

Е.Я.Букина, С.А.Харитонов, докт.техн.наук
Новосибирский государственный технический университет,
пр. Карла Маркса, 20, Новосибирск, 630092, Россия.
e-mail: kharit@yandex.ru

Предложен закон управления циклоконвертором, позволяющий повысить значение входного коэффициента мощности на $8,5 \div 14,5\%$. Представлена схемная реализация циклоконвертора на базе нулевой и мостовой шестипульсных схем для предложенного закона управления. Приведен способ компенсации нелинейности циклоконвертора. Рассматривается метод анализа схемы циклоконвертора с предложенным законом управления. Приведены расчеты коэффициента мощности для разных режимов работы циклоконверторов. Количественно определено, насколько увеличивается коэффициент мощности. Проведено сравнение коэффициентов мощности для четырех законов управления. Показано, что предложенный закон имеет максимальное значение. Работа выполнена по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г. Библ. 3, рис. 12.

Ключевые слов: циклоконвертор, коэффициент мощности, закон управления.

Введение. Несмотря на известные недостатки непосредственных преобразователей частоты с естественной коммутацией (циклоконверторов), данный тип преобразователей, по-прежнему, находит применение при питании от промышленной сети или промежуточного звена повышенной частоты, в устройствах частотного пуска мощных высоковольтных двигателей, в специальных низкочастотных электромеханических системах, а также в автономных системах генерирования электрической энергии. В статье предлагается способ повышения значения входного коэффициента мощности циклоконвертора за счет использования названного авторами комбинированного закона управления (под законом управления понимается зависимость от времени углов управления тиристорами α).

Структурная схема системы с циклоконвертором показана на рис. 1, где $u_c, i_c, m_1, \omega_1, u_2, i_2, m_2, \omega_2$ – напряжение, ток, число фаз и циклическая частота питающей сети на входе и на выходе циклоконвертора соответственно. Рассматриваются два типа циклоконверторов соответственно на базе нулевых и мостовых схем управления, для их идентификации введен известный параметр q , который определяется следующим образом: $q=1$ – для нулевых схем, $q=2$ – для мостовых схем.

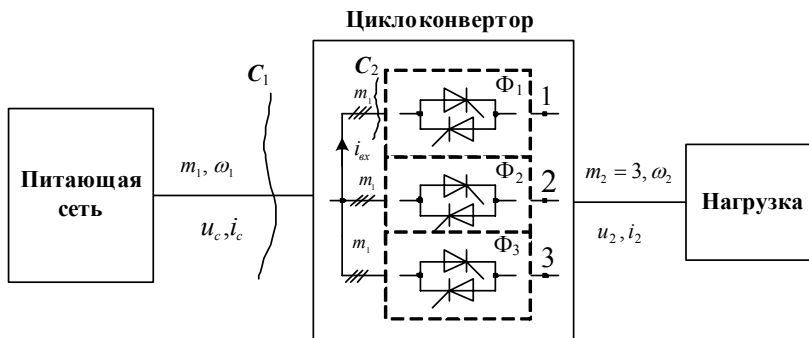


Рис. 1

Для определенности примем, что циклоконвертор формирует трехфазное выходное напряжение с помощью одинаковых преобразователей Φ_1, Φ_2, Φ_3 . Входной коэффициент мощности определяется в сечениях C_1 и C_2 в соответствии с соотношением $\chi_{m2}^{q,m1} = P/S$, где P, S – активная и полная мощности в сечениях C_1 и C_2 .

Комбинированный закон управления. В работах [1,3] пока-

зано, что входной коэффициент мощности увеличивается с ростом амплитуды основной гармоники выходного напряжения. Этот вывод позволил предложить использовать в циклоконверторе хорошо известный способ расширения линейного диапазона регулирования в трехфазном инверторе напряжения за счет прибавления к сигналу управления гармоник с частотами $\nu = 3k\omega_2, k = 1, 2, 3 \dots$ [1].

Для предлагаемого комбинированного закона управления характер изменения углов управления для трех выходных фаз преобразователя $\alpha_{jCOM}(\vartheta_2)$ можно определить на интервале $[0, \pi]$ в соответствии с рис. 2 с помощью следующего соотношения: $\alpha_{jCOM}(\vartheta_2) = \alpha_{jSIN}(\vartheta_2) + \Delta\alpha_{midl}(\vartheta_2)/2$, где $\vartheta_2 = \omega_2 t$, $\alpha_{jSIN}(\vartheta_2) = (\pi/2) \{1 - M \sin[\vartheta_2 - (j-1)2\pi/3]\}$ – закон изменения углов управления для трех

выходных фаз преобразователя при синусоидальном законе управления ($j = 1, 2, 3$, что соответствует выходным фазам A, B и C) [2]; $\Delta\alpha_{mid}(\vartheta_2) = Midl\{\alpha_1(\vartheta_2), \alpha_2(\vartheta_2), \alpha_3(\vartheta_2)\}$ – комбинированная добавка (наличие данной комбинированной добавки определило название закона управления). Характер изменения её во времени иллюстрируется рис. 3, M – глубина модуляции.

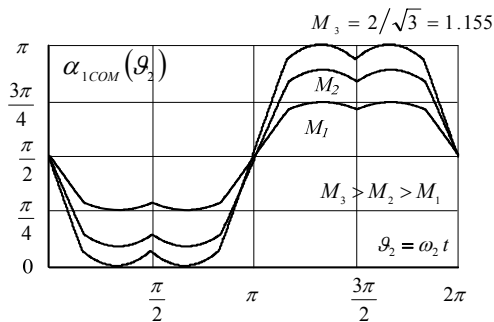


Рис. 2

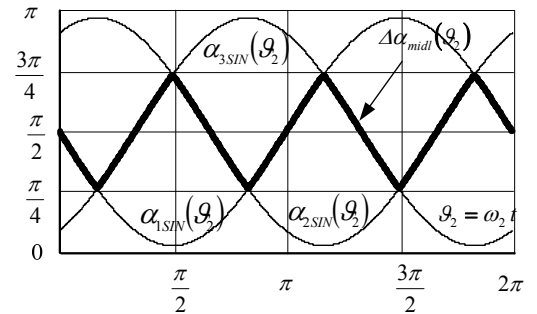


Рис. 3

Такой способ управления позволяет расширить линейный диапазон для входного синусоидального сигнала управления в $2/\sqrt{3} = 1,155$ раза [3]. Однако, как следует из рис. 3, в комбинированной добавке $\Delta\alpha_{mid}(\vartheta_2)/2$ присутствуют гармоники с частотами $(6k - 3)\omega_2$, где $k = 1, 2, 3, \dots$, которые приводят к появлению аналогичных составляющих в выходных напряжениях преобразователя частоты. Учитывая, что эти гармоники образуют в выходных напряжениях нулевую последовательность, они могут быть компенсированы путем добавления реверсивного вентильного комплекта (BK_0) в нулевой провод нагрузки, который генерирует напряжение e_{20} , как это показано на рис. 4 (нулевая схема) и 5 (мостовая схема), при этом закон управления для этого комплекта выбирается в виде

$$\alpha_0(\vartheta_2) = \mathfrak{Z}(M) \cdot \Delta\alpha_{mid}(\vartheta_2)/2,$$

где $\mathfrak{Z}(M)$ – функция учитывает изменение коэффициента передачи вентильных комплектов BK_A, BK_B и BK_C по гармонике с частотой $(6k - 3)\omega_2$ в зависимости от глубины модуляции M .

Проведенные исследования [2] позволяют предложить следующее выражение для функции

$\mathfrak{Z}(M)$: $\mathfrak{Z}(M) \approx 1 - 0.13528 \cdot M$. Выходные напряжения циклоконвертора в соответствии с рис. 4 и 5 будут определяться с помощью соотношения $u_{2j} = e_{2j} + e_{20}$, $j = A, B, C$, где e_{2A}, e_{2B}, e_{2C} – внутренние ЭДС комплектов BK_A, BK_B и BK_C .

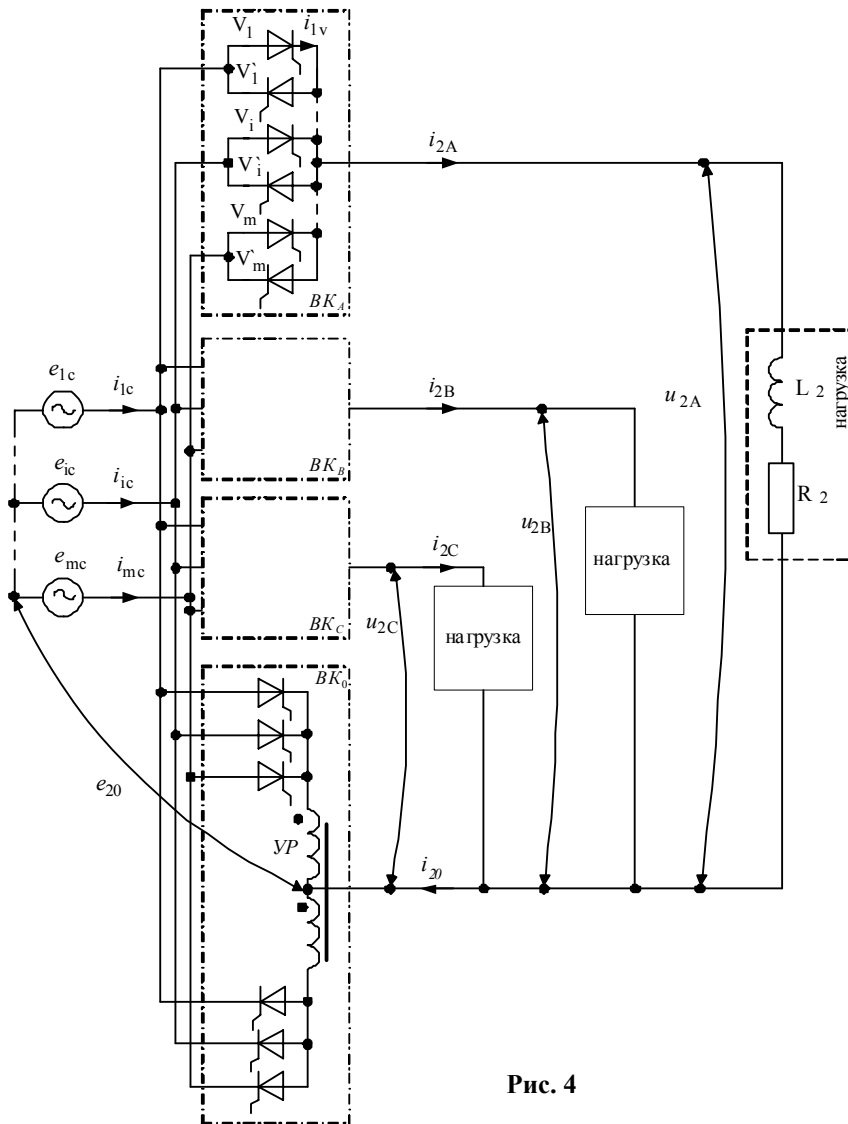


Рис. 4

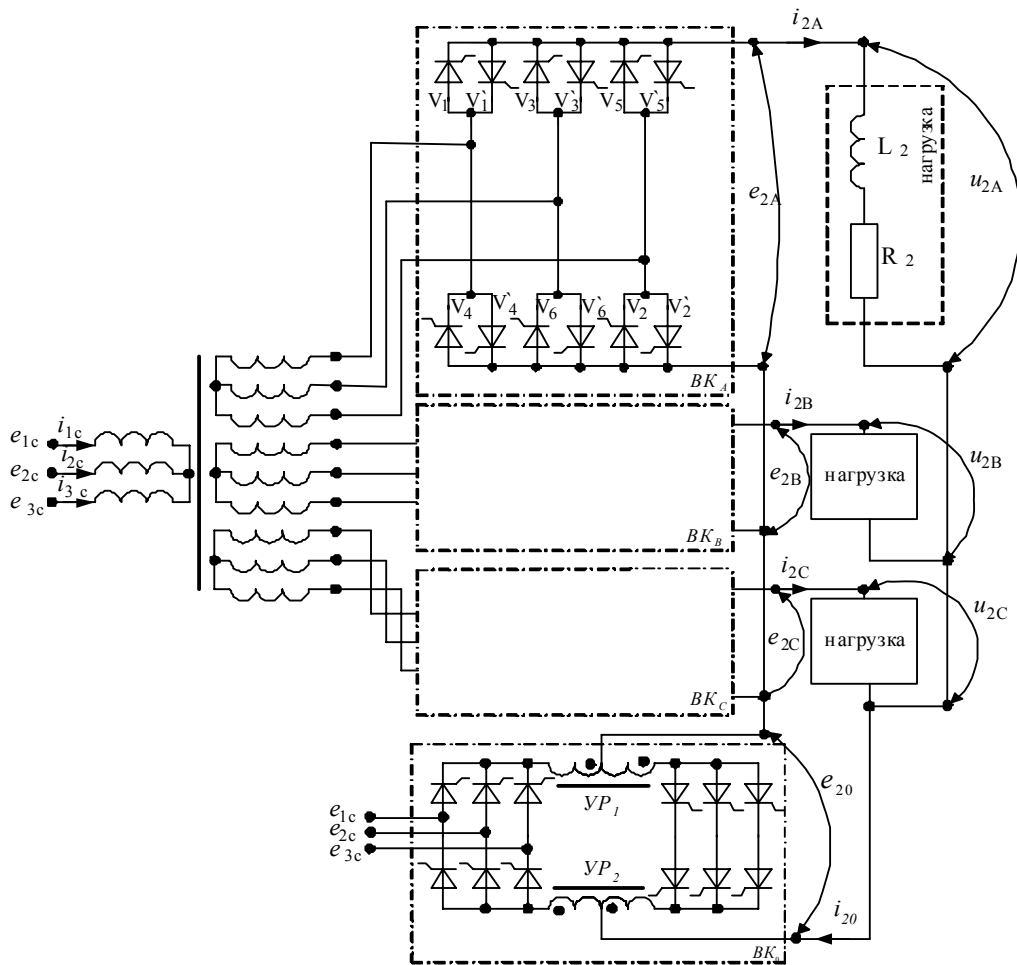


Рис. 5

На рис. 6 для схемы преобразователя с $q = 2, m_1 = 3$ и для различных значений кратности частот $a = \omega_1/\omega_2$ показана осциллограмма напряжения выходной фазы A в относительных единицах $u_{2A}/\sqrt{6}E_c$, где E_c – действующее значение напряжения питающей сети. Амплитудно-частотный спектр этого напряжения практически аналогичен спектру выходного напряжения при синусоидальном законе управления с той лишь разницей, что исключаются гармоники с частотами $(6k - 3)\omega_2$.

Как видно из рис. 4 и 5, реверсивный вентильный комплект BK_0 работает в режиме совместного управления, что требует установки уравнивающих реакторов (VP_1, VP_2) для ограничения уравнивающих токов внутри комплекта. Введение вентильного комплекта BK_0 не позволяет исключить полностью все гармоники нулевой последовательности, поэтому уравнивающие реакторы также выполняют функцию ограничения собственными индуктивностями рассеяния тока нулевой последовательности, который возникает под действием напряжения нулевой последовательности

$$u_{20} = (u_{2A} + u_{2B} + u_{2C})/3 = (e_{2A} + e_{2B} + e_{2C})/3 - e_{20}.$$

Используя модифицированный интегральный метод [2], получим следующее выражение для действующего значения основной гармоники выходного напряжения преобразователя:

$$E_{2(1)} = \frac{qm_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} 2 \left\{ J_1 \left(M \frac{\pi}{2} \right) J_0 \left(M \frac{3\sqrt{3}}{16} \right) + \left[J_2 \left(M \frac{\pi}{2} \right) - J_4 \left(M \frac{\pi}{2} \right) \right] J_1 \left(M \frac{3\sqrt{3}}{16} \right) \right\} E_c.$$

На рис. 7 в качестве примера для схемы преобразователя с $q = 2, m_1 = 3$ показана осциллограмма напряжения нулевой последовательности в относительных единицах $u_{20}/\sqrt{6}E_c$; амплитудно-частотный спектр этого напряжения – на рис. 8.

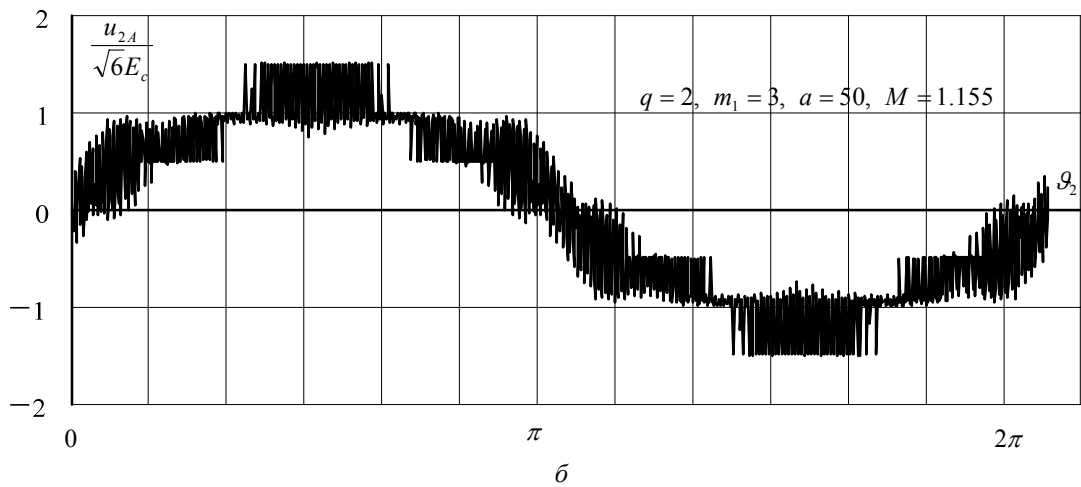
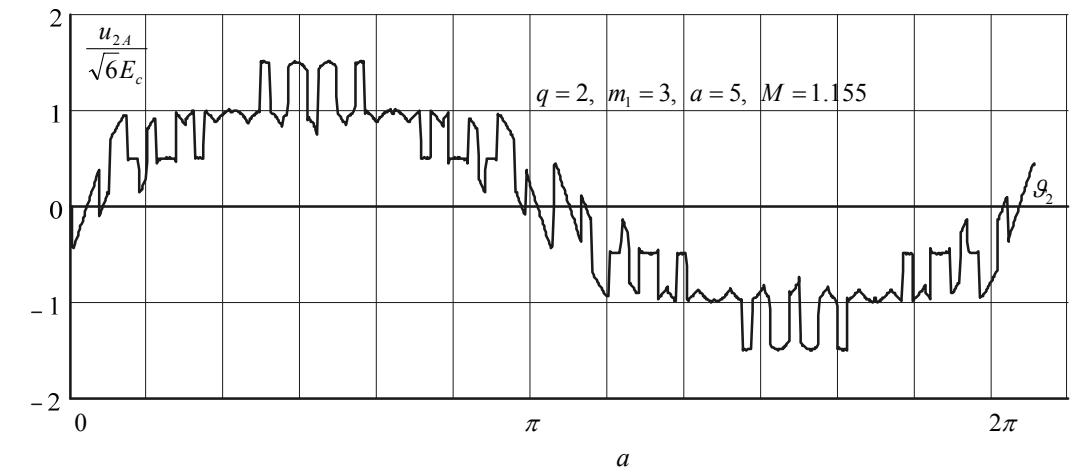


Рис. 6

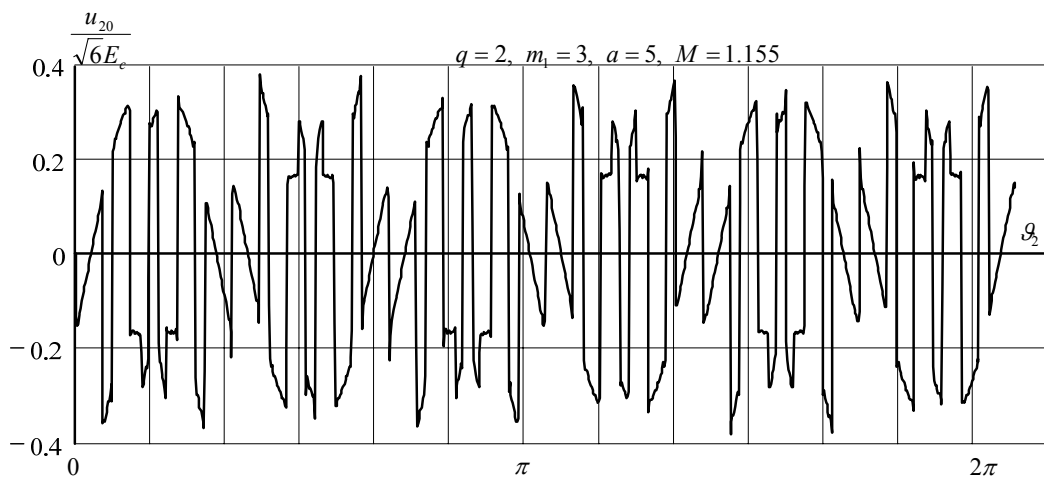


Рис. 7

График этой зависимости показан на рис. 9. Сравнивая его с аналогичным графиком для синусоидального закона [1], можно сделать вывод о том, что данный закон управления имеет максимальную величину основной гармоники на $8 \div 15\%$ больше.

Полагая, что нагрузка удовлетворяет гипотезе фильтра низкой частоты, примем в качестве допущения, что выходной ток циклоконвертора (i_2) близок по форме к синусоидальной. Тогда действующее значение этого тока I_2 примем равным действующему значению тока основной гармоники $I_2 = I_{2(1)}$.

Выражения для действующего значения входного тока преобразователя (i_{ex}) одной выходной фазы получим, воспользовавшись выводами работы [2]: $I_{ex} = I_2 / \sqrt{m_1}$ – для нулевых схем; $I_{ex} = I_2 / \sqrt{2/m_1}$ – для мостовых схем.

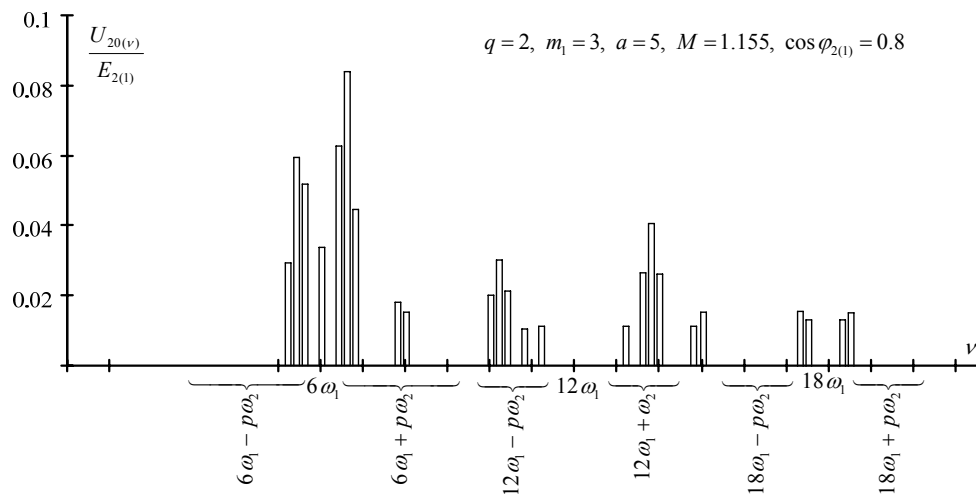


Рис. 8

Тогда полагая, что КПД циклоконвертора равен единице, а нагрузка симметрична, выражение для коэффициента мощности одной фазы циклоконвертора (χ_{1COM}^{q,m_1}) в сечении C_2 определится с помощью соотношения

$$\chi_{1COM}^{q,m_1} = \frac{P_{ex}}{S_{ex}} = \frac{E_{2(1)} I_{2(1)} \cos \varphi_{2(1)}}{m_1 E_c I_{ex}} = \frac{\sqrt{qm_1}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m_1} 2 \left\{ J_1 \left(M \frac{\pi}{2} \right) J_0 \left(M \frac{3\sqrt{3}}{16} \right) + \left[J_2 \left(M \frac{\pi}{2} \right) - J_4 \left(M \frac{\pi}{2} \right) \right] J_1 \left(M \frac{3\sqrt{3}}{16} \right) \right\} \cos \varphi_{2(1)},$$

где P_{ex}, S_{ex} – активная и полная мощности в сечении C_2 , $\varphi_{2(1)}$ – угол сдвига основной гармоники тока

нагрузки относительно основной гармоники выходного напряжения циклоконвертора.

На рис. 10, а в качестве примера показаны зависимости коэффициента мощности χ_{1COM}^{q,m_1} от глубины модуляции M для трехфазной нулевой и трехфазной мостовой схем преобразователей частоты. Из рис. 10, б следует, что коэффициент мощности при таком законе управления несколько больше, чем при синусоидальном (χ_{1SIN}^{q,m_1}).

Определим для мостовой схемы циклоконвертора ($q=2, m_1=3$) коэффициент мощности в сечении C_1 ($\chi_{3COM}^{2,3}$). В работе [2] показано, что действующее значение тока питающей сети (I_c) в сечении C_1 для

данной схемы можно определить из соотношения $I_c = \sqrt{2} I_{2(1)} \sqrt{1 + 2 \xi(M, \cos \varphi_{2(1)})}$, где $\xi(M, \cos \varphi_{2(1)}) = (0.965 M - 0.079) \cos \varphi_{2(1)} - 1.138 M + 0.821$. Тогда коэффициент мощности циклоконвертора в сечении C_1 определится посредством соотношения

$$\chi_{3COM}^{2,3} = \frac{P_c}{S_c} = \frac{m_2 E_{2(1)} I_{2(1)} \cos \varphi_{2(1)}}{m_1 E_c I_c} \frac{\sqrt{3} \chi_{1COM}^{2,3}}{\sqrt{1 + 2 \xi(M, \cos \varphi_{2(1)})}},$$

где P_c, S_c – активная и полная мощности в сечении C_1 , $\chi_{1COM}^{2,3}$ – коэффициент мощности рассматриваемой схемы в сечении C_2 .

Зависимость коэффициента мощности $\chi_{3COM}^{2,3}$ от величины параметров M и $\cos \varphi_{2(1)}$ показана на рис. 11. Сравнивая величину $\chi_{3COM}^{2,3}$ с аналогичным коэффициентом при синусоидальном законе

управления [1], приходим к выводу, что при комбинированном законе коэффициент мощности больше примерно на столько, на сколько больше амплитуда основной гармоники выходного напряжения с этим законом управления, это составляет примерно 14,5% при глубине модуляции $M = 0,2$, и 8,5% – при максимальной глубине модуляции, что соответствует $M = 1$ при синусоидальном законе и $M = 2/\sqrt{3}$ – при комбинированном.

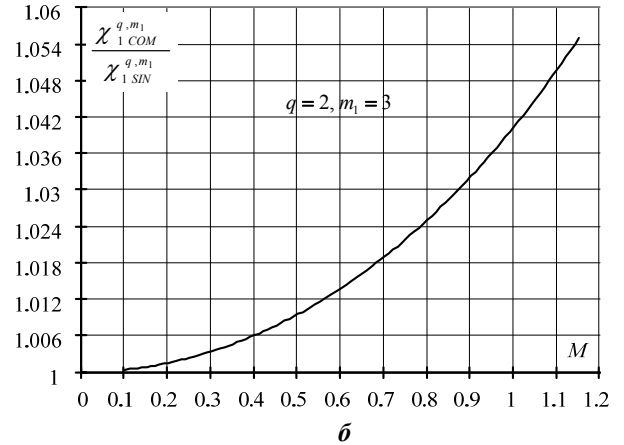
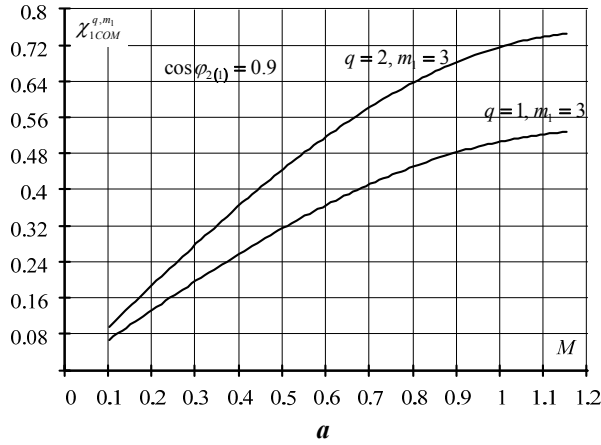


Рис. 10

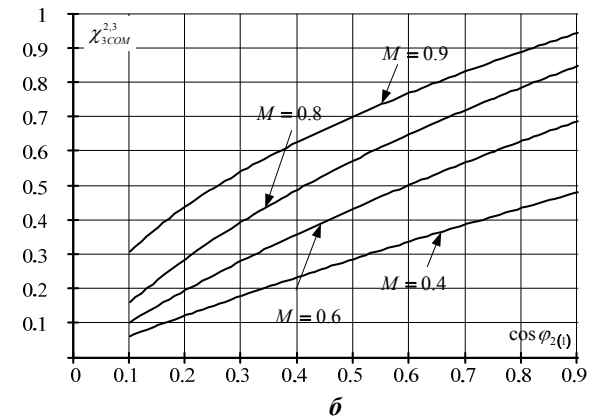
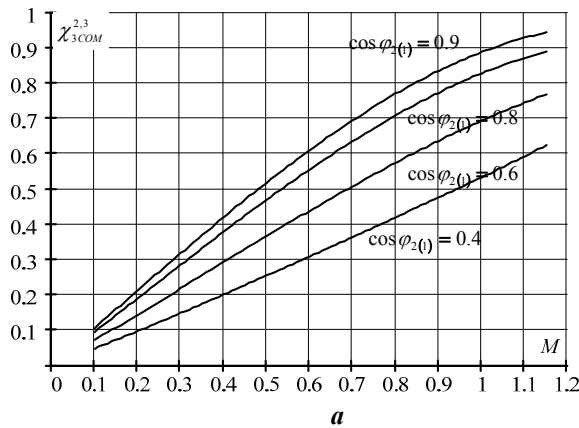


Рис. 11

На рис. 12, а для трехфазной мостовой схемы преобразователя ($q = 2, m_1 = 3$) с трехфазным выходом ($m_2 = 3$) при нагрузке с коэффициентом сдвига $\cos \varphi_{2(t)} = 0,8$ показана зависимость входного коэффициента мощности ($\chi_{c3}^{2,3}$) от глубины модуляции (M) для четырех законов управления, соответственно: синусоидального (SIN), арккосинусоидального (ARCCOS), трапецидального (TRAP) [1,2] и комбинированного (COM). На рис. 12, б – такая же зависимость, но в ней все коэффициенты отнесены к коэффициенту мощности при синусоидальном законе управления.

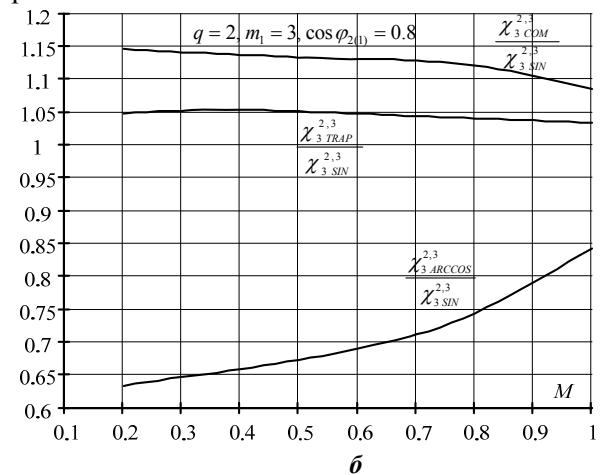
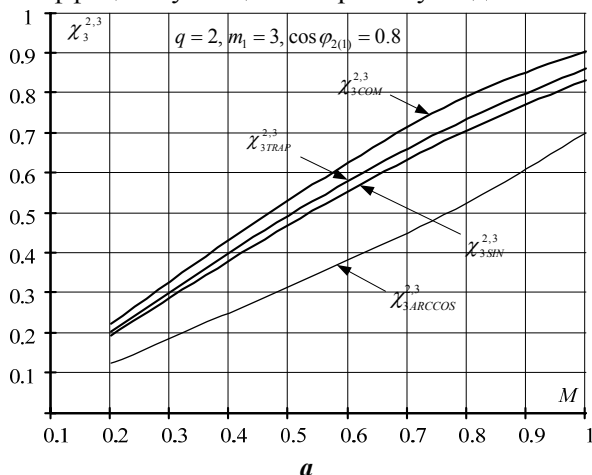


Рис. 12

При построении графиков на рис. 12 глубина модуляции при комбинированном законе управления нормализована, т.е. все её реальные значения были умножены на коэффициент $\sqrt{3}/2$.

Выводы. Максимальный входной коэффициент мощности имеет схема с комбинированным законом управления, его значения превышают аналогичный коэффициент при синусоидальном законе управления на 8,5÷14,5%. Однако применение такого закона управления требует установки дополнительного силового оборудования в виде вентиляционного комплекта BK_0 . Минимальный входной коэффициент мощности имеет схема с арккосинусоидальным законом управления, его значения меньше значений аналогичного коэффициента при синусоидальном законе управления на 16÷37%. Трапецеидальный закон управления имеет на 3,4÷5,3% большее значение входного коэффициента мощности, чем при синусоидальном законе управления.

1. Берестов В.М., Харитонов С.А. Анализ синусоидальной ШИМ с натуральной выборкой (методический аспект) // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2002. – Ч.2. – С. 31–37.
2. Грабовецкий Г.В., Ку克林 О.Г., Харитонов С.А. Непосредственные преобразователи частоты с естественной коммутацией для электромеханических систем. – Новосибирск: НГТУ, 2009. – 330 с.
3. Харитонов С.А. Энергетические характеристики циклоконверторов (Методический аспект) // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2009. – Ч.2. – С. 3–22.

КОМБІНОВАНЕ КЕРУВАННЯ ЦИКЛОКОНВЕРТОРОМ

О.Я.Букіна, С.О.Харитонов

Новосібірський державний технічний університет,

пр. К.Маркса, 20, Новосибірськ, 630092, Росія,

e-mail: kharit@yandex.ru

Запропоновано закон керування циклоконвертором, який дозволяє підвищити значення вхідного коефіцієнта потужності на 8,5–14,5%. Представлено схему реалізації циклоконвертора на базі нульової та мостової шести-пульсних схем для запропонованого закону керування та спосіб компенсації нелінійності циклоконвертора. Розглянуто метод аналізу схеми циклоконвертора з запропонованим законом керування. Наведено розрахунки коефіцієнта потужності для різних режимів роботи циклоконверторів та кількісно визначено, як він збільшується. Проведено порівняння коефіцієнта потужності для чотирьох законів керування. Показано, що запропонований закон має максимальне значення. Роботу виконано за державним контрактом № 13.G36.31.0010 від 22.10.2010 р. Бібл. 3, рис. 12.
Ключові слова: циклоконвертор, коефіцієнт потужності, закон керування.

COMBINED CONTROL CYCLOCONVERTER

E.Ja.Bukina, S.A.Kharitonov

Novosibirsk State Technical University,

Karla Marksa av., 20, Novosibirsk, 630092, Russia,

e-mail: kharit@yandex.ru

The propose law control cycloconverter, which increases the value of the input power factor on 8.5–14.5%. Two topologies of six-pulse cycloconverter considered. Way to compensate for the nonlinearity of the rectifier proposed. The method of analysis of the circuit cycloconverter with the proposed control law is considered. Calculation of power factor for various modes of cycloconverter made. Quantitative growth of the power factor is defined. Comparison of power factors for the four control laws made. It is shown that the proposed law has a maximum power factor. The work is carried out under the State contract No. 13.G36.31.0010 dated as of October 22, 2010. References 3, figures 12.

Key words: cycloconverter, power factor, control law.

1. Berestov V.M., Kharitonov S.A. Analysis of sinusoidal PWM with natural selection (methodological aspect) // Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Sylova elektronika ta enerhoeffektyvnist". – 2002. – Vol.2. – Pp. 31–37. (Rus)
2. Grabovetskii G.V., Kuklin O.G., Kharitonov S.A. Cycloconverter for electromechanical systems. – Novosibirsk: Novosibirskii gosudarstvennyi tekhnicheskii universitet, 2009. – 330 p. (Rus)
3. Kharitonov S.A. Characteristics energy cycloconverters (methodological aspect) // Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Sylova elektronika ta enerhoeffektyvnist". – 2009. – Vol.2. – Pp. 3–22. (Rus)

Надійшла 27.09.2012

Received 27.09.2012