

УДК 621.314.26:62-83

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА – ЦИКЛОКОНВЕРТЕРА

Щербаков Б.Ф., Нестеров С.А., Щербаков М.Б.

ЗАО «Электровыпрямитель – ЗСП»

ГОУВПО «МГУ им Н.П. Огарева»

ОАО «Ростелеком» г. Саранск

Тел.: (8432) 246460 E-mail: csher@newmail.ru

Аннотация: Приведены результаты анализа преобразовательной системы трехфазный мостовой инвертор тока – циклоконвертер на этапе эскизного проектирования.

Ключевые слова: Резонансные гармоники; коэффициент несинусоидальности; прямоугольная и синусоидальная модуляция; угол регулирования; отношение входной и выходной частоты; глубина модуляции; коэффициент мощности; коммутационная устойчивость; электрический фильтр.

Разработчиками системы инвертор-циклоконвертер на этапе эскизного проектирования была поставлена задача научно-исследовательской группе смоделировать эту систему, выполненную по схеме с нулевым проводом (рис. 1) на 18 тиристорах, а также по мостовой схеме и исследовать влияние различных устройств, входящих в эту систему, способов модуляции; величины угла регулирования α , отношений входной и выходной частоты – ν , глубины модуляции ξ , коэффициента мощности на качество выходного напряжения системы.

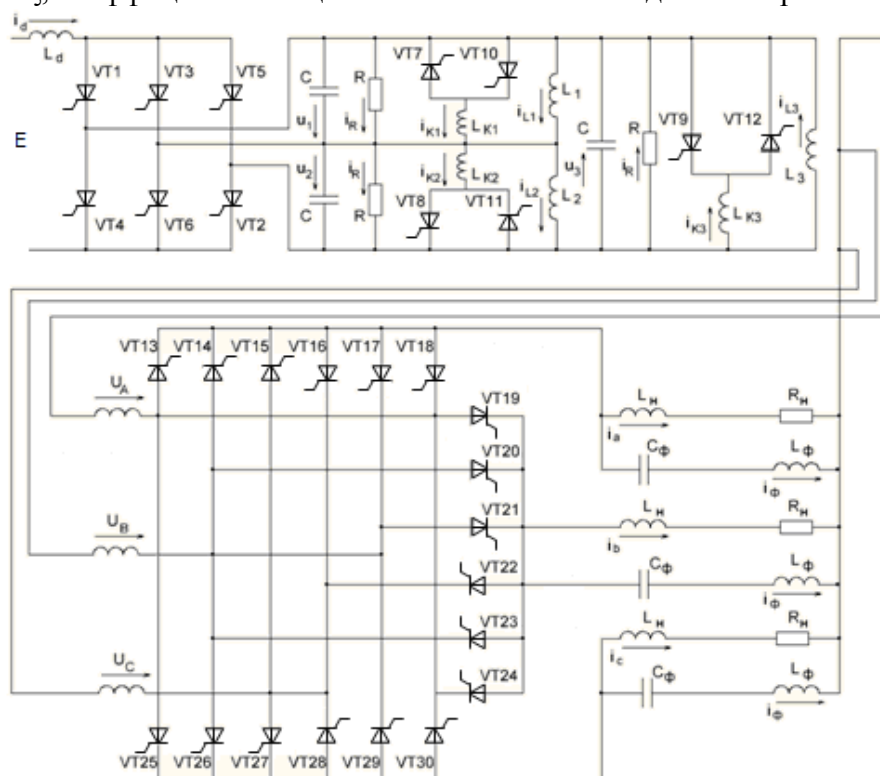


Рис. 1 Трехфазный мостовой инвертор тока – циклоконвертер с нулевым проводом.

Инвертор-циклоконвертер можно описать следующими уравнениями в нормальной форме [1,2]:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{E}{L_d} + \frac{u_1}{L_d} (VT3 \cdot VT4 - VT1 \cdot VT6) + \frac{u_2}{L_d} (VT5 \cdot VT6 - VT3 \cdot VT2) + \frac{u_3}{L_d} (VT1 \cdot VT2 - VT5 \cdot VT4);$$

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{1}{3C} \left(-\frac{2u_1}{R} + \frac{u_2}{R} + \frac{u_3}{R} - 2i_{L1} - 2i_{k1}(VT7 - VT10) + i_{L2} + i_{L3} + i_{k2}(VT11 - VT8) + i_{k3}(VT12 - VT9) - i_d(VT1 \cdot VT6 + VT1 \cdot VT2 - VT3 \cdot VT4 - VT5 \cdot VT4) \right);$$

$$\frac{du_2}{dt} = \frac{1}{3C} \left(-\frac{2u_2}{R} + \frac{u_1}{R} + \frac{u_3}{R} - 2i_{L2} - 2i_{k2}(VT11 - VT8) + i_{L1} + i_{L3} + i_{k1}(VT7 - VT10) + i_{k3}(VT12 - VT9) - i_d(VT5 \cdot VT6 + VT5 \cdot VT4 - VT3 \cdot VT2 - VT1 \cdot VT2) \right);$$

$$u_3 = -u_1 - u_2;$$

$$\frac{di_{k1}}{dt} = \frac{u_1}{L_k}(VT_7 + VT_{10}); \frac{di_{k2}}{dt} = \frac{u_2}{L_k}(VT_8 + VT_{11}); \frac{di_{k3}}{dt} = \frac{u_3}{L_k}(VT_9 + VT_{12});$$

$$u_A = ku_1; u_B = ku_2; u_C = ku_3;$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_A}{L}(VT_{18} - VT_{13}) + \frac{u_B}{L}(VT_{17} - VT_{14}) + \frac{u_C}{L}(VT_{16} - VT_{15}) - \frac{R}{L}i_a;$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{u_A}{L}(VT_{24} - VT_{19}) + \frac{u_B}{L}(VT_{23} - VT_{20}) + \frac{u_C}{L}(VT_{22} - VT_{21}) - \frac{R}{L}i_b;$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{u_A}{L}(VT_{30} - VT_{25}) + \frac{u_B}{L}(VT_{29} - VT_{26}) + \frac{u_C}{L}(VT_{28} - VT_{27}) - \frac{R}{L}i_c;$$

Здесь: k -коэффициент трансформации; $(VT_1 \cdot VT_6) \dots (VT_5 \cdot VT_6)$ – конъюнкция двух переключаемых тиристоров, равное единице каждая при приводящем состоянии двух тиристоров и нулю в остальное время; $(VT_7 + VT_{10}) \dots (VT_{25} + VT_{30})$ – дизъюнкция двух переключаемых тиристоров, равное единице при приводящем состоянии одного из тиристоров и нулю в остальное время.

Особое внимание уделено основному параметру выходного напряжения коэффициенту несинусоидальности и гармоническому спектру.

Как и следовало ожидать, с увеличением угла регулирования α возрастает относительное содержание высших гармоник (рис. 2)

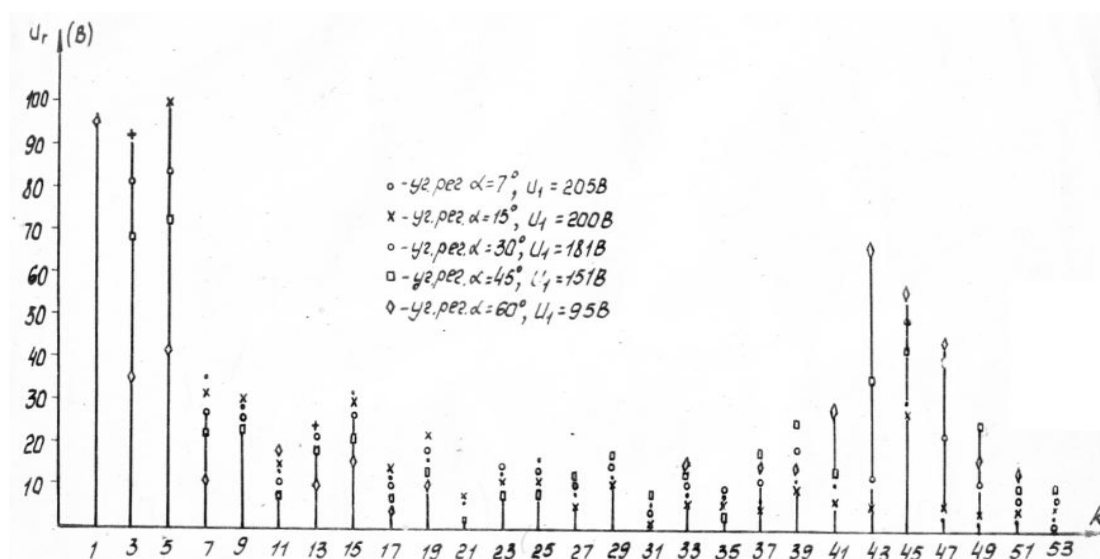


Рис. 2 График зависимости величин гармоник выходного напряжения преобразователя от угла регулирования α

Причем величины гармоник уменьшаются до появления резонансных гармоник, последние возрастают и в некоторых случаях могут оказаться близкими к основной или даже ее превзойти.

С увеличением угла регулирования (рис. 3) в пределах $0-45^\circ$ резонансные гармоники изменяются незначительно, однако, дальнейшее увеличение угла α , например с 45° до 60° , приводит к заметному росту резонансных гармоник, а, следовательно, и к увеличению коэффициента несинусоидальности $K_{НИ}$ (график рис. 3). При этом относительное смещение резонансных гармоник в спектре незначительное.

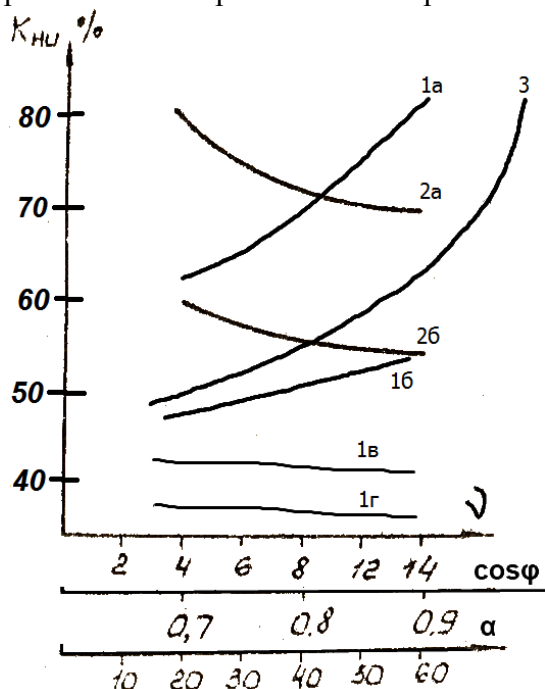


Рис. 3. Графики зависимости величины коэффициента несинусоидальности от величины коэффициента мощности (1а — с треугольной модуляцией, 1б — с синусоидальной модуляцией; 1в — с треугольной и 1г — с синусоидальной модуляцией с применением фильтра; от величины отношения входной и выходной частоты; 2а — при треугольной, 2б — при синусоидальной модуляции; от величины угла регулирования — кривая 3)

Графики на рисунке 4 иллюстрируют зависимости изменения величин гармоник и их расположение.

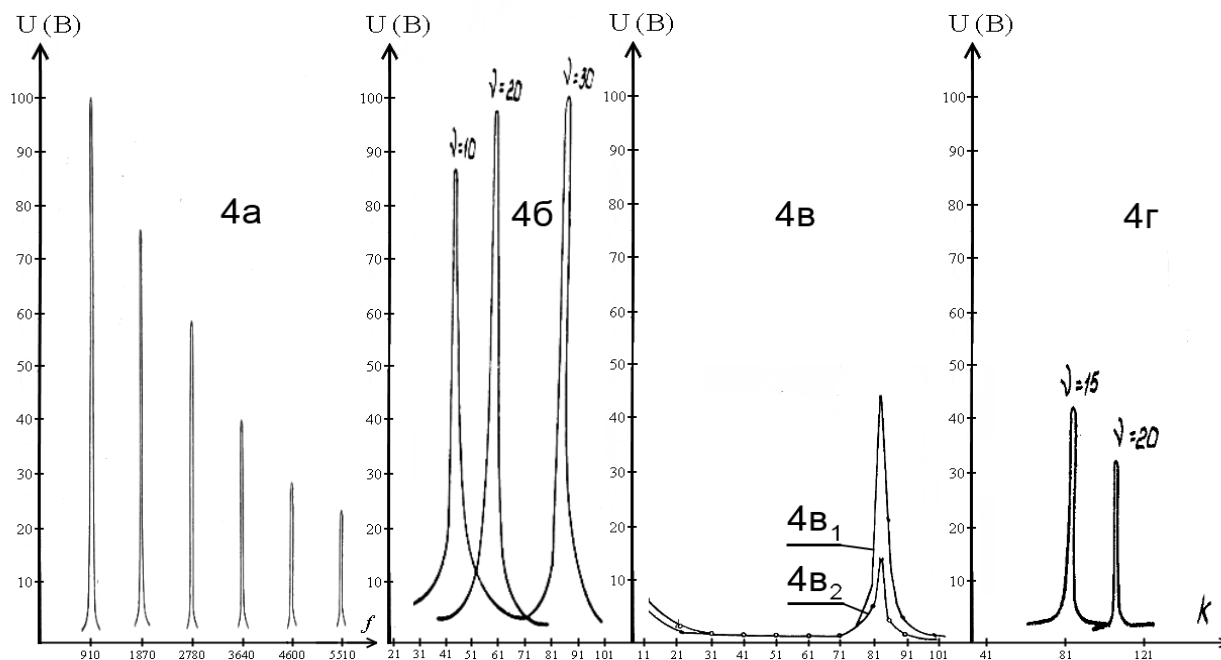


Рис. 4. Графики зависимости изменения величин гармоник и их расположение: 4а — размещение резонансных гармоник; 4б — зависимость от величины отношения входной и выходной частоты; 4в — от применения электрического фильтра; $4B_1$ — без включения фильтра и $4B_2$ — с подключенным фильтром; 4г — сдвиг резонансных гармоник в область высоких частот при использовании непосредственного преобразователя частоты, выполненного по мостовой схеме.

Для уменьшения влияния резонансных гармоник на асинхронный двигатель целесообразно их смещать в более высокочастотную часть спектра. Значительное смещение этих гармоник происходит при изменении величины отношения входной и выходной частоты ν

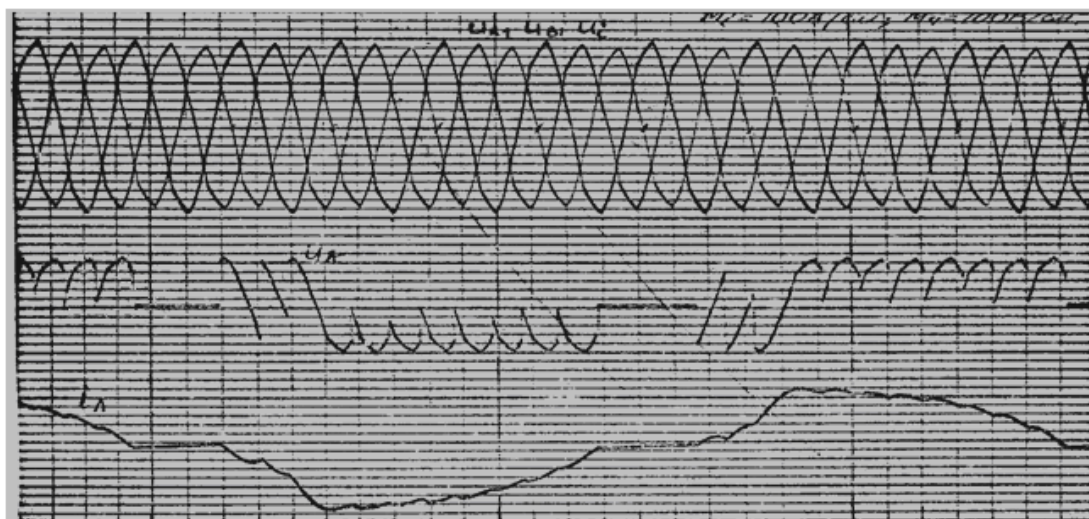
(рис. 4б). Следует отметить, что величины коэффициента несинусоидальности вместе с основной гармоникой изменяются при этом незначительно.

Проведенные исследования зависимости качества выходного напряжения от коэффициента мощности показали, что при изменении коэффициента мощности действующее значение первой гармоники и коэффициента несинусоидальности изменяются незначительно (рис. 3). С изменением глубины модуляции ξ размещение резонансных гармоник сохраняется (при $f=\text{const}$) при незначительном отклонении их величин. Увеличение глубины модуляции приводит к улучшению коэффициента несинусоидальности. Однако при этом существует опасность срыва коммутации.

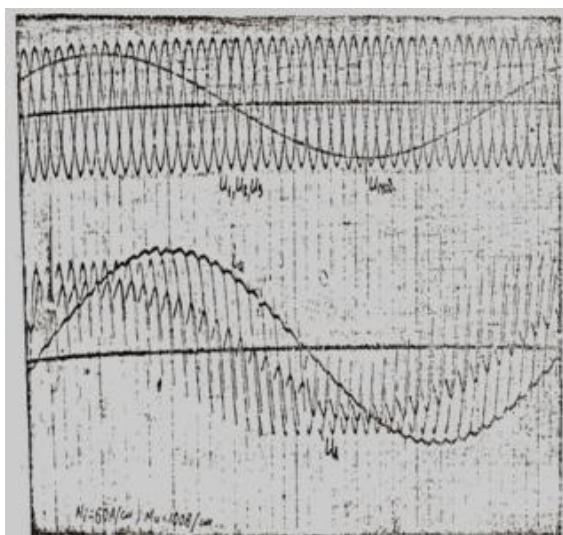
Таким образом, изменения отношения входной и выходной частоты циклоконвертера, глубины модуляции и коэффициента мощности приводят к незначительному изменению величины коэффициента несинусоидальности. При переходе от треугольной модуляции к синусоидальной коэффициент несинусоидальности уменьшается на 8-12 %. Для обеспечения коммутационной устойчивости циклоконвертера величина глубины модуляции ξ не должна превышать 0,85.

Для дальнейшего улучшения качества выходного напряжения рассчитан и смоделирован электрический фильтр с параметрами $\cos\varphi=0,7$, $\xi=0,85$, $C_{\phi}=31\text{мкф}$, $L_{\phi}=0,25\text{мГн}$, основная цепь которого L_{ϕ} и C_{ϕ} представлена на рис. 1, позволяющий снизить величину коэффициента несинусоидальности с 65% до 35% (рис. 4в) и повысить качество выходного напряжения (рис. 5б).

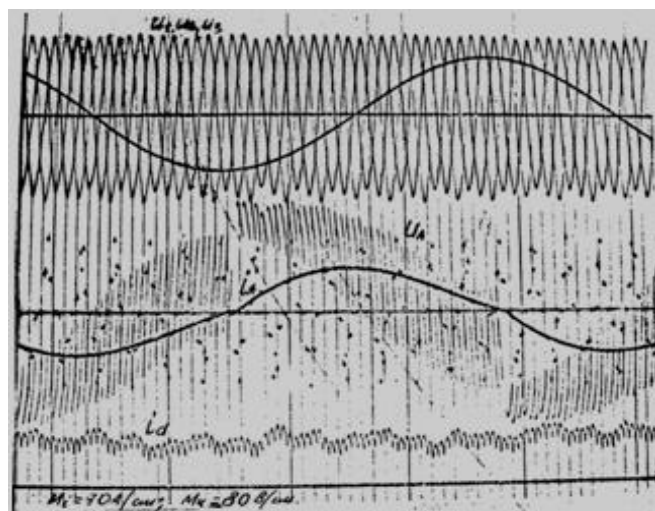
На математической модели были апробированы трехфазный инвертор тока – циклоконвертер с прямоугольной модуляцией (рис. 5а), с синусоидальной модуляцией (рис. 5б) с применением электрического фильтра и с непосредственным преобразователем частоты, выполненным по мостовой схеме (рис. 5в).



5а



5б



5в

Рис. 5 Осциллограммы токов и напряжений трехфазного инвертора тока – циклоконвертера с нулевым проводом (5а – с прямоугольной модуляцией; 5б – при синусоидальной модуляции с применением фильтра); 5в – выполненного по мостовой схеме.

Исследования показали, что в такой схеме даже при треугольной модуляции величина коэффициента несинусоидальности ниже чем в схеме с нулевым проводом и синусоидальной модуляцией (рис. 3).

Из графика (рис. 4г) видно еще одно преимущество мостовой схемы – значительный сдвиг резонансных гармоник в сторону высших частот с уменьшением их величин. Вместе с этим, в случае применения циклоконвертера, выполненного по трехфазной нулевой схеме, потребуется дополнительная установка согласующего трансформатора, что приводит к увеличению массогабаритных и ухудшению энергетических показателей системы.

Результаты исследования системы трехфазный инвертор тока – циклоконвертер были внедрены при разработке агрегатов типа ПТС. Гармонический состав и коэффициент несинусоидальности, измеренный на агрегате, практически аналогичны полученным на математической модели.

Библиографические ссылки:

1. **Щербаков Б.Ф.** Построение оптимальных схем – аналогов вентильных систем, «Электротехника», №3, 1977 г.
2. **Щербаков Б.Ф., Зильберман А.Е., Русаков А.Е.** Математическая модель для исследования работы тиристорных инверторов напряжения «Вопросы судостроения» серия «Судовая электротехника и связь», выпуск 19, Ленинград, 1987 г.

Сведения об авторах

Щербаков Борис Федорович – кандидат технических наук, научный сотрудник ЗАО «Электровыпрямитель - завод специальных преобразователей», email: csher@newmail.ru

Нестеров Сергей Александрович – кандидат технических наук, доцент Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева, email: nesterov@mrsu.ru

Щербаков Максим Борисович – ведущий инженер-программист ОАО «Ростелеком», email: csher@newmail.ru

IMPROVING THE QUALITY OF OUTPUT VOLTAGE CONVERTER SYSTEM THREE-PHASE INVERTER CURRENT – CICLOCONVERTER

Summary: The results of the analysis of converter system including three-phase bridge current source inverter and cycloconverter at the stage of conceptual design are discussed.

Keywords: Total harmonic distortion coefficient, rectangular and sinusoidal modulation, angle control, input/output frequency ratio, modulation depth, power factor, switching stability, electric filter.