

## ЕЛЕКТРОТЕХНИКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.314.26

©Варфоломеев А.А.<sup>1</sup>, Бурлака В.В.<sup>2</sup>

### ОБЗОР МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ МАТРИЧНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

*Рассмотрены различные методы управления матричными преобразователями (МП), такие как широтно-импульсная модуляция (ШИМ) в матричном преобразователе и векторный подход. Так векторный подход позволяет получить максимальный коэффициент передачи МП, управление коэффициентом мощности независимо от коэффициента мощности нагрузки, полное использование входного напряжения, возможность сокращения числа коммутаций ключей в каждом периоде цикла переключений.*

**Ключевые слова:** матричный преобразователь, векторный подход.

**Варфоломеев О.О., Бурлака В.В. Огляд методів керування матричними перетворювачами.** Розглянуті різні методи керування матричними перетворювачами (МП), такі як широтно-імпульсна модуляція (ШИМ) в матричному перетворювачі і векторний підхід. Так векторний підхід дозволяє отримати максимальний коефіцієнт передачі МП, керувати коефіцієнтом потужності незалежно від коефіцієнта потужності навантаження, повністю використати вхідну напругу, дає можливість скоротити число комутацій ключів у кожному періоді циклу перемикань.

**Ключові слова:** матричний перетворювач, векторний підхід.

**O.O. Varfolomeev, V.V. Burlaka. Review of methods of matrix converters control.** Various methods of control for matrix converter (MC), such as pulse-width modulation (PWM) converter in the matrix and vector approach were reviewed. Thus, the vector approach allows the maximum transfer efficiency of the MC, control the power factor regardless of load power factor, full use of the input voltage, the possibility of reducing the number of switches in each switching cycle period switching.

**Keywords:** matrix converter, vector approach.

**Постановка проблемы.** На сегодняшний день в частотном приводе используются преобразователи частоты (ПЧ) на основе автономных инверторов (АИ) напряжения или тока. В случае АИ напряжения связь его с сетью в самом простом случае может быть выполнена в виде диодного моста. Для обеспечения тормозных режимов может быть применен тормозной резистор в звене постоянного тока или дополнительный тиристорный мост, подключенный между звеном постоянного тока и сетью. Недостатком подобных технических решений является: высокий коэффициент гармоник входного тока и потребление реактивной мощности. Устранить указанные недостатки можно, используя в ПЧ активный выпрямитель, однако наличие накопителя в звене постоянного тока (конденсатора в АИ напряжения или дросселя в инверторе тока) не позволяет достичь максимальных значений удельной мощности преобразователя.

Альтернативой АИ являются матричные преобразователи, позволяющие формировать выходные напряжения непосредственно из входных и не имеющие промежуточных накопителей энергии.

**Цель статьи** – исследовать методы формирования выходного напряжения матричного

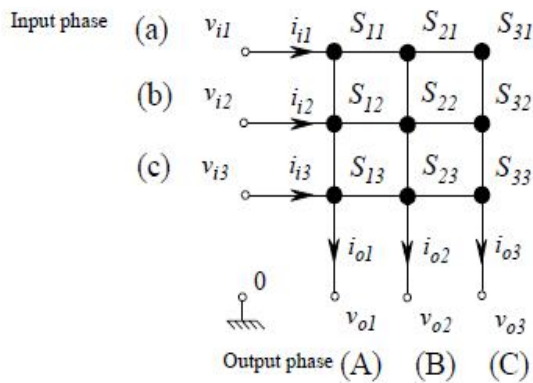
<sup>1</sup> студент, ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет», г. Мариуполь

<sup>2</sup> канд. техн. наук, доцент, ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет», г. Мариуполь

преобразователя и определить пути повышения качества выходного напряжения и (или) снижения частоты коммутаций.

**Изложение основного материала.** Матричный преобразователь [1] состоит из 9 двунаправленных ключей, как показано на рис. 1, где каждая точка решетки представляет собой связь между входными и выходными зажимами.

Преобразователь питается от трехфазной сети и работает на активно-индуктивную нагрузку. Принципиальная схема матричного преобразователя, питающего пассивную нагрузку, изображена на рис. 2. Система состоит из источника питания, входного LC фильтра, матричного преобразователя и комплексного сопротивления нагрузки.



Входной фильтр нужен для сглаживания входных токов и удовлетворения требованиям электромагнитной совместимости. При малой нагрузке входной фильтр потребляет из сети реактивный (емкостный) ток, поэтому конденсатор выбирается из условия получения коэффициента мощности (КМ) не ниже 0,8 при 10% загрузки. Индуктивность входного фильтра выбирается из условия качества потребляемого входного тока (IEEE Стандарт 519-1992).

В матричном преобразователе используются двунаправленные ключи со способностью блокировать обратное напряжение и проводить ток в обоих направлениях.

Рис. 1 – Основная схема матричного преобразователя

Различают две топологии двунаправленных ключей – встречно-параллельная конфигурация с общим эмиттером и с общим коллектором. Для таких конфигураций применяют IGBT транзисторы. Схема двунаправленного ключа с общим эмиттером представлена на рис. 3 (а). Два IGBT транзистора с обратными диодами соединены встречно-параллельно. Обратные диоды необходимы для защиты транзисторов.

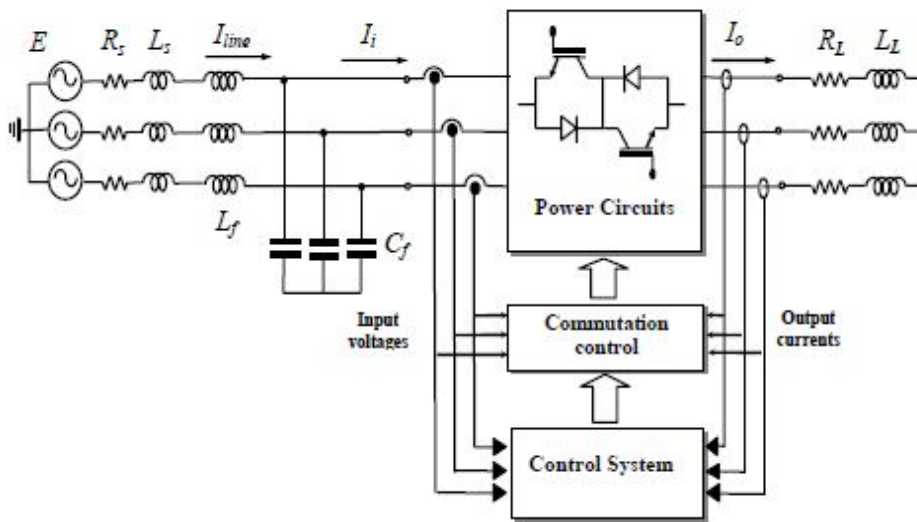


Рис. 2 – Полная схема системы матричного преобразователя

Полная схема силового каскада с общим эмиттером представлена на рис. 4. Главное преимущество в том, что пары IGBT транзисторов могут управляться относительно точки соединения их эмиттеров. Для работы схемы необходимы 9 изолированных источников питания.

Полная схема силового каскада с общим коллектором представлена на рис. 5. В данном случае необходимо 6 изолированных источников питания.

Фактически, три IGBT транзистора соединили эмиттером с входом фазы *a*, эта общая точка может рассматриваться как местное заземление. Три других IGBT транзистора соединили эмиттерами с выходом фазы *A*, эта точка также имеет значение местного заземления. Аналогично для пар фаз *b-B* и *c-C*. Поэтому появляется необходимость использовать 6 изолированных питаний.



Рис. 3 – Двухнаправленные ключи: а – с общим эмиттером; б – с общим коллектором

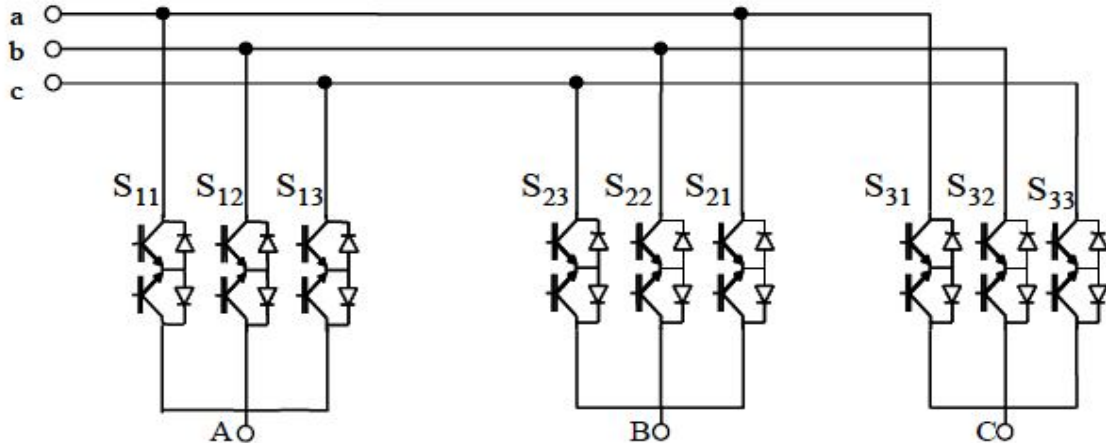


Рис. 4 – Полная схема силового каскада с общим эмиттером

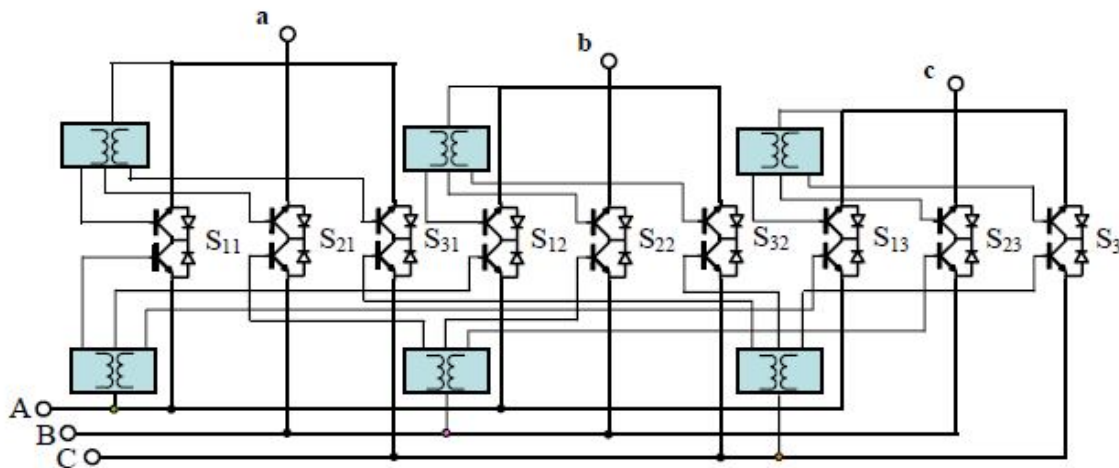


Рис. 5 – Полная схема силового каскада с общим коллектором

Принципы защиты матричного преобразователя отличаются от применяемых в автономных инверторах.

Защита от перегрузок выполняется логическим контроллером, который выключает все ключи, когда ток нагрузки больше допустимого. Но данное решение может привести к повреждению ключей в случае КЗ в нагрузке, поскольку время реакции цифрового сигнального про-

цессора (ЦСП) оказывается слишком большим. Поэтому защита от коротких замыканий состоит в оперативном контроле напряжения коллектор-эмиттер каждого IGBT транзистора (защита от выхода из насыщения).

Однако нельзя просто выключить все ключи, так как в этом случае индуктивный ток нагрузки не будет иметь путей для замыкания, что приведет к пробоем ключей выбросом ЭДС самоиндукции. Очевидное решение этой задачи – добавление диодных мостов ко входу и выходу преобразователя (схема на рис. 6). Конденсатор подключается между шинами и необходим для запасания энергии индуктивности нагрузки. Если напряжение на конденсаторе превышает допустимый предел, ЦСП отключает преобразователь.

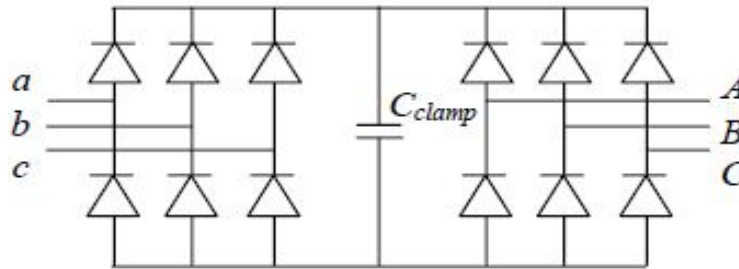


Рис. 6 – Схема ограничителя перенапряжения (ОПН) для защиты матричного преобразователя

На практике срабатывание защиты чаще вызывается явлением неустойчивости по входу преобразователя или некорректным замыканием ключей, нежели короткими замыканиями в нагрузке. Можно показать, что некоторые диоды схемы ОПН могут быть заменены диодами, присутствующими в двунаправленных ключах, если последние соединяются по схеме с общим эмиттером. Количество диодов в этом случае может быть уменьшено с 12 до 6. Однако это решение требует трех дополнительных изолированных источников питания затворов транзисторов.

Еще одной проблемой матричного преобразователя является то, что он менее устойчив к искажениям питающего напряжения, чем АИ. Так, в подъемных механизмах необходима кратковременная способность преобразователя обеспечить торможение во время провала питания на время срабатывания механического тормоза. Основным решением является включение «тормозного» преобразователя в цепь ограничения напряжения.

#### **Методы управления матричными преобразователями.**

Особенность топологии матричного преобразователя ведет к сложности методов управления им. Рассматриваются два различных подхода – это широтно-импульсная модуляция (ШИМ) в матричном преобразователе и векторный подход.

Применение ШИМ в было изначально использовано для получения строгого математического описания матричного преобразователя.

Первая стратегия основана на применении ШИМ в матричном преобразователе и предлагается Alesina и Venturini (метод AV) [2], позволяющий осуществить полный контроль выходного напряжения и входного КМ. Коэффициент передачи матричного преобразователя, управляемого по алгоритму [2], ограничен значением 0,5, а входной КМ зависит от КМ нагрузки.

Для увеличения коэффициента передачи матричного преобразователя до теоретического максимума – 0,866 – применяется методика инъекции третьей гармоники во входное и выходное напряжения. Кроме того, обеспечивается возможность контроля входного КМ. Этот метод получил название оптимальный метод Alesina и Venturini [3].

При векторном подходе изначально было предложено управление только выходными напряжениями, но впоследствии появилась возможность полностью использовать возможность матричного преобразователя управлять входным КМ независимо от КМ нагрузки, полностью использовать входные напряжения, а также сократить число коммутаций ключей в каждом периоде цикла переключений. К тому же эта стратегия обеспечивает непосредственное понимание модуляционного процесса, без необходимости в фиктивном звене постоянного тока и избе-

гая инъекции третьих гармонических составляющих.

*Применение ШИМ в матричном преобразователе.*

Для реализации модуляции применяется модель преобразователя, рассматривающая идеальные ключи, переключающиеся с более высокой частотой по сравнению с входными и выходными частотами. При анализе процессов можно пренебречь высшими частотными составляющими, тогда входные и выходные величины представляются по их средним значениям за период переключения  $\dot{O}_h$ .

Соотношения между входными и выходными напряжениями и токами связаны с положениями девяти ключей и могут быть записаны в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} U_{o1} \\ U_{o2} \\ U_{o3} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} U_{i1} \\ U_{i2} \\ U_{i3} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{i1} \\ i_{i2} \\ i_{i3} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \\ i_{o3} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $0 \leq m_{hk} \leq 1$ ;  $h=1,2,3$ ;  $k=1,2,3$ .

Переменные  $m_{hk}$  – рабочие циклы девяти ключей  $S_{hk}$  и могут быть представлены матрицей рабочего цикла  $\mathbf{m}$ . Для того чтобы предотвратить короткое замыкание на входе и гарантировать непрерывный ток нагрузки, эти рабочие циклы должны удовлетворять трем следующим условиям:

$$m_{11} + m_{12} + m_{13} = 1; \quad (3)$$

$$m_{21} + m_{22} + m_{23} = 1; \quad (4)$$

$$m_{31} + m_{32} + m_{33} = 1. \quad (5)$$

Определение любой стратегии модуляции для матричного преобразователя может осуществляться, применяя матрицу рабочего цикла, которая удовлетворяет условию получения требуемых напряжения входа и выхода (1), требуемого мгновенного входного КМ, и условиям (3)-(5).

Для того чтобы определить стратегию модуляции, необходимо знать последовательность коммутации девяти ключей.

*Векторный подход.*

Пространственный векторный подход основан на мгновенном векторном представлении входных и выходных напряжений и токов.

Из 27 возможных конфигураций ключей, которые могут быть применимы в трехфазных матричных преобразователях, в алгоритме векторной модуляции можно полезно использовать только 21. Эти комбинации перечислены в таблице.

Первые 18 конфигураций определяют вектор выходного напряжения и вектор входного тока, имеющие направления, изображены на рис. 7 (а) и (б), и названы «активными конфигурациями». Величина этих векторов зависит от мгновенных значений входных линейных напряжений и выходных линейных токов.

Последние 3 конфигурации ключей определяют нулевые векторы входного тока и выходного напряжения и названы «нулевыми конфигурациями».

Алгоритму векторного подхода для матричных преобразователей присуща возможность полного контроля как вектора выходного напряжения, так и вектора входного тока.

Вектор выходного напряжения  $\overline{U}_o$  и угол  $\varphi_i$  вектора входного тока являются опорными величинами (рис. 8, а). Вектор входного фазного напряжения  $\overline{U}_i$  определяется источником питания. Контроль угла  $\varphi_i$  вектора входного тока может быть достигнут за счет контроля угла  $\beta_i$  вектора входного тока.

Таблица

Конфигурации переключений, используемые при векторном подходе

| Конфигурации ключей | Положение ключей |          |          | $v_0$         | $\alpha_0$ | $i_i$               | $\beta_i$ |
|---------------------|------------------|----------|----------|---------------|------------|---------------------|-----------|
|                     | $S_{11}$         | $S_{22}$ | $S_{32}$ |               |            |                     |           |
| +1                  | $S_{11}$         | $S_{22}$ | $S_{32}$ | $2/3v_{12i}$  | 0          | $2/\sqrt{3}i_{01}$  | $-\pi/6$  |
| -1                  | $S_{12}$         | $S_{21}$ | $S_{31}$ | $-2/3v_{12i}$ | 0          | $-2/\sqrt{3}i_{01}$ | $-\pi/6$  |
| +2                  | $S_{12}$         | $S_{23}$ | $S_{33}$ | $2/3v_{23i}$  | 0          | $2/\sqrt{3}i_{01}$  | $\pi/2$   |
| -2                  | $S_{13}$         | $S_{22}$ | $S_{32}$ | $-2/3v_{23i}$ | 0          | $-2/\sqrt{3}i_{01}$ | $\pi/2$   |
| +3                  | $S_{13}$         | $S_{21}$ | $S_{31}$ | $2/3v_{31i}$  | 0          | $2/\sqrt{3}i_{01}$  | $7\pi/6$  |
| -3                  | $S_{11}$         | $S_{23}$ | $S_{33}$ | $-2/3v_{31i}$ | 0          | $-2/\sqrt{3}i_{01}$ | $7\pi/6$  |
| +4                  | $S_{12}$         | $S_{21}$ | $S_{32}$ | $2/3v_{12i}$  | $2\pi/3$   | $2/\sqrt{3}i_{02}$  | $-\pi/6$  |
| -4                  | $S_{11}$         | $S_{22}$ | $S_{31}$ | $-2/3v_{12i}$ | $2\pi/3$   | $-2/\sqrt{3}i_{02}$ | $-\pi/6$  |
| +5                  | $S_{13}$         | $S_{22}$ | $S_{33}$ | $2/3v_{23i}$  | $2\pi/3$   | $2/\sqrt{3}i_{02}$  | $\pi/2$   |
| -5                  | $S_{12}$         | $S_{23}$ | $S_{32}$ | $-2/3v_{23i}$ | $2\pi/3$   | $-2/\sqrt{3}i_{02}$ | $\pi/2$   |
| +6                  | $S_{11}$         | $S_{23}$ | $S_{31}$ | $2/3v_{31i}$  | $2\pi/3$   | $2/\sqrt{3}i_{02}$  | $7\pi/6$  |
| -6                  | $S_{13}$         | $S_{21}$ | $S_{33}$ | $-2/3v_{31i}$ | $2\pi/3$   | $-2/\sqrt{3}i_{02}$ | $7\pi/6$  |
| +7                  | $S_{12}$         | $S_{22}$ | $S_{31}$ | $2/3v_{12i}$  | $4\pi/3$   | $2/\sqrt{3}i_{03}$  | $-\pi/6$  |
| -7                  | $S_{11}$         | $S_{21}$ | $S_{32}$ | $-2/3v_{12i}$ | $4\pi/3$   | $-2/\sqrt{3}i_{03}$ | $-\pi/6$  |
| +8                  | $S_{13}$         | $S_{23}$ | $S_{32}$ | $2/3v_{23i}$  | $4\pi/3$   | $2/\sqrt{3}i_{03}$  | $\pi/2$   |
| -8                  | $S_{12}$         | $S_{22}$ | $S_{33}$ | $-2/3v_{23i}$ | $4\pi/3$   | $-2/\sqrt{3}i_{03}$ | $\pi/2$   |
| +9                  | $S_{11}$         | $S_{21}$ | $S_{33}$ | $2/3v_{31i}$  | $4\pi/3$   | $2/\sqrt{3}i_{03}$  | $7\pi/6$  |
| -9                  | $S_{13}$         | $S_{23}$ | $S_{31}$ | $-2/3v_{31i}$ | $4\pi/3$   | $-2/\sqrt{3}i_{03}$ | $7\pi/6$  |
| $0_1$               | $S_{11}$         | $S_{21}$ | $S_{31}$ | 0             | -          | 0                   | -         |
| $0_2$               | $S_{12}$         | $S_{22}$ | $S_{32}$ | 0             | -          | 0                   | -         |
| $0_3$               | $S_{13}$         | $S_{23}$ | $S_{33}$ | 0             | -          | 0                   | -         |

На рис. 8 (а, б) представлен принцип модуляции векторов входного тока и напряжения, где  $\bar{U}_o$  и  $\bar{i}_i$  считаются лежащими в 1-м квадранте.

Благодаря возможности произвольного управления входным КМ, становится возможным избежать снижения КМ привода системы «входной фильтр – МП – асинхронный двигатель» при малых нагрузках за счет принудительного перевода МП в режим потребления реактивной мощности, равной реактивной мощности конденсаторов входного фильтра на частоте сети.

Следует отметить, что для заданного сдвига фазы  $\varphi_i$  между входным напряжением и током МП его максимальное выходное напряжение снижается пропорционально  $\cos \varphi_i$ . Однако качество работы привода при этом не пострадает, т. к. режим малой мощности может быть при: 1) малых скоростях вращения, при этом выходное напряжение МП невелико и ограничение из-за  $\cos \varphi_i$  не повлияет на работу; 2) малой нагрузке на валу, при этом некоторое снижение напряжения на двигателе не приведет к значительному увеличению скольжения или «прокидыванию».



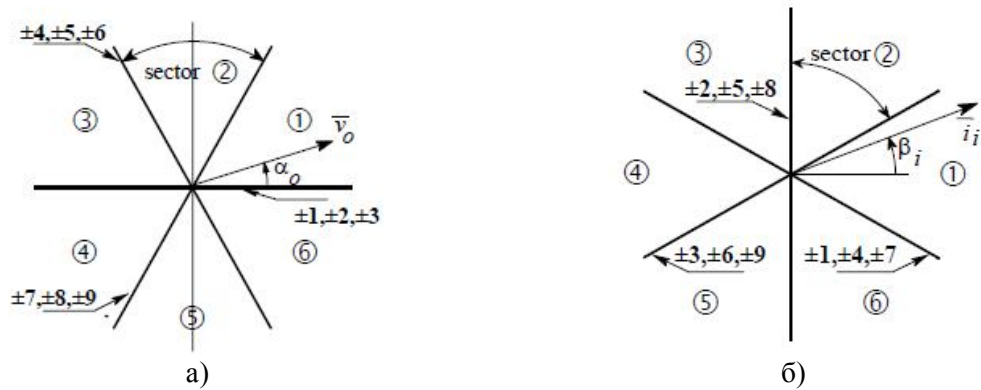


Рис. 7 – Направление векторов, образованных активными конфигурациями: а – выходного фазного напряжения; б – входного линейного тока

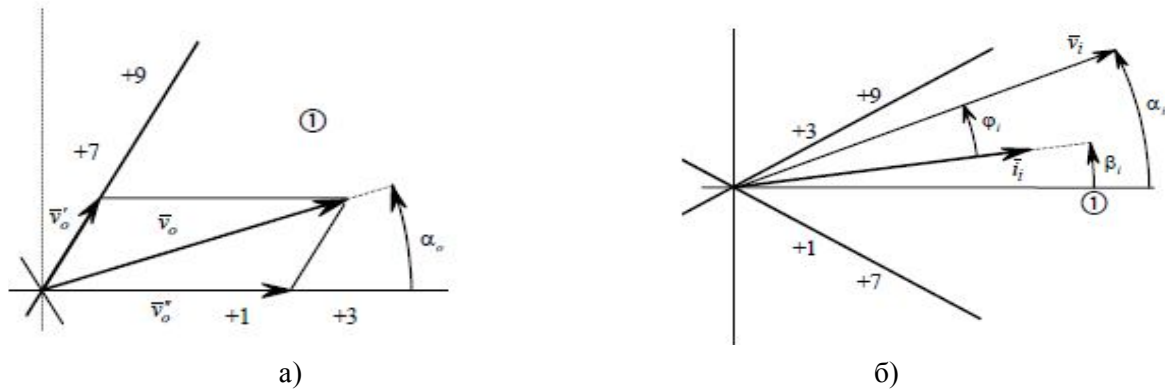


Рис. 8 – Принцип модуляции векторов: а – входного напряжения; б – входного тока

Дальнейшим направлением исследований в данной области является:

- поиск путей снижения потерь в МП за счет снижения частоты переключений;
- применение в МП методик выборочного подавления гармоник входного тока и/или выходного напряжения;
- применение в МП методик активного демпфирования резонансов входного фильтра.

### Выводы

1. Рассмотрены различные методы управления матричными преобразователями. Векторный подход считается лучшим решением для возможности достижения максимального коэффициента передачи матричного преобразователя и сокращения числа коммутаций в каждом цикле переключений за счет эффективного использования различных нулевых конфигураций ключей.
2. При малой нагрузке целесообразно обеспечивать в МП режим потребления реактивной мощности с целью компенсации первой гармоники емкостного тока входного фильтра, что приведет к повышению коэффициента мощности системы без ухудшения характеристик привода.

### Список использованных источников (Bibliography):

1. D. Casadei, G. Serra, A. Trentin, L. Zarri, M. Calvini, "Experimental analysis of a matrix converter prototype based on new IGBT modules," IEEE ISIE 2005, June 20-23, 2005, Dubrovnik, Croatia, Vol. II, pp. 559-564.
2. Alesina, M. Venturini, "Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," IEEE Trans.Circuits and Systems, vol. 28, No. 4, pp. 319-330, April 1981.
3. P.D. Ziogas, S.I. Khan, M.H. Rashid,"Analysis and design of forced commutated cycloconverter

structures with improved transfer characteristics,” IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 1E-33, No.3, pp. 271-280, August 1986.

Рецензент: Ю.Л. Саенко  
д-р техн. наук, проф. ГВУЗ «ПГТУ»

Стаття поступила 7.03.2012