

УДК 621.313

DOI: 10.24160/1993-6982-2021-2-51-59

Пульсация потенциала общей точки трехфазной и пятифазной обмоток двигателя относительно «нуля» преобразователя

В.М. Терешкин, И.Л. Аитов, Д.А. Гришин, В.В. Терешкин

Цель исследования — определение характера пульсаций потенциалов общей точки трехфазной и пятифазной обмоток двигателя (схема соединения обмоток — «звезда») относительно «нуля» преобразователя.

Одним из «резервов» снижения вибраций электромагнитного происхождения электродвигателя с вращающимся полем является увеличение числа фаз рабочей обмотки. Предмет исследования — пятифазная обмотка двигателя, подключенная к мостовому преобразователю, а именно, — ее способность к снижению вибраций электромагнитного происхождения (по сравнению с трехфазной обмоткой).

Изучен режим пульсаций потенциалов общей точки и предложен подход к оценке амплитудной модуляции пространственно-временного вектора напряжения трехфазной и пятифазной обмоток под воздействием пульсации потенциала общей точки относительно «нуля» преобразователя.

При проведении теоретических исследований использован метод разложения в ряд Фурье, а также методы векторного анализа. Для подтверждения теоретических результатов проведены экспериментальные исследования макетных образцов трехфазного и пятифазного синхронных двигателей с индукторами на основе постоянных магнитов.

Основные результаты показывают, что при увеличении количества фаз рабочей обмотки двигателя с вращающимся полем, подключенного к мостовому преобразователю, амплитуда пульсации потенциала общей точки относительно «нуля» преобразователя уменьшается, а частота пульсации возрастает. Произведение амплитуды пульсации на частоту остается неизменной величиной. Предполагается, что пульсация потенциала общей точки многофазной обмотки двигателя относительно «нуля» преобразователя формирует амплитудную модуляцию пространственно-временного вектора напряжения. При увеличении количества фаз обмотки амплитуда модуляции уменьшается, а частота модуляции увеличивается.

Пятифазный двигатель имеет меньший уровень пульсаций потенциала общей точки рабочей обмотки относительно «нуля» преобразователя по сравнению с трехфазным двигателем. Это позволяет предположить снижение уровня вибраций электромагнитного происхождения при простом алгоритме работы преобразователя. Результаты могут быть использованы при создании электротяги с векторным управлением на основе многофазных двигателей.

При увеличении количества фаз амплитуда пульсаций потенциала общей точки многофазной обмотки относительно «нуля» преобразователя уменьшается, а частота пульсаций возрастает. Так, амплитуда пульсаций пятифазной обмотки по сравнению с трехфазной обмоткой меньше в $5/3$ раз, а частота пульсаций возрастает, соответственно, в $5/3$ раз. При увеличении количества фаз рабочей обмотки амплитудная модуляция результирующего пространственно-временного вектора напряжения снижается. Этот фактор положительно влияет на вибрации электромагнитного происхождения.

Ключевые слова: пятифазная обмотка двигателя с вращающимся полем, пульсация потенциала общей точки пятифазной обмотки двигателя, амплитудная модуляция пространственно-временного вектора напряжения, вибрация электромагнитного происхождения.

Для цитирования: Терешкин В.М., Аитов И.Л., Гришин Д.А., Терешкин В.В. Пульсация потенциала общей точки трехфазной и пятифазной обмоток двигателя относительно «нуля» преобразователя // Вестник МЭИ. 2021. № 2. С. 51—59. DOI: 10.24160/1993-6982-2021-2-51-59.

Three-Phase and Five-Phase Motor Windings Common Point Potential Ripple with Respect to the Converter Zero Terminal

V.M. Tereshkin, I.L. Aitov, D.A. Grishin, V.V. Tereshkin

The aim of the study is to determine the parameters characterizing the ripple of a motor's three- and five-phase windings common point potentials (for the star winding connection diagram) with respect to the converter zero point.

One of the reserves for decreasing electromagnetically induced vibration of an electric motor with a rotating field is to increase the number of working winding phases. The study subject is a five-phase motor winding connected to a bridge converter, namely, its ability to reduce electromagnetically induced vibration in comparison with that in using a three-phase winding. The common point potential ripple parameters are studied, and an approach is proposed to estimating the amplitude modulation of the space-time voltage vector of three- and five-phase windings under the influence of the common point potential ripple with respect to the converter zero point.

Theoretical studies were carried out using the Fourier series expansion method and vector analysis methods. To confirm the theoretical results, experimental studies of the prototypes of three-phase and five-phase synchronous motors with inductors made on the basis of permanent magnets were carried out.

The main results have shown the following. With increasing the number of phases of the rotating field motor working winding connected to a bridge converter, the common point potential ripple amplitude with respect to the converter zero point decreases, and the ripple frequency increases. The product of ripple amplitude by frequency remains unchanged. It is assumed that the common point potential ripple of the

motor multiphase winding with respect to the converter zero terminal results in the amplitude modulation of the space-time voltage vector. With increasing the number of winding phases, the modulation amplitude decreases, and the modulation frequency increases.

A five-phase motor has a lower level of the working winding common point potential ripple with respect to the converter zero point in comparison with a three-phase motor. Thus, it can be assumed that there will be a lower level of electromagnetically induced vibration in using a simple converter operation algorithm. The obtained results can be used in designing electric traction systems with vector control on the basis of multiphase motors.

With increasing the number of phases, the common point potential ripple amplitude in a multiphase winding with respect to the converter zero point decreases, and the ripple frequency increases. Thus, the common point potential ripple amplitude in a five-phase winding is 5/3 times less than that in a three-phase winding, and the ripple frequency increases by 5/3 times, respectively. With increasing the number of working winding phases, the amplitude modulation of the resulting space-time voltage vector decreases. This circumstance has a positive effect on decreasing the electromagnetically induced vibration.

Key words: rotating-field motor five-phase winding, ripple of the five-phase motor winding's common point potential, space-time voltage vector amplitude modulation, electromagnetically induced vibration.

For citation: Tereshkin V.M., Aitov I.L., Grishin D.A., Tereshkin V.V. Three-Phase and Five-Phase Motor Windings Common Point Potential Ripple with Respect to the Converter Zero Terminal. Bulletin of MPEI. 2021;2:51—59. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2021-2-51-59.

Введение

Современный уровень развития силовой электроники, микроконтроллеров и информационных технологий позволяют формировать симметричное многофазное напряжение с любым количеством фаз.

Реализация многофазного двигателя с числом фаз более трех возможна даже на основе пакета статора трехфазной машины при незначительной модернизации обмотки. Это позволяет рассматривать электропривод на основе многофазных машин как альтернативу трехфазному электроприводу при наличии их неоспоримых преимуществ.

В ряде зарубежных работ рассмотрены вопросы влияния количества фаз электродвигателя на снижение величины номинального фазного тока, повышение надежности и снижение уровня шума и вибраций. Также определены перспективы развития электропривода в автомобиле [1 — 8].

Известно значительное количество публикаций, посвященных пространственно-векторной модуляции, необходимой при реализации полеориентированного векторного управления (FOC) и прямого управления моментом (DTC). В них описаны вопросы вибраций электромагнитного происхождения при реализации синусной широтно-импульсной модуляции (SPWM), исследованы электроприводы на основе трехфазных двигателей [9 — 13].

Существуют отечественные разработки, посвященные изучению влияния числа фаз двигателя на вибрации электромагнитного происхождения [14 — 20].

Постановка проблемы

Статья посвящена исследованию пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки двигателя относительно «нуля» преобразователя и изучению влияния этого фактора на вибрации электромагнитного происхождения. Фактор «многофазности» рассмотрен в качестве приоритетного при решении проблем точности, шума и вибраций в современной электротяге.

Выполнен сравнительный анализ пульсаций потенциала общей точки многофазной обмотки относительно «нуля» преобразователя для трех- и пятифазных систем при реализации алгоритмов $2m$ -ступенчатой коммутации (m — количество фаз обмотки).

Функциональные схемы силовой части многофазных систем «ЭД–ВП» изображены на рис. 1. Нагрузкой преобразователей стали многофазные обмотки электродвигателей (ЭД) с нечетным количеством фаз (3 и 5). На вход вентильного преобразователя (ВП) подается единичное входное напряжение от источника питания (ИП). Анодная группа (АГ) ключей обозначена нечетными цифрами, катодная группа (КГ) — четными. Схемы даны для описания алгоритмов управления вентильных преобразователей.

Алгоритмы управления преобразователями, при реализации которых проходили исследования.

Три фазы (шесть коммутаций за период; шесть активных векторов).

1) 1, 4, 5;

2) 1, 4, 6;

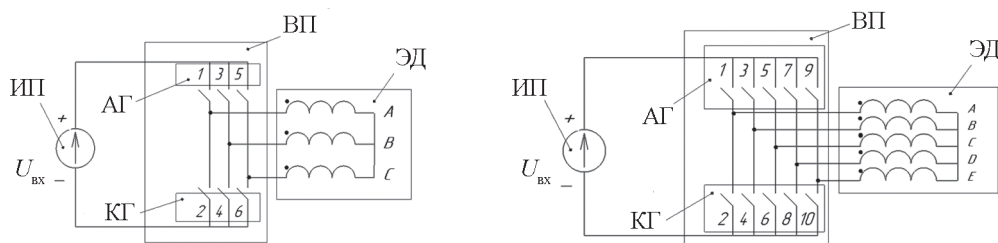


Рис. 1. Функциональные схемы силовой части многофазных систем:

ИП — источник питания; АГ, КГ — анодная и катодная группы; ВП — вентильный преобразователь; ЭД — электродвигатель

- 3) 1, 3, 6.
- 4) 2, 3, 6;
- 5) 2, 3, 5;
- 6) 2, 4, 5.

Логические состояния трехфазного преобразователя:
101, 100, 110, 010, 011, 001.

Пять фаз (десять коммутаций за период; десять активных векторов).

- 1) 1, 4, 6, 7, 9 ($A_+ B_- C_- D_+ E_+$);
- 2) 1, 4, 6, 8, 9 ($A_+ B_- C_- D_- E_+$);
- 3) 1, 3, 6, 8, 9 ($A_+ B_+ C_- D_- E_+$);
- 4) 1, 3, 6, 8, 10 ($A_+ B_+ C_- D_- E_-$);
- 5) 1, 3, 5, 8, 10 ($A_+ B_+ C_+ D_- E_-$);
- 6) 2, 3, 5, 8, 10 ($A_- B_+ C_+ D_- E_-$);
- 7) 2, 3, 5, 7, 10 ($A_- B_+ C_+ D_+ E_-$);
- 8) 2, 4, 5, 7, 10 ($A_- B_- C_+ D_+ E_-$);
- 9) 2, 4, 5, 7, 9 ($A_- B_- C_+ D_+ E_+$);
- 10) 2, 4, 6, 7, 9 ($A_- B_- C_- D_+ E_+$).

Логические состояния пятифазного преобразователя:

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

Расчетно-теоретические фазные напряжения, формирующиеся при реализации указанных алгоритмов (широтно-импульсная модуляция (ШИМ0 — 100%), продемонстрированы на рис. 2. Численные значения параметров кривых рис. 2 соответствуют единичному значению входного напряжения преобразователя. Амплитуда первой гармоники каждой кривой равна: $U_{m13} = U_{m15} = 0,637 = 2/\pi$.

Разложение в ряд Фурье кривых показало, что форма фазного напряжения трехфазной обмотки не содержит третьей, а в форме фазного напряжения пятифазной обмотки нет пятой временных гармоник.

Трехфазная обмотка

Амплитуды пульсаций и первой гармоники пульсаций потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя определяются как:

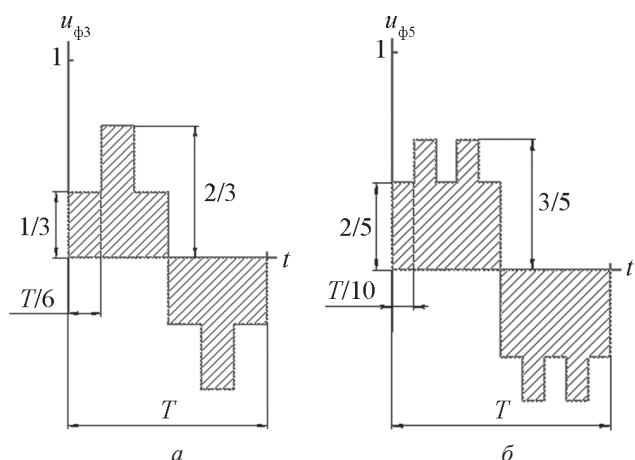


Рис. 2 Формы фазных напряжений трех- (а) и пятифазной (б) обмоток

$$U_{m3} = \frac{2}{3} - \frac{1}{2} = \frac{1}{6} = 0,16666;$$

$$U_{m3(1)} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{6} = \frac{2}{3\pi} = 0,2122.$$

На рисунке 3 приведена картина, поясняющая процесс формирования пульсаций потенциала общей точки относительно «нуля» преобразователя для трехфазной обмотки.

Очевидно, что за время шести коммутаций, формирующих период напряжения преобразователя T_{π} (или один «электрический» оборот пространственно-временного вектора напряжения), потенциал общей точки обмотки относительно «нуля» преобразователя совершит три колебания $T_{\pi} = 3T$. Они носят временной характер и, фактически, являются третьей гармоникой напряжения нулевой последовательности.

Временная диаграмма пульсации потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя представлена на рис. 4 (нижняя осциллограмма). Верхняя кривая — форма фазного напряжения. Расчетные значения совпадают с данными экспериментов.

Представим, что временная пульсация потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя проявляется через амплитудную модуляцию напряжения в каждой фазе и, следовательно, через амплитудную модуляцию пространственно-временного вектора напряжения первой гармоники (рис. 5). Из данных рис. 5 следует, что пространственно-временной вектор напряжения по первой гармонике с амплитудой $U_{m13} = 2/\pi$, совершая один «электрический»

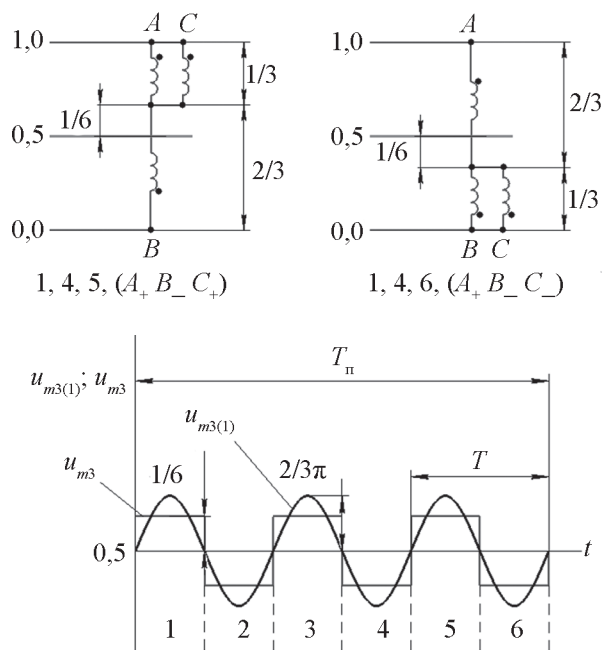


Рис. 3. Формирования пульсаций потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя

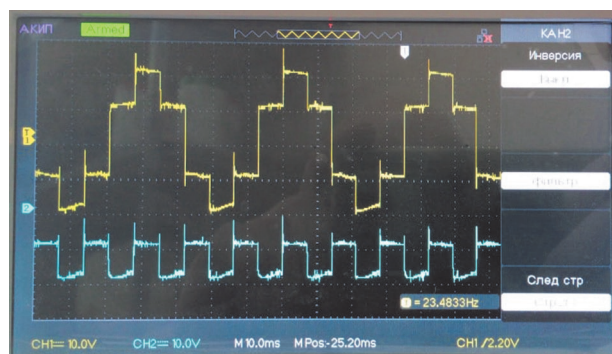


Рис. 4. Оциллограмма пульсаций потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя

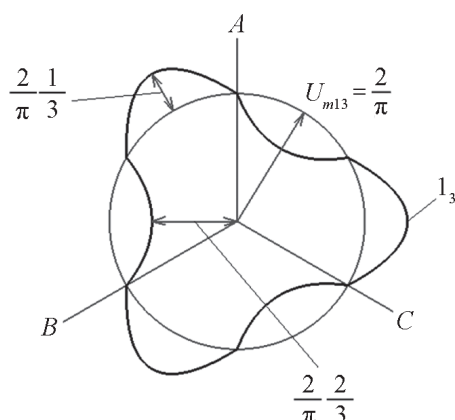


Рис. 5. Амплитудная модуляция пространственно-временного вектора напряжения первой гармоники в результате воздействия пульсаций потенциала общей точки трехфазной обмотки относительно «нуля» преобразователя

оборот, пульсирует с частотой $f = 3f_n$ (f_n — частота преобразователя), формируя годограф рабочего вектора 1_3 .

Величину модуляции пространственно-временного вектора можно оценить коэффициентом:

$$\frac{U_{m3(1)}}{U_{m13}} = \frac{1/3\pi}{2/\pi} = \frac{1}{3},$$

т. е. имеет место амплитудная модуляция пространственно-временного вектора напряжения $U_{m13} = 0,637 = 2/\pi$ с частотой $f = 3f_n$.

Максимальная и минимальная амплитуды пространственно-временного вектора первой гармоники равны:

$$U_{\max 13} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} + \frac{4}{\pi} \frac{1}{6} = \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{1}{3} \right) = \frac{8}{3\pi} = 0,8493;$$

$$U_{\min 13} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} \frac{1}{6} = \frac{2}{\pi} \left(1 - \frac{1}{3} \right) = \frac{4}{3\pi} = 0,4246.$$

Следует подчеркнуть, что форма фазного напряжения трехфазной обмотки (рис. 2) не содержит третьей временной гармоники, а симметричная трехфазная обмотка при реализации приведенного алгоритма управления трехфазным преобразователем формирует век-

тор напряжения нулевой последовательности третьей гармоники.

Произведение частоты пульсаций на величину амплитуды пульсаций выглядит как:

$$K_3 = U_{m3(1)} f = \frac{2}{3} \frac{1}{\pi} 3f_n = \frac{2f_n}{\pi}.$$

Пятифазная обмотка

Проведем аналогичные расчеты и построения для пятифазной системы.

Амплитуда пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя составляет:

$$U_{m5} = \frac{3}{5} - \frac{1}{2} = \frac{1}{10}.$$

Амплитуда первой гармоники пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя равна:

$$U_{m5(1)} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{10} = \frac{2}{5\pi} = 0,1274.$$

На рисунке 6 продемонстрировано формирование пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя.

За десять коммутаций, сформирующих один период напряжения преобразователя T_n (или один «электрический» оборот результирующего пространственно-временного вектора напряжения), потенциал общей точки пятифазной обмотки совершит пять колебаний $T_n = 5T$. Они носят временной характер и являются пятой гармоникой напряжения нулевой последовательности.

Временная диаграмма пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя дана на рис. 7 (нижняя оциллограмма). Верхняя кривая — форма фазного напряжения.

Положим, что временная пульсация потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя проявляется через амплитудную модуляцию напряжения в каждой фазе и, следовательно, через амплитудную модуляцию пространственно-временного вектора напряжения первой гармоники (рис. 8). Из данных рис. 8 следует, что пространственно-временной вектор напряжения по первой гармонике с амплитудой $U_{m15} = 2/\pi = 0,637$, совершая один «электрический» оборот, пульсирует с частотой $f = 5f_n$, формируя годограф рабочего вектора 1_5 .

Величина модуляции пространственно-временного вектора может быть оценена коэффициентом:

$$\frac{U_{m5(1)}}{U_{m15}} = \frac{2/5\pi}{2/\pi} = \frac{1}{5}.$$

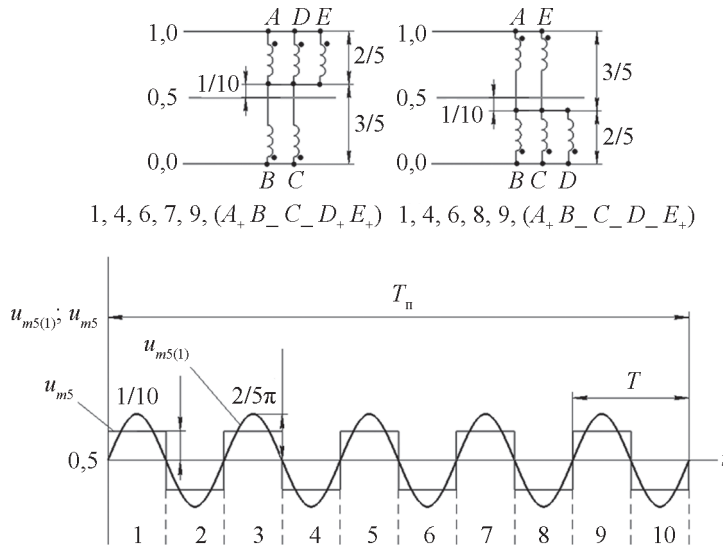


Рис. 6. Формирование пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя

В данном случае имеет место амплитудная модуляция пространственно-временного вектора напряжения $U_{m15} = 0,637 = 2/\pi$ с частотой $f = 5f_n$.

Максимальная и минимальная амплитуды пространственно-временного вектора первой гармоники определяются:

$$U_{\max 15} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} + \frac{4}{\pi} \frac{1}{10} = \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{1}{5} \right) = \frac{12}{5\pi} = 0,7642;$$

$$U_{\min 15} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi} \frac{1}{10} = \frac{2}{\pi} \left(1 - \frac{1}{5} \right) = \frac{8}{5\pi} = 0,5096.$$

Форма фазного напряжения пятифазной обмотки, изображенная на рис. 2, не содержит пятой временной гармоники, а симметричная пятифазная обмотка при реализации пространственной векторной модуляции с помощью приведенного алгоритма управления пятифазным преобразователем формирует вектор напряжения нулевой последовательности пятой гармоники.

Произведение частоты пульсации на величину амплитуды пульсации составляет:

$$K_5 = U_{m5(1)} \cdot f = \frac{2}{5} \frac{1}{\pi} \cdot 5f_n = \frac{2f_n}{\pi}.$$

Из расчетов следует, что соотношения амплитуд пульсаций потенциалов общей точки относительно «нуля» преобразователя равны:

$$\frac{U_{m5(1)}}{U_{m3(1)}} = \left(\frac{2}{5} \frac{1}{\pi} \right) / \left(\frac{2}{3} \frac{1}{\pi} \right) = \frac{3}{5}.$$

Следовательно, амплитуда пульсаций с увеличением количества фаз снижается и по сравнению с трехфазной обмоткой составляет 3/5 (для пятифазной обмотки), частота пульсаций при этом возрастает соответственно в 5/3 раза.

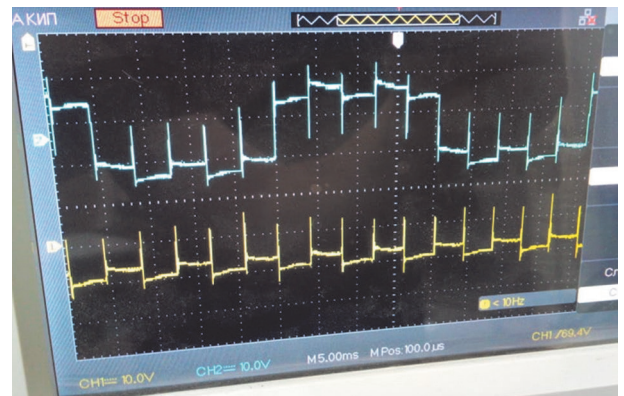


Рис. 7. Осциллограмма пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя

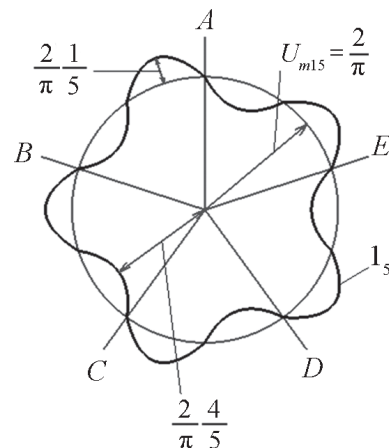


Рис. 8. Амплитудная модуляция пространственно-временного вектора напряжения первой гармоники в результате воздействия пульсаций потенциала общей точки пятифазной обмотки относительно «нуля» преобразователя

Произведение частоты пульсации потенциала общей точки обмотки относительно «нуля» преобразователя на величину амплитуды пульсации — величина постоянная и не зависит от числа фаз:

$$K_3 = K_5 = \frac{2f_n}{\pi}.$$

Обсуждение

Предложен подход оценки одной из предполагаемых причин вибраций электромагнитного происхождения, а именно, влияние пульсаций потенциала общей точки многофазной обмотки относительно «нуля» преобразователя.

Предполагается, что вибрация электромагнитного происхождения возникает по двум причинам. Первая — наличие гармонического спектра результирующих пространственно-временных векторов напряжения, как следствие несинусоидальной формы фазного напряжения. Вторая — пульсация потенциала общей точки многофазной обмотки относительно «нуля» преобразователя.

Анализ первой причины выполнен в [17]. Пятифазная обмотка при несинусоидальной форме фазного напряжения формирует результирующие пространственно-временные векторы напряжения по первой, девятой и одиннадцатой гармоникам (прямого и обратного следования). Трехфазная обмотка обладает всеми спектрами (значительной интенсивности) по каждой гармонике. Результирующие пространственно-временные векторы гармоник напряжений формируют результирующие пространственно-временные векторы токов, которые создают поля, вращающиеся с разными скоростями в разных направлениях (предположительно, создавая вибрацию электромагнитного происхождения «тангенциального типа»).

Семифазная обмотка не критична к форме фазного напряжения и, независимо от формы фазного напряжения, формирует результирующий пространственно-временной вектор напряжения только по первой гармонике.

Вторая предполагаемая причина вибрации электромагнитного происхождения — пульсация потенциала общей точки относительно «нуля» преобразователя. Ее воздействие провоцирует вибрацию «радиального типа». По данному признаку пятифазная обмотка предпочтительнее трехфазной.

Можно предположить, что блок широтно-импульсной модуляции микроконтроллера (блок PWM), реализующий режим синусной широтно-импульсной модуляции (SPWM) при векторном управлении, решает также задачу снижения вибраций.

Введем понятия векторов непрерывного вращения и дискретных состояний. Вектор непрерывного вращения — это обобщенный вектор напряжения, соответствующий синусоидальной форме фазного напряжения. Он формируется с помощью режима SPWM. Вектор дискретных состояний — один из множества

векторов, создающийся одним из многочисленных «аккордов» ключей преобразователя.

Количество векторов дискретных состояний при реализации SPWM определяется частотой ШИМ (временной дискретностью), а при увеличении числа фаз — количеством фаз обмотки (пространственной дискретностью).

Исследования показали, что при росте пространственной дискретности (увеличении числа фаз) частота пульсаций общей точки относительно «нуля» преобразователя возрастает, а амплитуда снижается.

Аналогичные рассуждения справедливы для временной дискретности. При возрастании частоты ШИМ режима SPWM также растет частота пульсаций, а амплитуда пульсаций уменьшается.

Увеличение количества фаз (пространственная дискретность) аналогично по назначению увеличению частоты ШИМ (временная дискретность).

Пространственная дискретность более эффективна, поскольку режим ШИМ ограничивается только «мертвой зоной» (ШИМ — 95%).

Величина амплитуды первой гармоники фазного напряжения при ШИМ в 100% (модуль вектора непрерывного вращения) независимо от количества фаз, равна $2/\pi = 0,637$. Однако, уровень пространственной дискретности трехфазной обмотки диктует необходимость применения временной дискретности или режима SPWM. Многофазная обмотка (практически при $m = 7$) во временной дискретности не нуждается, хотя увеличение числа фаз равносильно увеличению частоты ШИМ. Так, пятифазная обмотка использует частоту ШИМ в 5/3 раза большую по сравнению с трехфазной обмоткой (десять коммутаций за период по сравнению с шестью коммутациями).

Если сравнить эффективность режима SPWM при увеличении числа фаз, то рост числа фаз также способствует повышению эффективности (коэффициента использования по напряжению) режима.

Например, максимальный ШИМ трехфазной обмотки равен 75%, что соответствует 3/4, а для пятифазной обмотки он составляет 83,33%, что соответствуют 5/6. Следовательно, при реализации режима SPWM трех- и пятифазной машин пятифазная машина более эффективна в $(5/6)/(4/3) = 1,1111$ раз.

Если сравнить трех- и семифазную обмотки по данному критерию, то для семифазной обмотки предельное значение ШИМ — 87,5% ($7/8 = 0,875$). Следовательно, при реализации режима SPWM трех- и семифазной машин семифазная машина более эффективна в $(7/8)/(4/3) = 1,1666$ раз.

Если предположить, что число фаз m стремится к бесконечности, то коэффициент эффективности возрастет до 1,3333, а амплитуда синусоиды будет равна 0,6666. Для сравнения, у трехфазной машины максимальная амплитуда синусоиды — 0,5.

Для наглядности на рис. 9, 10 приведены осциллограммы пульсаций общей точки относительно «нуля» преобразователя трех- и пятифазной машин для ШИМ — 95, 75 и 50%.

Очевидно, что спектр пульсаций меняется в сторону увеличения частоты. Однако более ясную картину дают эксперименты при реализации режимов SPWM, а также установление связи между пульсацией потенциала общей точки относительно «нуля» преобразователя и вибрациями.

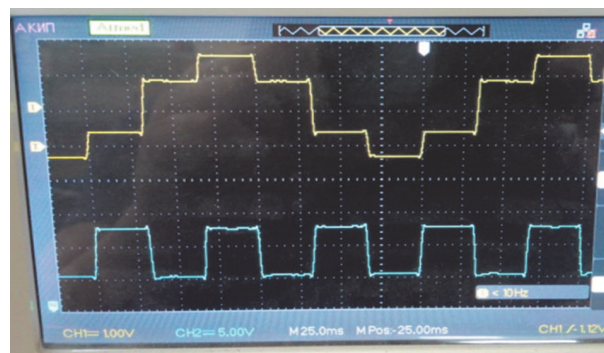
Предварительные результаты исследований показали, что качество электропривода повышается при увеличении числа фаз рабочей обмотки. При этом конструкция и сложность изготовления двигателя не меняются. Предполагается экономия меди. Понижается номинальный фазный ток (либо номинальное фазное напряжение). Принципы векторного управления типа FOC — неизменны.

Можно предположить, что увеличение количества фаз двигателя, например до одиннадцати или семи, ис-

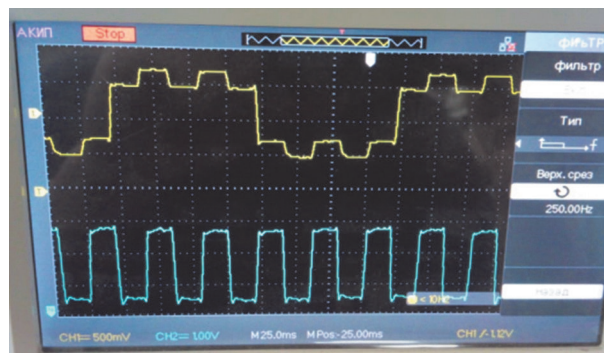
ключит необходимость применения режима SPWM, а при прямом управлении моментом (типа DTC) необходимость в применении «нулевого вектора» отсутствует. Это позволит значительно упростить систему управления при реализации векторного управления. Так, обмотка с 11-ю фазами обладает амплитудой пульсаций потенциала общей точки относительно «нуля» преобразователя в $11/3 = 3,666$ раз меньше по сравнению с трехфазной обмоткой, а частота пульсаций в 3,666 раз больше.

Заключение

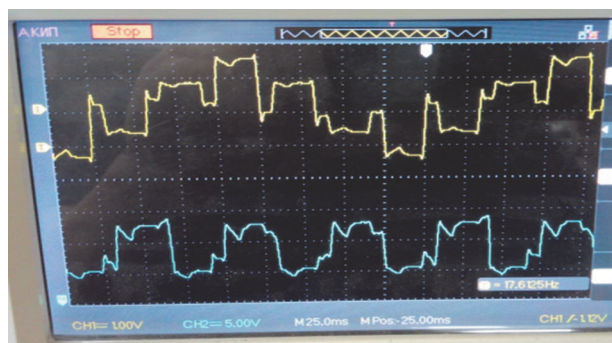
Современные системы векторного управления (FOC и DTC) ориентированы на применение трехфазного двигателя, однако, можно предположить, что фактор «многофазности» позволит изменить подходы при реализации векторного управления в электротяге.



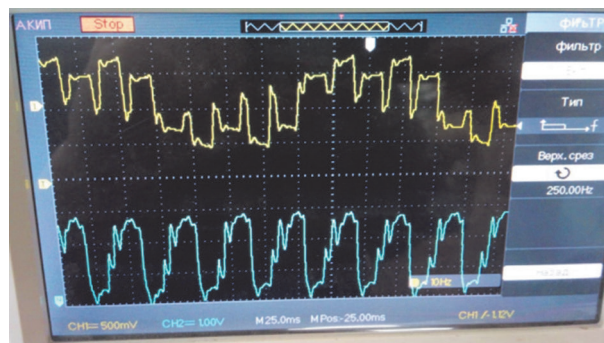
а



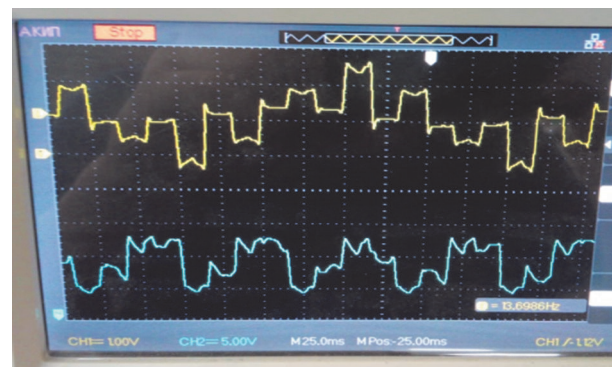
а



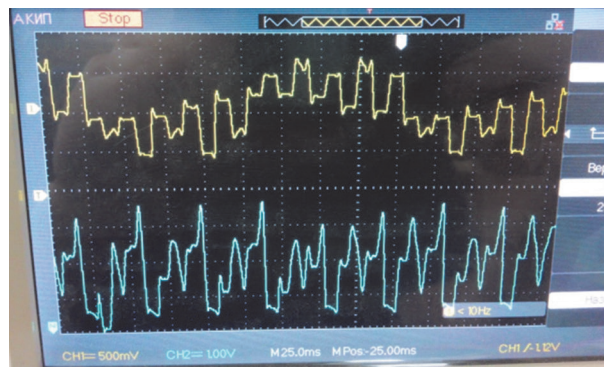
б



б



в



в

Рис. 9. Осциллограммы пульсаций трехфазной машины для ШИМ 95 (а), 75 (б) и 50% (в)

Рис. 10. Осциллограммы пульсаций пятифазной машины для ШИМ 95 (а), 75 (б) и 50% (в)

Литература

References

1. **Chan C.C.** The State of the Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles // Proc IEEE. 2007. V. 95. No. 4. Pp. 704—718.

2. **Chan C.C., Bouscayrol A., Chen K.** Electric, Hybrid, and Fuel-cell Vehicles: Architectures and Modeling // IEEE Trans. Vehicular Technol. 2010. V. 59. No. 2. Pp. 589—598.

3. **Global E.V.** Outlook: Understanding the Electric Vehicle Landscape to 2020, Apr. 2013 [Электрон ресурс] www.iea.org/publications/globalevoutlook_2013.pdf (дата обращения 06.10.2020).

4. **Williamson S., Smith S.** Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines // IEEE Trans. Indust. Appl. 2003. V. 39. No. 4. Pp. 986—993.

5. **Duran M.J., Barrero F.J., Toral S.L.** Multi-phase Space Vector Pulse Width Modulation: Applications and Strategies // Proc. Int. Conf. Renewable Energies and Power Quality. 2007. № 5. Pp. 1—7.

6. **Space Vector Pulse Width Modulation MSS Software Implementation User Guide, Microsemi** [Электрон ресурс] www.microsemi.com/document-portal/doc_view/133495-space-vector-pulse-width-modulation-mss-software-implementation-user-guide (дата обращения 09.09.2019).

7. **Texas Instruments Inc.** Appl. Rep. Space-Vector PWM with TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns [Официальный сайт] www.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf (дата обращения 09.09.2019).

8. **Guzman H. e. a.** Application of DSP in Power Conversion Systems — a Practical Approach for Multiphase Drives [Электрон ресурс] www.cdn.intechopen.com/pdfs-wm/48835.pdf (дата обращения 09.09.2019).

9. **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.

10. **Усольцев А.А.** Современный асинхронный электропривод оптико-механических комплексов. СПб.: Изд-во ИТМО, 2011.

11. **Калачев Ю.Н.** Векторное регулирование (замечки практика) [Официальный сайт] www.avislab.com/blog/wpcontent/uploads/2016/11/Vector_Kalachev.pdf (дата обращения 09.09.2019).

12. **Ле Д.Т., Аверин С.В.** Формирование векторной широтно-импульсной модуляции с исключением сквозных токов в трехфазном мостовом инверторе // Вестник Московского авиационного института. 2016. Т. 23. № 4. С. 155—163.

13. **Ле Д.Т., Аверин С.В.** Оптимизация алгоритмов коммутации в инверторах с векторной ШИМ // Вестник Московского авиационного института. 2016. Т. 23. № 3. С. 155—164.

14. **Голубев А.Н., Игнатенко С.В.** Влияние числа фаз статорной обмотки асинхронного двигателя на

1. **Chan C.C.** The State of the Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles. Proc IEEE. 2007;95;4:704—718.

2. **Chan C.C., Bouscayrol A., Chen K.** Electric, Hybrid, and Fuel-cell Vehicles: Architectures and Modeling. IEEE Trans. Vehicular Technol. 2010;59;2:589—598.

3. **Global E.V.** Outlook: Understanding the Electric Vehicle Landscape to 2020, Apr. 2013 [Elektron Resurs] www.iea.org/publications/globalevoutlook_2013.pdf (Data Obrashcheniya 06.10.2020).

4. **Williamson S., Smith S.** Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines. IEEE Trans. Indust. Appl. 2003;39;4:986—993.

5. **Duran M.J., Barrero F.J., Toral S.L.** Multi-phase Space Vector Pulse Width Modulation: Applications and Strategies. Proc. Int. Conf. Renewable Energies and Power Quality. 2007;5:1—7.

6. **Space Vector Pulse Width Modulation MSS Software Implementation User Guide, Microsemi** [Elektron Resurs] www.microsemi.com/document-portal/doc_view/133495-space-vector-pulse-width-modulation-mss-software-implementation-user-guide (Data Obrashcheniya 09.09.2019).

7. **Texas Instruments Inc.** Appl. Rep. Space-Vector PWM with TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns [Ofits. Sayt] www.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf (Data Obrashcheniya 09.09.2019).

8. **Guzman H. e. a.** Application of DSP in Power Conversion Systems — a Practical Approach for Multiphase Drives [Elektron Resurs] www.cdn.intechopen.com/pdfs-wm/48835.pdf (Data Obrashcheniya 09.09.2019).

9. **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).

10. **Usol'tsev A.A.** Sovremennyy Asinkhronnyy Elektropriwod Optiko-mekhanicheskikh Kompleksov. SPb.: Izd-vo ITMO, 2011. (in Russian).

11. **Kalachev Yu.N.** Vektornoe Regulirovanie (Zametki Praktika) [Ofits. Sayt] www.avislab.com/blog/wpcontent/uploads/2016/11/Vector_Kalachev.pdf (Data Obrashcheniya 09.09.2019). (in Russian).

12. **Le D.T., Averin S.V.** Formirovanie Vektornoy Shirotno-impul'snoy Modulyatsii s Isklyucheniem Skvoznnykh Tokov v Trekhfaznom Mostovom Invertore. Vestnik Moskovskogo Aviatsionnogo Instituta. 2016;23;4:155—163. (in Russian).

13. **Le D.T., Averin S.V.** Optimizatsiya Algoritmov Kommutatsii v Invertorakh s Vektornoy SHIM. Vestnik Moskovskogo Aviatsionnogo Instituta. 2016;23;3:155—164. (in Russian).

14. **Golubev A.N., Ignatenko C.B.** Vliyanie Chisla Faz Statornoy Obmotki Asinkhronnogo Dvigatelya na

его виброшумовые характеристики // Электротехника. 2000. № 6. С. 28—31.

15. **Голубев А.Н., Игнатенко С.В.** Многофазный асинхронный электропривод в аномальных режимах работы // Электротехника. 2001. № 10. С. 17—22.

16. **Бабаев М.Б., Голубев А.Н., Игнатенко С.В.** Влияние числа фаз на пульсации момента и виброшумовые характеристики АД // Тез. докл. II Междунар. конф. по электромеханике и электротехнологиям. Алушта, 1996. С. 150—152.

17. **Терешкин В.М.** Теоретическое обоснование возможности снижения вибраций электромагнитного происхождения в пятифазной машине переменного тока по сравнению с трехфазной машиной // Вестник Московского авиационного института. 2018. Т. 25. № 4. С. 229—239.

18. **Терешкин В.М., Гришин Д.А., Макулов И.А.** Установка для экспериментальных исследований многофазных электромеханических систем // Записки Горного института. 2019. Т. 240. С. 678—685.

19. **Терешкин В.М., Гришин Д.А., Макулов И.А.** Элементы теории многофазных вентильных электромеханических систем // Электротехника. 2019. № 10. С. 56—61.

20. **Терешкин В.М., Аитов И.Л., Сергеев Н.А.** Исследования алгоритмов управления многофазных мостовых преобразователей // Электротехника. 2020. № 6. С. 17—23.

Ego Vibroshumovye Kharakteristiki. Elektrotehnika. 2000;6:28—31. (in Russian).

15. **Golubev A.N., Ignatenko S.V.** Mnogofaznyy Asinkhronnyy Elektroprivod v Anomal'nykh Rezhimakh Raboty. Elektrotehnika. 2001;10:17—22. (in Russian).

16. **Babaev M.B., Golubev A.N., Ignatenko S.V.** Vliyaniye Chisla Faz na Pul'satsii Momenta i Vibroshumovye Kharakteristiki AD. Tez. dokl. II Mezhdunar. Konf. po Elektromekhanike i Elektrotekhnologiyam. Alushta, 1996: 150—152. (in Russian).

17. **Tereshkin V.M.** Teoreticheskoye Obosnovaniye Vozmozhnosti Snizheniya Vibratsiy Elektromagnitnogo Proiskhozhdeniya v Pyatifaznoy Mashine Peremennogo Toka po Sravneniyu s Trekhfaznoy Mashinoy. Vestnik Moskovskogo Aviatsionnogo Instituta. 2018;25;4: 229—239. (in Russian).

18. **Tereshkin V.M., Grishin D.A., Makulov I.A.** Ustanovka dlya Eksperimental'nykh Issledovaniy Mnogofaznykh Elektromekhanicheskikh Sistem. Zapiski Gornogo Instituta. 2019;240:678—685. (in Russian).

19. **Tereshkin V.M., Grishin D.A., Makulov I.A.** Elementy Teorii Mnogofaznykh Ventil'nykh Elektromekhanicheskikh Sistem. Elektrotehnika. 2019; 10: 56—61. (in Russian).

20. **Tereshkin V.M., Aitov I.L., Sergeev N.A.** Issledovaniya Algoritmov Upravleniya Mnogofaznykh Mostovykh Preobrazovateley. Elektrotehnika. 2020;6: 17—23. (in Russian).

Сведения об авторах:

Терешкин Владимир Михайлович — кандидат технических наук, доцент кафедры электромеханики Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: tvn53@mail.ru

Аитов Иршат Лутфуллович — кандидат технических наук, доцент кафедры информационно-измерительной техники Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: aitov-irshat@mail.ru

Гришин Дмитрий Анатольевич — ведущий инженер ООО «Газ-Проект-Инжиниринг», e-mail: lowrat@mail.ru

Терешкин Вячеслав Владимирович — студент кафедры электромеханики Уфимского государственного авиационного технического университета, e-mail: stierishkin@mail.ru

Information about authors:

Tereshkin Vladimir M. — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Electrical Engineers Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: tvn53@mail.ru

Aitov Irshat L. — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Information and Measurement Technology Dept., Ufa State Aviation Technical University, e-mail: aitov-irshat@mail.ru

Grishin Dmitriy A. — Lead Engineer of LLC «Gaz-Project-Engineering», e-mail: lowrat@mail.ru

Tereshkin Vyacheslav V. — Student of Electrical Engineers Dept., Ufa State Aviation Technical University, 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: 20.08.2020

The article received to the editor: 20.08.2020