
ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

УДК 004.052.42+681.518.5
DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-12-874-885

МИНИМИЗАЦИЯ ПУЛЬСАЦИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА В ПЯТИФАЗНОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

В. С. ТОМАСОВ, А. А. УСОЛЬЦЕВ, Д. А. ВЕРТЕГЕЛ*

Университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия
* *vertegeldenis@gmail.com*

Аннотация. Рассматривается задача алгоритмической минимизации пульсаций электромагнитного момента в пятифазном асинхронном электроприводе. Предложены принцип построения алгоритма пространственно-векторной модуляции с монотонной траекторией годографа вектора выходного напряжения и алгоритм, позволяющий снизить пульсации момента в диапазоне регулирования частоты вращения 100:1 в среднем более чем в два раза, а в области низких частот вращения — более чем в десять раз, по сравнению с основным алгоритмом, используемым в настоящее время. Это позволяет рассматривать пятифазный асинхронный электропривод в качестве альтернативы синхронному приводу в задачах прецизионного регулирования координат движения. Однако при частоте вращения выше половины номинальной наблюдаются резонансные явления, приводящие к пульсациям момента до 30 %, что требует принятия особых мер и может полностью исключить возможность применения такого привода для целого ряда задач.

Ключевые слова: *пятифазный привод, алгоритм модуляции, пульсации момента, минимизация пульсаций момента*

Благодарности: работа выполнена при поддержке программы „Приоритет 2030“.

Ссылка для цитирования: *Томасов В. С., Усольцев А. А., Вертегел Д. А.* Минимизация пульсаций электромагнитного момента в пятифазном асинхронном электроприводе // Изв. вузов. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 12. С. 874—885. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-12-874-885.

MINIMIZATION OF ELECTROMAGNETIC TORQUE PULSATIONS IN A FIVE-PHASE ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE

V. S. Tomasov, A. A. Usoltsev, D. A. Vertegel*

ITMO University, St. Petersburg, Russia
* *vertegeldenis@gmail.com*

Abstract. The problem of algorithmic minimization of electromagnetic torque pulsations in a five-phase asynchronous electric drive is considered. The principle of constructing an algorithm for space-vector modulation with a monotonic trajectory of the hodograph of the output voltage vector and an algorithm that makes it possible to reduce the torque ripples in the speed control range of 100:1 by an average of more than two times, and in the region of low speeds by more than ten times compared to the main algorithm currently in use, are proposed. This allows to consider a five-phase asynchronous electric drive as an alternative to a synchronous drive in the tasks of precision control of the movement coordinates. However, at a rotation frequency above half the nominal, resonant phenomena are observed, leading to torque ripples up to 30 %, which requires special measures and can completely exclude the possibility of using such a drive for a number of tasks.

Keywords: five-phase drive, modulation algorithm, torque pulsations, minimization of the torque pulsations

Acknowledgment: this research was supported by Priority 2030 Federal Academic Leadership Program.

For citation: Tomasov V. S., Usoltsev A. A., Vertegel D. A. Minimization of electromagnetic torque pulsations in a five-phase asynchronous electric drive. *Journal of Instrument Engineering*. 2022. Vol. 65, N 12. P. 874—885 (in Russian). DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-12-874-885.

Введение. Одной из важнейших задач при разработке прецизионного привода является минимизация пульсаций электромагнитного момента, так как от них в значительной степени зависит погрешность формирования заданных параметров движения. В связи с этим в последние десятилетия возник интерес к использованию в прецизионных приводах многофазных двигателей, так как сами двигатели, а также полупроводниковые преобразователи частоты, используемые в качестве источников питания в таких приводах, обладают рядом особенностей и преимуществ по сравнению с трехфазными.

В настоящее время пятифазные двигатели не выпускаются промышленностью серийно, и экспериментальные исследования встречаются крайне редко, так как они могут проводиться в основном на трехфазных двигателях с обмоткой статора, перемотанной на пять фаз. Поэтому подавляющее большинство исследований проводится на математических моделях, что ни в коей мере не снижает их ценности, так как многие явления в эксперименте могут искажаться или полностью перекрываться более выраженными явлениями, связанными с условиями эксперимента. В частности, это относится к пульсациям электромагнитного момента, непосредственное наблюдение которых крайне затруднено, так как требует использования широкополосных датчиков момента с низкими рабочими значениями частоты вращения.

Особенности электромагнитных процессов в пятифазном двигателе. Описание электромагнитных и электромеханических процессов в многофазных машинах и приводах основано на двух возможных представлениях многофазных систем: в многомерном пространстве и в пространстве симметричных составляющих. В первом случае все величины представляются векторами в базисе, имеющем размерность, равную числу фаз двигателя [1—5]. Такое представление чрезвычайно сложно и практически не используется в задачах привода.

Второе представление основано на методе симметричных составляющих, при котором полигармонические токи, напряжения, ЭДС и потокосцепления методом Фортезкью (*Fortescue C.L.*) раскладывают на отдельные гармоники, представляемые векторами на множестве плоскостей комплексных чисел. Это позволяет не только детально анализировать процессы в многофазных приводах, но и оптимизировать их работу, поскольку большинство современных систем управления строится на основе векторного описания электрических машин и алгоритмов работы инверторов [6—9].

Линейное преобразование вектора какой-либо величины, представленной в пятифазной системе координат, в ортогональную, называемое преобразованием Кларк (*Clarke*), порождает два ортогональных двумерных подпространства и одно одномерное [7, 8]. Одномерное, или скалярное, подпространство соответствует симметричной составляющей нулевой последовательности в исходных данных, а ортогональные — всем остальным. При этом симметричные составляющие с прямым и обратным порядком чередования фаз отображаются одним ортогональным подпространством, а составляющие с перемежающимся порядком чередования фаз — другим. Так как двумерное ортогональное подпространство можно представить плоскостью и таких подпространств два, то принято считать, что пятифазные величины отображаются векторами на двух плоскостях и скалярной величиной, соответствующей составляющей нулевой последовательности. Последняя при анализе электромагнитных процессов учитывается особо, так же как в трехфазных двигателях.

В пятифазном двигателе рабочими, или моментобразующими, являются только симметричные составляющие прямой и обратной последовательности, т.е. составляющие, отображаемые на главной 1-й плоскости. Составляющие с перемежающимся порядком

чередования фаз отображаются на 2-й плоскости и при условии электромагнитной симметрии и синусоидального распределения ЭДС вращения не участвуют в электромеханическом преобразовании энергии. Таким образом, высшие гармоники тока фазных обмоток, соответствующие 2-й плоскости, приводят только к формированию потоков рассеяния и увеличению потерь мощности в двигателе, причем величина этих токов может быть весьма значительной, так как они ограничиваются только активным сопротивлением обмотки статора и индуктивным сопротивлением потока рассеяния.

Отсутствие главной индуктивности потокоцеплений статора и ротора на 2-й плоскости следует из схемы магнитных потоков и соответствующих индуктивностей, например, для 1-й обмотки статора симметричной m -фазной машины, показанных графами на рис. 1.

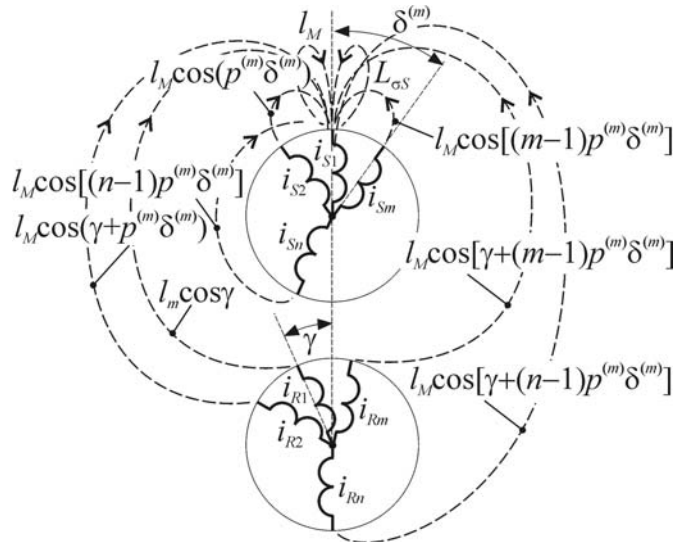


Рис. 1

Если ток n -й обмотки статора равен:

$$i_{nS} = \hat{i}_S \cos[\omega t - (n-1)q^{(m)}\delta^{(m)}] = \frac{\hat{i}_S}{2} \left\{ \begin{aligned} &\exp(j\omega t) \cdot \exp[-j(n-1)q^{(m)}\delta^{(m)}] + \\ &+ \exp(-j\omega t) \cdot \exp[j(n-1)q^{(m)}\delta^{(m)}] \end{aligned} \right\}, \tag{1}$$

где $n \in \{1, 2, K, \dots, m\}$ — порядковый номер фазы, \hat{i}_S — амплитуда тока; $\delta^{(m)} = 2\pi / m$ — характеристический угол m -фазной системы; $q^{(m)} \in \{1, 2, K, \dots, m\}$ — кратность характеристического угла, определяющая фазовое смещение и соответственно порядок чередования фаз во времени, то полное потокоцепление обмотки с магнитным полем статора с учетом коэффициентов взаимоиנדукции, показанных на рис. 1, равно

$$\begin{aligned} \Psi_{1SS} &= L_{\sigma S} i_{1S} + l_M \sum_{n=1}^m i_{nS} \cos[(n-1)p^{(m)}\delta^{(m)}] = \\ &= L_{\sigma S} i_{1S} + l_M \hat{i}_S [\exp(j\omega t) \cdot \Sigma_+ + \exp(-j\omega t) \cdot \Sigma_-] / 2 = \\ &= L_{\sigma S} i_{1S} + L_M \hat{i}_S \cdot \begin{cases} [\exp(j\omega t) + \exp(-j\omega t)] / 2 \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)} \\ 0 \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)} \end{cases} = \\ &= L_{\sigma S} i_{1S} + L_M \begin{cases} i_{1S} \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)} \\ 0 \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)} \end{cases} = \begin{cases} L_S i_{1S} \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ L_{\sigma S} i_{1S} \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}, \end{cases} \end{aligned} \tag{2}$$

где

$$\Sigma_+ = \sum_{n=1}^m \exp \left[-j(n-1) \left(p^{(m)} - q^{(m)} \right) \delta^{(m)} \right] = \begin{cases} m \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ 0 \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}, \end{cases}$$

$$\Sigma_- = \sum_{n=1}^m \exp \left[j(n-1) \left(p^{(m)} + q^{(m)} \right) \delta^{(m)} \right] = \begin{cases} m \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ 0 \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}, \end{cases}$$

$L_{\sigma S}$ — индуктивность рассеяния обмотки статора; $L_M = m \cdot l_M / 2$ — полная взаимная индуктивность; $L_S = L_{\sigma S} + L_M$ — полная индуктивность фазной обмотки статора; $p^{(m)} \in \{1, 2, K, \dots, m\}$ — кратность характеристического угла, определяющая порядок расположения осей обмоток по расточке статора.

С учетом пространственной и фазовой симметрии аналогичные выражения можно получить для всех остальных фазных обмоток. Тогда вектор потокосцепления обмотки статора с собственным магнитным полем составит

$$\Psi_{SS} = \frac{2}{m} \sum_{n=1}^m \Psi_{nSS} \mathbf{a}_m^{n-1} = \begin{cases} L_S \mathbf{i}_S \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ L_{\sigma S} \mathbf{i}_S \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}, \end{cases} \quad (3)$$

где $\mathbf{i}_S = \frac{2}{m} \sum_{n=1}^m i_{nS} \mathbf{a}_m^{n-1}$ — обобщенный вектор тока статора; $\mathbf{a}_m = 1 \cdot \exp(jp^{(m)}\delta^{(m)})$ — базис m -фазной системы координат.

В предположении фазных токов ротора равными

$$i_{nR} = \hat{i}_R \cos[\omega t - (n-1)q^{(m)}\delta^{(m)} + \beta] =$$

$$= \frac{\hat{i}_R}{2} \left\{ \exp(j\omega t) \cdot \exp\{-j[(n-1)q^{(m)}\delta^{(m)} + \beta]\} + \right. \quad (4)$$

$$\left. + \exp(-j\omega t) \cdot \exp\{j[(n-1)q^{(m)}\delta^{(m)} - \beta]\} \right\}$$

потокосцепление 1-й обмотки статора с магнитным полем обмоток ротора с учетом их смещения на угол γ равно

$$\Psi_{1R} = l_M \sum_{n=1}^m i_{nR} \cos[(n-1)p^{(m)}\delta^{(m)} + \gamma] =$$

$$= L_M \hat{i}_R \cdot \begin{cases} \cos(\omega t \pm \beta + \gamma) \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ 0 \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}. \end{cases} \quad (5)$$

Отсюда вектор потокосцепления обмотки статора с полем ротора

$$\Psi_{SR} = \frac{2}{m} \sum_{n=1}^m \Psi_{nR} \mathbf{a}_m^{n-1} = \begin{cases} L_M \mathbf{i}_R e^{j\gamma} \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ 0 \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)} \end{cases} \quad (6)$$

и полное потокосцепление обмотки статора

$$\Psi_S = \Psi_{SS} + \Psi_{SR} = \begin{cases} L_S \mathbf{i}_S + L_M \hat{i}_R e^{j\gamma} \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ L_{\sigma S} \mathbf{i}_S \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}. \end{cases} \quad (7)$$

Учитывая, что для обмоток ротора смещение обмоток статора в пространстве составляет $-\gamma$, можно по аналогии записать уравнение потокосцепления ротора в виде:

$$\Psi_R = \Psi_{RR} + \Psi_{RS} = \begin{cases} L_R \mathbf{i}_R + L_M \mathbf{i}_S e^{-j\gamma} \leftarrow p^{(m)} = \pm q^{(m)}, \\ L_{\sigma R} \mathbf{i}_R \leftarrow p^{(m)} \neq \pm q^{(m)}, \end{cases} \quad (8)$$

где $L_{\sigma R}$ — индуктивность рассеяния обмотки ротора; $L_R = L_{\sigma R} + L_M$ — полная индуктивность фазной обмотки ротора.

Таким образом, несоответствие порядка чередования фаз тока и последовательности расположения обмоток в пространстве исключает взаимоиндукцию статора и ротора, уменьшая полные индуктивности L_S и L_R до индуктивностей рассеяния $L_{\sigma S}$ и $L_{\sigma R}$, что приводит к многократному увеличению тока. В пятифазном двигателе это проявляется на 2-й плоскости, что требует принятия мер, ограничивающих, а в идеальном случае — полностью подавляющих напряжение. В противном случае паразитные токи могут значительно превышать рабочие.

Особенности работы двухуровневого пятифазного инвертора напряжения.

Пятифазный инвертор напряжения (ИН) при различных состояниях ключей полумостов формирует на выходе фазные напряжения с тремя ненулевыми значениями и одним нулевым. По отношению к напряжению в звене постоянного тока U_{dc} ненулевые напряжения составляют $0,247U_{dc}$, $0,4U_{dc}$ и $0,647U_{dc}$. Таким образом, в результате коммутации двухуровневый ИН становится виртуальным четырехуровневым. Эта особенность пятифазного ИН привлекает внимание разработчиков приводов, так как обеспечивает амплитудную модуляцию выходного напряжения в дополнение к широтно-импульсной и, следовательно, более эффективное использование преобразователя.

Выходные напряжения, соответствующие любым состояниям полумостов ИН, можно представить обобщенными векторами, называемыми базовыми векторами (БВ). Число таких векторов, с учетом ограничения на коммутационные функции, исключающего одинаковые состояния ключей полумоста, составляет 30 ненулевых и два нулевых вектора.

Базовые векторы, формируемые на 1-й плоскости, в соответствии с преобразованием Кларк одновременно формируются и на второй, т.е. можно сказать, что векторы 1-й плоскости отображаются на 2-й. На рис. 2, а представлено это отображение для всей плоскости БВ, а на рис. 2, б отдельно для базового сектора (БС).

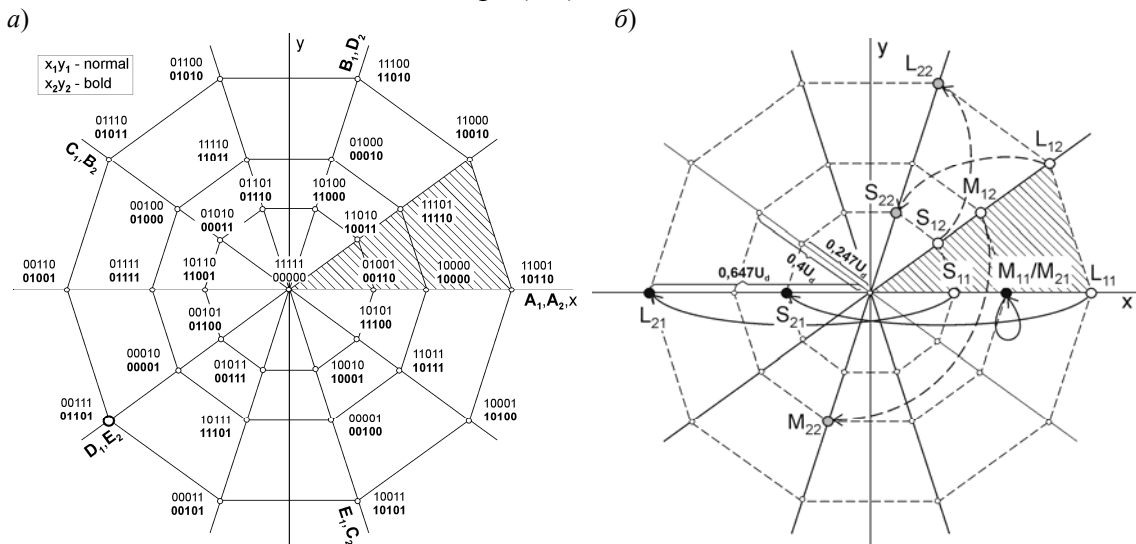


Рис. 2

При этом наблюдаются следующие закономерности отображения:

— векторы внешнего десятиугольника отображаются на внутреннем десятиугольнике ($L_{11} \rightarrow S_{21}$; $L_{12} \rightarrow S_{22}$), а векторы внутреннего десятиугольника на внешнем ($S_{11} \rightarrow L_{21}$; $S_{12} \rightarrow L_{22}$);*

* Здесь и далее в обозначении векторов первый элемент индекса соответствует номеру плоскости, а второй — номеру БВ в десятиугольнике.

$$\mathbf{v}_{x\max 1}^* = \tau_{M_1} (|\mathbf{M}| + |\mathbf{L}| \cdot 1,618) = |\mathbf{LM}_{\max}| = 0,553. \tag{14}$$

Расположим теперь вектор задания \mathbf{v}_x^* между малым и средним БВ. Тогда

$$\mathbf{v}_x^* = \mathbf{v}_{x\max 2}^* = |\mathbf{M}| \tau_{M_1} + |\mathbf{S}| \tau_{S_1}, \tag{15}$$

а с учетом (9):

$$\tau_{M_1} + \tau_{S_1} = 1 \rightarrow \tau_{S_1} (1 + 1,618) = 1 \rightarrow \tau_{S_1} = 1/2,618, \tag{16}$$

$$\mathbf{v}_{x\max 2}^* = \tau_{S_1} (|\mathbf{M}| \cdot 1,618 + |\mathbf{S}|) = |\mathbf{SM}_{\max}| = 0,342. \tag{17}$$

Таким образом, модули большого и малого БВ составляют $0,553U_d$ и $0,342U_d$ соответственно, а максимальный модуль вектора задания в линейной области регулирования напряжения, т.е. радиус окружности, вписанной в большой десятиугольник БВ, равен

$$|\mathbf{v}_{\max}^*| = |\mathbf{v}_{x\max 1}^*| \cos(\pi/10) = 0,525. \tag{18}$$

Следует заметить, что необходимость подавления напряжения на 2-й плоскости путем парного формирования БВ не только уменьшает число уровней модуляции и область линейного регулирования напряжения, но также вдвое увеличивает плотность коммутации, если в алгоритме используются только ненулевые БВ, и в 1,66 раза — если нулевой.

Алгоритмы модуляции с подавлением напряжения второй плоскости. Существует несколько способов модуляции, обеспечивающих подавление напряжения на 2-й плоскости. Наиболее известным является способ, обозначаемый в литературе как (2L+2M), или 2L2M [5, 9], т.е. модуляция с использованием двух больших (2L[arge]), двух средних (2M[iddle]) и нулевого вектора (на рис. 3 векторы \mathbf{LM}_1 , \mathbf{LM}_2 и 0). В результате модуляция фактически становится двухуровневой.

Длительность формирования БВ в БС определяется выражениями:

$$\tau_{LM_1} = \frac{|\mathbf{v}^*| \sin(\pi/5 - \vartheta^*)}{|\mathbf{LM}_{\max}| \sin(\pi/5)}; \tau_{LM_2} = \frac{|\mathbf{v}^*| \sin(\vartheta^*)}{|\mathbf{LM}_{\max}| \sin(\pi/5)}; \tau_0 = 1 - \tau_{LM_1} - \tau_{LM_2}; \tag{19}$$

$$\tau_{L_1} = k_L \tau_{LM_1}; \tau_{M_1} = k_M \tau_{LM_1}; \tau_{L_2} = k_L \tau_{LM_2}; \tau_{M_2} = k_M \tau_{LM_2},$$

где $\mathbf{v}^* = |\mathbf{v}^*| \exp(j\vartheta^*)$ — нормированный вектор заданного выходного напряжения инвертора; $k_L = 2 \cos(\pi/5) - 1 = 2 \cos(2\pi/5) = 0,618$; $k_M = 1 - k_L = 0,382$ — коэффициенты соотношения модулей большого и малого БВ, обеспечивающие подавление напряжения на 2-й плоскости.

На рис. 4, а показаны коммутационные функции фазных полумостов (а—е) [9, 10]. Они построены из условия минимизации плотности коммутации при двусторонней модуляции, т.е. с использованием симметричного двустороннего сигнала развертки. Такое решение оптимизирует спектр выходного напряжения инвертора.

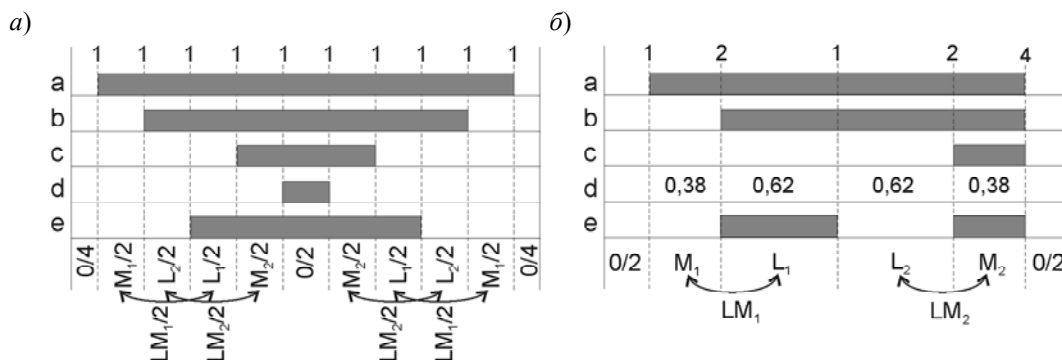


Рис. 4

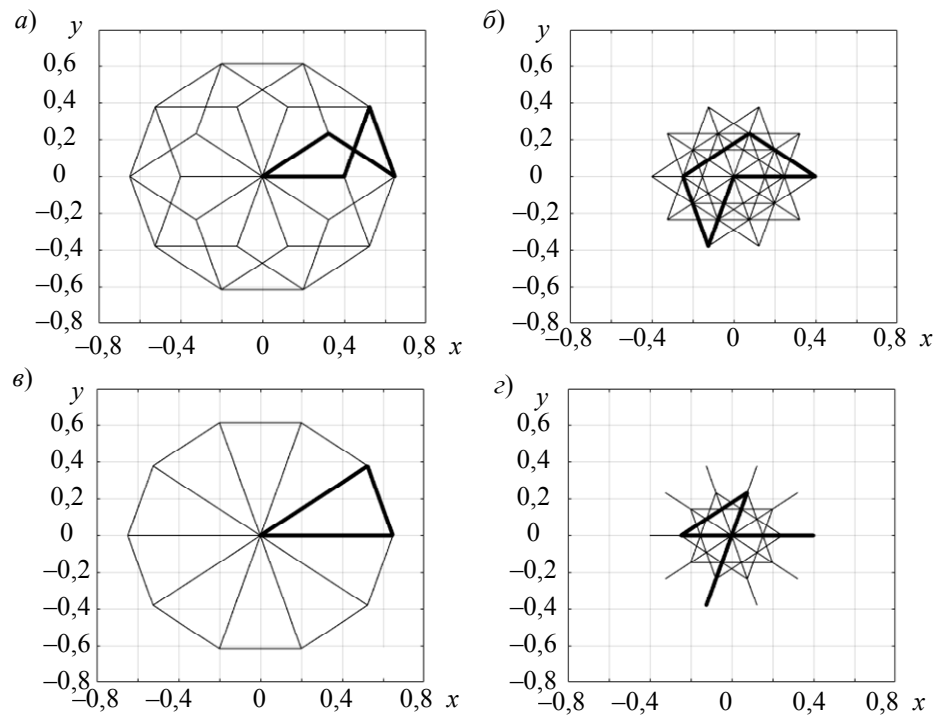


Рис. 5

Подавление напряжения на 2-й плоскости возможно также на основе того, что два больших БВ на границах сектора и два соседних больших БВ по обе стороны сектора отражаются на второй плоскости так, что один из четырех малых БВ оказывается в противоположной полуплоскости. Это позволяет создать алгоритм без использования средних и/или малых БВ. Однако пульсации напряжения и тока в таком алгоритме при прочих равных условиях существенно выше [10], поэтому в практике построения прецизионных электроприводов этот алгоритм не рассматривается.

Другой задачей, обычно рассматриваемой при построении алгоритма модуляции, является минимизация коммутационных потерь в ИН [11, 12]. При этом обычно минимизируется и мощность высших гармоник в выходном спектре.

Известно, что пульсации электромагнитного момента определяются не только амплитудной пульсацией тока и потокосцепления статора, но также фазовой пульсацией этих величин, т.е. траекторией их годографов в межкоммутационных интервалах [13—16]. Оптимальные годографы не должны содержать участки со встречным направлением движения. Это в значительной степени обеспечивается годографом напряжения с монотонной траекторией на моментобразующей плоскости.

На рис. 5, а показан годограф, соответствующий алгоритму рис. 4, а. Здесь представлены участки со встречным направлением вращения по отношению к вектору задания ($L_2/2 \rightarrow L_1/2$ и $M_2/2 \rightarrow L_1/2$), образующие перекрестную траекторию годографа.

Монотонную траекторию годографа (рис. 5, в) можно создать, совместив в соседних межкоммутационных интервалах односторонние ненулевые БВ сектора, как это показано на рис. 4, б. При этом интервал нулевого вектора можно разделить на две равные части, чтобы переход в соседний сектор происходил через нулевой вектор. Такой тип модуляции реализуется односторонней разверткой. Обозначим его как модифицированный вариант модуляции 2L2Mm (рис. 5, в, з — для 1-й и 2-й плоскости соответственно). Он обладает такой же плотностью коммутации, как исходный вариант 2L2M — 10 коммутаций за период (рис. 5, а, б — для 1-й и 2-й плоскости соответственно), но вдвое большими межкоммутационными интервалами, поэтому для получения сопоставимых результатов при моделировании следует вдвое

увеличить частоту развертки, что приведет к удвоенной плотности коммутации и коммутационным потерям в инверторе.

Очевидно, что условия минимизации коммутационных потерь и минимизации пульсаций электромагнитного момента находятся в противоречии, так как возрастание длительности межкоммутационных интервалов и их числа сокращает потери, но увеличивает пульсации. Однако здесь можно достичь компромисса, если алгоритм модуляции позволяет существенно снизить пульсации момента при допустимых коммутационных потерях.

Моделирование пятифазного асинхронного привода. Для сравнения эффективности алгоритмов модуляции 2L2M и 2L2Mm был выполнен конструктивный перерасчет асинхронного трехфазного двигателя типа 5A160S2 и получены номинальные значения и параметры схемы замещения пятифазного прототипа, приведенные в таблице.

Двигатель	P , кВт	n , мин ⁻¹	КПД, %	$\cos\varphi$	I , А	M , Нм	k_{\max}	k_{st}	r_S , Ом	r_R , Ом	$L_{S\sigma} = L_{R\sigma}$, мГн	L_m , мГн
5A160S2	15,0	2920	90	0,89	28,5	49,0	3,0	2,2	0,553	0,219	1,37	66,3
Прототип	14,6	2856	87	0,89	16,0	48,7	3,4	2,9	0,921	0,664	1,64	111,2

Эффективность алгоритмов модуляции исследовалась при частотном управлении по закону $U/f = \text{const}$ с IR -компенсацией при номинальном моменте нагрузки в диапазоне частот основной гармоники напряжения от номинальной до 1 % от номинальной частоты, т.е. при индексе модуляции $mi = 0,01—1,0$. При этом IR -компенсация была настроена таким образом, чтобы при номинальной нагрузке двигатель работал с номинальным фазным током. Частота развертки в алгоритме 2L2M составляла 3 кГц, а в алгоритме 2L2Mm — 6 кГц, что необходимо для выравнивания средних межкоммутационных интервалов алгоритмов. Результаты моделирования нормированы номинальными значениями соответствующих величин.

На рис. 6 для этих условий показаны коэффициенты гармонических искажений THD напряжения (а) и тока (б). Как и следовало ожидать, искажение напряжения при односторонней модуляции несколько выше, чем при симметричной двусторонней, т.е. модифицированный алгоритм коммутации обладает худшим спектром напряжения. Однако спектр фазного тока у алгоритма 2L2Mm во всем диапазоне частот существенно лучше, искажения в среднем более чем в два раза ниже (6,83/3,38 %).

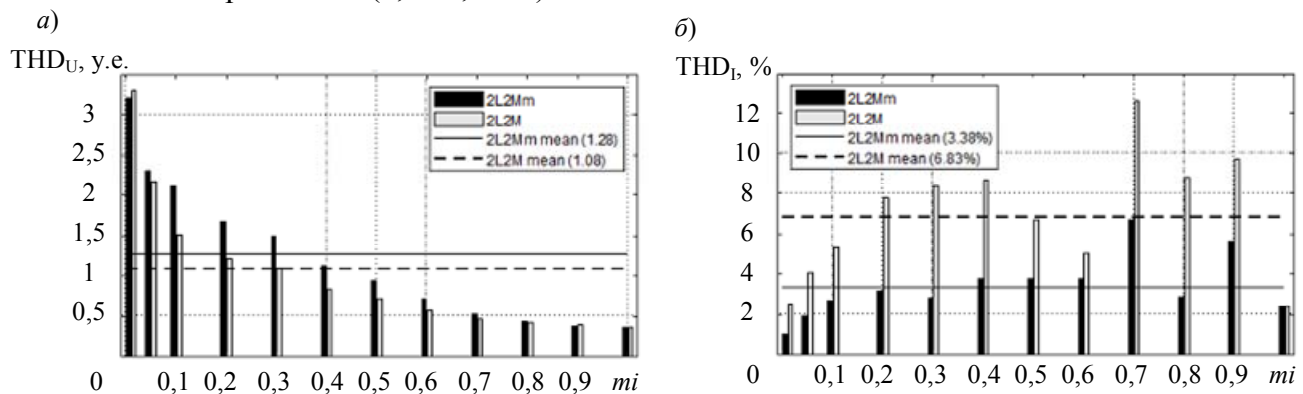


Рис. 6

В идеальном случае пульсации электромагнитного момента содержат три составляющие, связанные с: 1) формированием БВ в пределах периода развертки; 2) модуляцией межкоммутационных интервалов в пределах одного сектора плоскости БВ; 3) переходами между секторами.

На рис. 7 для алгоритма 2L2M показаны временные диаграммы пульсаций момента и низкочастотная часть спектра пульсаций, усредненных за период развертки, в статическом режиме работы привода при двух индексах модуляции 1,0 и 0,7. При номинальной частоте (рис. 7, а) основная мощность низкочастотного спектра пульсаций приходится на кратные

десяти гармоники, т.е. кратные числу секторов плоскости БВ. При этом максимальный размах пульсаций создают переходы между секторами, что связано с переходом к новому подмножеству БВ, формирующих выходное напряжение инвертора в новом секторе.

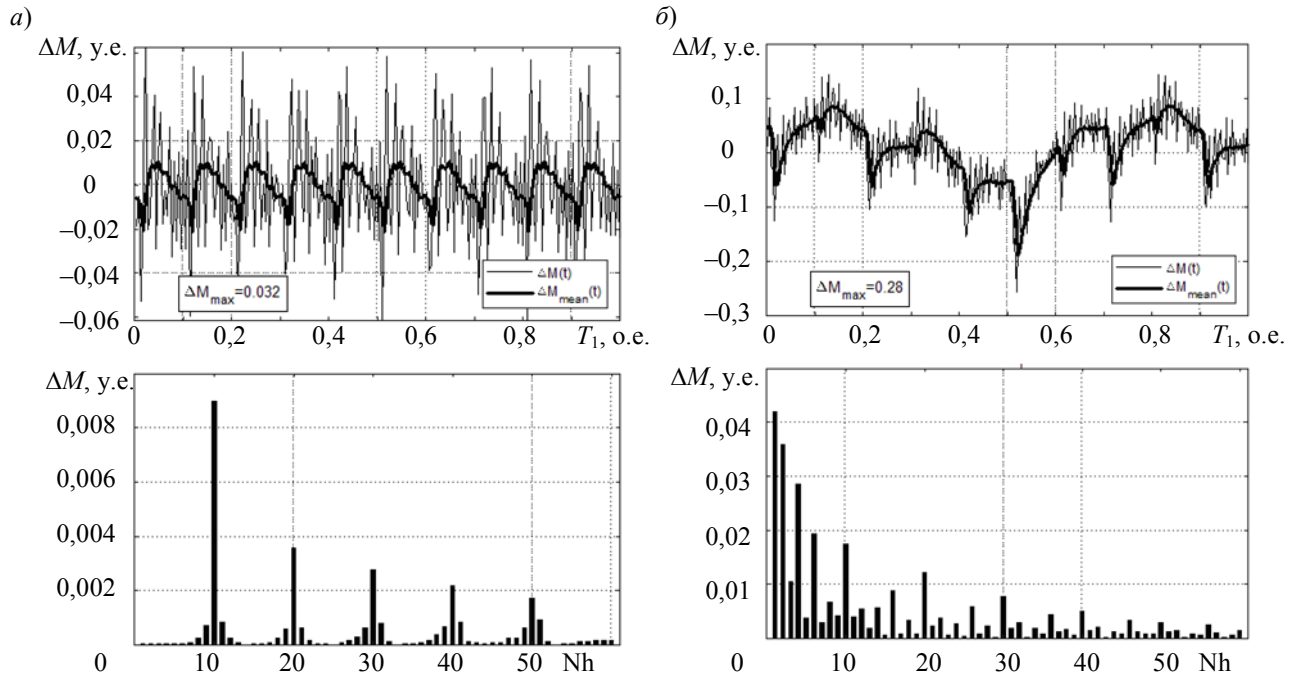


Рис. 7

Следует заметить, что асинхронный привод является сложной электромеханической системой высокого порядка. Импульсный характер питания двигателя на некоторых частотах основной гармоники вызывает низкочастотные резонансные явления, заметные в возмущениях коэффициента искажений тока на рис. 6. Однако еще более заметны эти явления в картине пульсаций электромагнитного момента на рис. 8, где также выделяются пульсации при коэффициентах модуляции 0,9 и 0,7 независимо от алгоритма модуляции. На рис. 7, б пульсации момента и их спектр для алгоритма 2L2M с индексом модуляции 0,7 показаны в деталях. Здесь видно, что в спектре преобладает основная гармоника, а также 2-я, 4-я и 6-я, отсутствующие при номинальной частоте. При этом в несколько раз увеличилась мощность гармоник, кратных десяти.

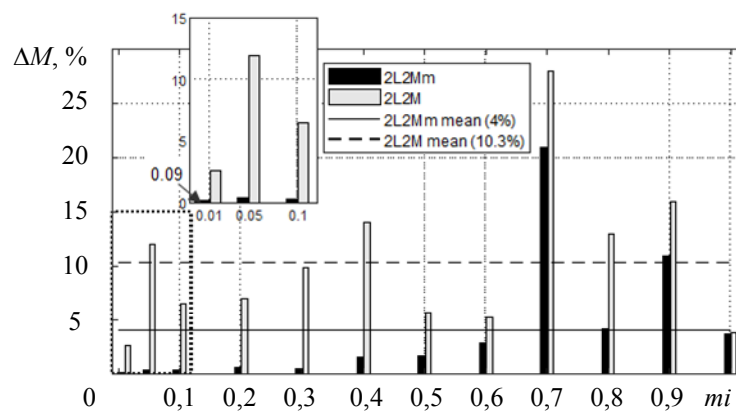


Рис. 8

В целом модифицированный алгоритм модуляции 2L2Mm более чем в два раза снижает уровень пульсаций электромагнитного момента, а в низкочастотной области ($mi < 0,5$) — в десять и более раз. Особенно это заметно при минимальном индексе модуляции $mi = 0,01$, когда пульсации снижаются почти в 30 раз (см. рис. 8) и достигают уровня, допускающего использование такого привода в прецизионных роботехнических комплексах.

Выводы:

1) для минимизации пульсаций электромагнитного момента алгоритм пространственно-векторной модуляции должен строиться с монотонной траекторией движения вектора выходного напряжения инвертора;

2) модификация по этому принципу основного известного алгоритма модуляции с использованием двух больших и двух средних базовых векторов приводит в диапазоне регулирования частоты вращения 100:1 к снижению пульсаций электромагнитного момента более чем в два раза в среднем и более чем в десять раз при малом значении частоты вращения;

3) снижение пульсаций электромагнитного момента при малых значениях частоты вращения до крайне низкого уровня (<0,1 %) позволяет рассматривать асинхронный пятифазный привод в качестве альтернативы синхронному приводу в задачах прецизионного регулирования координат движения;

4) нестабильность работы привода при частоте вращения выше половины номинальной приводит к пульсациям электромагнитного момента в 10—30 %, что требует детального исследования его работы в этих условиях и может полностью препятствовать его применению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Duran M. J., Levi E. Multi-dimensional approach to multi-phase space vector modulation // Proc. IEEE Annual Conf of the Industrial Electronics Society IECON. Paris, France, 2006. P. 2103—2108.
2. Duran M. J., Barrero F., Toral S., Levi E. Multi-dimensional space vector pulse width modulation scheme for five-phase series-connected two-motor drives // Proc. IEEE Intern. Electric Machines and Drives Conf. IEMDC. Antalya, Turkey, 2006.
3. Duran M. J., Toral S., Barrero F. Real-Time Implementation of Multi-Dimensional Five-Phase Space Vector PWM Using Look-Up Table Techniques // 33rd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). Taipei, Taiwan, 5—8 November 2007. P. 1518—1523.
4. López O., Dujic D., Jones M., Freijedo F. D., Doval-Gandoy J., Levi E. Multidimensional Two-Level Multiphase Space Vector PWM Algorithm and Its Comparison with Multifrequency Space Vector PWM Method // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2011. Vol. 58, N 2, February. P. 465—475.
5. Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L. General Theory of Space Vector Modulation for Five-Phase Inverters // 2008 IEEE Intern. Symp. on Industrial Electronics. Cambridge, UK, 30 June—2 July 2008. P. 237—244.
6. Barton T. H., Dunfield C. J. Poly-phase to two axis transformation for real windngs // IEEE Trans, Power App. Sys. 1968. Vol. PAS87, N 5. P. 1342—1346.
7. Paap G. C. Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application to Power Network Calculations // IEEE Trans. on Power Sys. 2000. Vol. 15, N 2. P. 522—528.
8. Ryu H. M., Kim J. H., Sul S. K. Analysis of multi-phase space vector pulse width modulation based on multiple d-q spaces concept // IEEE Trans. on Power Electronics. 2005. Vol. 20, N 6. P. 1364—1371.
9. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S. Multiphase induction motor drives—A technology status review // IET Elect. Power Appl. 2007. Vol. 1, N 4. P. 489—516.
10. Zulkifli M. S. B., Munim W. N. B. W. A., Haris H. C. M. Five Phase Space Vector Modulation Voltage Source Inverter Using Large Vector Only // Intern. Symp. on Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE 2012). Kota, 3—4 December 2012. P. 1—5.
11. Dujic D., Jones M., Levi E., Prieto J., Barrero F. Switching Ripple Characteristics of Space Vector PWM Schemes for Five-Phase Two-Level Voltage Source Inverters—Part 1: Flux Harmonic Distortion Factors // IEEE Trans. Ind. Electronic. 2011. Vol. 58, N 7. July.
12. Iqbal A., Levi E. Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter. Dresden, EPE, 2005.
13. Tomasov V. S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R., Poliakov N. Optimized Space-Vector Modulation Schemes for Five-Phase Precision Low-Speed Drives with Minimizing the Stator Current Ripple // 14th Intern. Conf. on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering. 2020. P. 279—284.

14. 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(120). С. 359—368.
15. Томасов В. С., Усольцев А. А., Вертегел Д. А. Особенности использования многоуровневых инверторов в системах прецизионного сервопривода // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 12. С. 1052—1059.
16. Tomasov V. S., Usoltcev A. A., Vertegel D. A., Strzelecki R. Space vector modulation in multilevel inverters of the servo drives of the trajectory measurements telescopes // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 7. С. 624—636.

Сведения об авторах

- Валентин Сергеевич Томасов** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; профессор;
E-mail: tomasov@ets.ifmo.ru
- Александр Анатольевич Усольцев** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; доцент;
E-mail: uaa@ets.ifmo.ru
- Денис Александрович Вертегел** — аспирант; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: vertegeldenis@gmail.com

Поступила в редакцию 17.07.2022; одобрена после рецензирования 29.07.2022; принята к публикации 31.10.2022.

REFERENCES

1. Duran M.J., Levi E. *Proc. IEEE Annual Conf of the Industrial Electronics Society IECON*, Paris, France, 2006, pp. 2103–2108.
2. Duran M.J., Barrero F., Toral S., Levi E. *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. IEMDC*, Antalya, Turkey, 2006.
3. Duran M.J., Toral S., Barrero F. *The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Taipei, Taiwan, November 5–8, 2007, pp. 1518–1523.
4. López O., Dujic D., Jones M., Freijedo F.D., Doval-Gandoy J., Levi E. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, no. 2(58), pp. 465–475.
5. Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L. *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 30 June–2 July 2008, Cambridge, UK, pp. 237–244.
6. Barton T.H., Dunfield C.J. *IEEE Trans. Power App. Sys.*, 1968, no. 5(PAS87), pp. 1342–1346.
7. Paap G.C. *IEEE Trans. on Power Sys.*, 2000, no. 2(15), pp. 522–528.
8. Ryu H.M., Kim J.H., Sul S.K. *IEEE Trans. On Power Electronics*, 2005, no. 6(20), pp. 1364–1371.
9. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H.A., Williamson S. *IET Elect. Power Appl.*, 2007, no. 4(1), pp. 489–516.
10. Zulkifli M.S.B., Munim W.N.B.W.A., Haris H.C.M. *International Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE 2012)*, December 3–4, 2012, Kota, pp. 1–5.
11. Dujic D., Jones M., Levi E., Prieto J., Barrero F. *IEEE Trans. Ind. Electronic*, 2011, no. 7(58), July.
12. Iqbal A., Levi E. *Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter*, Dresden, EPE, 2005.
13. Tomasov V.S., Usoltsev A., Vertegel D., Szczepankowski P., Strzelecki R., Poliakov N. *14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering 2020*, 2020, pp. 279–284.
14. Tomasov V.S., Usoltcev A.A., Vertegel D.A., Denisov K.M. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2019, no. 2(19), pp. 359–368 (in Russ.)
15. Tomasov V.S., Usoltcev A.A., Vertegel D.A. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, no. 12(61), pp. 1052–1059. (in Russ.)
16. Tomasov V.S., Usoltcev A.A., Vertegel D.A., Strzelecki R. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, no. 7(60), pp. 624–636.

Data on authors

- Valentin S. Tomasov** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; Professor; E-mail: tomasov@ets.ifmo.ru
- Aleksander A. Usoltsev** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; Associate Professor; E-mail: uaa@ets.ifmo.ru
- Valentin S. Tomasov** — Post-Graduate Student; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; E-mail: vertegeldenis@gmail.com

Received 17.07.2022; approved after reviewing 29.07.2022; accepted for publication 31.10.2022.