
ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.341.572
DOI: 10.17586/0021-3454-2020-63-7-600-610

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД НА БАЗЕ МНОГОФАЗНОГО ИНВЕРТОРА С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

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

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: vertegeldenis@gmail.com*

Обсуждается проблема повышения качества прецизионного электропривода путем минимизации пульсаций тока статора, генерируемых преобразователем частоты. Решение этой проблемы может быть достигнуто за счет применения многофазных инверторов и совершенствования алгоритмов управления. Рассмотрено влияние алгоритма пространственно-векторной модуляции на пульсации тока статора, формируемого пятифазным инвертором напряжения, при различных последовательностях формирования базовых векторов. Показано, что изменение последовательности базовых векторов оказывает существенное влияние на уровень пульсаций формируемого тока статора. Представлены два возможных подхода к реализации пространственно-векторной модуляции в пятифазном электроприводе, а также проведен их сравнительный анализ с учетом и без „мертвого времени“. Приведены результаты моделирования, подтверждающие, что минимизация числа коммутаций за период модуляции при глубоком регулировании скорости электропривода оказывает существенное влияние не только на уровень пульсаций тока статора, но и на компенсацию вектора тока во второй плоскости базовых векторов, что может стать причиной перегрева и последующего выхода из строя электродвигателя.

***Ключевые слова:** многофазный электропривод, пространственно-векторная модуляция, коэффициент вариации, прецизионный электропривод, преобразователи частоты*

Введение. К прецизионному электроприводе современных оптико-механических комплексов предъявляются высокие требования по обеспечению уникальной точности наведения в широком диапазоне регулирования скорости вращения в условиях переменной нагрузки на валу машины. В связи с этим при проектировании прецизионного электропривода важно учитывать импульсный режим работы преобразователей, который неизбежно приводит к возникновению дополнительных пульсаций электромагнитного момента, усложняя процесс управления и снижая точность работы всей системы в целом [1—3].

Многофазные преобразователи частоты обладают рядом преимуществ по сравнению с обычными трехфазными преобразователями. К таким преимуществам следует отнести уменьшение амплитуды и увеличение частоты пульсаций формируемого тока статора, снижение токовой нагрузки на фазу без увеличения фазного напряжения, а также уменьшение уровня пульсаций тока, потребляемого от звена постоянного тока [4].

С увеличением числа фаз возникает возможность независимого управления несколькими гармониками тока статора, что позволяет увеличить развиваемый вращающий момент электропривода при условии трапецеидального распределения потокосцепления статора в зазоре. Другая особенность многофазных систем связана с так называемыми многодвигательными приводами, что подразумевает независимое управление несколькими многофазными машинами с последовательно или параллельно соединенными обмотками статора с помощью одного многофазного инвертора [5—12].

Для минимизации пульсаций формируемого вектора тока статора и, как следствие, пульсаций электромагнитного момента предлагается рассмотреть возможность применения в прецизионном электроприводе многофазных инверторов напряжения. Таким образом, цель работы — исследование влияния алгоритма работы пятифазного инвертора напряжения на пульсации формируемого вектора тока статора.

Важно отметить, что в настоящей статье рассматриваются исключительно симметричные многофазные системы как со стороны источника, так и со стороны нагрузки.

Оценка качества формируемого инвертором тока статора. Как правило, для оценки качества преобразования электроэнергии используются спектральные критерии, например коэффициент искажения (Total Harmonic Distortion — THD), которые оценивают только действующие значения высших гармоник без учета фазового спектра пульсаций. Однако основной функцией инверторов напряжения в системе частотно-регулируемого электропривода является формирование кругового годографа вектора тока статора, в силу чего подобные критерии не могут служить корректной оценкой. В связи с этим качество формируемого тока статора предлагается оценивать с помощью коэффициента вариации [3]:

$$CV = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (|\mathbf{I}|(t) - \overline{|\mathbf{I}|})^2 dt}}{\overline{|\mathbf{I}|}},$$

где $\overline{|\mathbf{I}|} = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} |\mathbf{I}|(t) dt$ — среднее значение модуля вектора тока статора $\mathbf{I}(t)$ за период основной гармоники тока T_1 в установившемся режиме работы.

Многофазный инвертор напряжения. Структурная схема m -фазного инвертора напряжения показана на рис. 1. Многофазная система независимых величин (токов, напряжений, ЭДС) образует пространство, размерность которого равна числу фаз. Это пространство для нечетного числа фаз с помощью линейного преобразования можно разделить на независимые двухмерные подпространства или плоскости, число которых равно $(m - 1) / 2$, и одномерное подпространство.

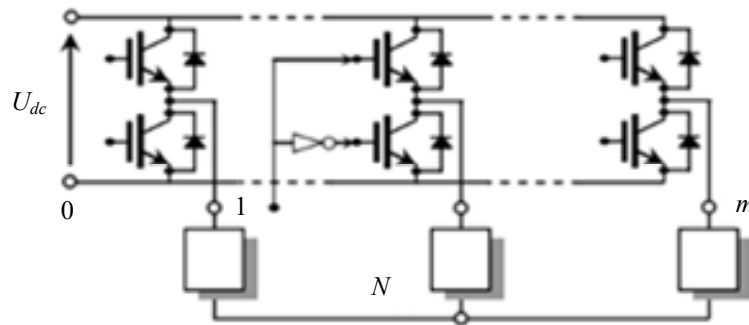


Рис. 1

Для пятифазной системы величин преобразование имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \frac{1}{5}(y_A + y_B + y_C + y_D + y_E); \\ x_1 &= \frac{2}{5}(y_A + y_B \mathbf{a}^1 + y_C \mathbf{a}^2 + y_D \mathbf{a}^3 + y_E \mathbf{a}^4); \\ x_2 &= \frac{2}{5}(y_A + y_B \mathbf{a}^3 + y_C \mathbf{a}^6 + y_D \mathbf{a}^9 + y_E \mathbf{a}^{12}); \\ \mathbf{a} &= e^{j2\pi/5}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где y_p ($p = \{A, B, C, D, E\}$) — фазные величины; x_1 — обобщенный пространственный вектор на плоскости d_1q_1 ; x_2 — обобщенный пространственный вектор на плоскости d_2q_2 ; x_0 — скалярная величина, соответствующая нулевой симметричной составляющей (x_0 далее не учитывается, так как в схеме соединения звездой нулевая составляющая фазных токов равна нулю); \mathbf{a} — оператор поворота или характеристический оператор пятифазной системы [4, 6—9, 12—19].

Состояния полумостов пятифазного инвертора (см. рис. 1) можно описать пятиразрядным двоичным кодом, полагая, что единичное значение соответствует замкнутому состоянию верхнего ключа и разомкнутому состоянию нижнего. Подставив разряды этого кода в качестве переменных y_p в (1), получим на плоскостях d_1q_1 и d_2q_2 32 точки, соответствующие базовым векторам (рис. 2).

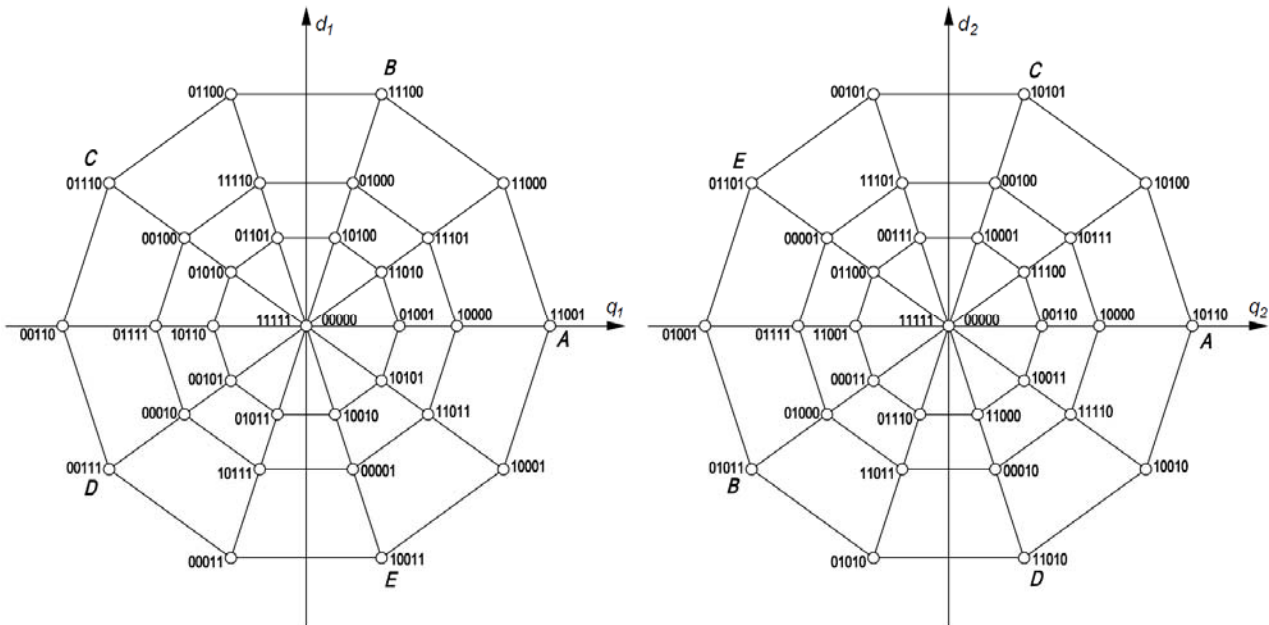


Рис. 2

Как следует из рис. 2, пятифазный инвертор позволяет сформировать 30 ненулевых (активных) и два нулевых базовых вектора (БВ) в двух плоскостях. При этом точки концов активных БВ образуют на обеих плоскостях три правильных десятиугольника. Каждый базовый вектор однозначно определяется комбинацией состояний силовых ключей инвертора, которая на рисунке указана двоичным числом. Таким образом, каждая плоскость БВ соответствует четырехуровневому инвертору, однако сегменты секторов имеют трапециевидальную форму. При этом модули активных векторов, образующих десятиугольники, равны $S=0,247U_{dc}$, $M=0,4U_{dc}$ и $L=0,647U_{dc}$.

Следует заметить, что каждому вектору плоскости d_1q_1 соответствует вектор в плоскости d_2q_2 . Причем БВ, формирующие внешний десятиугольник в одной плоскости, образуют внутренний десятиугольник во второй плоскости (рис. 3), тогда как средние десятиугольники обеих плоскостей формируются идентичными БВ. Кроме того, сонаправленные векторы

внутреннего и внешнего многоугольников плоскости d_1q_1 остаются сонаправленными и в плоскости d_2q_2 , тогда как векторы центрального многоугольника поворачиваются по отношению к ним на 180° (см. рис. 3).

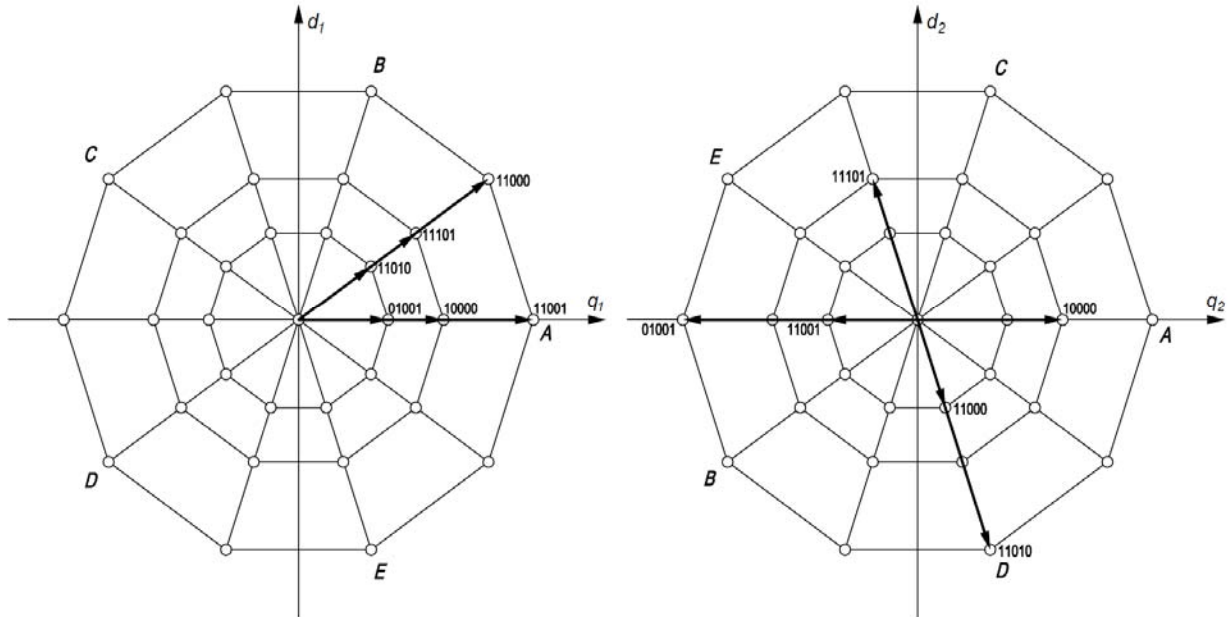


Рис. 3

Важнейшей особенностью формирования БВ на плоскости d_2q_2 является изменение прямого порядка следования фаз ($A-B-C-D-E$) на чередующийся ($A-C-E-B-D$) (см. рис. 2). Это означает, что при синусоидальном распределении потокосцепления статора электрической машины токи в плоскости d_2q_2 не являются моментобразующими и создают только потоки рассеяния обмотки статора [7—10].

Пространственно-векторная модуляция в пятифазном инверторе напряжения. Реализация алгоритма пространственно-векторной модуляции (ПВМ) основывается на представлении вектора задания (ВЗ) выходного напряжения инвертора $U^* = U^* e^{j\vartheta}$ средним значением суммы некоторого числа БВ, формируемых в течение периода модуляции.

Задача реализации алгоритма управления может быть значительно упрощена, если рассматривать только одну плоскость d_1q_1 , формируя ВЗ за счет наиболее близких БВ. Однако такой подход непременно приведет к возникновению в плоскости d_2q_2 неконтролируемых гармоник тока и напряжения, что, в свою очередь, может стать причиной перегрева обмоток двигателя. При этом наибольший модуль вектора тока в плоскости d_2q_2 будет соответствовать алгоритму, в котором используются только малые БВ S_1, S_2 , так как в плоскости d_2q_2 им соответствуют БВ, формирующие внешний многоугольник.

Известны алгоритмы ПВМ, использующие в пределах периода только нулевые и БВ внешнего десятиугольника, ближайшие к ВЗ ($2L$), а также нулевые и БВ внешнего и среднего десятиугольников ($2L+2M$) [6, 14]. В случае $2L$ -алгоритма на плоскости d_2q_2 формируется граф из последовательности нулевых и малых БВ, возбуждающий в нагрузке токи гармоник порядка $10k \pm 3$. Алгоритм $2L+2M$ позволяет полностью исключить формирование токов на плоскости d_2q_2 , обеспечивая тем самым минимизацию пульсаций. Это возможно потому, что векторы на плоскости d_2q_2 , соответствующие векторам, ограничивающим секторы на плоскости d_1q_1 , имеют взаимно противоположное направление и такое же соотношение модулей, т.е. $L/M=1,618=M/S$ (см. рис. 3). Однако подавление тока на плоскости d_2q_2 снижает коэффициент использования напряжения источника постоянного тока до $0,526U_{dc}$ [6, 14].

Алгоритм $2L+2M$, по сути, означает выделение во всех десяти секторах плоскости d_1q_1 трапецеидальных сегментов, соответствующих четырем БВ. При этом по мере уменьшения

модуля ВЗ длительность формирования активных БВ уменьшается, а нулевых увеличивается, вызывая увеличение пульсаций тока. Пользуясь тем, что $L/M=1,618=M/S$, можно выделить в каждом секторе второй трапецидальный сегмент, образуемый средними и малыми БВ ($2M+2S$). Данный сегмент позволяет использовать такой же алгоритм модуляции, как во внешнем сегменте, обеспечивая при этом снижение длительности формирования нулевых БВ и, соответственно, пульсаций тока, назовем его $2L+2M+2S$ -алгоритм.

На рис. 4 показано разделение первого сектора плоскости d_1q_1 на трапецидальные сегменты $L_1L_2 M_2M_1$ (LM) и $M_1M_2 S_2S_1$ (MS).

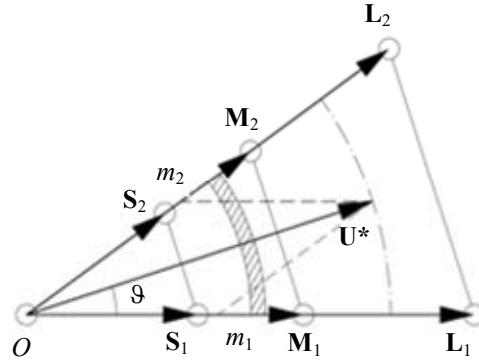


Рис. 4

Относительную длительность формирования БВ при условии равенства нулю третьей гармоники фазного тока для сегмента MS можно рассчитать по системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{S_1} &= \frac{m_1}{u_1 + u_3}, \tau_{M_1} = \tau_{S_1} \frac{u_3}{u_2}; \\ \tau_{S_2} &= \frac{m_2}{u_1 + u_3}, \tau_{M_2} = \tau_{S_2} \frac{u_3}{u_2}; \\ \tau_O &= 1 - \tau_{S_1} - \tau_{S_2} - \tau_{M_1} - \tau_{M_2}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

аналогично, для сегмента LM система уравнений примет вид:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{L_1} &= \frac{m_1}{u_1 + u_3}, \tau_{M_1} = \tau_{L_1} \frac{u_1}{u_2}; \\ \tau_{L_2} &= \frac{m_2}{u_1 + u_3}, \tau_{M_2} = \tau_{L_2} \frac{u_1}{u_2}; \\ \tau_O &= 1 - \tau_{M_1} - \tau_{M_2} - \tau_{L_1} - \tau_{L_2}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где τ_i — относительная длительность формирования соответствующего БВ ($i = \{L_1, L_2, M_1, M_2, S_1, S_2, 0\}$); $m_1 = |\mathbf{U}^*| [\cos \vartheta - \operatorname{ctg} 36^\circ \sin \vartheta]$, $m_2 = |\mathbf{U}^*| \sin \vartheta / \sin 36^\circ$ — косоугольные проекции вектора модуляции \mathbf{U}^* на границы сектора; u_1, u_2, u_3 — модули базовых векторов, равные $0,247U_{dc}$, $0,4U_{dc}$ и $0,647U_{dc}$ соответственно; ϑ — угол вектора модуляции в пределах текущего сектора.

Важно отметить следующее: несмотря на то, что максимальная амплитуда формируемого напряжения ограничивается при ПВМ радиусом вписанной во внешний многоугольник окружности, применение алгоритмов с компенсацией токов в плоскости d_2q_2 приводит к снижению максимальной амплитуды выходного напряжения $U_{1\max}$ до $0,527U_{dc}$ (штриховая линия на рис. 4).

Введем определение индекса модуляции амплитуды k_m как отношение модуля вектора U^* к максимальной амплитуде первой гармоники напряжения U_{1max} . Как видно из системы уравнений (3), для минимального модуля ВЗ внутри LM -сегмента индекс модуляции составляет $k_m = 0,657$. В то же время индекс модуляции, соответствующий максимальному значению модуля ВЗ в MS -сегменте, равен 0,618. Таким образом, существует переходная зона $0,618 \leq k_m \leq 0,657$, в пределах которой модуляция осуществляется поочередно в обоих сегментах (заштрихованная область на рис. 4).

Известно, что пульсации тока зависят не только от алгоритма и частоты модуляции, но также и от последовательности формирования БВ в пределах периода модуляции. Это связано с тем, что изменение последовательности приводит к изменению начальных условий при каждой коммутации, что неизбежно приведет к изменению годографа вектора тока и, как следствие, к изменению пульсаций [3].

Вследствие того, что в алгоритме $2L+2M+2S$ в течение одного периода модуляции T_c используются пять БВ, число возможных траекторий переключения для каждого сегмента равно $5! = 120$. Очевидно, что минимизация амплитуды пульсаций вектора тока статора может быть достигнута за счет формирования последовательностей БВ, использующих при переходах только соседние (ближайшие) БВ. В свою очередь, минимизация пульсаций вектора тока статора по фазе может быть достигнута за счет чередования фаз при переходе от одного БВ к другому (рис. 5). Таким образом, число последовательностей формирования БВ можно сократить до семи. В качестве примера на рис. 6 и 7 приведены две последовательности формирования БВ:

- для MS -сегмента (рис. 6):
- а) — $O-S_1-M_2-M_1-S_2-M_1-M_2-S_1-O$, б) — $O-S_1-S_2-M_1-M_2-M_1-S_2-S_1-O$;
- для LM -сегмента (рис. 7):
- а) — $O-M_1-L_2-L_1-M_2-L_1-L_2-M_1-O$, б) — $O-M_1-M_2-L_1-L_2-L_1-M_2-M_1-O$.

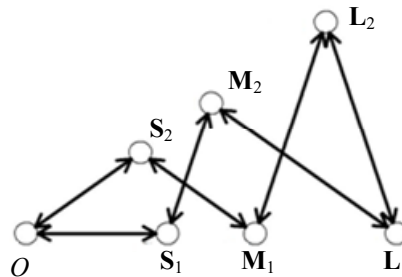


Рис. 5

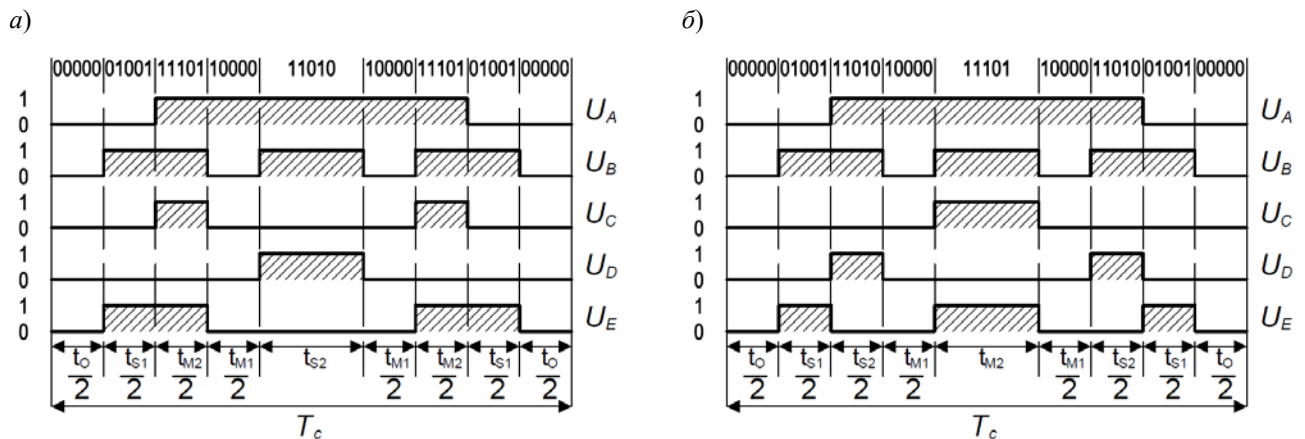


Рис. 6

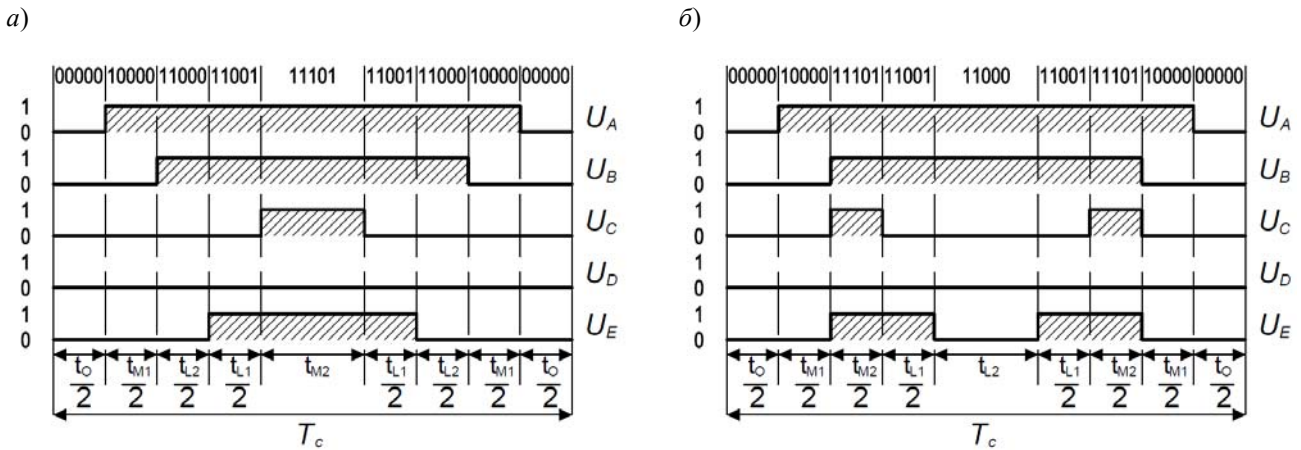


Рис. 7

Результаты моделирования. Математическое моделирование производилось в среде MatLab/Simulink при условии $U^*/f^* = \text{const}$ (f^* — частота вращения ВЗ), частоте модуляции $f_c = 5000$ Гц, электромагнитной постоянной времени нагрузки $T_e = 3,25$ мс. В качестве нагрузки инвертора использовалась симметричная RL-цепь, так как определение параметров модели двигателя для плоскости d_2q_2 требует отдельного исследования, а для оценки пульсаций тока и момента достаточно пассивной цепи, особенно в области низких частот, где эти пульсации представляют наибольший интерес, а ЭДС вращения практически равна нулю.

Моделирование проводилось с учетом и без учета „мертвого времени“. Результаты моделирования без учета „мертвого времени“ приведены на рис. 8, где *a* — годографы векторов тока для алгоритма $2L+2M$ при $k_m = 0,1$ и последовательности БВ, представленной на рис. 7, *б* — годографы векторов тока для алгоритма $2L+2M+2S$ также при $k_m = 0,1$ и последовательности БВ, представленной на рис. 6, *а*; на рис. 8, *в* приведена зависимость коэффициента вариации вектора тока статора от k_m в плоскости d_1q_1 .

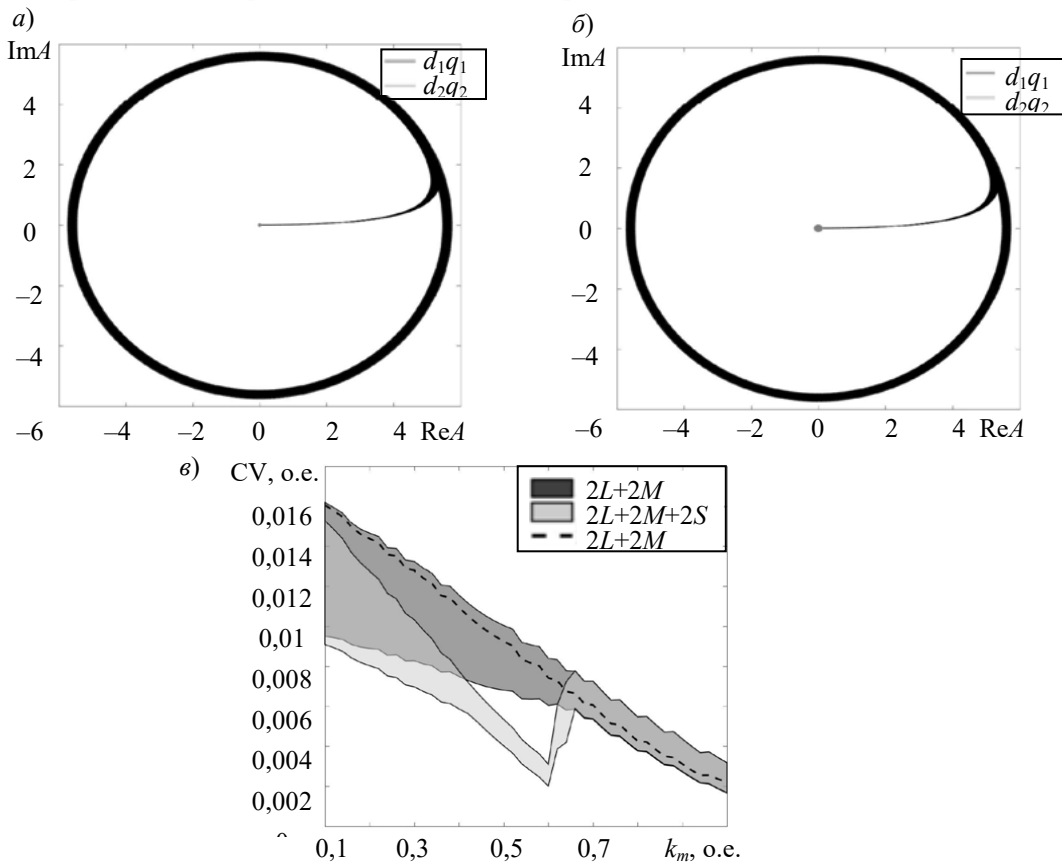


Рис. 8

Указанные области ограничивают значения коэффициента CV для всех допустимых последовательностей формирования БВ для обоих рассмотренных алгоритмов; штриховая линия $2L+2M$ соответствует последовательности формирования БВ с минимальным числом коммутаций за период модуляции (см. рис. 7, а). Результаты моделирования с учетом „мертвого времени“ ($t_d = 2$ мкс) аналогичным образом представлены на рис. 9.

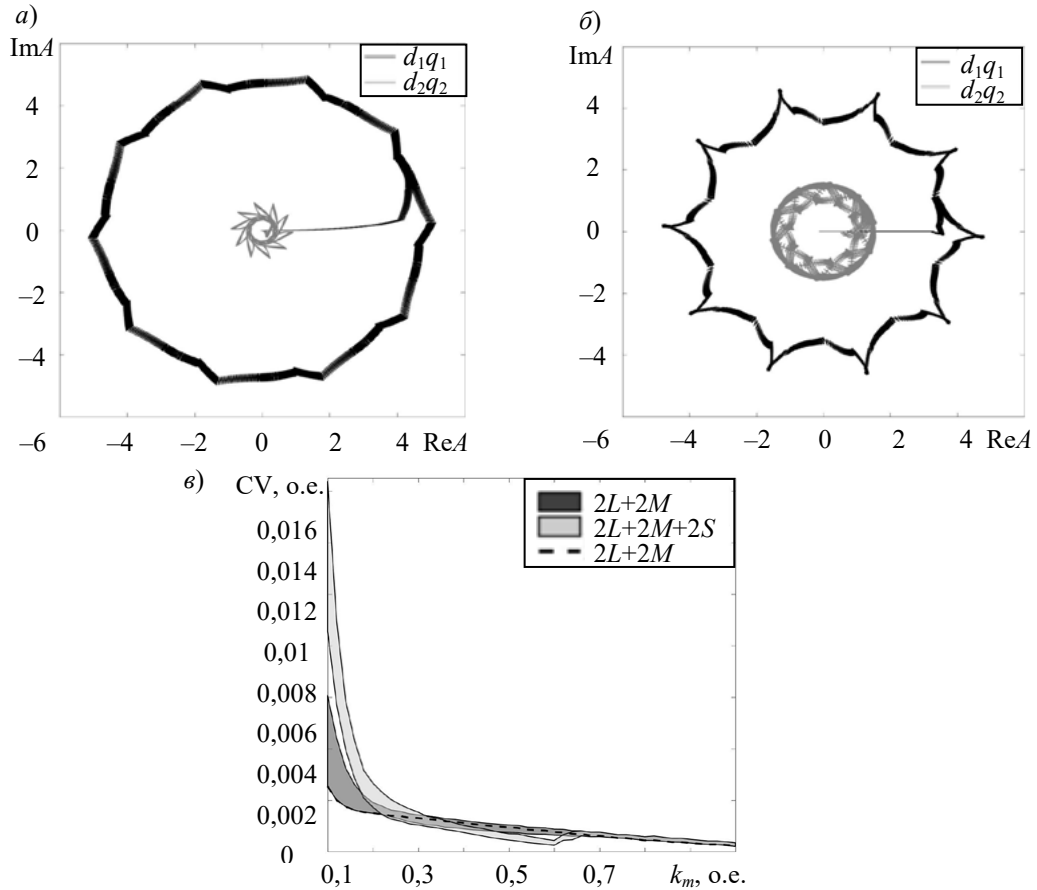


Рис. 9

Как наглядно видно из результатов моделирования, изменение последовательности формирования БВ существенным образом влияет на пульсации тока статора, при этом алгоритм $2L+2M+2S$ не дает существенного преимущества, с точки зрения минимизации уровня пульсаций тока статора, при малых значениях индекса модуляции амплитуды. Более того, при рассмотрении электромагнитных процессов в нагрузке с учетом „мертвого времени“ алгоритм $2L+2M+2S$ приводит к большему искажению формы генерируемого тока статора по сравнению с $2L+2M$ -алгоритмом. Это, в свою очередь, обусловлено тем, что в алгоритме $2L+2M+2S$ силовые ключи одной фазы переключаются за один период модуляции чаще, чем при алгоритме $2L+2M$ (см. рис. 6, 7), при этом в случае алгоритма $2L+2M+2S$ полностью исключается возможность формирования последовательности БВ с переходом между соседними векторами за одну коммутацию. Так, например, при последовательности БВ, представленной на рис. 6, б, силовые ключи фазы C за один период модуляции переключаются только дважды с длительностью импульса t_{M2} , тогда как при последовательности, представленной на рис. 6, а, фаза C четырежды меняет свое состояние, формируя два более коротких импульса длительностью $t_{M2}/2$. В связи с этим влияние „мертвого времени“ на формируемое данной фазой напряжение удваивается, увеличивая его искажения.

Таким образом, следует отметить, что минимизация коммутаций за период модуляции приводит не только к уменьшению коммутационных потерь, но и к снижению влияния „мертвого времени“. Это также доказывается зависимостью $CV(k_m)$ для последовательности

с минимальным числом коммутаций алгоритма $2L+2M$ (штриховая линия на рис. 8, в и 9, в). Несмотря на то, что данная последовательность при малых значениях индекса модуляции k_m дает практически наихудшее значение коэффициента CV при условии отсутствия „мертвого времени“ (см. рис. 8, в), эта же последовательность при введении „мертвого времени“ дает наилучший результат при малых значениях k_m (см. рис. 9, в).

С другой стороны, „мертвое время“ оказывает сильное влияние не только на уровень пульсаций вектора тока в плоскости d_1q_1 , но и на снижение эффективности подавления вектора тока в плоскости d_2q_2 (см. рис. 8, а, б и 9, а, б), так как при искажении длительности формируемых импульсов появляется нерегулируемый вектор тока в плоскости d_2q_2 .

Заключение. По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1) изменение последовательности формирования базовых векторов существенным образом влияет на пульсации формируемого вектора тока статора;

2) применение алгоритма модуляции с сегментированием плоскости базовых векторов (алгоритм $2L+2M+2S$) приводит к резкому изменению уровня пульсаций тока при переходе вектора модуляции из одного сегмента в другой, что, в свою очередь, может привести к нежелательным резонансным явлениям и требует отдельного учета при проектировании прецизионного электропривода;

3) наличие „мертвого времени“ приводит к появлению нерегулируемой составляющей тока статора, обусловленной ростом вектора тока в плоскости d_2q_2 при глубоком регулировании скорости электропривода;

4) алгоритмы, минимизирующие число коммутаций за период модуляции, позволяют не только уменьшить коммутационные потери, но и снизить влияние „мертвого времени“ на пульсации тока статора и эффективность подавления вектора тока в плоскости d_2q_2 .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 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.
2. Lovlin S., Abdullin A. Adaptive system for compensation of periodic disturbances in servo drive // Proc. of the 9th IET Intern. Conf. on Power Drives Systems, ICPDS. 2016. P. 1—5.
3. Tomasov V. S., Usoltsev 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—634.
4. Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L. General theory of space vector modulation for five-phase inverters // IEEE Intern. Symp. on Industrial Electronics. 2008. P. 237—244.
5. Vukosavic S. N., Jones M., Levi E., Dujic D. Experimental performance evaluation of a five-phase parallel-connected two-motor drive // Proc. of the 4th IET Intern. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives. 2008. P. 686—690.
6. Iqbal A., Levi E. Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter // European Conf. on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany. 2005. P. 12.
7. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H., Williamson S. Multiphase induction motor drives — a technology status review // IET Electr. Power Appl. 2007. Vol. 1, N 4. P. 489—516.
8. Mengoni M., Zarri L., Tani A., Parsa L., Serra G., Casadei D. High-torque-density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range // IEEE Transact. on Industrial Electronics. 2015. Vol. 62, N 2. P. 814—825.
9. Kim N., Baik W. A five-phase IM vector control system including 3rd current harmonics component // Proc. of the 8th IEEE Intern. Conf. on Power Electronics and ECCE Asia. 2011. P. 2519—2524.
10. Parsa L. On advantages of multi-phase machines // IECON Proc. 2005. P. 1574—1579.

11. *Levi E.* Multiphase electric machines for variable-speed applications // IEEE Transact. on Industrial Electronics. 2008. Vol. 55, N 5. P. 1893—1909.
12. *Iqbal A., Levi E.* Space vector PWM for a five-phase VSI supplying two five-phase series-connected machines // Proc. Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. — EPE-PEMC, Portoroz, Slovenia, 2006. P. 222—227.
13. *Iqbal A., Moinuddin S., Khan M.* Space vector model of a five-phase voltage source inverter // Proc. IEEE Intern. Conf. on Industrial Technology. 2006. P. 488—493.
14. *Silva P., Fletcher J., Williams B.* Development of space vector modulation strategies for five phase voltage source inverters // Proc. of the 2nd Intern. Conf. on Power Electronics, Machines and Drives — PEMD. 2004. Vol. 2. P. 650—655.
15. *Ryu H., Kim J., Sul S.* Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept // IEEE Transact. on Power Electronics. 2005. Vol. 20, N 6. P. 1364—1371.
16. *Hongwei G., Jianyong S., Guijie Y., Zhao P.* The design of SVPWM IP core for five-phase voltage source inverter // Proc. Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. — IPEMC. 2012. P. 992—996.
17. *Duran M., Levi E.* Multi-dimensional approach to multi-phase space vector pulse width modulation // Proc. Industrial Electronics Conf. — IECON. 2006. P. 2103—2108.
18. *Duran M., Toral S., Barrero F., Levi E.* Real-time implementation of multi-dimensional five-phase space vector PWM using look-up table techniques // IECON Proc. 2007. P. 1518—1523.
19. *Gataric S.* A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase AC machines // Proc. IEEE Industry Applications Conf. — IAS. 2000. Vol. 3. P. 1648—1654.

Сведения об авторах

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

Поступила в редакцию
08.04.2020 г.

Ссылка для цитирования: Томасов В. С., Вертегел Д. А., Усольцев А. А. Прецизионный электропривод на базе многофазного инвертора с пространственно-векторной модуляцией // Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т. 63, № 7. С. 600—610.

**PRECISION ELECTRIC DRIVE BASED ON THE MULTI-PHASE INVERTER
WITH SPACE-VECTOR MODULATION**

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

*ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia
E-mail: vertegeldenis@gmail.com*

The problem of improving precision electric drives quality by minimization of the stator current pulsations generated by frequency inverter is discussed. The problem can be solved by using multiphase inverters, as well as by improving the control algorithms. The influence of space-vector modulation algorithm on pulsations of stator current generated by a five-phase voltage inverter for various sequences of basic vectors formation is considered. Changing the sequence of base vectors is shown to have a significant effect on the level of generated stator current pulsations. Two possible approaches to implementation of the space-vector modulation in the five-phase electric drives are presented, and comparative analysis of the approaches with and without considering the dead time, is carried out. Results of modeling are presented, confirming that minimizing the number of commutations per modulation period with deep control of the electric drive speed has a significant impact not only on the level of the stator current pulsations, but also on the compensation of the current vector in the second plane of the base vectors, which can cause overheating and subsequent failure of the electric motor.

Keywords: multiphase electric drive, space-vector modulation, coefficient of variation, precision electric drive, frequency converters

REFERENCES

1. Tomasov V.S., Usoltsev A.A., Vertegel D.A. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, no. 12(61), pp. 1052–1059. (in Russ.)
2. Lovlin S., Abdullin A. *9th International Conference on Power Drives Systems, ICPDS 2016, IET*, 2016, pp. 1–5.
3. Tomasov V.S., Usoltsev A.A., Vertegel D.A., Strzelecki R. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, no. 7(60), pp. 624–634.
4. Lega A., Mengoni M., Serra G., Tani A. and Zarri L. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008, pp. 237–244.
5. Vukosavic S.N., Jones M., Levi E., Dujic D. *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2008, pp. 686–690.
6. Iqbal A., Levi E. *European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, 2005, pp. 12.
7. Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H., Williamson S. *IET Electr. Power Appl.*, 2007, no. 4(1), pp. 489–516.
8. Mengoni M, Zarri L., Tani A., Parsa L., Serra G., Casadei D. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, no. 2(62), pp. 814–825.
9. Kim N., Baik W. *8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, IEEE*, 2011, pp. 2519–2524.
10. Parsa L. *IECON Proceedings*, 2005, pp. 1574–1579.
11. Levi E. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, no. 5(55), pp. 1893–1909.
12. Iqbal A., Levi E. *International Power Electronics and Motion Control, EPE-PEMC*, Portoroz, Slovenia, 2006, pp. 222–227.
13. Iqbal A., Moinuddin S., Khan M. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006, pp. 488–493.
14. Silva P., Fletcher J., Williams B. *Power Electronics, Machines and Drives – PEMD*, 2004, no. 2(2), pp. 650–655.
15. Ryu H., Kim J., Sul S. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2005, no. 6(20), pp. 1364–1371.
16. Hongwei G., Jianyong S., Guijie Y., Zhao P. *International Power Electronics and Motion Control, IPEMC*, 2012, pp. 992–996.
17. Duran M., Levi E. *Industrial Electronics Conference, IECON-2006*, pp. 2103–2108.
18. Duran M., Toral S., Barrero F., Levi E. *Industrial Electronics Conference, IECON-2007*, pp. 1518–1523.
19. Gataric S. *IEEE Industry Applications Conference – IAS*, 2000, vol. 3, pp. 1648–1654.

Data on authors

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

For citation: Tomasov V. S., Vertegel D. A., Usoltsev A. A. Precision electric drive based on the multi-phase inverter with space-vector modulation. *Journal of Instrument Engineering*. 2020. Vol. 63, N 7. P. 600–610 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2020-63-7-600-610