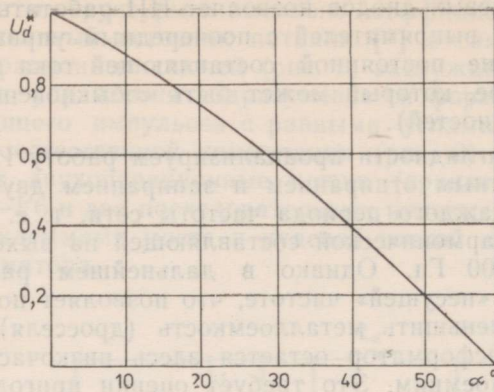


Рис. 3. Функция управления $U_d^*(\alpha)$ источника питания.

Для относительного значения U_d^* (по отношению к напряжению холостого хода $U_d^* = U_d/U_{d0}$, $U_d = U_d' + U_d''$) на рис. 3 представлена регулировочная характеристика $U_d^*(\alpha)$ рассматриваемого ИП. Видно, что она имеет ограниченный (в сравнении с мостовым выпрямителем) угловой диапазон управления, не может работать в инверторном режиме и более чувствителен к фазовому управлению. В отличие от тиристорных выпрямителей у настоящего технического решения среднее и действующее значения тока ключа (и нулевого диода) не пропорциональны выходному току I_d . Токораспределение зависит от угла управления. То же относится к действующему значению тока выпрямительного трансформатора (таблица).

Цепь	Средний ток	Действующий ток
Двухоперационный ключ $V1-V6$	$I_V = I_d(1/3 - \alpha/\pi)$	$I_V = I_d \sqrt{1/3 - \alpha/\pi}$
Нулевой диод $V7, V8$	$I_V = I_d \frac{3\alpha}{\pi}$	$I_V = I_d \sqrt{3\alpha/\pi}$
Обмотка трансформатора	—	$I_2 = I_d \sqrt{2(1/3 - \alpha/\pi)}$

Коэффициенты распределения действующих значений тока $K_I = I_V/I_d$ в зависимости от режима работы ИП $K_I(U_d^*)$ приведены на рис. 4 (кривые 3 и 4).

Важной является также пульсационная составляющая выходного напряжения, ибо она определяет фильтр (дроссель). Анализ показал, что амплитуда основной пульсационной составляющей (относительно амплитуды линейного напряжения на входе ИП) определяется: в первой зоне

$$a'_1 = \frac{6}{35\pi} \left\{ -\frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{1}{8} \left[\sqrt{3} \left(7 \cos 5 \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) - 7 \cos 5\alpha - 5 \cos(\pi/3 - \alpha) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + 5 \cos 7\alpha \right) + 7 \sin 5(\pi/3 - \alpha) - 7 \sin 5\alpha + 5 \sin(\pi/3 - \alpha) - 5 \sin 7\alpha \right] \right\};$$

во второй зоне

$$a''_1 = \frac{6}{35\pi} \frac{1}{4\sqrt{3}} \left\{ \sqrt{3} \left[7 \cos 5 \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right) - 7 \cos 5\alpha - 5 \cos 7 \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right) + 5 \cos 7\alpha \right] + 7 \sin 5 \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right) - 7 \sin 5\alpha + 5 \sin 7 \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right) - 5 \sin 7\alpha \right\}.$$

Сравнение относительной величины основной пульсационной составляющей в ИП (рис. 4, кривая 2) и в шестипульсном тиристорном мостовом выпрямителе (рис. 4, 1) показывает, что рассматриваемый ИП уступает тиристорному в диапазоне $1 > U_d^* > 0,75$, причем максимальная (1,54-кратная) пульсация наблюдается при $\alpha = 28^\circ$ ($U_d^* = 0,85$). Из этого следует целесообразность адаптивного управления рассматриваемым ИП: при больших значениях напряжения целесообразно управлять только $\alpha = \text{var.}$, придерживая $\omega = 0$, а при $U_d^* < 0,75$ управлять рав-

ными углами $\alpha = \omega$. Уточняем: при больших U_d^* коэффициент мощности управляемого мостового выпрямителя высок $\varphi \approx \alpha$, $\cos \varphi \rightarrow 1$ и нет настоятельной необходимости использовать фазосимметричное регулирование.

По рис. 4 видно, что при глубоком регулировании $U_d^* < 0,5$ (что обычно характерно, например, для плазмотронной нагрузки) в рас-

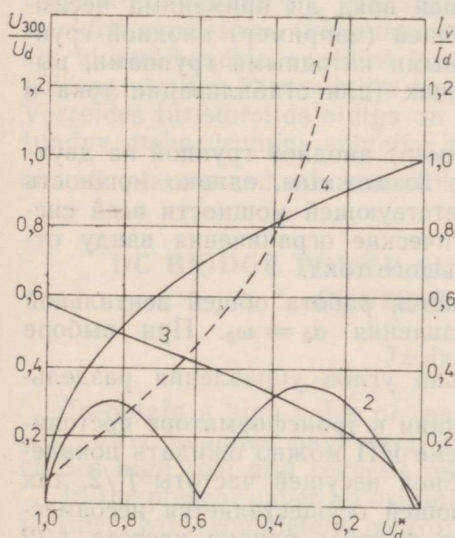


Рис. 4. Пульсационная составляющая 300 Гц на выходе тиристорного мостового выпрямителя (1) и на выходе рассматриваемого ИП (2); коэффициент токораспределения для двухоперационных ключей (3) и нулевых диодов (4).

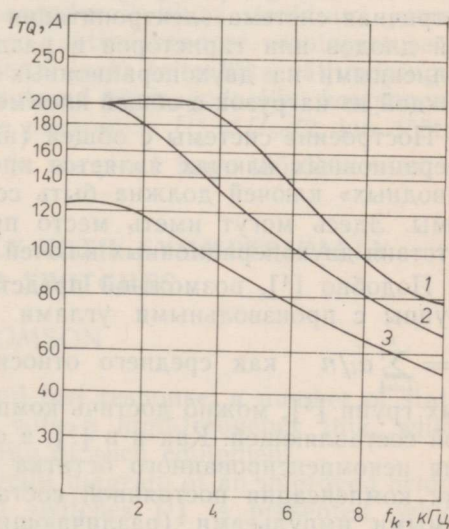


Рис. 5. Зависимость предельного тока запитываемых тиристорных ТЗ 123-200 от частоты и скважности импульсов тока (1 — $Q=10$, 2 — $Q=4$ и 3 — $Q=2$).

сма́триваемом ИП достигается весьма значительное подавление пульсации. Значительное уменьшение пульсации может достигнуто (синхронным) выпрямлением на кратных частотах несущей $f_1 \in \{600, 900, 1200, 1500\}$, при которой каждый ключ $V1-V6$ отпирают и запирают $k \in \{N\}$ раз. При этом следует учесть уменьшение допустимого номинального значения тока двухоперационных ключей с повышением частоты переключения f_k . На рис. 5 приведена определенная по [3] зависимость допустимого номинального тока от частоты переключения f_k и скважности импульсов тока $Q \in \{2, 4, 10\}$. Используя для $Q = 6$ линейную интерполяцию между $Q = 6$ и $Q = 10$, можно заключить, что параметры низкой частоты для двухоперационных тиристоров ТЗ 123-200 сохраняются до частот $f_k = 2, 5-3$ кГц, т. е. для источника питания, где каждый вентиль работает при $Q = 6$ на 8-кратной несущей частоте $f_1 = 2400$ кГц, может быть достигнут ток нагрузки, соответствующий паспортным данным ключа. Здесь необходимо уточнить: переход на повышенную несущую должен сопровождаться дополнительной широтноимпульсной модуляцией (ШИМ), которая компенсирует изменение мгновенного значения напряжения на входе ИП. Без этого огибающая высокочастотного выпрямленного напряжения остается низкочастотным при $f_1 = 300$ Гц и ожидаемого выигрыша не наблюдается. Это значит, что система управления данным ИМ имеет весьма сложный алгоритм работы, хотя задача реализуется при системе управления, построенной на базе современной элементной микроэлектроники.

В связи с сохранением выпрямительного трансформатора как наиболее металлоемкого элемента встает вопрос о возможности групповой работы, ибо многие электротехнологические нагрузки (плазменные реакторы, магнитронные камеры, ионно-вакуумные установки) являются многостовыми.

Напомним, что в общей системе электропитания в групповом трансформаторе достигается значительная экономия металла. В связи с появлением низкой (150 Гц) составляющей вряд ли применима несимметричная система электропитания с общей (например) анодной группой диодов или тиристоров и отдельными катодными группами, выполненными на двухоперационных ключах (для стабилизации тока в каждой из нагрузок с общей клеммой).

Построение системы с общей (например) анодной группой на двухоперационных ключах является вполне возможным, однако мощность «анодных» ключей должна быть соответствующей мощности всей системы. Здесь могут иметь место практические ограничения ввиду отсутствия двухоперационных ключей большого тока.

Подобно [4], возможной представляется работа общей вентильной группы с произвольными углами управления $\alpha_0 = \omega_0$. При выборе $\alpha_0 = \sum_{i=1}^n \alpha_i / n$ как среднего относительно углов управления отдельных групп [5], можно достичь компенсации в трансформаторе постоянной составляющей. Как и в [5], в системе ИП можно ожидать появления некомпенсированного остатка дробной несущей частоты $f_1/2$, так как компенсация постоянной составляющей осуществляется несовместимыми импульсами (различающимися фазой): однако частота $f_1/2$ может быть достаточно высокой и вряд ли некомпенсированный остаток будет иметь большое значение.

В данной статье не затрагивались проблемы разряда индуктивности рассеивания трансформатора. Энергия, накопленная в этой индуктивности, обуславливает перенапряжения при запирании ключей $V1-V6$. За счет этой энергии для упомянутых выше нагрузок с помощью диодной схемы с конденсаторным входом целесообразно формировать по-

стоянную составляющую, которая суммируется в нагрузке. На холостом ходу эта (не указанная в статье) схема обеспечивает начальный участок нагрузочной характеристики ИП повышенным напряжением, что облегчает запуск упомянутых нелинейных электротехнологических нагрузок.

Основные положения настоящей статьи проверены на маломощном лабораторном макете.

ЛИТЕРАТУРА

1. Томсон Т. Авт. свид. СССР по заявке 4725582, решение о выдаче от 23/XI 1990.
2. Томсон Т. Управляемые выпрямители для групповой нагрузки. Энергоатомиздат, Москва, 1989.
3. Информационный листок 1-7-12-86/НИИ ПО ТЭЗ, Таллинн, 1987.
4. Томсон Т. Изв. АН ЭССР. Физ. матем., 1987, 36, 4, 334—339.
5. Томсон Т. Способ управления выпрямителем с общей и отдельными тиристорными группами для равномерных нагрузок. Авт. свид. СССР № 1350791. Б. И. 1987, № 41.

ALALISVOOLU TOITEALLIKAS SÜMMEETRILISELT JUHITAVATE VÕTMETEGA SILDLÜLITUSES

Teolan TOMSON

Kõrge väärtusega võimsusteguri ja kiiretoimelisuse tagamiseks realiseeritakse paljud tehnoloogilised alalisvoolu toiteallikad kõrgsagedusliku vahelülga, mille keerukas struktuur toob kaasa seadme kallinemise ja töökindluse vähenemise.

Artiklis on kirjeldatud täisjuhitavate võtmetega sildalaldi originaalset täiustatud varianti [1], mis tagab nii võimsusteguri kõrge väärtuse kui ka kiiretoimelisuse (kõrgemal kandesagedusel) lihtsa struktuuri juures. On toodud seadme analüüsi tulemused juhtimiseseaduse, voolujaotuse ja põhisagedusliku harmoonilise komponendi jaoks toiteallika väljundpinges. Võrreldes türistorsildalaldiga on saavutatud põhisagedusliku komponendi tunduv mahasurumine suhtelise pinge piirkonnas $U_d^* \leq U_{d0}/2$, kus töötab enamik plasmaseadmete toiteallikaid, ja $\cos \varphi \rightarrow 1$ kogu tööpiirkonnas.

DC BRIDGE POWER SUPPLY WITH SYMMETRICALLY CONTROLLED SWITCHES

Teolan TOMSON

To obtain a high value of $\cos \varphi$ and fast response, a number of static DC power supplies have been built with a high-frequency link, which causes high cost and reduced reliability of such equipment.

In the present paper an original circuit diagram of an improved bridge rectifier with completely controllable switches [1] is presented, which ensures a high value of $\cos \varphi \rightarrow 1$ over the whole range and fast response (by high carrier frequency of rectification). The results of analysis are presented for the control function, current distribution and main harmonic component in the output voltage of the power supply. Compared to the traditional thyristor bridge rectifier remarkable suppression of the main harmonic component is achieved in the range of low relative voltage $U_d^* \leq U_{d0}/2$, where most power supplies for plasma equipment operate.