

УДК 621.316.7: 621.382

ОСОБЕННОСТИ ПИТАНИЯ ОБМОТОК ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ОТ ТРЕХФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С МОСТОВЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

FEATURES OF WINDINGS FEEDING FOR A SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR (SPIM) SUPPLIED FROM A THREE-PHASE BRIDGE RECTIFIER-INVERTER

Г. В. Ледник,
вед. инженер-конструктор СКБ-4 НПООО «ОКБ ТСП»

H. Lednik

Дата поступления в редакцию — 25.08.2015 г.

Рассмотрена схема питания обмоток двухфазного асинхронного двигателя от трехфазного инвертора с мостовым выпрямителем. Для регулирования скорости вращения ротора и независимого управления напряжениями, питающими обмотки двигателя, осуществлен расчет модифицированных опорных модулирующих напряжений. Получены аналитические выражения для вычисления текущих значений амплитуд и фаз векторов a , b и c при регулировании двухфазного асинхронного двигателя.

Рассмотрена асимметричная регулярно-дискретизированная ШИМ с несущим сигналом треугольной формы и осуществлена оценка ее спектрального состава при регулировании двухфазного асинхронного двигателя. Для оценки использованы коэффициент суммарных гармонических искажений THD и нормированный взвешенный коэффициент суммарных гармонических искажений WTHD0.

This paper considers the scheme of windings feeding for SPIM supplied from a three-phase bridge rectifier-inverter. Modified reference modulating voltages were calculated to control the rotor speed and independent control the voltages supplying motor windings. Analytical expressions were obtained to calculate amplitudes and phases of current values of vectors a , b and c during SPIM control.

Asymmetrical regular-sampled PWM with triangular carrier was considered and assessment of PWM spectral composition was implemented during SPIM control. Total harmonic distortion factor THD and weighted total harmonic distortion factor normalized to inverter supply WTHD0 were used for assessment.

Очень часто управление производительностью различных гидроприводов осуществляется путем поворота люльки гидронасосов с помощью двухфазного асинхронного двигателя (ДАД) имеющего полый немагнитный ротор. Такой ДАД обладает рядом достоинств [1]: малый момент инерции и высокое быстродействие (электрохимическая постоянная времени варьирует в пределах 10–150 мс); незначительное индуктивное сопротивление рото-

ра (механические и регулировочные характеристики обладают хорошей линейностью); высокая чувствительность и малое напряжение трогания (малый момент инерции и отсутствие радиальных сил притяжения полого немагнитного ротора к статору). Особенностью ДАД является то, что на его статоре располагаются две распределенные обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° . Одна из обмоток называется обмоткой возбуждения (ОВ), а вторая — обмоткой управ-

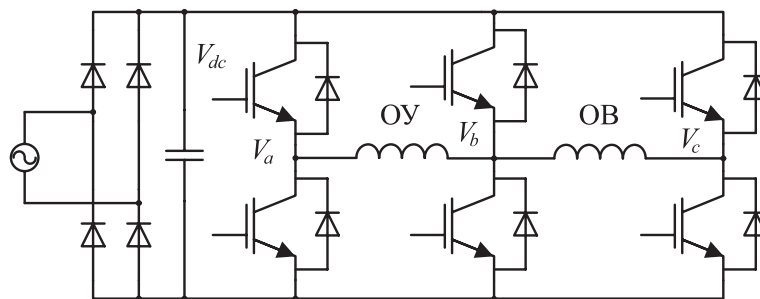


Рис. 1. Схема питания обмоток ДАД от трехфазного инвертора с мостовым выпрямителем

ления (ОУ). Для возникновения вращающего момента двигателя на обмотки ДАД подаются напряжения V_{OY} и V_{OB} , сдвинутые по фазе друг относительно друга, которые формируются специально схемой включения [2]. Применение ДАД вызывает ряд вопросов к схемам включения, способам управления [3], качеству напряжений питающих обмотки двигателя и поэтому в дальнейшем они будут рассмотрены более подробно.

1. Схема включения обмоток ДАД.

Для управления скоростью вращения ротора ДАД используют различные схемы включения его обмоток [4, 5]: однофазный мостовой инвертор с мостовым или полумостовым выпрямителем; однофазный полумостовой инвертор с полумостовым выпрямителем; двухфазный мостовой инвертор с мостовым выпрямителем; двухфазный полумостовой инвертор с мостовым выпрямителем; трехфазный инвертор с мостовым выпрямителем. Однофазные инверторы при управлении ДАД на низких скоростях имеют ряд существенных недостатков в сравнении с двухфазными инверторами, таких как, низкие эффективность и средний момент, большие пульсации момента и скорости вращения ротора [6]. Двухфазные и трехфазные инверторы позволяют реализовать все известные способы управления ДАД: амплитудный, фазовый, частотный, векторное управление и их комбинации [7, 8, 9, 10], а также временной метод [3, 11] и метод прерывистого движения [12]. Причем управление этими схемами осуществляется в цифровом виде, а выходные напряжения и токи, питающие обмотки ДАД, представляют собой широтно-импульсно-модулированные (ШИМ) последовательности импульсов, которые в общем случае не являются синусоидальными. Двухфазный полумостовой инвертор с мосто-

вым выпрямителем может генерировать только двухуровневые ШИМ последовательности, что приводит к возникновению большого числа гармоник в спектре сигнала и дополнительным потерям в двигателе. Двухфазный мостовой инвертор с мостовым выпрямителем имеет лучший гармонический состав ШИМ напряжений, но является наиболее дорогим, кроме того обладает большими коммутационными потерями и потерями проводимости, чем трехфазный инвертор [6, 13]. Наиболее рациональной и распространенной схемой, является схема питания обмоток ДАД от трехфазного инвертора с мостовым выпрямителем [6, 13, 14], которая приведена на рис. 1.

Инвертор (см. рис. 1) содержит шесть ключевых элементов (КЭ), обеспечивающих питание обеих обмоток. Первая и третья пары КЭ используются при регулировании скорости вращения ротора ДАД. Вторая пара КЭ является общей для обеих обмоток и поэтому при регулировании ДАД амплитуда и фаза в ней не изменяются. Схема позволяет реализовать как однообмоточное (ОУ или ОВ), так и двухобмоточное (ОУ и ОВ) регулирование. Причем двухобмоточное регулирование может быть отдельным и независимым. Данная задача частично решена в [6], однако системный подход в этом вопросе отсутствует. В дальнейшем, используя векторно-аналитический способ, рассмотрим отдельное и независимое двухобмоточное регулирование ДАД более подробно.

2. Регулирование скорости вращения ротора ДАД.

Несмотря на простоту схемы (см. рис. 1) регулирование скорости вращения ротора ДАД является сложной задачей. Напряжение в обмотке управления образуется за счет вычитания из на-

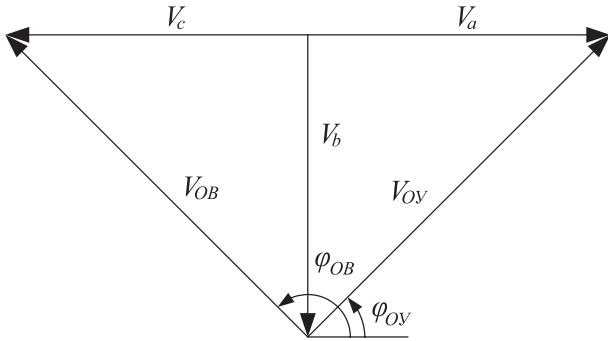


Рис. 2. Модулирующие и питающие обмотки ДАД напряжения в трехфазном инверторе

пряжения первой пары КЭ напряжения второй пары КЭ ($V_{OY} = V_a - V_b$). Напряжение в обмотке возбуждения образуется за счет вычитания из напряжения третьей пары КЭ напряжения второй пары КЭ ($V_{OB} = V_c - V_b$). Следовательно, напряжения (V_a, V_b, V_c) на выходе полумостовых инверторов (пар КЭ) являются опорными модулирующими, а выходные напряжения (V_{OY}, V_{OB}) — питающими.

Аналитическую зависимость модулирующих и питающих напряжений можно изобразить с помощью векторов в произвольной системе координат (рис. 2).

Следует отметить, что опорные модулирующие напряжения расположены ортогонально и имеют одинаковые максимальные значения $V_a = V_b = V_c = V_m$, а питающие напряжения другие максимальные значения $V_{OY} = V_{OB} = \sqrt{2}V_m$. Причем обеспечивается фазовый сдвиг между питающими напряжениями равный 90° .

В соответствии с рис. 2 запишем уравнения для опорных модулирующих и питающих напряжений:

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin \omega t, \\ V_b &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \\ V_c &= V_m \sin (\omega t - \pi); \\ V_{OY} &= V_a - V_b = \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right), \\ V_{OB} &= V_c - V_b = \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right). \end{aligned} \quad (1)$$

Полученные напряжения (1) не позволяют регулировать амплитуды векторов V_{OY} и V_{OB} , поэтому их необходимо модифицировать.

3. Определение модифицированных опорных модулирующих напряжений.

Для определения модифицированных опорных модулирующих напряжений вектор V_b оставим без изменений, а будем изменять амплитуды V_a, V_c и фазы φ_a, φ_c таким образом (рис. 3), чтобы получить регулируемые амплитуды напряжений V_{OY} и V_{OB} (при сохранении фазового сдвига 90° между ними):

$$\begin{aligned} V_{OY.i} &= V_{a.i} - V_b = M_1 \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right); \\ V_{OB.i} &= V_b - V_{c.i} = M_2 \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right), \end{aligned} \quad (2)$$

где M_1, M_2 — индекс модуляции ($0 \leq M_1 \leq 1, 0 \leq M_2 \leq 1$).

В соответствии с рис. 3 запишем уравнения для опорных модулирующих напряжений при регулировании ДАД в той же (см. рис. 2) системе координат:

$$\begin{aligned} V_{a.i} &= V_b + V_{OY.i} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + M_1 \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right); \\ V_b &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right); \\ V_{c.i} &= V_b - V_{OB.i} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) - M_2 \sqrt{2}V_m \sin \left(\omega t + \frac{3\pi}{4} \right). \end{aligned} \quad (3)$$

При необходимости можно получить значения амплитуд и фаз векторов a и c при регулировании. Для чего в соответствии с рис. 3 запишем уравнения для опорных модулирующих напряжений в виде:

$$\begin{aligned} V_{a.i} &= A \sin (\omega t - \varphi_a), \\ V_b &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \\ V_{c.i} &= C \sin (\omega t - \varphi_c). \end{aligned} \quad (4)$$

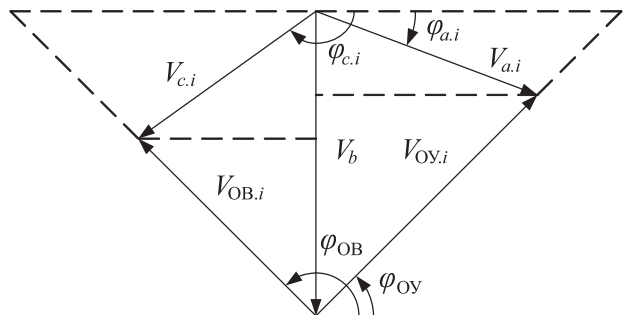


Рис. 3. Модулирующие и питающие обмотки ДАД напряжения в трехфазном инверторе при регулировании

Для вычисления текущих значений амплитуд (4) векторов a и c при регулировании, используем теорему косинусов:

$$A = \sqrt{V_m^2 + (M_1 \sqrt{2} V_m)^2 - 2 M_1 V_m^2 \sqrt{2} \cos \frac{\pi}{4}} = V_m \sqrt{1 + 2 M_1 (M_1 - 1)};$$

$$C = \sqrt{V_m^2 + (M_2 \sqrt{2} V_m)^2 - 2 M_2 V_m^2 \sqrt{2} \cos \frac{\pi}{4}} = V_m \sqrt{1 + 2 M_2 (M_2 - 1)}. \quad (5)$$

Запишем уравнения $A \cos \varphi_{a,i} = M_1 \sqrt{2} V_m \sin \frac{\pi}{4}$ и $C \cos(\pi - \varphi_{c,i}) = M_2 \sqrt{2} V_m \sin \frac{\pi}{4}$, из которых получим выражения для определения текущих значений фаз векторов a и c при регулировании (6):

$$\varphi_{a,i} = \arccos\left(\frac{M_1 V_m}{A}\right) = \arccos\left(\frac{M_1}{\sqrt{1 + 2 M_1 (M_1 - 1)}}\right);$$

$$\varphi_{c,i} = \pi - \arccos\left(\frac{M_2 V_m}{C}\right) = \pi - \arccos\left(\frac{M_2}{\sqrt{1 + 2 M_2 (M_2 - 1)}}\right).$$

Выражения (3) позволяют обеспечить раздельное и независимое двухобмоточное регулирование ДАД, при котором амплитуды напряжений $V_{Oy,i}$ и $V_{Ob,i}$ питающих обмотки двигателя в зависимости от индексов модуляции M_1 и M_2 , могут изменяться в пределах $0 \dots \sqrt{2} V_m$ при неизменном фазовом сдвиге между ними равном 90° . Выражения (5) и (6) позволяют определить амплитуды и фазы векторов a и c при регулировании.

Следует отметить, что напряжение V_{dc} в звене постоянного тока ЗПТ необходимо выбирать с учетом номинальных значений напряжений, питающих обмотки ДАД, и обычно [6] $V_{dc} = 2 V_m$, $V_{Oy,i} = V_{Ob,i} = \sqrt{2} V_m$. Полученные модулирующие напряжения $V_{a,i}$, V_b и $V_{c,i}$ используются в качестве функций построения, для создания многократных ШИМ напряжений, питающих обмотки двигателя. Регулирование ДАД осуществляют путем изменения параметров ШИМ импульсов [5, 15–17] и при максимальном сигнале обеспечивают равенство амплитуды первой гармоники напряжению звена постоянного тока $V_1 = V_{dc}$. Кроме того, величина напряжения V_{dc} определяется параметрами источника питания и мостового выпрямителя,

которые влияют на пульсацию этого напряжения, что следует учитывать при выборе емкости фильтра.

Кроме формирования модифицированных модулирующих опорных напряжений в трехфазном инверторе (см. рис. 1), нужно правильно выбрать форму ШИМ напряжений.

4. Выбор формы ШИМ напряжений для трехфазного инвертора.

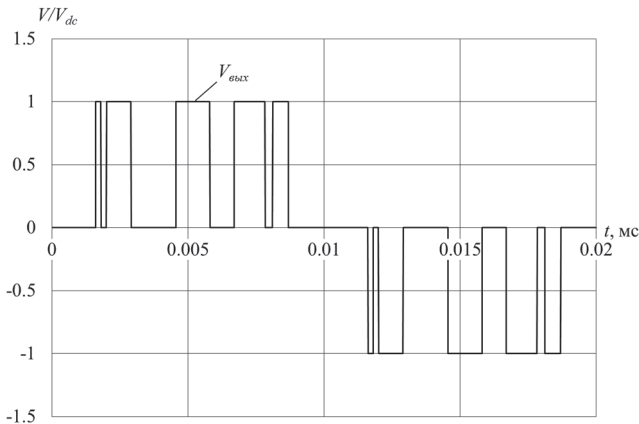
Обычно в процессе регулирования ДАД на его обмотках формируют трехуровневые ШИМ напряжения, форму которых необходимо выбрать. Ту или иную форму напряжений создают для исключения определенного количества гармоник, ближайших к основной. При этом предполагается, что не исключенные высокочастотные гармоники не влияют на работу двигателя или отфильтровываются специальными выходными фильтрами.

К наиболее часто используемым формам напряжений относят: однократную и многократную ШИМ последовательности [18, 19]. На практике наибольшее распространение находят многократные равномерные ШИМ [19], полученные с использованием различных функций построения ступенчатой, трапецеидальной или синусоидальной [15–17]. Кроме указанных форм напряжений применяют асимметрично регулярно-дискретизированную ШИМ с треугольной формой несущего напряжения, прямую, асимметричную ШИМ, и др. [5]. Причем регулирование ДАД осуществляют путем изменения индексов модуляции M_1 , M_2 опорных модулирующих напряжений (2) в диапазоне $M_i = 0 - 1$.

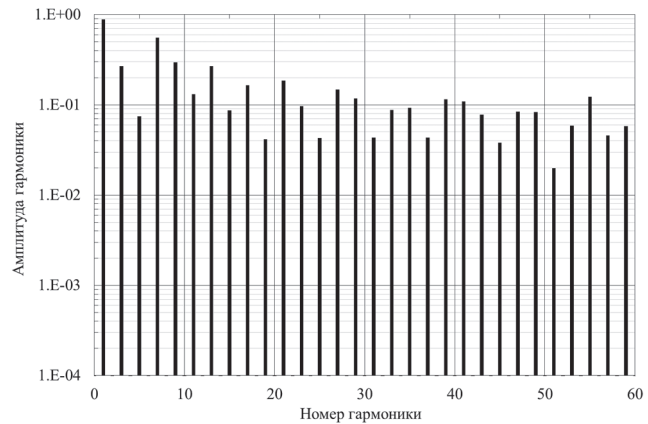
В качестве примера рассмотрим напряжение асимметричной регулярно-дискретизированной ШИМ с несущим сигналом треугольной формы при индексе модуляции $M_i = 0,9$ и отношении частот несущего и модулирующего сигналов $f_c / f_o = 5$, а также его спектр в логарифмическом масштабе, которые представлены на рис. 4.

Из рис. 4, б видно, что в спектре присутствуют все нечетные гармоники с номерами $n = 1, 3, 5, \dots$. Ближайшие к основной гармонике имеют амплитуды: 26,9 % с номером $n = 3$; 7,4 % с номером $n = 5$; 55,8 % с номером $n = 7$; 29,5 % с номером $n = 9$.

При использовании ШИМ напряжений и получении его спектра важным является оценка его гармонического состава.



а



б

Рис. 4. Асимметричная регулярно-дискретизированная ШИМ в трехфазном инверторе: а — выходное напряжение; б — спектральный состав

5. Оценка гармонического состава ШИМ напряжений трехфазного инвертора.

Для оценки гармонического состава ШИМ напряжений и приближения их к синусоидальной форме, применяют различные критерии [5, 20].

Коэффициент [20] гармоник (иначе называемый коэффициентом искажения синусоидальности кривой) $K_{Gu} = \sqrt{\sum_{n \neq 1} V_n^2 / V_1^2}$, где V_n — амплитуда (действующее значение) напряжения n -й гармоники; V_1 — амплитуда (действующее значение) напряжения первой гармоники.

Иногда вместо коэффициента гармоник используют коэффициент суммарных гармонических искажений (*Total Harmonic Distortion — THD*). Для случая симметричности положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения, когда будут отсутствовать постоянная составляющая и четные гармоники спектра, выражение для определения *THD* [5] имеет вид:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots} (V_n / V_1)^2}.$$

Интерес также представляет коэффициент суммарных гармонических искажений тока, так как он в большей степени связан с потерями, выходной мощностью и т. д. Форма выходного тока зависит от характера нагрузки и для анализа его гармонического состава, при отсутствии постоянной составляющей, применяют коэффициент $THD_i = \frac{1}{\omega_1 L} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n / n)^2}$, где ω_1 — угловая частота первой (основной) гармоники вы-

ходного тока. Если в качестве нагрузки выступает электрический двигатель, индуктивность L берется как общая индуктивность рассеяния (статора и ротора).

После нормирования THD_i по величине $V_1 / \omega_1 L$ образуется взвешенный коэффициент суммарных гармонических искажений

$$WTHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n / n)^2}.$$

С одной стороны, при регулировании инвертором напряжение V_{dc} в ЗПТ остается постоянным, в то время как первая гармоника V_1 изменяется. С другой стороны, высшие гармоники изменяются относительно слабо и в результате коэффициенты *THD* и *WTHD* изменяются в очень широких пределах.

В случае, когда индекс модуляции M стремится к нулю, коэффициенты *THD* и *WTHD* стремятся к бесконечности, что приводит к неудобству использования данных коэффициентов. Эту проблему решают путем нормирования *WTHD* параметром, инвариантным к изменению индекса модуляции, в качестве которого [5] используют напряжение V_{dc} инвертора. В результате образуется нормированный взвешенный коэффициент суммарных гармонических искажений

$$WTHD0 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n^2} (V_n / V_{dc})^2}.$$

Используя выражения (2) и коэффициенты *THD*, *WTHD0* были получены графики (рис. 5) и проведена оценка гармонического состава

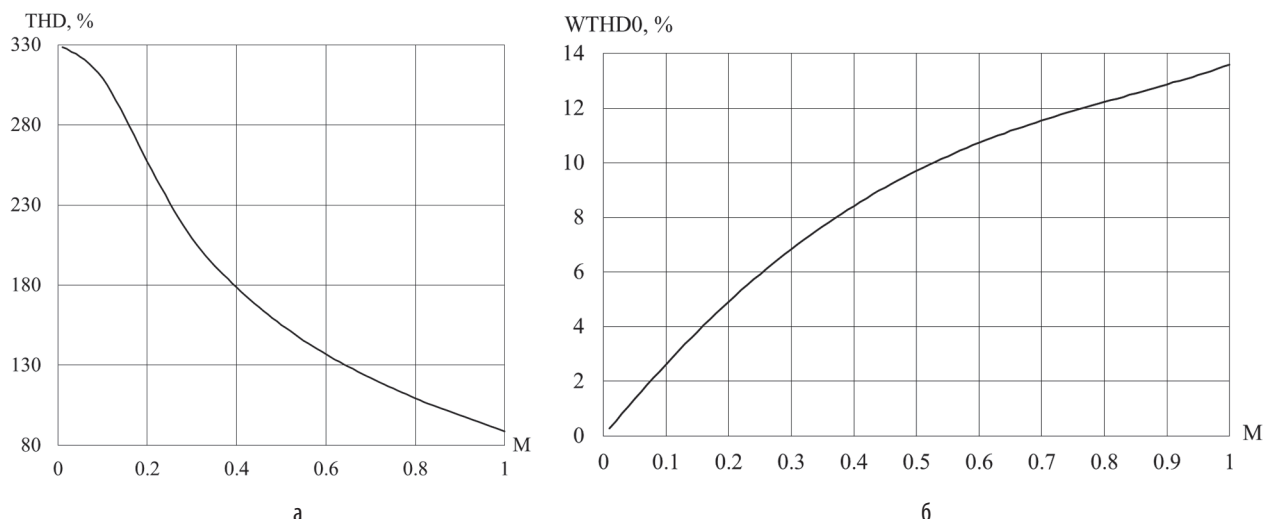


Рис. 5. Коэффициенты THD и $WTHD0$ при регулировании $M_i = 0 \dots 1$

ШИМ напряжения (см. рис. 4, а) при регулировании $M_i = 0 \dots 1$. С учетом общепринятой практики [5] оценка качества трехуровневых ШИМ напряжений осуществлена по первым 60 гармоникам.

Анализируя рис. 5 можно заметить, что коэффициенты THD и $WTHD0$ в процессе регулирования не остаются постоянными, а изменяются по нелинейному закону. При индексе модуляции $M_i = 1$ коэффициент THD равен 88,6 %, а $WTHD0$ — 13,59 %. Уменьшение индекса модуляции ($M_i \rightarrow 0$) приводит к увеличению коэффициента THD (он стремится к 330 %) и уменьшению коэффициента $WTHD0$ (он стремится к нулю). Наличие нулевого уровня в выходном напряжении (см. рис. 4, а) при нулевом сигнале управления ($M_i \approx 0$) приводит к отсутствию пульсаций тока в обмотках ДАД и улучшению гармонического состава напряжений по сравнению с двухфазным полумостовым инвертором [6].

Заключение.

В результате рассмотрения схемы питания обмоток ДАД от трехфазного инвертора с мостовым выпрямителем и изучения литературы был сформирован системный подход к независимо-модулирующему регулированию. Используя векторно-аналитический способ, получены выражения для расчета модифицированных модулирующих опорных напряжений ($V_{a,i}$, V_b , $V_{c,i}$) при регулировании ДАД. Аналитические выражения позволяют не только обеспечить неза-

висимое управление питанием обмотками ДАД и постоянный фазовый сдвиг равный 90° , но и вычислить текущие значения амплитуд и фаз векторов a , b и c .

Рассмотрены вопросы выбора формы ШИМ напряжений для трехфазного инвертора. На примере напряжения асимметричной регулярно-дискретизированной ШИМ с несущим сигналом треугольной формы, получен спектр и проведена качественная оценка его состава при регулировании ДАД. Оценка осуществлена с помощью коэффициента суммарных гармонических искажений THD и нормированного взвешенного коэффициент суммарных гармонических искажений $WTHD0$. Отмечен нелинейный закон изменения коэффициентов THD в диапазоне (330–88,6 %) и $WTHD0$ в диапазоне (0–13,59 %), что указывает на нелинейный характер изменения спектрального состава напряжений в обмотках ДАД при регулировании $M_i = 0 \dots 1$.

Литература:

1. Арменский, Е. В. Электрические микромашины: учеб. пособие / Е. В. Арменский, Г. Б. Фалк. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1975. — 240 с.
2. Хрущев, В. В. Электрические машины систем автоматики / В. В. Хрущев. — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат, 1985. — 368 с.
3. Гостев, В. И. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: справочник / В. И. Гостев, В. К. Стеклов. — Киев: Радиоаматор, 1998. — 704 с.
4. Ba-thunya, A. S. Single phase induction motor drives — a literature survey / A. S. Ba-thunya,

R. Khopkar, K. Wei, H. A. Toliyat // IEEE International Electric machines and drives conf., Cambridge, 17–20 June 2001. — 2001. — P. 911–916.

5. Holmes, D. G. Pulse width modulation for power converters: principles and practice / D. G. Holmes, T. A. Lipo. — Piscataway: IEEE Press, 2003. — 744 p.

6. Sinthusonthishat, S. A simplified modulation strategy for three-leg voltage source inverter fed unsymmetrical two-winding induction motor / S. Sinthusonthishat, N. Chuladaycha // Journal of Electrical Engineering and Technology. — 2013. — Vol. 8, No. 6. — P. 1337–1344.

7. Брускин, Д. Э. Электрические машины и микромашин / Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов. — 3-е изд., перер. и доп. — М.: Высш. шк., 1990. — 528 с.

8. Терехов, В. М. Система управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов; под. ред. В. М. Терехова. — М.: Академия, 2005. — 304 с.

9. Gajare, A. M. A review on speed control techniques of single phase induction motor / A. M. Gajare, N. R. Bhasme // International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering. — 2012. — Vol. 2, No. 5. — P. 33–39.

10. Mohamed, M. B. Speed sensorless vector control of single phase induction motor / M. B. Mohamed, M. Jemli, M. Boussak, M. Gossa // Journal of Automation & Systems Engineering. — 2008. — Vol. 2, No. 2. — P. 3–16.

11. Стрижнев, А. Г. Синтез напряжений равномерных широтно-импульсных модуляций при временном регулировании / А. Г. Стрижнев, А. Н. Русакович, А. А. Шихов // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. — 2014. — № 4. — С. 23–30.

12. Аристов, А. В. Управление двухфазным асинхронным двигателем в режиме прерывистого движения / А. В. Аристов // Доклады Томского государственного университета систем управления и

радиоэлектроники / Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. — 2010. — № 1 (21), ч. 2. — С. 137–141.

13. Jemli, M. Sensorless indirect stator field orientation speed control for single-phase induction motor drive / M. Jemli, H. B. Azza, M. Boussak, M. Gossa // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2009. — Vol. 24, No. 6. — P. 1618–1627.

14. Kanuch, J. Control of two-phase induction motor using a conventional three-phase bridge inverter / J. Kanuch, P. Visnyi // Zeszyty problemowe — Maszyny Elektryczne. — 2013. — No. 100. — P. 171–174.

15. Стрижнев, А. Г. Спектральный анализ напряжений питающих электродвигатель переменного тока / А. Г. Стрижнев, Ю. Н. Петренко, Г. В. Ледник // Энергетика — Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. — 2010. — № 5. — С. 25–30.

16. Стрижнев, А. Г. Синтез напряжений многократных равномерных ШИМ, созданных по ступенчатым функциям построения / А. Г. Стрижнев, Г. В. Ледник // Энергетика — Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. — 2011. — № 5. — С. 24–30.

17. Стрижнев, А. Г. Синтез напряжений многократных ШИМ, созданных по трапецеидальной и синусоидальной функциям построения / А. Г. Стрижнев, А. Н. Русакович // Энергетика — Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. — 2013. — № 1. — С. 32–40.

18. Ковчин, С. А. Теория электропривода / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. — СПб.: Энергоатомиздат, 1994. — 496 с.

19. Моин, В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.

20. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. — М.: Техносфера, 2005. — 632 с.