

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРИВОДА ВИБРАЦИОННЫХ МАШИН

М. А. ЖИТКОВ, Б. А. ЗАХАРОВ

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ при ТПИ)

В настоящее время при механической обработке металлов, в литейном производстве, горнорудной и других отраслях промышленности находят широкое применение вибрационные машины различного типа. Известны вибраторы с механическим, гидравлическим, пневматическим либо электромагнитным приводом. Вибрационные машины с электромагнитным приводом

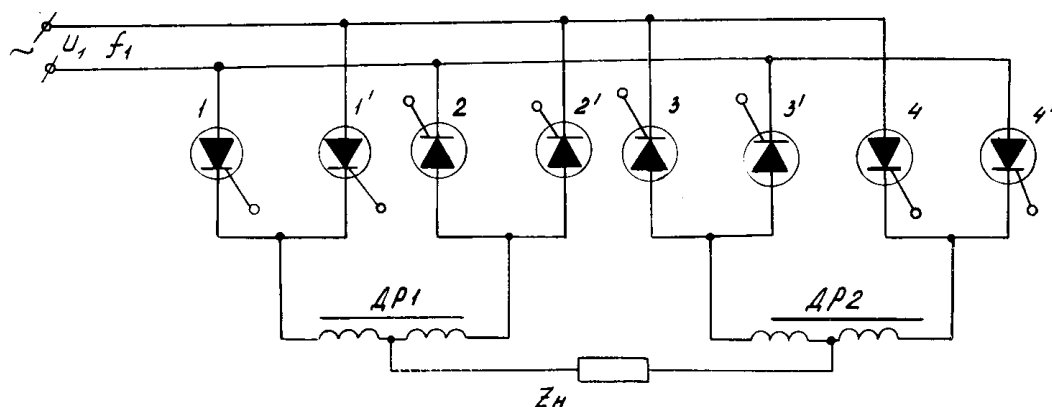


Рис. 1.

являются наиболее совершенными, так как в них необходимое возвратно-поступательное движение получается непосредственно, без каких-либо промежуточных механизмов.

Как правило, для питания тяговых катушек электромагнитов вибраторов используют электромашинные преобразователи частоты (ПЧ), обеспечивающие работу как при постоянной, так и при переменной частоте. Недостатки электромашинных ПЧ общеизвестны, поэтому с точки зрения компактности, экономичности и надежности вибростатических ПЧ целесообразно использование для их питания статических ПЧ.

Большую группу вибростатических ПЧ составляют грохоты, транспортеры, дробилки и другие механизмы, требующие для питания энергию переменного тока с частотой 25 *гц*. В таких случаях возможно использование известных ПЧ с непосредственной связью, осуществляющих деление частоты питающей сети.

Сущность деления частоты питающей сети на два можно уяснить, рассмотрев работу известного ПЧ с естественной коммутацией, принципиальная электрическая схема которого приведена на рис. 1.

При активной нагрузке выходное напряжение формируется из двух полуволн напряжения питающей сети, за счет поочередной работы в выпрямительном режиме групп вентилях 1'—3'; 1—3; и 2'—4'; 2—4. Кривая выходного напряжения показана на рис. 2. При работе на активно-индук-

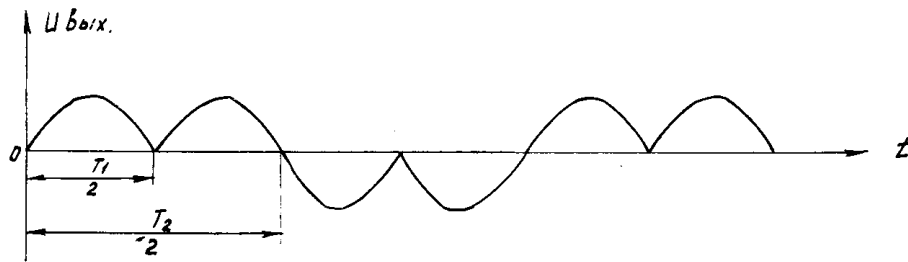


Рис. 2.

тивную нагрузку вентили вступающей в работу группы не будут проводить до тех пор, пока отстающий ток нагрузки не спадет до нуля. В этом интервале времени вентили выходящей из работы группы работают в инверторном режиме. Таким образом, при активно-индуктивной нагрузке длительность работы вентилях, входящих в одну группу, неодинакова. При низких значениях коэффициента мощности нагрузки вентили вступающей группы бу-

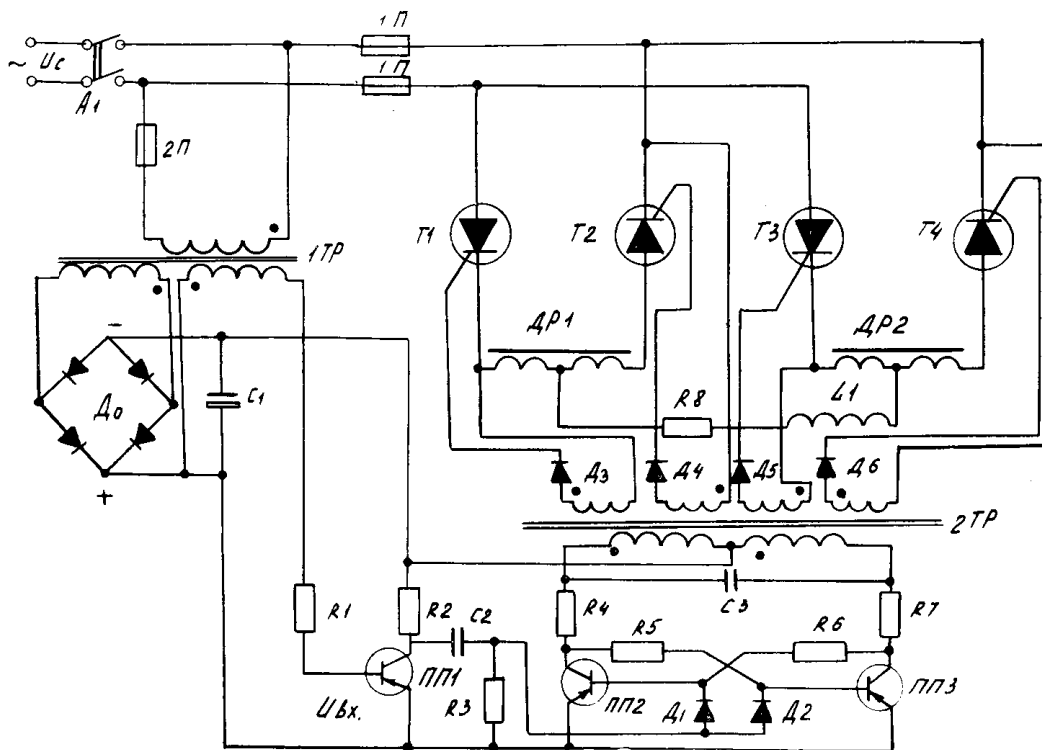


Рис. 3.

дут проводить в интервале  $\frac{\omega_1 T_1}{2} - \varphi_n$ , который может составлять единицы градусов. Очевидно, что в таком случае использование всех вентилях нецелесообразно и рассмотренную выше схему ПЧ можно привести к схеме, показанной на рис. 3.

Силовая часть ПЧ содержит коммутирующие дроссели и две группы тиристоров  $T_1 - T_3$  и  $T_2 - T_4$ , на управляющие электроды которых подаются импульсы управления с выхода двухтактного усилителя мощности, собранного на транзисторах ПП2 и ПП3. Усилитель мощности синхрони-

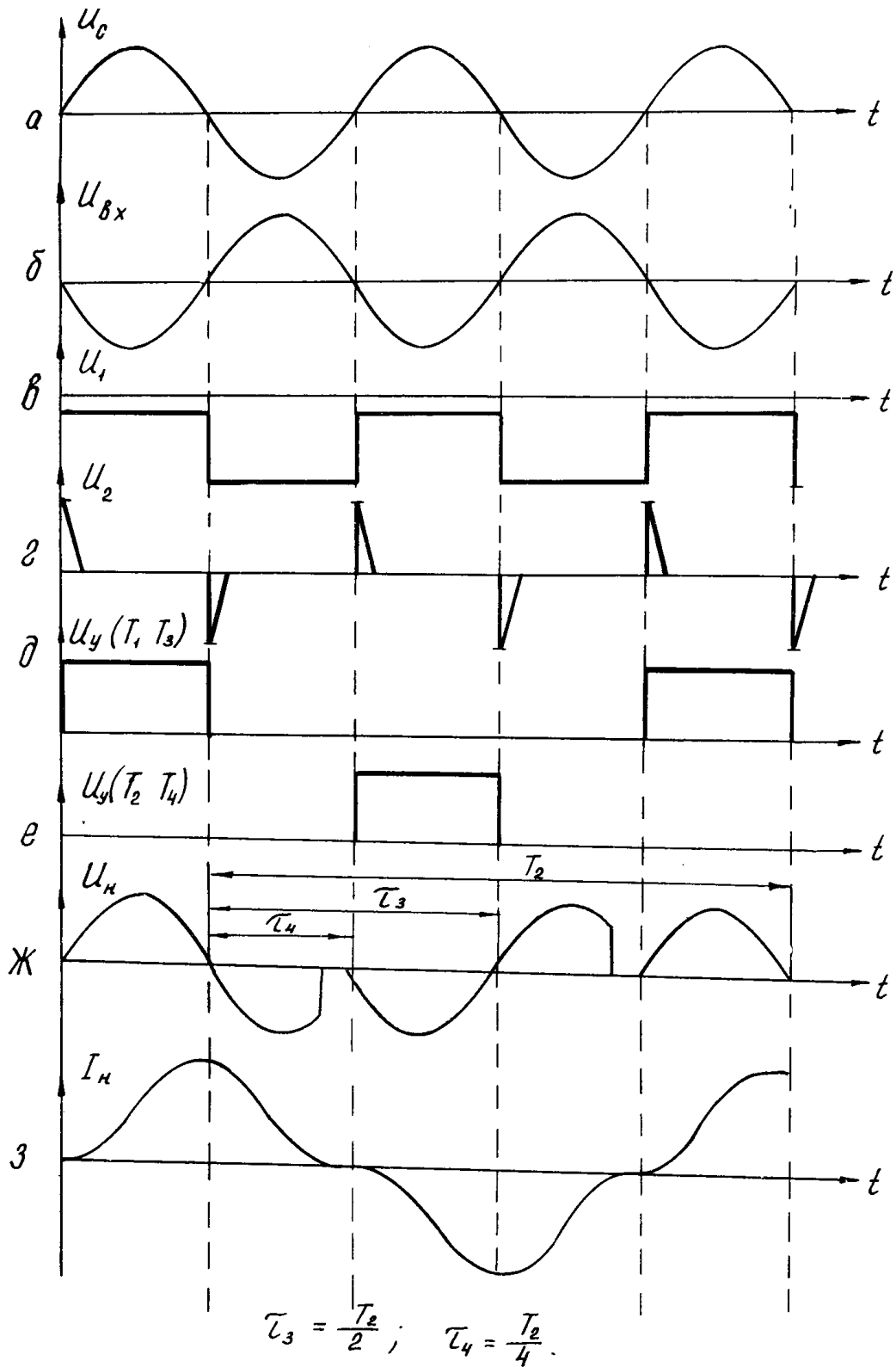


Рис. 4.

зируется частотой питающей сети с помощью усилителя на транзисторе ПП1. Эпюры напряжений в схеме рис. 3 представлены на рис. 4.

Выходное напряжение (гр. б) подается на базу транзистора ПП1 в противофазе с напряжением сети (гр. а). Прямоугольное напряжение (гр. в) с его коллектора дифференцируется (гр. г) и поступает на вход двухтакт-

ного усилителя. Длительность управляющих импульсов (гр. д, е), снимаемых с выходных обмоток импульсного трансформатора  $2TP$ , определяется его параметрами. Когда трансформатор насыщается, коллекторный ток транзисторов  $ПП2$  и  $ПП3$  ограничивается сопротивлениями  $R_4, R_7$ . Эпюры напряжения и тока в нагрузке показаны на (гр. ж, з).

Для качественной оценки формируемого на нагрузке напряжения определим его спектральный состав, используя разложение несинусоидальных функций в ряд Фурье. Кривая выходного напряжения (гр. ж) симметрична относительно оси абсцисс, поэтому разложение в ряд Фурье для нее имеет вид

$$f(t) = \sum_k^{\infty} [a_k \cos K \omega t + b_k \sin K \omega t] = \sum [F_k \sin (K \omega t + \theta_k)], \quad (1)$$

где

$$K = 1, 3, 5 \text{ — номер гармоники. } F_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \theta_k = \arctg \frac{a_k}{b_k};$$

Коэффициенты разложения определяются по формулам

$$a_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cos K \omega t d(\omega t), \quad (2)$$

$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \sin K \omega t d(\omega t). \quad (3)$$

Функция  $f(\omega t) = U_n(\omega t)$  определена следующим образом:

$$U_n(\omega_2 t) = U_m \sin 2\omega_2 t \text{ при } 0 \leq \omega_2 t \leq \varphi; \quad \varphi \leq \frac{\pi}{2};$$

$$U_n(\omega_2 t) = -U_m \sin 2\omega_2 t \text{ при } \frac{\pi}{2} \leq \omega_2 t \leq \pi.$$

Решая уравнения (2), (3) с учетом того, что  $\omega_1 = 2\omega_2$ , получаем:

$$a_k = \frac{2U_m}{\pi} \left[ -\frac{1 - \cos(2+k)\varphi + \cos(2+k)\pi}{2(2+k)} + \frac{1 - \cos(2-k)\varphi + \cos(2-k)\pi}{2(2-k)} \right], \quad (4)$$

Т а б л и ц а 1

Номер гармоники	Амплитуда гармоник напряжения (а)	Cos $\varphi$	Относительное содержание гармоник $\frac{U_k}{U_1}$
$K=1$	187	0	1
$K=3$	111	0	0,583
$K=5$	27,6	0	0,144
$K=7$	12,5	0	0,0668
$K=9$	7,25	0	0,039
$K=1$	186,2	0,035	1
$K=3$	110,3	0,035	0,57
$K=5$	26,4	0,035	0,141
$K=7$	12,3	0,035	0,0657
$K=9$	7,2	0,035	0,0383
$K=1$	154	0,5	1
$K=3$	81,3	0,5	0,525
$K=5$	43	0,5	0,286
$K=7$	33	0,5	0,214
$K=9$	5,6	0,5	0,0364

$$b_k = \frac{2U_m}{\pi} \left[ -\frac{\sin(2+k)\varphi + \sin(2+k)\frac{\pi}{2}}{2(2+k)} + \frac{\sin(2-k)\varphi + \sin(2-k)\frac{\pi}{2}}{2(2-k)} \right]. \quad (5)$$

Спектр тока соответствует спектру напряжения, а амплитуды гармоник тока определяются через полные сопротивления нагрузки для каждой гармоники:

$$I_k = \frac{U_k}{Z_k}. \quad (6)$$

Результаты расчета амплитуд гармоник напряжений приведены в табл. 1, для случая, когда питающая сеть имеет параметры:  $U = 220$  в,  $f = 50$  гц. Анализ расчетных данных позволяет сделать вывод, что выходное напряжение ПЧ по схеме рис. 3 незначительно отличается от напряжения на выходе ПЧ, собранного по схеме рис. 1. Так, при  $\cos \varphi = 0,5$  амплитуда первой гармоники напряжения на выходе упрощенного ПЧ снижается на 18,7%, а общее содержание высших гармонических в спектре увеличивается лишь на 5% по сравнению с напряжением ПЧ по схеме рис. 1. Очевидно поэтому, что при  $\cos \varphi = 0,5$  использование упрощенной схемы ПЧ вполне оправдано. При этом установленная мощность вентиля уменьшается вдвое, схема управления предельно упрощается, а весогабаритные показатели ПЧ сводятся к минимуму.

Таким образом, упрощенный ПЧ можно применять для питания нагрузки с низким коэффициентом мощности, когда не предъявляется жестких требований относительно формы выходного напряжения. В лаборатории электропривода НИИ АЭМ такие ПЧ были с успехом использованы при разработке источников питания электромагнитных приводов вибрационных грохотов мощностью (5 и 7) квт при выходной частоте  $f = 25$  гц.