

УДК 621.3.016.31

Д.Г. Садиков<sup>1</sup>, В.Г. Титов<sup>2</sup>, Д.В. Умяров<sup>3</sup>**РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ  
КАСКАДНЫМ МНОГОУРОВНЕВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ**АО «Гипрогазцентр»<sup>1</sup>,  
Нижегородский государственный технический университет им. П.Е. Алексеева<sup>2</sup>,  
ОАО «КБ Вымпел»<sup>3</sup>

Представлено описание разработанного пространственно-векторного алгоритма управления каскадным многоуровневым преобразователем частоты. Описан процесс оптимизации алгоритма по критерию минимального потребления электроэнергии из питающей сети. Приведены результаты моделирования системы электропривода на основе каскадного многоуровневого преобразователя частоты с использованием разработанного алгоритма. Сравнение результатов применения предложенного алгоритма с известными алгоритмами показало высокую эффективность предлагаемых решений в части повышения КПД и обеспечения высоких энергетических характеристик системы электропривода.

*Ключевые слова:* широтно-импульсная модуляция, каскадный многоуровневый преобразователь частоты, система управления, оптимизация, энергоэффективность.

Современные частотно-регулируемые преобразователи обеспечивают формирование и регулирование основной гармоника выходного напряжения методами импульсной модуляции.

Трехфазные автономные инверторы напряжения с управлением ключами по принципу широтно-импульсной модуляции на высокой несущей частоте являются основным типом преобразователей частоты для регулируемого электропривода переменного тока во всем диапазоне мощностей.

Фактически все выпускаемые на сегодняшний день частотно-регулируемые электроприводы переменного тока с автономным инвертором напряжения имеют реализацию ШИМ по одному из двух наиболее распространенных методов:

- метод синусоидальной ШИМ (SPWM);
- метод пространственной модуляции базовых векторов, векторная ШИМ (SVPWM).

Широтно-импульсная модуляция по синусоидальному закону получила наибольшее распространение на практике, несмотря на такие недостатки, как низкое использование напряжения источника питания (что не позволяет добиться максимально возможного КПД системы). Низкое использование напряжения источника питания в режиме синусоидальной центрированной ШИМ в области электропривода приводит к недоиспользованию асинхронного двигателя по напряжению приблизительно на 15% [3]. Поэтому одной из задач проектирования и разработки частотно-регулируемых преобразователей является увеличение полезной составляющей выходного напряжения на нагрузке.

Основным недостатком синусоидальной ШИМ, формируемой методом сравнения, является невысокий коэффициент использования напряжения питания. Он определяется соотношением [3]

$$U_{\text{лм}} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d, \quad (1)$$

где  $U_{\text{лм}}$  – максимальное значение амплитуды линейного выходного напряжения инвертора.

При единичном напряжении звена постоянного тока максимальная амплитуда линейных напряжений составляет (0,866), то есть при преобразовании происходит недоиспользо-

вание напряжения звена постоянного тока примерно на 14%. Это вредное явление приводит к потере момента двигателя, обычно рассчитанного на полное напряжение сети, и неоптимальному использованию высоковольтных элементов силовой схемы (IGBT-ключей, высоковольтных конденсаторов) [54].

Существуют два подхода к решению данной проблемы: модифицирование алгоритмов синусоидальной центрированной ШИМ путем введения третьей гармоники синусоидального сигнала, пилообразного сигнала и т.д. и переход к широтно-импульсной модуляции базовых векторов или векторной ШИМ. Модификации синусоидальной центрированной ШИМ имеют существенный недостаток – ухудшение гармонического состава выходного напряжения частотно-регулируемого преобразователя. Более перспективным средством достижения поставленной цели является векторная ШИМ, позволяющая увеличить выходное напряжение преобразователя частоты при снижении коммутационных потерь в силовых ключах инвертора.

Одним из эффективных и относительно несложных в реализации способов предмодуляции синусоидальной ШИМ является предмодуляция введением третьей гармоники в сигналы задания с амплитудой [3]

$$U_{nm} = \frac{1}{6} U'_{zm} . \quad (2)$$

Предмодуляция позволяет повысить коэффициент использования напряжения в режиме максимального неискаженного выхода теоретически до 1 ( $U_{\text{лм}} = U_d$ ) и снизить величину пульсаций электромагнитного момента и тока статора на 10–12 % [3].

Общими недостатками формирования ШИМ путем сравнения сигналов управления с опорным являются [3]:

- ориентация на реализацию средствами аналоговой элементной базы;
- повышенная сложность реализации при необходимости получить высокий коэффициент использования источника питания;
- недостаточная гибкость для синтеза оптимальных законов коммутации ключей инвертора в различных режимах работы привода.

Указанных недостатков лишен векторный метод формирования ШИМ. Это позволяет увеличить КПД частотно-регулируемого преобразователя за счет снижения коммутационных потерь в силовых ключах инвертора примерно на 1/3.

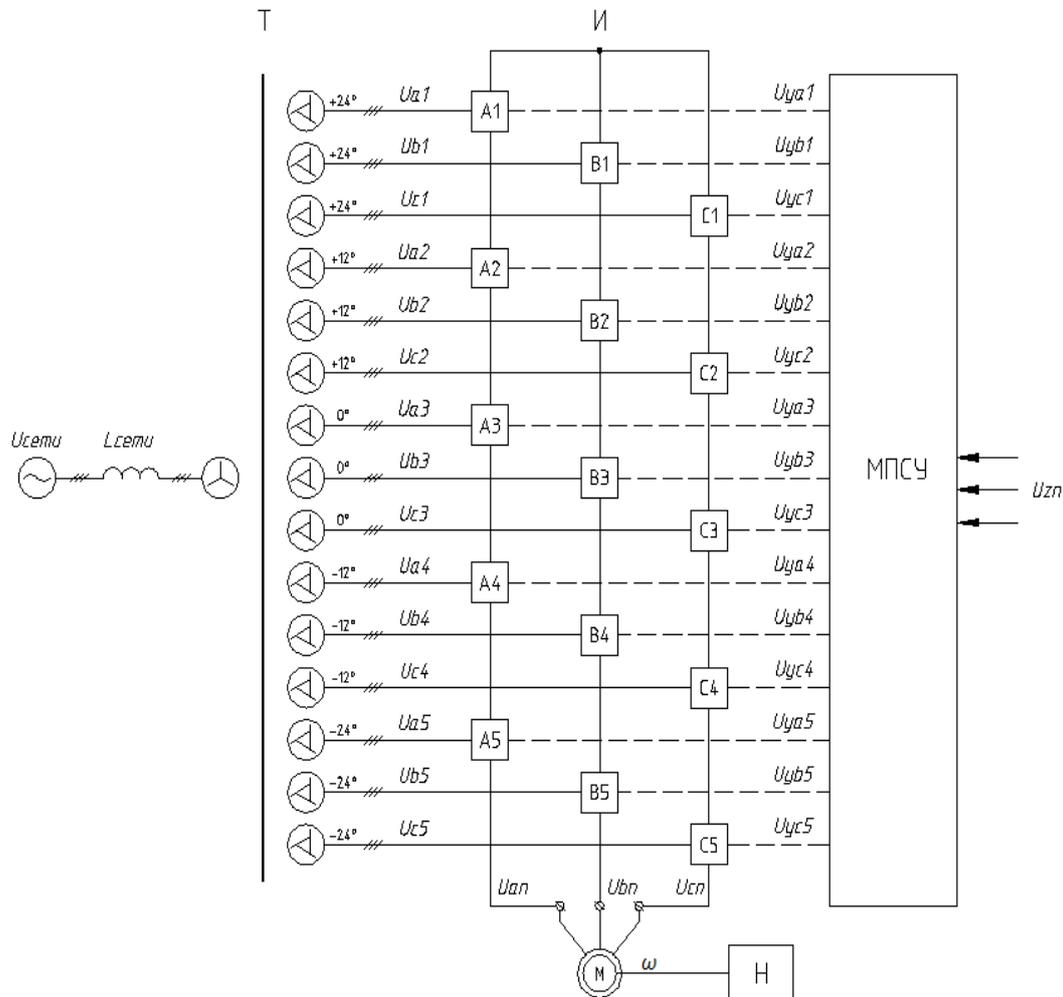
Применение векторной ШИМ позволяет реализовывать разнообразные алгоритмы управления, увеличивающие процент использования источника питания. Применение схемы каскадного многоуровневого преобразователя частоты (рис. 1) еще больше увеличивает гибкость алгоритмов управления, так как для решения поставленной задачи может быть использовано несколько вариантов фиксированных состояний ключевых элементов схемы. Более сложная архитектура и алгоритмы управления многоуровневых схем компенсируется их высокой технической и экономической эффективностью.

Суть метода векторной ШИМ состоит в отказе от одновременной коммутации ключами инвертора и в переходе к коммутации между несколькими, заранее выбранными состояниями инвертора, каждое из которых соответствует определенному пространственному положению базового вектора напряжения. Изменение состояния ключей приводит к скачкообразному переходу от одного базового вектора к другому. При этом в качестве управляющего сигнала используется вектор фазного напряжения нагрузки, задаваемый модулем  $U_m$  и углом поворота вектора относительно неподвижных координатных осей  $\theta$ .

Формирование одного и того же вектора эквивалентного напряжения может осуществляться множеством различных элементарных комбинаций выходных векторов инвертора, то есть в рамках различных алгоритмов управления. При этом алгоритмы будут отличаться друг от друга следующими показателями:

- величиной пульсаций тока в фазах нагрузки;
- потерями, обусловленными дискретностью работы инвертора;

- коэффициентом использования источника напряжения;
- числом коммутаций ключей инвертора за период модуляции;
- коэффициентом использования нагрузочной способности ключей инвертора по напряжению;
- степенью симметрии управления фазами инвертора.



**Рис. 1. Структурная схема высоковольтного электропривода на базе каскадного многоуровневого инвертора напряжения**

Критерии синтеза, полученные на основе этих показателей, в большей части являются противоречащими друг другу. Синтез алгоритма (выбор элементарной комбинации векторов напряжения) может выполняться на основе требования оптимального сочетания указанных показателей, задаваемого в каждом конкретном случае с помощью весовых коэффициентов.

### **Разработка оптимизированного алгоритма векторной ШИМ**

Реализация векторного алгоритма управления для каскадного многоуровневого инвертора (рис. 1) – сложная задача из-за большого количества доступных пространственных векторов и множества комбинаций различных состояний ключевых элементов H-мостовых ячеек. Общее количество состояний ключевых элементов  $N_s$  для рассматриваемого 11-уровневого инвертора составляет  $N_s = 26N$ , где  $N = 5$  – количество ячеек в фазе. Количество пространственных векторов составляет  $12N^2 + 6N + 1 = 331$ .

Задача разработки оптимального алгоритма управления каскадным многоуровневым

преобразователем частоты в составе ЭГПА сформулирована следующим образом: предложенный алгоритм пространственно-векторной ШИМ должен обеспечивать следующие характеристики системы:

- сохранение показателей качества электроэнергии на входе КМПЧ в пределах, регламентируемых ГОСТ 32144-2013 [28], без применения дополнительных фильтров на входе системы;
- обеспечение высоких показателей качества электроэнергии на выходе каскадного многоуровневого преобразователя частоты, необходимых для работы данного типа преобразователя с общепромышленными двигателями без ограничений по длине кабельной линии и без использования синус-фильтров;
- получение максимально возможного КПД системы в широком диапазоне регулирования выходной частоты и напряжения при условии обеспечения указанных требований.

Методика синтеза алгоритма управления каскадным многоуровневым преобразователем частоты включает в себя следующие этапы:

1. Разработка оптимизированного алгоритма пространственно-векторной ШИМ, обеспечивающего минимальное число переключений ключевых элементов за период. Таким образом, достигаются заложенные высокие энергетические характеристики системы, обеспечивается максимальный КПД во всех режимах работы, сводятся к минимуму потери на коммутацию в силовых элементах.

2. Производится проверка гармонического состава тока и напряжения на входе каскадного многоуровневого преобразователя частоты, работающего по созданному алгоритму на соответствие требованиям ГОСТ 32144-2013.

3. Производится проверка гармонического состава тока и напряжения на выходе каскадного многоуровневого преобразователя частоты. При необходимости улучшить показатели качества электроэнергии выходное напряжение раскладывается в ряд Фурье, и далее алгоритм корректируется таким образом, чтобы подавить соответствующие гармоники выходного напряжения, приравняв к нулю члены полученного ряда с номерами ликвидируемых гармоник.

4. Откорректированный алгоритм проверяется на обеспечение высоких энергетических характеристик во всем диапазоне регулирования выходной частоты.

На основании предложенной методики разработан оптимизированный алгоритм реализации пространственно-векторной ШИМ для управления каскадным многоуровневым преобразователем частоты.

Векторная диаграмма 11-уровневого каскадного многоуровневого преобразователя частоты, представленного на рис. 1, показана на рис. 2.

Для рассматриваемого 11-уровневого инвертора количество треугольников на векторной диаграмме рассчитывается по выражению

$$N_t = 6(m - 1)^2, \quad (3)$$

где  $m$  – количество уровней выходного напряжения.

Идея алгоритма заключается в использовании ряда неортогональных векторов в качестве базиса для определения векторов переключений и опорного вектора. Все полученные путем разложения вектора переключений в системе координат  $(g, h)$  имеют только целочисленные координаты. Этот базис выглядит следующим образом:

$$\{\bar{g}_{(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})}, \bar{h}_{(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})}\} = \left\{ \begin{bmatrix} U_{dc} \\ 0 \\ -U_{dc} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ U_{dc} \\ -U_{dc} \end{bmatrix} \right\}, \quad (4)$$

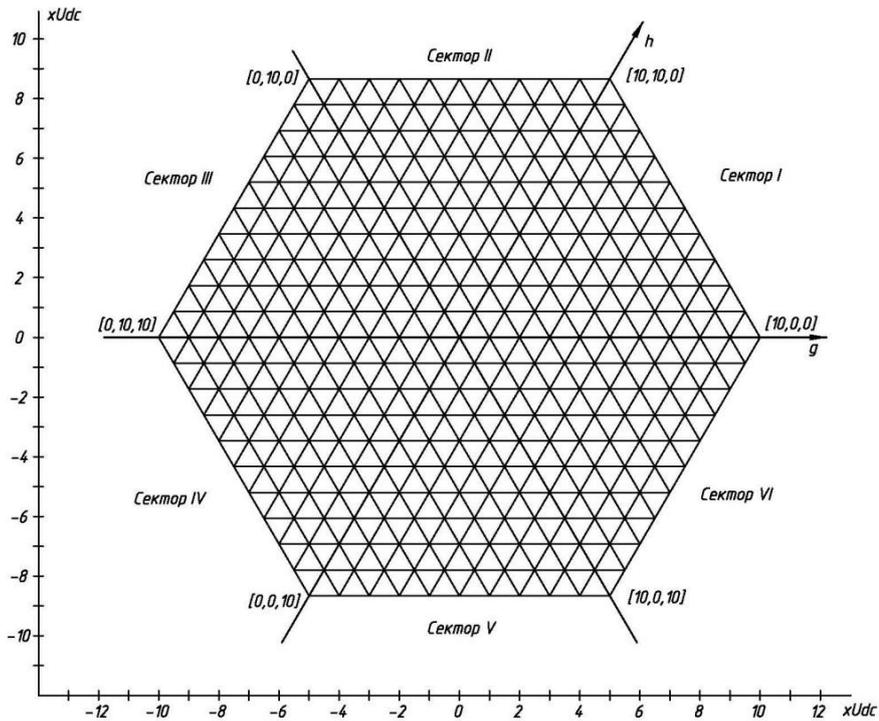


Рис. 2. Диаграмма расположения пространственных векторов 11-уровневого КМПЧ

После вычисления  $Ur g$  и  $Ur h$  округлением к меньшему по модулю целому числу находятся координаты  $g$  и  $h$ :  $g = int(Ur g)$  и  $h = int(Ur h)$ .

На первом этапе происходит разложение пространственного вектора напряжения  $\vec{U}_{ref}$  на составляющие в системе координат  $g, h$  по следующим выражениям:

$$U_{rg} = \frac{2MU_{ref}}{5U_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \tag{5}$$

$$U_{rh} = \frac{2MU_{ref}}{5U_{dc}} \cdot \sin(\theta). \tag{6}$$

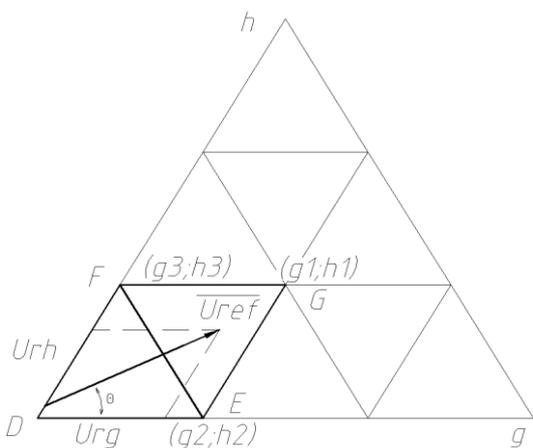


Рис. 3. Разложение пространственного вектора на составляющие по осям  $g$  и  $h$

Если  $(Ur g + Ur h) \leq (g + h + 1)$ , тогда вектор  $\vec{U}_{ref}$  попадает в левый треугольник DFE (треугольник первого типа Tr\_1), в другом случае в правый перевернутый треугольник EFG (треугольник второго типа Tr\_2) (рис. 3). Тип треугольника определяет комбинацию ближайших к вектору  $\vec{U}_{ref}$  трех опорных векторов.

После определения комбинации из трех векторов находятся соответствующие рабочие циклы для каждого из них по соотношениям

$$g_1T_1 + g_2T_2 + g_3T_3 = T_{pwm}\vec{U}_{rg}, \tag{7}$$

$$h_1T_1 + h_2T_2 + h_3T_3 = T_{pwm}\vec{U}_{rh}. \tag{8}$$

Первым шагом при выборе оптимального состояния ключевых элементов является нахождение всех возможных состояний, соответствующих вектору  $\vec{U} = [g, h]^T$ . Математически все коммутационные состояния для заданного вектора удовлетворяют выражению

$$\begin{bmatrix} k \\ k - g \\ k - g - h \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где  $k, k - g, k - g - h \in [0, n - 1]$ .

Соответственно каждому пространственному вектору напряжения соответствуют несколько возможных комбинаций коммутационных состояний ключевых элементов. Выбор необходимого состояния производится исходя из дополнительных данных, минимизируя потребление электроэнергии из питающей сети и контролируя гармонический состав токов и напряжений на входе и выходе каскадного многоуровневого преобразователя частоты.

Пространственный вектор в системе координат  $g, h$  может быть выражен в виде  $(g, h)$ , где  $g = 1, 2, \dots, 2p$  и  $h = 1, 2, \dots, 2p$ . Значение  $p$  целочисленное и определяется как  $p = (N-1)/2$ , где  $N = 11$  – число уровней выходного напряжения.

Отношение между координатами пространственного вектора  $(g, h)$  и его оптимальным с точки зрения минимума потерь коммутационным состоянием  $[S_a, S_b, S_c]$  определяется детальным изучением всех возможных коммутационных состояний. Результат выглядит следующим образом

$$S_a = -p, -p + 1, -p + 2, \dots, p, \quad S_b = S_a - g, \quad S_c = S_b - h. \quad (10)$$

Любой пространственный вектор напряжения  $(g, h)$ , показанный на рис. 2 и рис. 3, может быть классифицирован по двум категориям:

- *четный вектор*, сумма координат  $(g, h)$  которого является четным числом.

Если обе координаты  $g$  и  $h$  вектора четные или нечетные числа, то соответствующее коммутационное состояние является средним и определяется как

$$S_{am} = \frac{\{(g + h - p) + p\}}{2} = \frac{g + h}{2}, \quad S_{bm} = \frac{\{(h - p) + (p - g)\}}{2} = \frac{h - g}{2},$$

$$S_{cm} = \frac{\{(-p) + (p - g - h)\}}{2} = -\frac{g + h}{2}; \quad (11)$$

- *нечетный вектор*, сумма координат  $(g, h)$  которого является нечетным числом.

*Вариант 1:* Если  $g$  нечетное, а  $h$  четное, то имеем большое коммутационное состояние, определяемое выражениями:

$$S_{al} = \frac{g + h + 1}{2}, \quad S_{bl} = \frac{h - g + 1}{2}, \quad S_{cl} = -\frac{g + h - 1}{2}. \quad (12)$$

*Вариант 2:* Если  $g$  четное, а  $h$  нечетное, то имеем малое коммутационное состояние, определяемое выражениями:

$$S_{as} = \frac{g + h - 1}{2}, \quad S_{bs} = \frac{h - g - 1}{2}, \quad S_{cs} = -\frac{g + h + 1}{2}. \quad (13)$$

Чтобы свести к минимуму потери в инверторе и обеспечить максимально возможное значение КПД для заданного режима работы каскадного многоуровневого преобразователя частоты порядок следования коммутационных состояний выбирается из имеющихся состояний исходя из минимального числа переключений силовых ключей для перехода из текущего состояния в последующее.

Результаты моделирования режима работы системы высоковольтного электропривода при изменении частоты выходного напряжения каскадного многоуровневого преобразователя частоты и скорости вращения электродвигателя при использовании базового синусоидального алгоритма и предлагаемого способа векторной ШИМ представлены на рис. 4.

Как следует из рис. 4, при номинальной частоте вращения КПД рассматриваемой системы с применением стандартной синусоидальной ШИМ выше базового значения на 0,68 %, а при применении предложенного алгоритма векторной ШИМ КПД увеличивается на 0,05 % по сравнению с базовой системой.

С уменьшением выходной частоты частотно-регулируемого преобразователя вниз от номинального значения разница в КПД между базовой системой и рассматриваемой примерно не изменяется и составляет для диапазона изменения частоты  $(0,5-1)f_{\text{ном}}$  значение в диапазоне  $(0,55-0,74)\%$ . При использовании предлагаемого алгоритма векторной ШИМ для диапазона изменения частоты  $(0,5-1)f_{\text{ном}}$  разница в КПД системы будет увеличиваться с уменьшением выходной частоты и при частоте  $0,5f_{\text{ном}}$  составит 1,44 %.

Форма тока и напряжения на входе и выходе системы электропривода с каскадным многоуровневым преобразователем частоты, полученные по результатам моделирования, приведены на рис. 5.

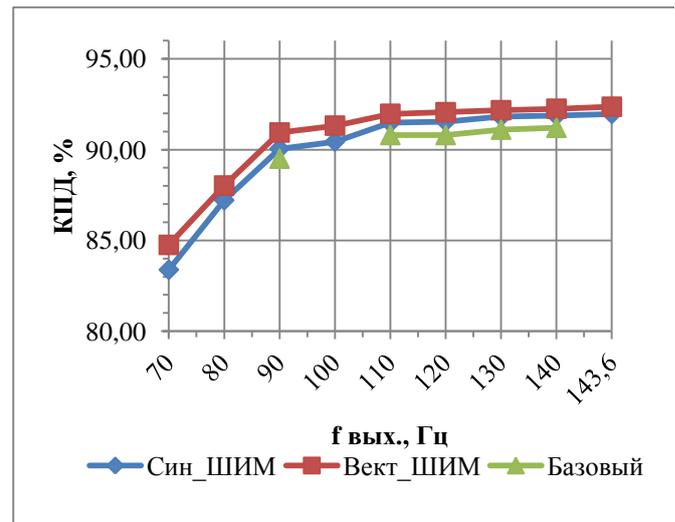


Рис. 4. Изменение КПД при разных алгоритмах управления

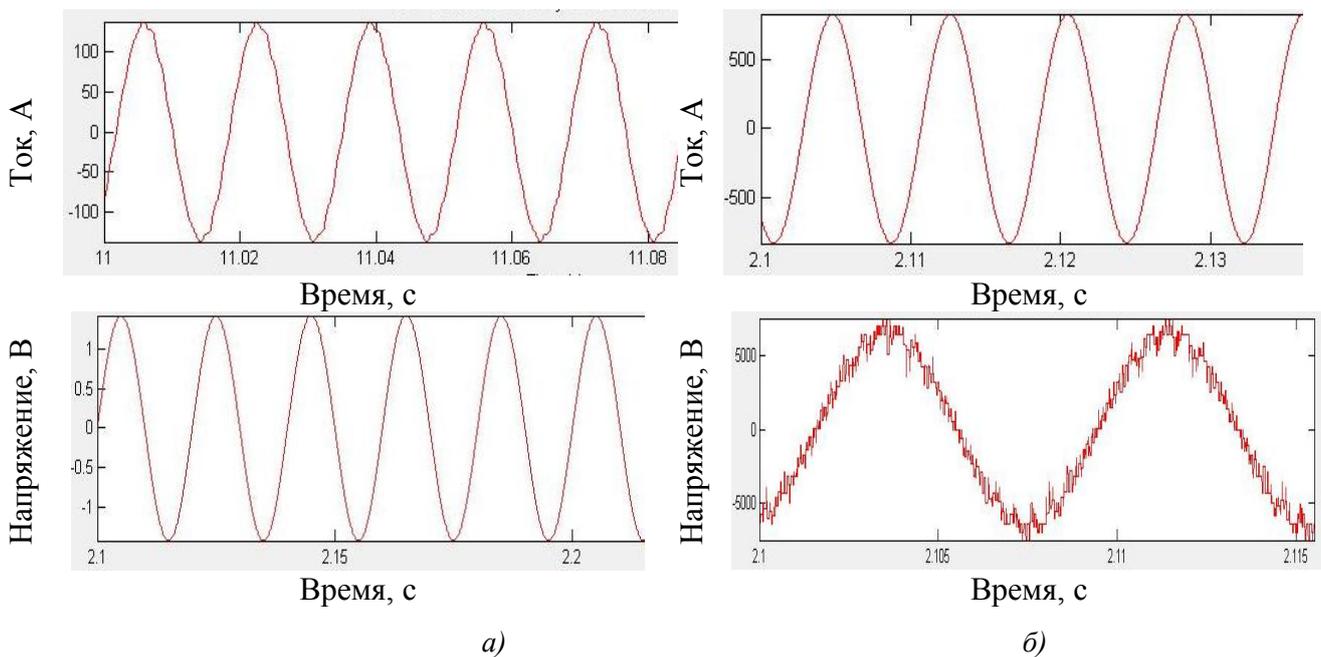


Рис. 5. Форма тока и напряжения:  
а – на входе системы ЭППА; б – на выходе системы ЭППА

Как видно из рис. 5, питающее напряжение представляет почти гладкую синусоиду без видимых искажений.

### Выводы

Особенность предложенного алгоритма заключается в том, что на каждом шаге определения координат пространственного вектора выходного напряжения и соответствующих ему коммутационных состояний ключевых элементов разработанный алгоритм корректиру-

ется на основании данных о коэффициентах нелинейных искажений питающей сети. Предлагаемый алгоритм отличается от уже известных алгоритмов пространственно-векторной ШИМ по следующим основным показателям:

- алгоритм эффективный и простой в реализации. Местоположение обобщенного вектора напряжения находится очень легко благодаря использованию неортогональной целочисленной системы координат  $g, h$ ;
- для каждого обобщенного вектора напряжения легко определяются все избыточные состояния переключения ключевых элементов и автоматически находится коммутационное состояние (большое, малое или среднее);
- выбор коммутационных состояний на каждом шаге производится с учетом минимального количества переключений ключевых элементов. Предложенный алгоритм автоматически производит выбор коммутационного состояния без использования справочной таблицы, следовательно, уменьшаются требования к располагаемому объему памяти микроконтроллера, необходимой для реализации алгоритма;
- после выбора коммутационного состояния происходит анализ гармонического состава тока и напряжения на входе каскадного многоуровневого преобразователя частоты. При отклонении показателей от регламентируемых значений автоматически происходит переопределение коммутационных состояний на следующем шаге работы алгоритма;
- предложенный алгоритм универсальный и может быть использован в любом частотно-регулируемом преобразователе, построенном по схеме инвертора напряжения с каскадным многоуровневым соединением H-мостовых ячеек. Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:
- применение оптимизированного алгоритма векторного управления каскадным многоуровневым преобразователем частоты дает возможность увеличить КПД системы на 1-1,1% по сравнению с известными алгоритмами;
- анализ гармонического состава питающего напряжения ЭГПА подтвердил возможность работы без входного фильтра высших гармоник, что значительно уменьшает капитальные затраты на систему в целом;
- суммарные нелинейные искажения выходного напряжения каскадного многоуровневого преобразователя частоты на 1 % превышают допустимый уровень, что способствует уменьшению размеров выходного фильтра.

Повышение КПД системы в среднем на 1% объективно обеспечивает соответствующую экономию электроэнергии. Увеличение КПД системы также позволит либо дополнительно снять около 10% мощности, либо уменьшить габаритные размеры системы охлаждения, что особенно актуально при проведении реконструкции существующих компрессорных цехов.

Как показал проведенный сравнительный анализ алгоритмов управления, для обеспечения наилучших энергетических характеристик каскадного многоуровневого преобразователя частоты наиболее перспективно применение алгоритма пространственной модуляции базовых векторов.

#### Библиографический список

1. **Архангельский, Н.Л.** Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом / Н.Л. Архангельский, Б.С. Курнышев, А.Б. Виноградов // *Электротехника*. – 1991. – №10. – С. 9–13.
2. **Садиков, Д.Г.** Выбор перспективной топологии построения преобразователя частоты для высоковольтного электродвигателя электроприводного газо-перекачивающего агрегата // *Инженерный вестник Дона*. – 2014. – №1.

3. **Виноградов, А.Б.** Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев // Электротехника. – 2003. – №7. – С. 7–17.
4. **Celanovic, N.** Space vector modulation and control of multilevel converters // Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor Of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering. – September 20. – 2000. – Blacksburg, Virginia.
5. **Калачев, Ю.Н.** Векторное регулирование (заметки практика): метод. пособие / Ю.Н. Калачев. – М.: Эфо, 2013. – 70 с.

*Дата поступления  
в редакцию 19.01.2017*

**D. Sadikov<sup>1</sup>, V. Titov<sup>2</sup>, D. Umarov<sup>3</sup>**

**DEVELOPMENT THE ALGORITHM OF CONTROL  
OF THE CASCADE MULTILEVEL INVERTER**

JSC «Giprogazcenter»<sup>1</sup>,  
Nizhny Novgorod state technical university n.a. R.E. Alexeyev<sup>2</sup>,  
JSC «Vimpel»<sup>3</sup>

The article considers the description of the developed space-vector algorithm of control of the cascade multilevel inverter is submitted. Process of optimization of algorithm by criterion of the minimum electricity consumption from a power grid is described. Results of modeling of system of the electric drive on the basis of the cascade multilevel inverter of frequency with use of the developed algorithm are given. Comparison of results of application of the offered algorithm with known algorithms showed high efficiency of the proposed solutions regarding increase of efficiency and providing high power characteristics of system of the electric drive.

*Key words:* pulse-width modulation, cascade multilevel inverter of frequency, control system, optimization, energy efficiency.