

УДК 621.313

DOI: 10.24160/1993-6982-2023-1-25-32

## Результирующие векторы дискретных состояний напряжения многофазных обмоток

В.М. Терешкин, Д.А. Гришин, С.П. Баландин, В.В. Терешкин

Многофазный мостовой преобразователь в зависимости от количества диагоналей (количества фаз) имеет определенное число логических состояний (цифровых кодов): трехфазный — 8 логических состояний, пятифазный — 32 логических состояния, семифазный — 128 логических состояний и т. д. При подключении к многофазному преобразователю симметричной многофазной обмотки каждое логическое состояние соответствует результирующему дискретному вектору напряжения. При единичном входном напряжении преобразователей у модулей результирующих векторов дискретных состояний различные значения.

Установлено, что максимальный модуль результирующего вектора дискретных состояний напряжения многофазной системы равен отношению максимального линейного напряжения обмотки к минимальному. При увеличении количества фаз модуль результирующего вектора дискретных состояний напряжения стремится к модулю результирующего вектора непрерывного вращения, а дискретный процесс становится непрерывным без реализации режима синусной широтно-импульсной модуляции (SPWM). Это позволяет увеличить коэффициент использования по напряжению и повысить качество векторного управления двигателем, не меняя его принципов.

Получено обобщенное аналитическое выражение максимального модуля результирующего дискретного вектора напряжения многофазной системы с нечетным числом фаз.

*Ключевые слова:* результирующие векторы напряжений дискретных состояний и непрерывного вращения.

*Для цитирования:* Терешкин В.М., Гришин Д.А., Баландин С.П., Терешкин В.В. Результирующие векторы дискретных состояний напряжения многофазных обмоток // Вестник МЭИ. 2023. № 1. С. 25—32. DOI: 10.24160/1993-6982-2023-1-25-32.

## Resulting Vectors of Multiphase Winding Discrete Voltage States

V.M. Tereshkin, D.A. Grishin, S.P. Balandin, V.V. Tereshkin

A multiphase bridge converter has a certain number of logical states (digital codes) depending on the number of its diagonals (number of phases): 8 logical states for three phases, 32 for five phases, 128 for seven phases, etc. When a symmetrical multiphase winding is connected to a multiphase converter, each logical state corresponds to the resulting discrete voltage vector. At a unity input voltage of the converters, the moduli of the resulting discrete state vectors have different values.

It has been found that the maximum modulus of the resulting vector of discrete voltage states of a multiphase system is equal to the maximum-to-minimum winding line-to-line voltage ratio. With increasing the number of phases, the modulus of the resulting vector of discrete voltage states tends to the modulus of the resulting continuous rotation vector, and the discrete process becomes continuous without implementing the sine-wave pulse width modulation (SPWM) mode. This opens the possibility to increase the voltage utilization factor and improve the motor vector control quality without changing its principles.

A generalized analytical expression for the maximum modulus of the resulting discrete voltage vector of a multiphase system with an odd number of phases has been obtained.

*Key words:* sresulting voltage vectors of discrete states, resulting voltage vector of continuous rotation.

*For citation:* Tereshkin V.M., Grishin D.A., Balandin S.P., Tereshkin V.V. Resulting Vectors of Multiphase Winding Discrete Voltage States. Bulletin of MPEI. 2023;1:25—32. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2023-1-25-32.

### Введение

Одно из возможных направлений развития электротяги на транспорте — создание электропривода с векторным управлением на основе многофазного двигателя с вращающимся полем (синхронного или асинхронного) при количестве фаз  $m$  более трех. Исследования электропривода на основе трехфазного двигателя актуальны и лежат в области практического применения. Это обусловлено ориентацией силовой электроники и преобразовательной техники (управление преобразователем) на хорошо изученный

трехфазный двигатель. Теоретические и инженерные вопросы в области преобразовательной техники направлены на трехфазные двигатели с векторным управлением и проработаны в широком диапазоне (схемные решения, управление, эффективность и т. д.) [1 — 7].

Цель настоящей работы — теоретическое исследование процессов формирования результирующих векторов дискретных состояний напряжения многофазных систем (преобразователь — электродвигатель) при количестве фаз  $m$  более трех с точки зрения понятий «дискретное» и «непрерывное».

### Пятифазная система

Функциональная схема пятифазной системы «преобразователь – электродвигатель» приведена на рис. 1. На ней присутствуют: пятифазная обмотка электродвигателя с вращающимся полем (ЭД), вентильный преобразователь (ВП), источник питания (ИП) преобразователя с входным напряжением  $U_{вх} = 1$ . Верхняя группа ключей обозначена нечетными числами, нижняя группа — четными.

Пятифазный преобразователь имеет  $2^5 = 32$  логических состояний (00000 — 11111). Два из них называют нулевыми (00000, 11111) (обмотки симметричного пятифазного двигателя замкнуты и не подключены к источнику питания). Нулевые логические состояния формируют нулевые векторы напряжения в фазах пятифазной обмотки и, как следствие, нулевые результирующие векторы напряжения дискретных состояний.

Тридцать логических состояний преобразователя (или цифровых кодов) соответствуют активным дискретным векторам напряжения пятифазной обмотки. При реализации данных кодов преобразователя обмотки симметричного пятифазного двигателя подключены к источнику питания, и каждый цифровой код соответствует определенному результирующему (пространственному) дискретному вектору.

Тридцать логических состояний (или цифровых кодов) могут быть разбиты на три группы по десять, и при определенной последовательности чередования кодов формируется симметричное пятифазное напряжение с различной формой фазного напряжения [8]. Последовательность чередования цифровых кодов, создающая симметричное пятифазное напряжение в симметричной пятифазной обмотке, принято называть алгоритмом, реализующим пространственно-векторную широтно-импульсную модуляцию (SVPWM).

Рассмотрим алгоритм, представленный следующей последовательностью цифровых кодов преобразователя:

10011, 10001, 11001, 11000, 11100, 01100, 01110, 00110, 00111, 00011.

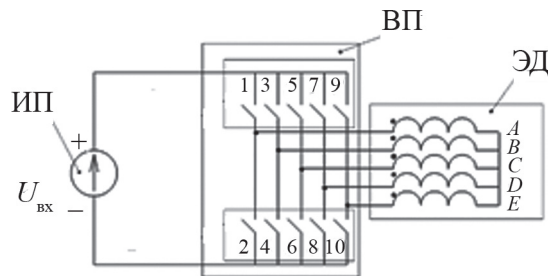
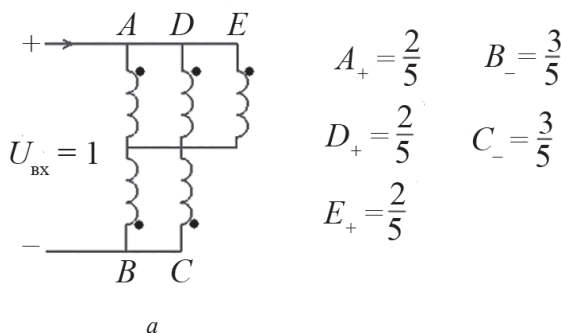


Рис. 1. Функциональная схема пятифазной системы

Эквивалентная схема нагрузки преобразователя, а также процесс формирования векторного пространства и результирующего вектора дискретных состояний даны на рис. 2 (продемонстрировано построение результирующего вектора, соответствующее цифровому коду 10011). Модуль результирующего вектора дискретных состояний при единичном входном напряжении преобразователя равен:

$$|\underline{U}_{рез}| = \frac{2}{5} + 2\frac{3}{5}\cos\frac{\pi}{5} + 2\frac{2}{5}\cos\frac{2\pi}{5} = 1,618. \quad (1)$$

Алгоритм составлен таким образом, что каждое последующее логическое состояние преобразователя формирует результирующий вектор со сдвигом от предыдущего вектора на  $\pi/5$  (всего десять векторов за период). Формируется семейство пространственно-временных результирующих векторов дискретных состояний, соответствующее симметричному пятифазному напряжению с формой фазного напряжения, изображенной на рис. 3.

На рисунке 4 продемонстрирована геометрическая фигура, для которой характерны пропорции «золотого сечения», и которая также изображает линейные напряжения пятифазной обмотки:

$$\frac{AC}{AB} = \left( \sin \frac{2\pi}{5} \right) / \sin \frac{\pi}{5} = 1,618.$$

В электротехнических терминах это соответствует следующей формулировке: отношение максимального

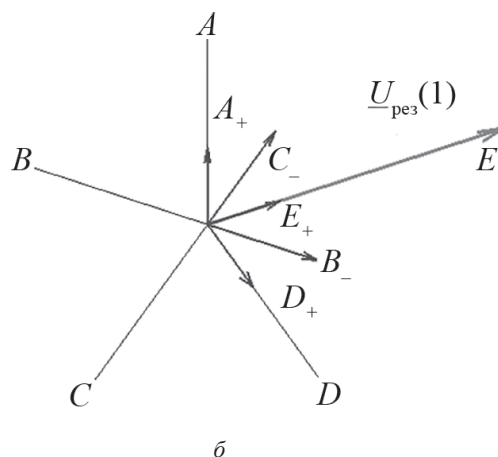


Рис. 2. Эквивалентная схема нагрузки (а) и формирование векторного пространства в соответствии с кодом 10011 (б)

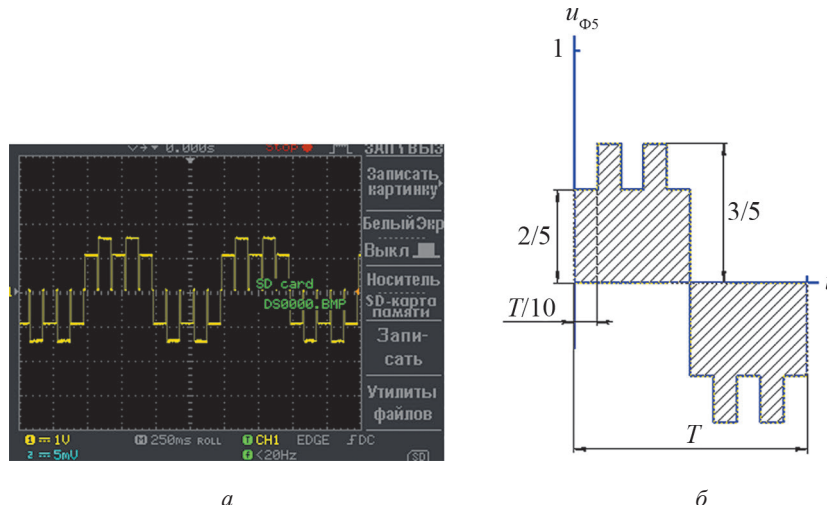


Рис. 3. Экспериментальная (а) и фазная (б) формы фазного напряжения

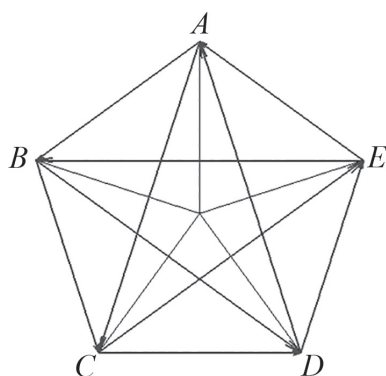


Рис. 4. Линейные напряжения пятифазной обмотки

линейного напряжения пятифазного двигателя к минимальному линейному напряжению равно 1,618, или

$$\frac{(U_{\text{л5}})_{\text{max}}}{(U_{\text{л5}})_{\text{min}}} = 1,618.$$

Таким образом, отношение максимального линейного напряжения к минимальному линейному напряжению пятифазной обмотки равно модулю результирующего вектора дискретных состояний  $|U|_{\text{рез}} = 1,618$  (1).

Для пятифазной системы характерны и другие последовательности цифровых кодов (с другими модулями результирующих векторов), также формирующие симметричное пятифазное напряжение.

Например, каждый цифровой код алгоритма 11010, 10010, 10110, 10100, 10101, 00101, 01101, 01001, 01011, 01010 соответствует (инвариантен) модулю результирующего вектора напряжения дискретных состояний, который равен 0,618, т. е. отношению минимального линейного напряжения к максимальному [8]. Каждый цифровой код алгоритма 00001, 11011, 10000, 11101, 01000, 11110, 00100, 01111, 00010, 10111 соответствует (инвариантен) модулю результирующего вектора дискретных состояний, равному 1, т. е. разнице отношений линейных напряжений:  $1,618 - 0,618 = 1$  [8].

Числа 1,618, 0,618 и 1 — это числа пропорции «золотого сечения», соответствующие модулям векторов напряжения дискретных состояний пятифазной системы.

### Семифазная система

Функциональная схема семифазной системы «преобразователь – электродвигатель» приведена на рис. 5.

Семифазный преобразователь имеет  $2^7 = 128$  логических состояний (0000000 — 1111111). Два логических состояния называют нулевыми (0000000, 1111111), при них обмотки симметричного семифазного двигателя замкнуты и не подключены к источнику питания. Нулевые логические состояния формируют нулевые дискретные векторы напряжения в фазах семифазной обмотки и, как следствие, нулевые результирующие дискретные векторы напряжения.

126 ( $128 - 2$ ) логических состояний преобразователя (или цифровых кодов) соответствуют активным дискретным векторам напряжения семифазной обмотки. При реализации этих цифровых кодов обмотки симметричного семифазного двигателя подключаются к источнику питания, и каждый цифровой код соответствует определенному результирующему (пространственному) вектору дискретных состояний.

126 логических состояний (или цифровых кодов) могут быть разбиты на девять групп по четырнадцать,

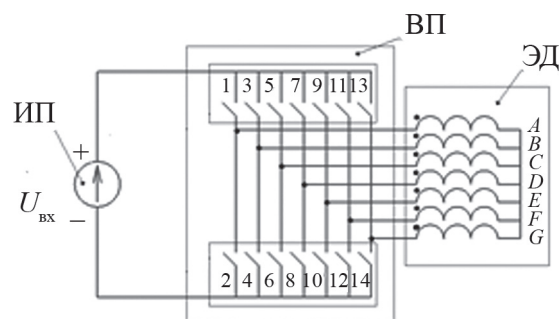


Рис. 5. Функциональная схема семифазной системы

и при определенной последовательности чередования кодов формируется симметричное семифазное напряжение с соответствующей формой фазного напряжения [9]. Последовательность чередования цифровых кодов, создающая симметричное семифазное напряжение в симметричной семифазной обмотке принято называть алгоритмом, реализующим пространственно-векторную широтно-импульсную модуляцию (SVPWM).

Рассмотрим алгоритм, представленный следующей последовательностью цифровых кодов преобразователя:

1000111, 1000011, 1100011, 1100001,  
1110001, 1110000, 1111000;  
0111000, 0111100, 0011100, 0011110,  
0001110, 0001111, 0000111.

Эквивалентная схема, процесс формирования векторного пространства и результирующего вектора дискретных состояний изображены на рис. 6 (представлен результирующий дискретный вектор, соответствующий цифровому коду 1000111; модуль результирующего вектора дискретных состояний при единичном входном напряжении преобразователя равен 2,247).

Алгоритм составлен таким образом, что каждое последующее логическое состояние преобразователя формирует дискретный вектор со сдвигом от предыдущего дискретного вектора на  $\pi/7$ . В результате

формируется семейство пространственно-временных результирующих векторов дискретных состояний, соответствующее симметричному семифазному напряжению с формой фазного напряжения, продемонстрированной на рис. 7.

Семифазная обмотка имеет три значения линейного напряжения. На рисунке 8 даны фигуры, изображающие минимальные и максимальные линейные напряжения семифазного двигателя, для которых характерны соотношения:

$$\frac{AD}{AB} = \left[ \sin \frac{3\pi}{7} \right] / \left[ \left( \sin \frac{\pi}{7} \right) \right] = 2,247 \quad \text{или} \quad \frac{(U_{\pi/7})_{\max}}{(U_{\pi/7})_{\min}} = 2,247.$$

Таким образом, отношение максимального линейного напряжения к минимальному линейному напряжению семифазной обмотки равно модулю результирующего вектора дискретных состояний, а именно, 2,247.

Аналогичные расчеты выполнены для девяти- и одиннадцатифазных систем.

#### Расчеты для девятифазной системы

Модуль результирующего вектора дискретных состояний равен 2,88. Отношение максимального линейного напряжения к минимальному выглядит следующим образом:

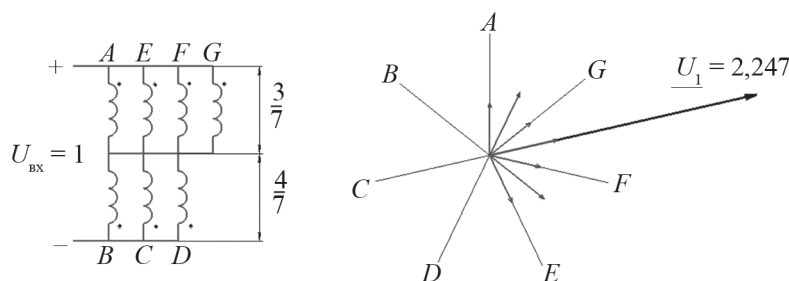


Рис. 6. Эквивалентная схема нагрузки и формирование векторного пространства в соответствии с кодом 1000111

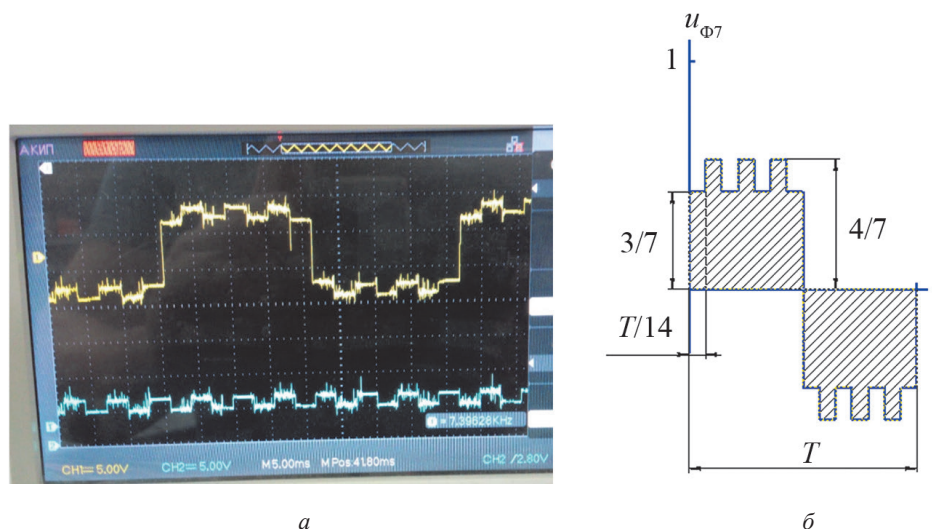


Рис. 7. Экспериментальная (а) и теоретическая (б) формы фазного напряжения



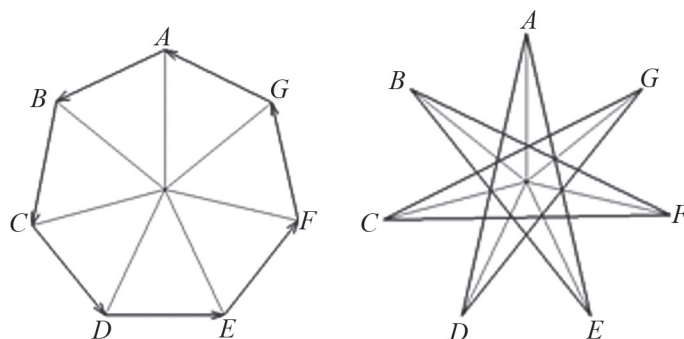


Рис. 8. Минимальное и максимальное линейное напряжение семифазного двигателя

$$\frac{AE}{AB} = \left( \sin \frac{4\pi}{9} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{9} \right) = 2,88 \quad \text{или} \quad \frac{(U_{\pi 9})_{\max}}{(U_{\pi 9})_{\min}} = 2,88.$$

### Расчеты для одиннадцатифазной системы

Модуль результирующего вектора дискретных состояний равен 3,51. Отношение максимального линейного напряжения к минимальному:

$$\frac{AF}{AB} = \left( \sin \frac{5\pi}{11} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{11} \right) = 3,51 \quad \text{или} \quad \frac{(U_{\pi 11})_{\max}}{(U_{\pi 11})_{\min}} = 3,51.$$

Таким образом, максимальный модуль результирующего вектора напряжения дискретных состояний, полученный при реализации одного из алгоритмов пространственно-векторной широтно-импульсной модуляции многофазного двигателя, равен отношению максимального линейного напряжения к минимальному линейному напряжению многофазного двигателя. Представим модули результирующих векторов напряжения дискретных состояний:

$|\underline{U}_3| = \left( \sin \frac{1\pi}{3} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{3} \right) = 1$  — для трехфазного двигателя;

$|\underline{U}_5| = \left( \sin \frac{2\pi}{5} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{5} \right) = 1,618$  — для пятифазного двигателя;

$|\underline{U}_7| = \left( \sin \frac{3\pi}{7} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{7} \right) = 2,247$  — для семифазного двигателя;

$|\underline{U}_9| = \left( \sin \frac{4\pi}{9} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{9} \right) = 2,88$  — для девятифазного двигателя;

$|\underline{U}_{11}| = \left( \sin \frac{5\pi}{11} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{11} \right) = 3,51$  — для одиннадцатифазного двигателя и т. д.

Модуль результирующего вектора дискретных состояний напряжения при первой итерации (3 — 5) увеличивается на 0,618, а сам модуль

$$|\underline{U}_5| = \left( \sin \frac{2\pi}{5} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{5} \right) = 1,618$$

является элементом «золотого сечения». Докажем это.

Заметим, что

$$\frac{\sin \frac{2\pi}{5}}{\sin \frac{\pi}{5}} = \frac{2 \sin \frac{\pi}{5} \cos \frac{\pi}{5}}{\sin \frac{\pi}{5}} = 2 \cos \frac{\pi}{5}.$$

С учетом (1) имеет место равенство

$$\begin{aligned} \frac{2}{5} + 2 \frac{3}{5} \cos \frac{\pi}{5} + 2 \frac{2}{5} \cos \frac{2\pi}{5} &= \frac{\sin \frac{2\pi}{5}}{\sin \frac{\pi}{5}} = \\ &= \frac{2 \sin \frac{\pi}{5} \cos \frac{\pi}{5}}{\sin \frac{\pi}{5}} = 2 \cos \frac{\pi}{5}. \end{aligned}$$

После преобразований получим:

$$2 + 6 \cos a + 4 \cos 2a = 10 \cos a;$$

$$2 - 4 \cos a + 4 \cos 2a = 0;$$

$$\cos 2a = 2 \cos^2 a - 1;$$

$$2 - 4 \cos a + 8 \cos^2 a - 4 = 0;$$

$$8 \cos^2 a - 4 \cos a - 2 = 0;$$

$$8x^2 - 4x - 2 = 0;$$

$$4x^2 - 2x - 1 = 0;$$

$$2x = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}, \quad \text{где } 2x = 2 \cos \frac{\pi}{5}.$$

Значит  $2x = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}$  удовлетворяет уравнению «золотого сечения»  $\Phi^2 = \Phi + 1$ . Тем самым исходное соотношение доказано, а модуль результирующего вектора дискретных состояний (1) равен числу пропорции «золотого сечения» 1,618.

В общем виде модуль вектора дискретных состояний напряжения  $m$ -фазной обмотки ( $m$  — 3, 5, 7, 9, 11, и т. д.) имеет вид:

$$|\underline{U}_m| = \left( \sin \frac{k\pi}{m} \right) / \sin \frac{\pi}{m}, \quad \text{где } k = \frac{m-1}{2}.$$

После преобразования выражение выглядит следующим образом:

$$|\underline{U}_m| = \left( \sin \frac{k\pi}{m} \right) / \left( \sin \frac{\pi}{m} \right) = \sin \left( \frac{\pi}{2} \frac{m-1}{m} \right) / \sin \frac{\pi}{m}.$$

При больших значениях  $m$  отношение  $(m-1)/m$  стремится к единице, величина  $\sin \pi/m$  стремится к  $\pi/m$ , а модуль результирующего вектора дискретных состояний приблизительно составляет

$$|\underline{U}_m| = \frac{m}{\pi}.$$

После разложения в ряд Фурье дискретных функций фазного напряжения  $m$ -фазной обмотки (см. рис. 3, б, рис. 6, б) и аналогичных функций для девяти- и одиннадцатифазного напряжений получено, что первая гармоника равна  $2/\pi = 0,637$  независимо от количества фаз. Следовательно, модуль результирующего вектора непрерывного вращения равен  $\frac{2}{\pi} \frac{m}{2} = \frac{m}{\pi}$  и одновременно равен модулю вектора дискретных состояний напряжения  $|\underline{U}_m| = \frac{m}{\pi}$ .

Разница модулей двух соседних результирующих векторов дискретных состояний при больших  $m$  составляет  $2/\pi$ , т. е. отличается на величину амплитуды первой гармоники фазного напряжения (или на величину модуля обобщенного вектора).

Для наглядности на рис. 9, а — г приведены схемы обмоток с количеством фаз 3, 5, 7, 9. Параметры обмоток:  $p = 2$ ,  $q = 1$ .

### Обсуждение

При увеличении количества фаз двигателя величина модуля результирующего вектора дискретных состояний напряжения стремится к значению модуля результирующего вектора непрерывного вращения. Равенство достигается при  $m = 11$ . Число дискретных векторов за период преобразователя — 22, а модуль вектора дискретных состояний равен модулю вектора непрерывного вращения.

При реализации режима синусной широтно-импульсной модуляции в трехфазной системе (SPWM) формируется не псевдонепрерывная функция, а фактически дискретная синусоида (результирующий вектор непрерывного вращения дискретной синусоиды является совокупностью векторов дискретных состояний). Частота ШИМ при реализации SPWM больше частоты преобразователя в 30 раз, что соизмеримо с 22. Поэтому, двадцатидвухступенчатая коммутация одиннадца-

тифазной обмотки эквивалентна режиму SPWM, но при этом коэффициент использования по напряжению не падает. Непрерывность во времени формируется посредством увеличения уровня пространственной дискретности многофазной обмотки: чем больше  $m$ , тем выше уровень пространственной дискретности.

Трехфазные системы за синусоидальность формы фазного напряжения «расплачиваются» снижением коэффициента использования по напряжению (энергетической эффективности). Обычно глубина синусной широтно-импульсной модуляции в трехфазной системе такова, что амплитуда первой гармоники понижается до  $\frac{1}{\sqrt{3}} = 0,577$ . В этом случае коэффициент использования по напряжению уменьшается в  $2\sqrt{3}/\pi = 1,1$  раз, а момент должен снизиться в  $\left( \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \right)^2 = 1,2$  раза или на

20% (амплитуда первой гармоники функции напряжения, подвергаемой режиму SPWM, равна  $2/\pi$ ). Если посредством режима SPWM понизить амплитуду первой гармоники до  $1/2$ , то коэффициент использования по напряжению уменьшится в  $4/\pi = 1,2727$  раза, а момент должен упасть примерно в 1,618 раза.

При  $m = 11$  результирующий вектор напряжения дискретных состояний эквивалентен вектору непрерывного вращения, а режим SPWM избыточен, что теоретически повышает эффективность системы по критерию «коэффициент использования по напряжению».

### Выводы

Установлена закономерность между максимальным модулем вектора напряжения дискретных состояний и отношением максимального линейного напряжения к минимальному линейному напряжению многофазной системы при нечетном числе фаз.

Модули результирующих векторов напряжения дискретных состояний пятифазной системы равны числам, формирующим пропорцию «золотого сечения».

Получено обобщенное аналитическое выражение, позволяющее определить максимальный модуль результирующего вектора дискретных состояний при любом количестве фаз.

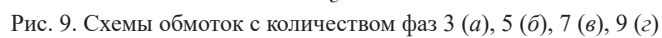
При большом значении  $m$  (практически при  $m = 11$ ) максимальный модуль результирующего вектора дискретных состояний равен модулю вектора непрерывного вращения по первой гармонике, что позволяет рассматривать дискретный режим как непрерывный, исключая режим синусной широтно-импульсной модуляции (SPWM).

### References

1. Vinogradov A.B. Minimizatsiya Pul'satsiy Elektromagnitnogo Momenta Ventil'no-induktornogo Elektroprivoda. *Elektrichestvo*. 2008;2:39—49. (in Russian).
2. Vinogradov A.B. Vektornoe upravlenie Elektroprivodami Peremennogo Toka. Ivanovo: Izd-vo Ivanovskogo gos. energeticheskogo un-ta imeni V.I. Lenina, 2008. (in Russian).

### Литература

1. Виноградов А.Б. Минимизация пульсаций электромагнитного момента вентиляно-индукторного электропривода // *Электричество*. 2008. № 2. С. 39—49.
2. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: Изд-во Ивановского гос. энергетического ун-та имени В.И. Ленина, 2008.



3. Виноградов А.Б., Колодин И.Ю. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления // *Электричество*. 2007. № 1. С. 44—50.

4. Козярук А.Е. Современные эффективные электроприводы производственных и транспортных механизмов // *Электротехника*. 2019. № 3. С. 33—37.

5. Томасов В.С., Усольцев А.А., Вертегел Д.А., Денисов К.М. Исследование пульсаций электромагнитного момента в прецизионном сервоприводе при синусоидальной широтно-импульсной модуляции // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*. 2019. Т. 19. № 2. С. 359—368.

6. Takahashi I., Noguchi T. A New Quick Response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor // *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1986. V. IA-22. No. 5. Pp. 820—827.

7. Blaschke F. The Principle of Field-orientation as Applied to the Transvector Closed Loop Control System for Rotating-field Machines // *Siemens Rev.* 1972. V. 34. No. 1. Pp. 217—220.

8. Терешкин В.М., Гришин Д.А., Терешкин В.В., Балгазин И.И. Алгоритмы управления пятифазного преобразователя, реализующие пространственно-векторную модуляцию // *Вестник МЭИ*. 2021. № 4. С. 86—94.

9. Tereshkin V. M., Grishin D. A., Balgazin I. I., Tereshkin V. V. Research of Control Algorithms for a Semiphasic Converter Implementing Spatial Vector Modulation // *Proc. IEEE Intern. Conf. Electrotechnical Complexes and Syst.* 2020. Pp. 383—387.

3. Vinogradov A.B., Kolodin I.Yu. Bezdatchikovyy Asinkhronnyy Elektroprivod s Adaptivno-vektornoy Sistemoy Upravleniya. *Elektrichestvo*. 2007;1:44—50. (in Russian).

4. Kozyaruk A.E. Sovremennye Effektivnye Elektroprivody Proizvodstvennykh i Transportnykh Mekhanizmov. *Elektrotehnika*. 2019;3:33—37. (in Russian).

5. Tomasov V.S., Usol'tsev A.A., Vertegel D.A., Denisov K.M. Issledovanie Pul'satsiy Elektromagnitnogo Momenta v Pretsizionnom Servoprivode pri Sinusoidal'noy Shirotno-impul'snoy Modulyatsii. *Nauchno-tekhnicheskii Vestnik Informatsionnykh Tekhnologiy, Mekhaniki i Optiki*. 2019;19;2:359—368. (in Russian).

6. Takahashi I., Noguchi T. A New Quick Response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1986;IA-22;5:820—827.

7. Blaschke F. The Principle of Field-orientation as Applied to the Transvector Closed Loop Control System for Rotating-field Machines. *Siemens Rev.* 1972;34;1:217—220.

8. Tereshkin V.M., Grishin D.A., Tereshkin V.V., Balgazin I.I. Algoritmy Upravleniya Pyatifaznogo Preobrazovatelya, Realizuyushchie Prostranstvenno-vektornuyu Modulyatsiyu. *Vestnik MEI*. 2021;4:86—94. (in Russian).

9. Tereshkin V. M., Grishin D. A., Balgazin I. I., Tereshkin V. V. Research of Control Algorithms for a Semiphasic Converter Implementing Spatial Vector Modulation. *Proc. IEEE Intern. Conf. Electrotechnical Complexes and Syst.* 2020:383—387.

#### Сведения об авторах:

**Терешкин Владимир Михайлович** — кандидат технических наук, доцент кафедры электромеханики Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: tereshkin.vm@ugatu.su

**Гришин Дмитрий Анатольевич** — инженер-электроник, ООО «A&T Technologies», e-mail: lowrat@mail.ru

**Баландин Сергей Павлович** — кандидат физико-математических наук, доцент кафедры искусственного интеллекта и перспективных математических исследований Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: balandin.matem@yandex.ru

**Терешкин Вячеслав Владимирович** — аспирант Института проблем сверхпластичности металлов РАН, e-mail: stierishkin@mail.ru

#### Information about authors:

**Tereshkin Vladimir M.** — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Electromechanics Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: tereshkin.vm@ugatu.su

**Grishin Dmitriy A.** — Electronics Engineer, LLC «A&T Technologies», e-mail: lowrat@mail.ru

**Balandin Sergey P.** — Ph.D. (Phys.-Math.), Assistant Professor of Artificial Intelligence and Advanced Mathematical Research Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: balandin.matem@yandex.ru

**Tereshkin Vyacheslav V.** — Ph.D-student of Institute for Metals Superplasticity Problems of the Russian Academy of Sciences, e-mail: stierishkin@mail.ru

**Конфликт интересов:** авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

**Conflict of interests:** the authors declare no conflict of interest

**Статья поступила в редакцию:** 02.04.2022

**The article received to the editor:** 02.04.2022

**Статья принята к публикации:** 24.10.2022

**The article has been accepted for publication:** 24.10.2022