

Т. ТОМСОН, Е. ЕРОХИНА

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПОЛУУПРАВЛЯЕМОМ МОСТОВОМ ВЫПРЯМИТЕЛЕ

(Представил И. Эпик)

В связи с возможностью создания источников питания постоянного тока на общих элементах [1] возобновился интерес к полууправляемым (мостовым) выпрямителям (ПУВ), которые, несмотря на ряд присущих им недостатков, нашли широкое применение в 60-х годах из-за дефицита и дороговизны тиристоров. Однако по мере развития технологии изготовления тиристоров ПУВ быстро утратили свое значение и уступили место симметричным управляемым мостовым выпрямителям. В литературе [2-8], посвященной ПУВ, остались неосвещенными процессы коммутации, а значит, и «реальные» выходные и регулировочные характеристики. Данные же [8] по основной гармонике выходного напряжения оказались ошибочными. Настоящая работа и посвящена этим вопросам. Прежде чем перейти к анализу, напомним некоторые основные свойства ПУВ, известные из литературы, в частности из [4], где они описаны наиболее полно и четко.

*ПУВ является трехимпульсным устройством, основная гармоника выходного напряжения которого имеет частоту 150 Гц в широком диапазоне регулирования.*

*Диапазон регулирования выходного напряжения ПУВ обеспечивает выпрямление непрерывного и прерывистого токов в интервале угла управления  $0 < \alpha < \pi$ . Постоянная составляющая выходного напряжения (выходная характеристика идеализированного ПУВ) изменяется по закону*

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (1)$$

*ПУВ не может работать в инверторном режиме. Реализация диапазона регулирования выходного напряжения до нуля, а также безусловное отключение выходного напряжения ПУВ посредством снятия управляющих импульсов требуют применения нулевого диода (седьмого в мосте вентиля). ПУВ выгодно отличается от симметричного мостового выпрямителя повышенным значением коэффициента мощности.*

ПУВ по сравнению с подробно изученным симметричным мостовым выпрямителем имеет две характерные особенности:

1. Углы коммутации тиристора  $\gamma_T$  и диода  $\gamma_d$  не равны в диапазоне регулирования и стремятся к общему максимальному значению  $\gamma_0$  лишь при  $\alpha = 0$ .
2. Угол коммутации  $\gamma_T$  смещается во времени, а угол коммутации  $\gamma_d$  — нет; при этом в момент  $\omega t \approx \pi/3$  углы коммутации перекрываются. Поэтому следует рассматривать влияние обоих процессов, якобы одновременно происходящих в ПУВ.

Внесем одно уточнение к методике анализа, позаимствованное из [9]: выходное напряжение идеализированного ПУВ ( $\gamma_T = \gamma_d = 0$ )

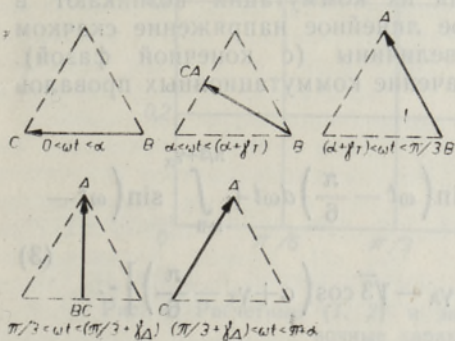
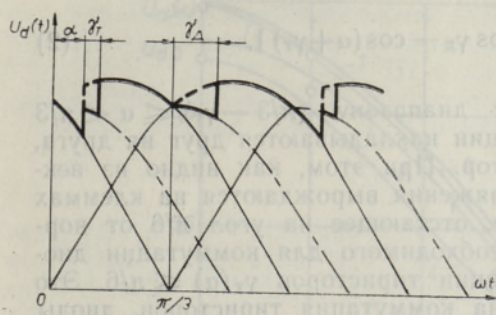


Рис. 1. Коммутационные провалы и векторные диаграммы выходных напряжений ПУВ при  $\alpha < (\pi/3 - \gamma_T)$ .

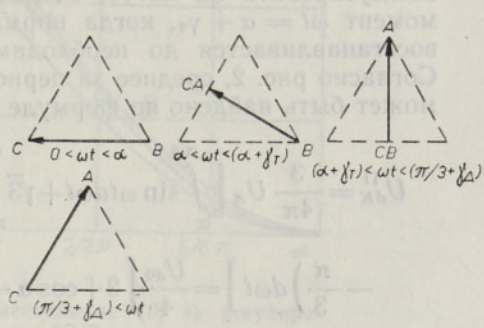
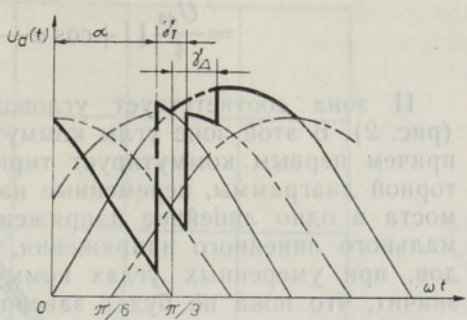


Рис. 2. Коммутационные провалы и векторные диаграммы выходных напряжений ПУВ при  $(\pi/3 - \gamma_T) < \alpha < \pi/3$ .

будем считать полезной составляющей, а коммутационные провалы — помехами.

Для нахождения среднего значения выходного напряжения реального ПУВ достаточно вычесть среднее значение помех из известной полезной составляющей. Остальные упрощения общеприняты. Для иллюстрации электромагнитных процессов в ПУВ воспользуемся удобным «векторным» представлением мгновенного значения выпрямленного напряжения  $u_d(\omega t)$ : оно описывается кусочно-синусоидальной функцией, участки которой принадлежат разным переменным напряжениям.

Рассмотрим коммутационные провалы в четырех характерных зонах регулирования «реального» ПУВ.

I зона соответствует угловому диапазону  $\alpha < (\pi/3 - \gamma_T)$  (рис. 1). В этой зоне коммутация тиристора не совпадает во времени с коммутацией диода. Мгновенное значение падения напряжения в любом из коммутационных интервалов составляет

$$u_K(\omega t) = (U_{\pi} \sin \omega t) / 2,$$

где  $U_{\pi}$  — амплитуда линейного напряжения, а отсчет времени (угла) начинается с момента естественной коммутации. Среднее за период напряжение коммутационных провалов составляет

$$\begin{aligned} U_{dK}^I &= \frac{3}{4\pi} U_{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma_T} \sin \omega t d\omega t + \int_{\pi/3}^{\pi/3 + \gamma_{\Delta}} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t \right] = \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{4\pi} U_{2\Phi} [1 + \cos \alpha - \cos \gamma_{\Delta} - \cos (\alpha + \gamma_T)] = \end{aligned}$$

$$= \frac{U_{d0}}{4} [1 + \cos \alpha - \cos \gamma_d - \cos (\alpha + \gamma_T)]. \quad (2)$$

II зона соответствует угловому диапазону  $(\pi/3 - \gamma_T) \leq \alpha < \pi/3$  (рис. 2). В этой зоне углы коммутации накладываются друг на друга, причем первым коммутирует тиристор. При этом, как видно из векторной диаграммы, переменные напряжения вырождаются на клеммах моста в одно линейное напряжение, отстающее на угол  $\pi/6$  от нормального линейного напряжения, необходимого для коммутации диодов, при умеренных углах коммутации тириستоров  $\gamma_T(\alpha) \leq \pi/6$ . Это значит, что пока не будет завершена коммутация тиристоров, диоды коммутировать не могут. Условия для их коммутации возникают в момент  $\omega t = \alpha + \gamma_T$ , когда нормальное линейное напряжение скачком восстанавливается до необходимой величины (с конечной фазой). Согласно рис. 2, среднее за период значение коммутационных провалов может быть найдено по формуле

$$U_{dK}^{II} = \frac{3}{4\pi} U_L \left[ \int_{\alpha}^{\pi/3} \sin \omega t d\omega t + \sqrt{3} \int_{\pi/3}^{\alpha + \gamma_T} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) d\omega t + \int_{\pi/3}^{\pi/3 + \gamma_d} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t \right] = \frac{U_{d0}}{4} \left[ 2 + \cos \alpha - \cos \gamma_d - \sqrt{3} \cos \left( \alpha + \gamma_T - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (3)$$

III зона соответствует угловому диапазону  $\pi/3 \leq \alpha < (\pi/3 + \gamma_d)$  (рис. 3). В этой зоне происходит наложение углов коммутации, причем первым коммутирует диод. Векторная диаграмма показывает, что переменные напряжения вырождаются на выходе моста в одно линейное напряжение, опережающее на  $\pi/6$  линейное напряжение, необходимое для коммутации тиристоров. Это опережающее напряжение не препятствует коммутации тиристоров, которая начинается в момент подачи управляющего импульса. При этом на индуктивности рассеивания общей фазы, входящей в оба контура коммутации, создается перепад напряжения ступенчатой формы, в результате чего «новый» включающийся диод запирается на время коммутации тиристоров и остается в таком положении до тех пор, пока напряжение не восстановится до величины, необходимой для его коммутации. Из сказанного ясно, что процесс коммутации в ПУВ происходит не одновременно, а распадается на несколько чередующихся двухфазных процессов. Поэтому и трехфазного короткого замыкания в ПУВ не бывает. Согласно рис. 3, среднее значение коммутационного провала составляет

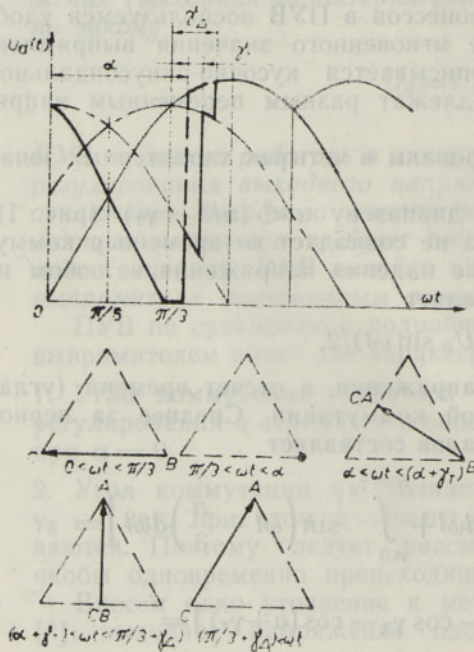


Рис. 3. Коммутационные провалы и векторные диаграммы выходных напряжений ПУВ при  $\pi/3 < \alpha < (\pi/3 + \gamma_d)$ .

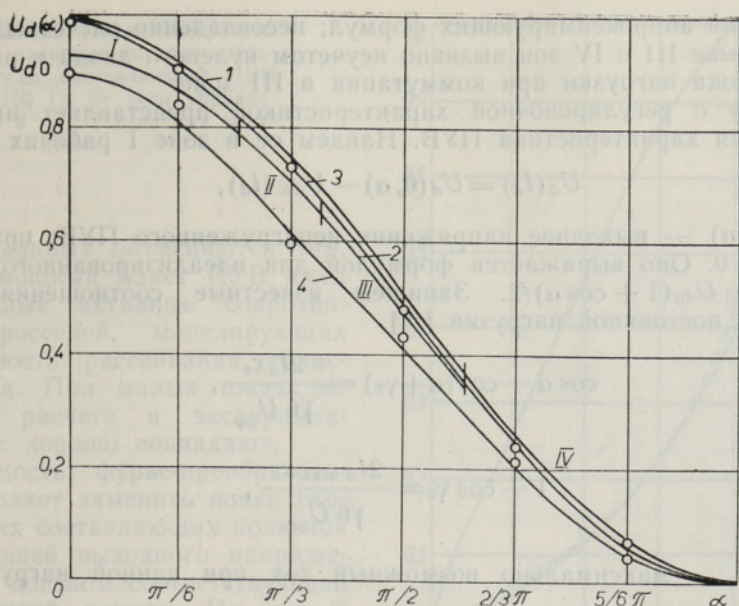


Рис. 4. Расчетные (1, 2) и экспериментальные (3, 4) регулировочные характеристики ПУВ.

$$U_{dK}^{III} = \frac{3}{4\pi} U_{\pi} \left[ \sqrt{3} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma_{\pi}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d\omega t + \int_{\alpha}^{\pi/3+\gamma_{\pi}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) d\omega t \right] =$$

$$= \frac{U_{d0}}{4} \left[ 2 \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) + \cos \alpha - \cos \gamma_{\pi} - \sqrt{3} \cos\left(\alpha + \gamma_{\pi} - \frac{\pi}{6}\right) \right]. \quad (4)$$

IV зона соответствует угловому диапазону  $\alpha \geq (\pi/3 + \gamma_{\pi})$ . Здесь коммутационного провала не бывает по следующей причине: вместо коммутации диодов ток нагрузки переходит на нулевой вентиль; тем самым ток нагрузки прекращается в «старом» тиристоре. При включении «нового» тиристора запирается нулевой вентиль, а «старый» тиристор оказывается уже выключенным. Поэтому «реальный» ПУВ при больших углах управления обладает свойствами идеализированного ПУВ, т. е.

$$U_{dK}^{IV} = 0. \quad (5)$$

Найденные выражения позволяют построить регулировочную характеристику ПУВ в относительных единицах

$$U_d^*(\alpha) = \frac{U_d(\alpha) - U_{dK}^n(\alpha)}{U_{d0}}, \quad (6)$$

где  $n \in \{I, \dots, IV\}$ , а  $U_d(\alpha)$  — выходное напряжение идеализированного ПУВ.

На рис. 4 представлены расчетные регулировочные характеристики для идеализированного (1) и «реального» (2) ПУВ, а также соответствующие экспериментальные характеристики для идеализированного (3) и «реального» (4) маломощного ПУВ. Небольшие различия в кривых 1, 2 и 3, 4 объясняются тем, что при расчетах пренебрегали всеми активными сопротивлениями, чего нельзя достичь в эксперименте. На расчетной кривой «реального» ПУВ указаны пределы ис-

пользования аппроксимирующих формул; несовпадение расчетных кривых на стыке III и IV зон вызвано неучетом нулевого диода в распределении тока нагрузки при коммутации в III зоне.

Наряду с регулировочной характеристикой представляет интерес и выходная характеристика ПУВ. Найдем ее в зоне I рабочих углов

$$U_d(I_d) = U_d(0, \alpha) - U_{дк}(I_d), \quad (7)$$

где  $U_d(0, \alpha)$  — выходное напряжение ненагруженного ПУВ; при этом  $\gamma_T = \gamma_d = 0$ . Оно выражается формулой для идеализированного ПУВ  $U_d(0, \alpha) = U_{d0}(1 + \cos \alpha)/2$ . Запишем известные соотношения для некоторой постоянной нагрузки [10]

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma_T) = \frac{2I_d x_s}{\sqrt{6} U_{2\Phi}}, \quad (8)$$

$$1 - \cos \gamma_0 = \frac{2I_{d \max} x_s}{\sqrt{6} U_{2\Phi}},$$

где  $I_{d \max}$  — максимально возможный ток при данной нагрузке и  $\alpha = 0$ .

Подставляя соотношения (2) и (8) соответственно в формулу (7), получим выражение для выходной характеристики реального ПУВ в относительных единицах:

$$\begin{aligned} U_d^*(\alpha) &= \frac{U_d}{U_{d0}} = \left[ \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{1}{4} \left( \frac{2}{\sqrt{6} U_{2\Phi}} I_{d \max} x_s + \frac{2}{\sqrt{6} U_{2\Phi}} I_d x_s \right) \right] = \\ &= \left[ \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{I_{d \max} x_s}{2\sqrt{6} U_{2\Phi}} \left( 1 + \frac{I_d}{I_{d \max}} \right) \right] = \\ &= \left[ \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{1 - \cos \gamma_0}{4} \left( 1 + \frac{I_d}{I_{d \max}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Аналогично могут быть получены выходные характеристики ПУВ в остальных зонах работы. На рис. 5 они показаны для зоны I при двух углах управления. Некоторые отличия в расчетных и эксперимен-

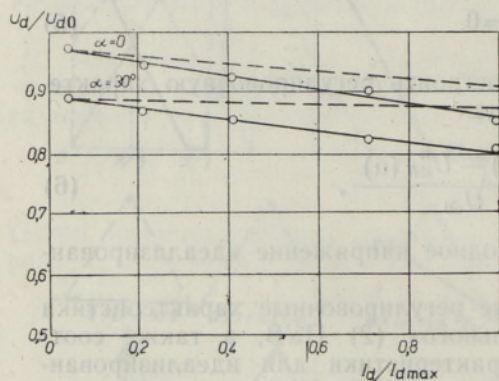


Рис. 5. Расчетные (пунктирные кривые) и экспериментальные (сплошные кривые) выходные характеристики ПУВ.

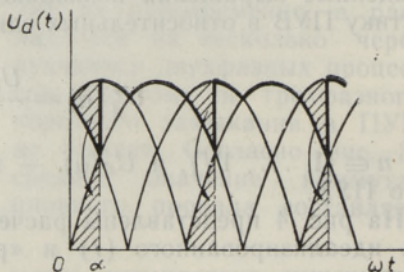
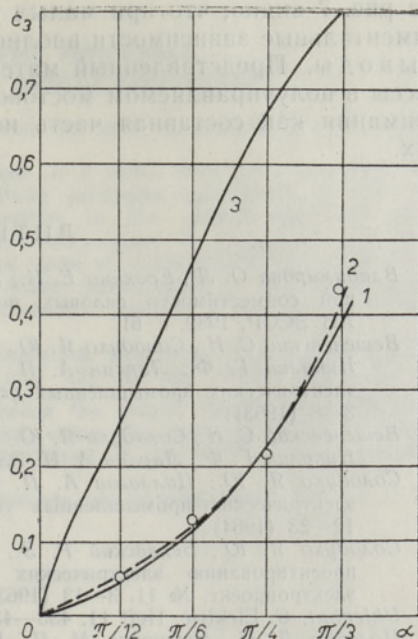


Рис. 6. Выходное напряжение полууправляемого выпрямителя.

Рис. 7. Расчетная (1) и экспериментальная (2) зависимости относительной амплитуды составляющей ПУВ с частотой 150 Гц от угла управления. Кривая 3 из [8] дана для сравнения.



тальных данных объясняются тем, что маломощный макет ПУВ имел значительные активные сопротивления дросселей, моделирующих индуктивность рассеивания трансформатора. При малых токах результаты расчета и эксперимента вполне хорошо совпадают.

Линейность фурье-преобразования позволяет заменить поиск гармонических составляющих полезной составляющей выходного напряжения ПУВ поиском соответствующей составляющей помехи. Из рис. 6 видно, что выходное напряжение идеализированного ПУВ (здесь мы пренебрегаем процессом коммутации) образуется как выходное напряжение неуправляемого мостового выпрямителя минус «помеха» — заштрихованные участки синусоиды. Составляющая с частотой 150 Гц эквивалентна первой гармонической указанной помехи и поэтому мы ее заменяем эквиординатной функцией. Соответственно сигнал помехи в относительных единицах имеет вид кусочно-синусной функции с нулевой начальной фазой. Найдем синусный коэффициент Фурье, который с учетом различия масштабов времени составляет

$$a_3 = \frac{3}{\pi} \int_0^{\alpha} \sin \omega t \cos 3\omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} \left[ -\frac{\cos(1+3)\omega t}{2(1+3)} - \frac{\cos(1-3)\omega t}{2(1-3)} \right]_0^{\alpha} =$$

$$= \frac{3}{8\pi} [-\cos 4\alpha + 2 \cos(-2\alpha) - 1]. \quad (10)$$

Косинусный коэффициент Фурье:

$$b_3 = \frac{3}{\pi} \int_0^{\alpha} \sin \omega t \sin 3\omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} \left[ \frac{\sin(1-3)\omega t}{2(1-3)} - \frac{\sin(1+3)\omega t}{2(1+3)} \right]_0^{\alpha} =$$

$$= \frac{3}{8\pi} [-2 \sin(2\alpha) - \sin(4\alpha)]. \quad (11)$$

Общий коэффициент Фурье для составляющей с частотой 150 Гц:

$$c_3 = \frac{3}{8\pi} \sqrt{[-\cos 4\alpha + 2 \cos(-2\alpha) - 1]^2 + (-2 \sin 2\alpha - \sin 4\alpha)^2}. \quad (12)$$

В таблице приведены значения этого коэффициента для наиболее рациональной зоны регулирования

$\alpha$	0	$\pi/12$	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/3$
$c_3$	0	0,0276	0,118	0,238	0,357

Из рис. 7 видно, что при малых углах коммутаций расчетные и экспериментальные зависимости вполне хорошо совпадают.

Выводы. Представленный материал уточняет электромагнитные процессы в полупроводящем мостовом выпрямителе, который заслуживает внимания как составная часть источников питания на общих элементах.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Владимирова О. Л., Ерохина Е. И., Томсон Т. И. В кн.: Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей. Таллин, АН ЭССР, 1982, с. 61.
2. Вешневский С. Н., Солодухо Я. Ю., Цаллагов А. П., Замараев Б. С., Волков А. Ф., Никулин Г. Ф., Ларкин А. П. Инструктивные указания по проектированию электрических промышленных установок Ин-та тяжпромэлектропроект, № 11, 3—8 (1963).
3. Вешневский С. Н., Солодухо Я. Ю., Цаллагов А. П., Замараев Б. С., Волков А. Ф., Никулин Г. Ф., Ларкин А. П. Электричество, № 2, 74—77 (1964).
4. Солодухо Я. Ю., Цаллагов А. П. Инструктивные указания по проектированию электрических промышленных установок Ин-та тяжпромэлектропроект, № 4, 12—23 (1964).
5. Солодухо Я. Ю., Белявский Р. Э., Хзмалян Л. Д. Инструктивные указания по проектированию электрических промышленных установок Ин-та тяжпромэлектропроект, № 11, 3—13 (1963).
6. Uhlenhut, G. Elektrie, Heft 11, 435—439 (1966).
7. Поляков Л. М., Рашкович М. П., Шкловский Б. И. В кн.: Некоторые вопросы производства и применения средств силовой преобразовательной техники в народном хозяйстве. Секция II, вып. 3. М., «Информстандартэнерго», 1968, с. 59—67.
8. Русаков Е. В. Управляемые тиристорные выпрямители с несимметричными схемами. Саранск, 1973.
9. Булгаков А. А. Новая теория управляемого выпрямителя. М., «Наука», 1970.
10. Полупроводниковые выпрямители (под ред. Ф. И. Ковалева, Г. П. Мостковой). М., «Энергия», 1978.

Институт термофизики и электрофизики  
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию  
20 октября 1982

T. TOMSON, J. JEROHINA

#### ELEKTROMAGNETILISED PROTSESSID POOLJUHITAVATES SILDALALDITES

Pooljuhitavad sildalaldid (PJS) pälvivad tähelepanu ühisosaga toiteseadmete koostisosana. Artiklis on kirjeldatud PJS-i seni uurimata kommutatsiooniprotsesse. Kommutatsiooniprotsessid 1. töötsoonis  $\alpha < (\pi/3 - \gamma_T)$  vastavad tavalise sildalaldi kommutatsiooniprotsessidele; 2. töötsoonis  $(\pi/3 - \gamma_T) \leq \alpha < \pi/3$  tekib türistoride kommutatsioonivoolu arvel diodide loomuliku kommutatsiooni hilistumine; 3. töötsoonis  $\pi/3 \leq \alpha < (\pi/3 + \gamma_d)$  katkestab türistoride kommutatsioon juba alanud diodide kommutatsiooni; 4. töötsoonis  $\alpha \geq (\pi/3 + \gamma_d)$  türistoride kommutatsiooniprotsess puudub nullventiili toime tõttu. Kirjeldatud kommutatsiooniprotsesside alusel on leitud «reaalse» PJS-i reguleerimiskarakteristik  $U_d^*(\alpha)$  (6) ja väljundkarakteristik  $U_a^*(I_a)$  (9). Käsitades PJS-i väljundpinge erinevust tavalise sildalaldi väljundpingest mürana ja kasutades Fourier' teisenduse lineaarsust, on lihtsa võttega täpsustatud PJS-i väljundpinge põhiharmoonilise sisaldavus. Analüüsi tulemused langevad kokku eksperimendi tulemusega.

**ELECTROMAGNETIC PROCESSES  
IN HALF-CONTROLLED BRIDGE CONVERTERS**

Half-controlled bridge converters (HBC) can be used as components in a system with common element AC-DC converters.

In this paper the commutation processes in a HBC have been analyzed. In the first operation zone of  $\alpha < (\pi/3 - \gamma_T)$ , these processes correspond to the similar processes in a conventional bridge converter; in the second operation zone of  $(\pi/3 - \gamma_T) \leq \alpha < \pi/3$ , a delay in the diode commutation is caused by the thyristor commutation current; in the third operation zone of  $\pi/3 \leq \alpha < (\pi/3 + \gamma_d)$ , the thyristor commutation cuts off the earlier initiated diode commutation; in the fourth operation zone of  $\alpha \geq (\pi/3 + \gamma_d)$ , the thyristor commutation process is nonexistent because of the seventh «zero-diode» operation.

On the basis of the analyzed commutation processes, the operation function  $U_d^*(\alpha)$  (6) and load characteristics  $U_d^*(I_d)$  (9) of any «real» HBC have been determined. Considering the difference between the output signals of a conventional bridge and those of the HBC, a noise and, using the linearity of the Fourier conversion, the constituent of the 150 Hz harmonic in the HBC output voltage has been specified by a simple method.

The results of the analyses and experiments are in good agreement.