

УДК 62–83:621.313

**БЕССТУПЕНЧАТОЕ УПРАВЛЕНИЕ ИНДЕКСОМ МОДУЛЯЦИИ
ТРЕХФАЗНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В РЕЖИМЕ
«FLAT-TOP»****А.А. Кромм¹, Г.М. Симаков², А.Е. Гусев²**¹*Linde Material Handling GmbH, Ашаффенбург, Германия*²*Новосибирский государственный технический университет*

В статье рассматривается один из способов бесступенчатой перемодуляции в полупроводниковом трехфазном инверторе напряжения, реализованного по В6-схеме. В обзорной части статьи коротко рассмотрены особенности режимов ШИМ и перемодуляции («flat-top»). Формирование ШИМ выходного напряжения возможно за счет максимального индекса модуляции коэффициента преобразователя. Показано, что варьируемый индекс модуляции в режиме «flat-top» имеет ряд существенных преимуществ перед фиксированным, например, «смешиванием» сигналов ШИМ с дополнительными гармоническими сигналами. Геометрическая интерпретация мест векторов выходного напряжения преобразователя на плоскости и связь их с опорным сигналом ШИМ позволили синтезировать высокоточное корректирующее воздействие в тракте опорного напряжения инвертора. Корректирующее устройство формирует линейный бесступенчатый закон управления выходным напряжением преобразователя при активации «flat-top» заданного коэффициента по напряжению.

Приведены результаты сравнения варианта управления выходным напряжением преобразователя. Абсолютная ошибка индекса модуляции в случае аппроксимации составляет не более одного процента во всем диапазоне «flat-top». Приведены годографы выходного напряжения преобразователя в осях X – Y для трех различных коэффициентов преобразователя при переходе от ШИМ к «flat-top». К достоинствам метода следует отнести простоту его имплементации в новую пространственно векторную ШИМ. Этот аспект делает данный метод особенно привлекательным в низкобюджетных приводах.

Ключевые слова: трехфазный инвертор, бесступенчатая «flat-top», синтез управления, индекс модуляции, линейный закон, аналитические методы, годографы напряжений.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-7-19

Введение

Точность воспроизведения задающих воздействий в приводах переменного тока с полупроводниковыми преобразователями зависит от многих факторов, перечисление которых в одной статье невозможно. Однако известно, что значительное влияние на качество управляющих воздействий в канале управления двигателем оказывает алгоритм управления силового преобразователя. Выбор рационального способа управления преобразователем – сложная задача при разработке или оптимизации привода. Использование хорошо изученной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) не всегда дает ожидаемый эффект на практике, если не учесть ряд факторов, влияющих на амплитуду выходного напряжения преобразователя, питающего электрический двигатель переменного тока.

К первой группе факторов следует отнести выбор рационального способа ШИМ, обеспечивающий необходимый индекс модуляции, а ко второй группе – выбор рационального способа перемодуляции или, как принято ее называть в зарубежной литературе, «Flat-Top-Modulation» (FTM).

С бурным развитием электрической тяги в автомобилестроении использование FTM в приводах становится все актуальней, так как позволяет эффективно

использовать ресурсы звена постоянного тока преобразователя, к которому подключена тяговая батарея. Один небольшой пример: в электрическом приводе автомобиля Fiat-500e после внедрения FTM максимальная скорость автомобиля увеличилась примерно на 15 % [1] за счет «полного раскрытия» преобразователя, что соответствует максимально возможному напряжению на обмотках двигателя. (Замечание: как будет показано ниже, FTM не дает «прямого» увеличения напряжения на 15 %, но в комбинации с дополнительным ослаблением потока электрического двигателя показатель вполне реалистичный.)

Прежде чем рассмотреть предложенный в данной работе способ формирования бесступенчатой FTM, целесообразно коротко рассмотреть особенности ШИМ и FTM в аспекте максимально возможных значений выходного напряжения преобразователя и связанных с ними максимальных значений индекса модуляции и коэффициента преобразователя по напряжению.

К первой группе алгоритмов ШИМ можно отнести симметричную синусоидальную модуляцию (SSM) в преобразователях на базе трехфазного мостового автономного инвертора. Это позволяет обеспечить среднее синусоидальное напряжение в нагрузке и, как следствие, обеспечить высокое качество тока электрического двигателя [2–4]. Основные показатели трехфазного мостового инвертора с симметричной синусоидальной ШИМ приведены в таблице.

Основные показатели преобразователя напряжения на базе трехфазного мостового инвертора при различных законах коммутации
The main indicators of a voltage converter based on a three-phase bridge inverter under various switching laws

Способ коммутации ключей преобразователя	Максимальная амплитуда основной гармоники линейного напряжения U_{Δ}	Максимальное эффективное значение основной гармоники U_{Σ}	Максимальный индекс модуляции m	Максимальный коэффициент преобразователя по напряжению* k_p
Симметричная синусоидальная ШИМ (ССМ)	$\frac{\sqrt{3}}{2} U_{\Pi} \approx 0,866 U_{\Pi}$	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} U_{\Pi} \approx 0,61 U_{\Pi}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,866$	$\frac{\pi}{4} \approx 0,78$
Пространственно-векторная модуляция (ПВМ)	U_{Π}	$\frac{1}{\sqrt{2}} U_{\Pi} \approx 0,707 U_{\Pi}$	1	$\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0,907$
Базовый закон коммутации (БЗК)	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{\Pi} \approx 1,1 U_{\Pi}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{\Pi} \approx 0,78 U_{\Pi}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,155$	1

Здесь U_{Π} – напряжение звена постоянного тока преобразователя.

* Замечание: коэффициент преобразования по напряжению равен отношению амплитуды напряжения нагрузки к амплитуде напряжения преобразователя при базовом способе коммутации ключей инвертора [3]. При рассмотрении FTM в зарубежной литературе приоритет отдается коэффициенту преобразователя по напряжению в сравнении с индексом модуляции. FTM имеет не только большую «прозрачность» при разработке приводов переменного тока, но и, как будет показано ниже, имеет ряд преимуществ при геометрической интерпретации мест векторов выходного напряжения преобразователя на плоскости.

Ко второй группе алгоритмов ШИМ можно отнести метод пространственно-векторной модуляции (ПВМ). Этот метод был разработан в середине 1990-х годов

в связи с расширением возможностей систем микропроцессорного управления и дальнейшей оптимизацией спектрального состава токов двигателей. Традиционные методы ШИМ основаны на сравнении сигнала задания с сигналом линейной развертки (пилообразным напряжением). В результате чего формируется последовательность прямоугольных импульсов, скважность которых изменялась в соответствии с сигналом задания. Алгоритм управления ключами автономного инвертора в режиме ПВМ основан на формировании на каждом временном интервале требуемого положения вектора напряжения в пространстве [3–4]. Кроме того, ПВМ значительно выигрывает у ССМ по коэффициенту преобразователя k_p , который примерно на 16 % выше, чем у ССМ. Это позволяет рациональнее использовать ресурсы звена постоянного тока. К одному из существенных недостатков данного метода можно отнести отсутствие возможности сформировать коэффициент $k_p = 1$ (табл. 1) и, как следствие, недоиспользование напряжения звена постоянного тока преобразователя.

Единственным способом, который позволяет полностью использовать ресурсы звена постоянного тока, – это базовый закон коммутации преобразователя (БЗК) [2–4]. При этом шесть базовых векторов напряжения инвертора формируют его выходное напряжение с коэффициентом $k_p = 1$. Главным недостатком такого управления преобразователем считается неудовлетворительный спектральный состав тока статора электрического двигателя [5]. Выходное напряжение инвертора имеет прямоугольную форму со скважностью единица. Для устранения указанного недостатка из технической литературы известны способы поэтапного (ступенчатого) перехода от ПВМ к БЗК, которые получили название перемодуляции или ее зарубежный аналог FTM [6–11]. Цель таких методов заключается в желании получить некий промежуточный индекс модуляции в режиме FTM, что позволяет получить более «выгодный» спектральный состав тока статора двигателя [12,13]. Если же обеспечить бесступенчатое формирование индекса модуляции, можно более гибко оптимизировать как амплитуду выходного напряжения преобразователя, так и спектральный состав тока двигателя.

Цель работы

Целью работы является синтез нелинейного корректирующего звена в тракте опорного напряжения трехфазного мостового инвертора для электроприводов переменного тока с целью формирования бесступенчатого линейного закона управления выходным напряжением преобразователя в режиме FTM, причем управляющим воздействием является коэффициент преобразователя по напряжению.

Рассмотренный в статье способ управления преобразователем ориентирован на практическое применение. Поэтому прозрачность способа и простота его реализации, при которых отпадает необходимость изменений или дополнений в силовой части привода, являются также целью данной работы.

Синтез алгоритма формирования бесступенчатого индекса модуляции в режиме «flat-top»

Из технической литературы и практики использования преобразователей в электрическом приводе известно, что все доступное напряжение на выходе преобразователя может быть представлено на плоскости шестиугольником, размеры которого зависят от напряжения в звене постоянного тока (рис. 1, кривая 4) [2–4].

Fig. 1 – Evaluation of boundary control modes of the converter with various methods of switching its keys

Если с формированием широтно-импульсных сигналов линейной области при разработке электропривода не возникает больших проблем, то в режиме FTM необходимо выбирать некий дополнительный сигнал, который бы при «смешивании» с базисным опорным напряжением обеспечивал желаемую «вольтодобавку» в выходном напряжении преобразователя [3, 7–8]. Коротко резюмируя результаты приведенных работ, можно отметить, что базисный опорный сигнал линейной области модифицируется в режиме FTM, например с помощью одного или нескольких гармонических сигналов. Как уже указывалось выше, при «смешанном» опорном сигнале формируется некий фиксированный индекс модуляции $m > 1$, реальная величина которого может значительно отклоняться от желаемой. Задать выходное напряжение преобразователя «напрямую» через индекс модуляции

также сложно, вследствие существенной нелинейности в канале формирования напряжения преобразователя. Так, максимально возможное приращение значения $\Delta m \approx 15,5\%$ в режиме FTM дает максимальное приращение выходного напряжения инвертора, равное $\Delta U_B \approx 10\%$. В отличие от индекса модуляции коэффициент преобразователя по напряжению обеспечивает такое же приращение выходного напряжения при $\Delta k_p \approx 10\%$. Несмотря на более предпочтительное использование закономерности $U_B = f(k_p)$, квазилинейной она становится только при величине k_p , близкой к единице.

Для получения желаемого линейного закона изменения выходного напряжения преобразователя от заданного k_p в режиме FTM необходима нелинейная коррекция индекса модуляции. При этом для наибольшей «прозрачности» предлагается оставить базисный опорный сигнал, сформированный методом пространственно-векторной модуляции, без модификации. Блочная схема формирования индекса модуляции посредством задания желаемого коэффициента k_{p_3} показана на рис. 2.

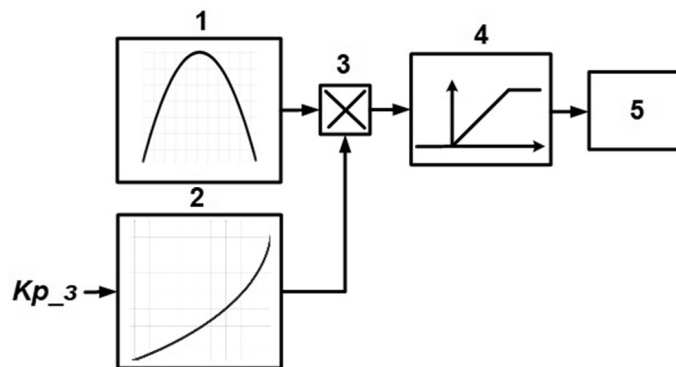


Рис. 2 – Блочная схема опорного сигнала модуляции посредством задания коэффициента k_p в режиме FTM

Fig. 2 – Block diagram of the modulation reference signal by setting the coefficient k_p in the FTM mode

Базисный опорный сигнал ПВМ (блок 1) корректируется нелинейным звеном коррекции (блок 2) посредством опорного сигнала в блоке 3 с последующим ограничением в блоке 4. Выходной сигнал блока 4 формирует необходимый индекс модуляции полупроводникового преобразователя (блок 5). Как видно из представленной схемы, единственным входным воздействием является заданный (желаемый) коэффициент преобразователя k_{p_3} .

Синтез нелинейного корректирующего звена целесообразно провести с учетом формирования выходного напряжения преобразователем (рис. 1) посредством соотношения

$$k_p = \frac{S_0 + \Delta S}{S_6} = \frac{S_p}{S_6},$$

где S_0 – максимальная площадь окружности в линейной зоне; ΔS – приращение площади фигуры (напряжения) в режиме FTM; S_6 – площадь шестиугольника при БЗК; S_p – площадь результирующей фигуры, вписанной в шестиугольник.

Все площади фигур в режиме FTM, соответствующие определенным коэффициентам k_p , целесообразно выразить только через один параметр – радиус, начало которого соответствует точке 0, а конец скользит вдоль отрезка AD . Такое «скольжение» радиуса обеспечивает все многообразие площадей фигуры S_p и, следовательно, бесступенчатое управление индексом модуляции преобразователя напряжения. Для нахождения S_p предлагается первым шагом найти в общем виде площади фигур S_{A0B} и S_{B0C} . Следует заметить, что площадь фигуры S_{A0B} проще находить в декартовых координатах:

$$S_{A0B} = \frac{1}{2} \int_0^{\sqrt{r^2 - \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right)}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) dx = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \sqrt{r^2 - \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right)}, \quad (1)$$

а площадь фигуры S_{B0C} – в полярных:

$$\begin{aligned} S_{B0C} &= \frac{1}{2} \cdot \int_{\pi/3}^{\arctg\left[\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) / \sqrt{r^2 - \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right)}\right]} r^2 d\varphi = \\ &= \frac{1}{2} r^2 \arctg \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\sqrt{r^2 - \cos^2\left(\frac{\pi}{6}\right)}} \right] - \frac{\pi}{3}. \end{aligned} \quad (2)$$

Кроме того, учитывая равенство площадей всех двенадцати фигур, образованных 30-градусными сегментами шестиугольника (в данном случае фигура $ABC0$). Вторым шагом определяется площадь полной фигуры S_p , которая соответствует значению $S_p = 12(S_{A0B} + S_{B0C})$.

В этом случае зависимость коэффициента преобразователя от радиуса может быть представлена как

$$k_p = F(r) = \frac{12(S_{A0B} + S_{B0C})}{S_6}. \quad (3)$$

Для нахождения коэффициента k_p следует сформировать нормированный радиус

$$r = \frac{r_{ж}}{r_0}, \quad (4)$$

где $r_{ж}$ – желаемый или заданный радиус в линейной и нелинейной области; r_0 – максимальный радиус в нелинейной области, соответствующий длине вектора выходного напряжения преобразователя при БЗК (отрезок $0D$).

Решение уравнений (1)–(3) с подстановкой (4) не представляет сложности. Следует также заметить, что с переходом к нормированному радиусу последний становится равен индексу модуляции в соотношении $m = \frac{r}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}$ во всех режи-

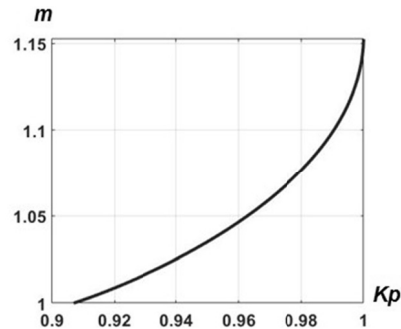
мах работы преобразователя напряжения.

Основным недостатком уравнений (1) и (2) является зависимость коэффициента преобразователя k_p от индекса модуляции m (или нормированного радиуса). В реальных электрических приводах, как уже указывалось выше, целью является задание желаемого коэффициента преобразователя k_p с последующим формированием индекса модуляции. К сожалению, найти обратную функцию к решению (1) и (2) не представляется возможным, так как обе функции имеют более одного корня [14]. Поэтому в данном случае можно воспользоваться формированием двух векторов $k_p = (k_{p1}, k_{p2}, \dots, k_{pn})$ и $m = (m_1, m_2, \dots, m_n)$ с последующим построением функциональной зависимости $m = F(k_p)$.

Функциональная зависимость $m = F(k_p)$, позволяющая сформировать линейный закон изменения выходного напряжения инвертора от заданной величины $k_{p_з}$ в режиме FTM с использованием соотношений (1)–(4), представлена на рис. 3.

Рис. 3 – Зависимость индекса модуляции преобразователя m от коэффициента преобразователя по напряжению k_p

Fig. 3 – Dependence of the modulation index of the converter m on the voltage converter coefficient k_p



Представленная зависимость является корректирующим воздействием (блок 2) в схеме рис. 2. На входе преобразователя напряжения (блок 5) вид скорректированного и нескорректированного опорного напряжения преобразователя при различных заданных значениях k_p приведен на рис. 4.

Рассмотренное корректирующее воздействие обеспечивает высокую точность формирования бесступенчатого индекса модуляции в режиме FTM. Индекс модуляции принимает значения $1 < m \leq 1/\cos(\pi/6)$, а коэффициент преобразователя значения $k_{p_лор} < k_p \leq 1$.

Несмотря на то что решение уравнений (1)–(3) достаточно простое, может возникнуть необходимость использования зависимости $m = F(k_p)$ в аналитическом виде. Например, в случае моделирования преобразователя электропривода в MATLAB или же «напрямую» запрограммировать процессор управления приводом. Для этого было получено нижеприведенное уравнение с использованием

численных методов математики и компьютерного моделирования при незначительной, для практического применения, погрешности:

$$m = 1 + 0,01 e^{\frac{k_p - k_{p_top} - 1}{0,033}}, \quad (5)$$

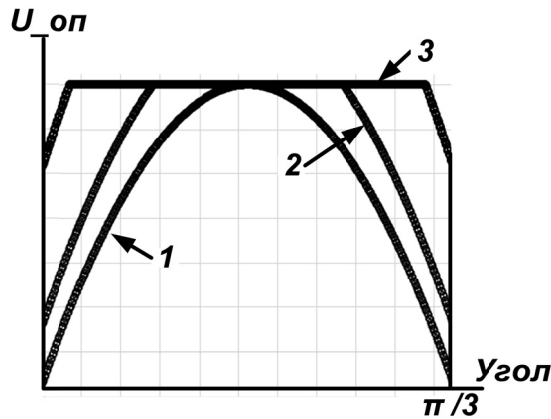


Рис. 4 – Вид базового опорного напряжения преобразователя в граничном режиме ПВМ при $k_p = k_{p_top}$ (кривая 1) и модифицированного опорного напряжения в режиме FTM при $k_{p_3} = 0,95$ (кривая 2) и при $k_{p_3} = 0,99$ (кривая 3)

Fig. 4 – View of the basic reference voltage of the converter in the DVM (dimensional-vector modulation) boundary mode at $k_p = k_{p_top}$ (curve 1) and the modified reference voltage in FTM mode at $k_{p_3} = 0,95$ (curve 2) and at $k_{p_3} = 0,99$ (curve 3)

С целью сравнения обоих вариантов на рис. 5 представлены кривые индекса модуляции от коэффициента преобразователя, рассчитанные по формулам (1)–(3) и (5).

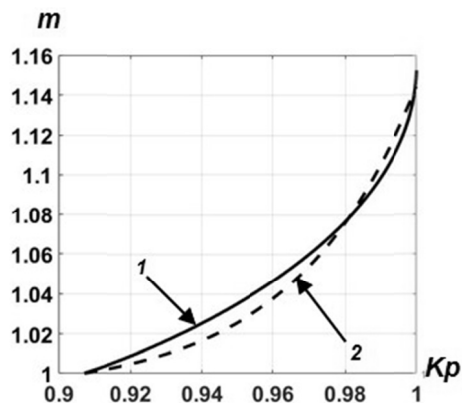


Рис. 5 – Кривые индекса модуляции, полученные по формулам (1)–(3) (кривая 1) и по формуле (6) (кривая 2)

Fig. 5 – The modulation index curves obtained by formulas (1)–(3) (curve 1) and by formula (5) (curve 2)

Результаты сравнения показывают, что абсолютная ошибка индекса модуляции во всей области FTM при аппроксимации уравнений (1)–(3) составляет не более 1 %.

На рис. 6 представлены годографы выходного напряжения преобразователя в осях X - Y для трех различных коэффициентов преобразователя напряжения по зависимостям (1)–(3), которые свидетельствуют о трансформации окружности в шестиугольник и, следовательно, отработки желаемого коэффициента преобразователя напряжения в режиме FTM.

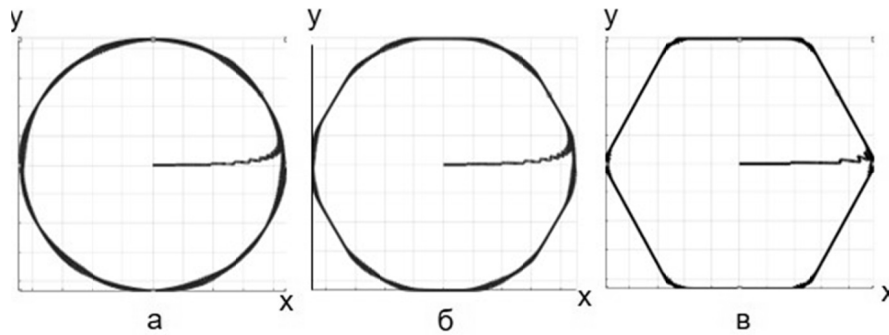


Рис. 6 – Годографы выходного напряжения преобразователя в граничном режиме ПВМ при $k_p = k_{p_top}$ (кривая а), в режиме FTM при $k_{p_з} = 0,95$ (кривая б) и при $k_{p_з} = 0,99$ (кривая в)

Fig. 6 – Hodographs of the output voltage of the converter in the DVM boundary mode at $k_p = k_{p_top}$ (curve а), in FTM mode at $k_{p_з} = 0,95$ (curve б) and at $k_{p_з} = 0,99$ (curve в)

Закключение

1. В работе рассмотрены особенности ШИМ и FTM в аспекте формирования ими максимально возможных значений выходного напряжения преобразователя на базе трехфазного мостового инвертора и связанных с ними максимальных значений индекса модуляции и коэффициента преобразователя по напряжению. Показано, что FTM позволяет рациональнее использовать ресурсы звена постоянного тока преобразователя, чем в приводах с ШИМ. Отмечено также, что на практике чаще применяется поэтапный или ступенчатый переход от ШИМ к БЗК с некоторым фиксированным индексом модуляции.

2. Обоснована целесообразность задания и отработки бесступенчатого индекса модуляции в режиме FTM посредством коэффициента преобразователя по напряжению и коррекцией существенной нелинейности в канале управления выходным напряжением преобразователя.

3. Осуществлен синтез нелинейного корректирующего звена в тракте опорного напряжения преобразователя с целью формирования бесступенчатого пропорционального закона управления его выходным напряжением в режиме FTM. Приведена функциональная зависимость индекса модуляции преобразователя от коэффициента преобразователя по напряжению для линейного закона изменения выходного напряжения инвертора от заданной величины $k_{p_з}$.

4. Приведены результаты сравнения управления выходным напряжением мостового инвертора, основанные на высокоточном функциональном преобразователе, с управлением, полученным в результате аппроксимации исходных уравнений с использованием численных методов математики и компьютерного моделирования. Абсолютная ошибка индекса модуляции во всем диапазоне FTM при аппроксимации составляет не более 1 %.

5. Приведены годографы выходного напряжения преобразователя в осях X – Y для трех различных коэффициентов преобразователя напряжения, свидетельствующие об отработке желаемого коэффициента преобразователя напряжения в режиме FTM.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Voswinkel S.** Elektroauto erstmals billiger als Benziner. – 2011, 10 December. – URL: <https://www.abendblatt.de/ratgeber/auto-motor/article108196865/Elektroauto-erstmals-billiger-als-Benziner.html> (accessed: 10.06.2022).
2. **Шрейнер Р.Т.** Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
3. **Schroeder D.** Elektrische antriebe, regelung von antriebssystemen. – Berlin: Springer-Verlag, 2009. – 1336 p. – DOI: 10.1007/978-3-540-89613-5.
4. **Усольцев А.А.** Частотное управление асинхронными двигателями: учебное пособие. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
5. Space vector based hybrid PWM techniques for reduced current ripple / G. Narayanan, D. Zhao, H.K. Krishnamurthy, R. Ayyanar, V.T. Ranganathan // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2008. – Vol. 55 (4). – P. 1614–1627.
6. Flat-Top space-vector modulation implemented on a fixed-point DSP / N.S. Preda, I.I. Incze, M. Imecs, C. Szabo // 2009 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics. – Timisoara, Romania, 2009. – P. 153–158. – DOI: 10.1109/SACI.2009.5136231.
7. Улучшение динамических характеристик асинхронного двигателя с использованием различных методов перемодуляции для энергоэффективного управления / А.А. Попов, В.А. Попова, И.В. Гуляев, Ф. Б. дель Бланко // Интеллектуальная электротехника. – 2019. – № 2. – С. 17–27.
8. **Kennel R.** Umwandlung elektrischer Energie mit Leistungselektronik. Spannungszwischenkreisumrichter (Pulsrichter). – Technische Universität München, 2013. – 58 p.
9. Patent US 10153714 B2, IPC/CPC B62D 5/04. Adaptive pulse width modulation in motor control systems / Z. Zhang, P. Pramod. – Priority date 2016.11.29; publ. date 2018.12.11.
10. Patent US 9847737 B2. Modular multilevel converter leg with flat-top PWM modulation, converter and hybrid converter topologies / F.J. Moreno Muñoz, O.F. Jasim, S. Dang, S. Fekriasl, K. Dyke. – Priority date 2013.12.23; publ. date 2017.12.19.
11. Patent US 9595902 B2. Methods, systems and apparatus for adjusting modulation index to improve linearity of phase voltage commands / G. Gallegos-Lopez, P. Milun, M.H. Kinoshita. – Priority date 2011.08.03; publ. date 2017.03.14.
12. Enhanced flat-topped modulation for MMC control in HVDC transmission systems / R. Li, J.E. Fletcher, L. Xu, B.W. Williams // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2017. – Vol. 32 (1). – P. 152–161. – DOI: 10.1109/TPWRD.2016.2561929.
13. **Futo A., Varjasi I.** Empirical compensation of low order harmonics due to flat top modulation the "BATMAN" modulator // 2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). – Tatranska Lomnica, Slovakia, 2015. – P. 447–452. – DOI: 10.1109/EDPE.2015.7325336.
14. **Фильчаков П.Ф.** Справочник по высшей математике. – Киев: Наукова думка, 1974. – 743 с.

STEPLESS CONTROL OF THE MODULATION INDEX OF A THREE-PHASE DRIVE INVERTER IN THE 'FLAT-TOP' MODE

Kromm A.A.¹, Simakov G.M.², Gusev A.E.²

¹Linde Material Handling GmbH, Aschaffenburg, Germany

²Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The article discusses one of the ways of stepless overmodulation in a semiconductor three-phase voltage inverter implemented according to the B6 scheme. In the review part of the article, the features of the PWM and overmodulation ("flat-top") modes are briefly considered. The formation of the maximum possible values of the output voltage of the converter is possible due to the maximum values of the modulation index and the voltage inverter coefficient. It is shown that a variable-modulation index in the "flat-top" mode has a number of significant advantages over a fixed one, formed, for example, by "mixing" the PWM reference signal with additional harmonic signals. The geometric interpretation of the positions of the inverter output voltage vectors on the plane and their connection with the PWM reference signal made it possible to synthesize a high-precision (basic) non-linear characteristic in the inverter reference voltage path and to form a linear stepless control law for the inverter output voltage when the "flat-top" of the specified voltage coefficient is activated. The results of comparison of the basic variant of converter output voltage control with a simpler one obtained by approximating the basic equations using numerical methods of mathematics and computer simulation are presented. The absolute error of the modulation index in the case of approximation is no more than one percent in the entire "flat-top" range. The hodographs of the output voltage of the inverter in the X-Y axes are given for three different coefficients of the converter during the transition from PWM to "flat-top". The advantages of the method include the simplicity of its implementation in a new or existing space-vector PWM, the implementation of which is carried out exclusively by a software product. This aspect makes this method particularly attractive in low budget drives.

Keywords: three-phase inverter, stepless "flat-top", control synthesis, modulation index, linear law, analytical methods, voltage hodographs.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-7-19

REFERENCES

1. Voswinkel S. *Elektroauto erstmals billiger als Benziner*. 2011, 10 December. Available at: <https://www.abendblatt.de/ratgeber/auto-motor/article108196865/Elektroauto-erstmals-billiger-als-Benziner.html> (accessed 10.06.2022).
2. Shreiner R.T. *Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty* [Mathematical modeling of alternating current electric drives with semiconductor frequency converters]. Ekaterinburg, URO RAN Publ., 2000. 654 p.
3. Schroeder D. *Elektrische antriebe, regelung von antriebssystemen*. Berlin, Springer-Verlag, 2009. 1336 p. DOI: 10.1007/978-3-540-89613-5.
4. Usol'tsev A.A. *Chastotnoe upravlenie asinkhronnymi dvigatelyami* [Frequency control of induction motors]. St. Petersburg, SPbGU ITMO Publ., 2006. 94 p.
5. Narayanan G., Zhao D., Krishnamurthy H.K., Ayyanar R., Ramganathan V.T. Space vector based hybrid PWM techniques for reduced current ripple. *IEEE Translation on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55 (4), pp. 1614–1627.
6. Preda N.S., Incze I.I., Imecs M., Szabo C. Flat-Top space-vector modulation implemented on a fixed-point DSP. *2009 5th International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, Timisoara, Romania, 2009, pp. 153–158. DOI: 10.1109/SACI.2009.5136231.

7. Popov A.A., Popova V.A., Gulyaev I.V., Briz del Blanco F. Uluchshenie dinamicheskikh kharakteristik asinkhronnogo dvigatelya s ispol'zovaniem razlichnykh metodov peremodulyatsii dlya energoэффективного upravleniya [Improving the dynamic characteristics of an induction motor using various overmodulation methods for energy efficient control]. *Intel'ktual'naya elektrotehnika = Smart Electrical Engineering*, 2019, no. 2, pp. 17–27.
8. Kennel R. *Umwandlung elektrischer energie mit leistungselektronik. Spannungszwischenkreismrichter (Pulsrichter)*. Technische Universität München, 2013. 58 p.
9. Zhang Z., Pramod P. *Adaptive pulse width modulation in motor control systems*. Patent no. US 10153714 B2, 2018.
10. Moreno Muñoz F.J., Jasim O.F., Dang S., Fekiasl S., Dyke K. *Modular multilevel converter leg with flat-top PWM modulation, converter and hybrid converter topologies*. Patent no. US 9847737 B2, 2017.
11. Gallegos-Lopez G., Milun P., Kinoshita M.H. *Methods, systems and apparatus for adjusting modulation index to improve linearity of phase voltage commands*. Patent no. US 9595902 B2, 2017.
12. Li R., Fletcher J.E., Xu L., Williams B.W. Enhanced flat-topped modulation for MMC control in HVDC transmission systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, vol. 32 (1), pp. 152–161. DOI: 10.1109/TPWRD.2016.2561929.
13. Futo A., Varjasi I. Empirical compensation of low order harmonics due to flat top modulation the "BATMAN" modulator. *2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, Tatranska Lomnica, Slovakia, 2015, pp. 447–452. DOI: 10.1109/EDPE.2015.7325336.
14. Fil'chakov P.F. *Spravochnik po vysshei matematike* [Handbook of higher mathematics]. Kiev, Naukova dumka Publ., 1974. 743 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Кромм Андрей Артурович – родился в 1960 году, канд. техн. наук, инженер высшей квалификации в компании Linde Material Handling, GmbH, Ашаффенбург, Германия. Область научных интересов: автоматизированный электропривод постоянного и переменного тока с переменной структурой. Опубликовано более 15 научных работ. (Адрес: 630099, Россия, г. Новосибирск, Депутатская 60/39. E-mail: galand@gmx.net).

Kromm Andrey Arturovich (b. 1960) – PhD (Eng.), professor, highly qualified engineer at the Linde Material Handling, GmbH, Aschaffenburg, Germany. His research interests are currently focused on automated electric drive with a variable structure. He is the author of more than 15 scientific publications. (Address: 60/39, Deputatskaya St., Novosibirsk, 630099, Russia. E-mail: galand@gmx.net).



Симаков Геннадий Михайлович – родился в 1942 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры ЭАПУ, НГТУ. Область научных интересов: автоматизация систем автоматизированного электропривода. Опубликовано более 150 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: Simakov44_86@mail.ru).

Simakov Gennady Mikhailovich (b. 1942) – D.Sc. (Eng.), professor, professor at the Electric Drives and Automation Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on automation of control systems of electric drives. He is the author of more than 150 scientific publications. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: Simakov44_86@mail.ru).



Гусев Андрей Евгеньевич – родился в 1999 году, студент кафедры ЭАПУ, НГТУ. Область научных интересов: теория электропривода, системы управления электроприводом, электроника. Опубликовано одна научная работа. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: andrey223gg@yandex.ru).

Gusev Andrey Evgenevich (b. 1999) – student at the Electric Drives and Automation Department, Novosibirsk State Technical University. His research interests include electric drive theory, electric drive control systems, and electronics. He is the author of 1 scientific publication. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: andrey223gg@yandex.ru).

Статья поступила 04 марта, 2022
Received March 04, 2022

To Reference:

Kromm A.A., Simakov G.M., Gusev A.E. Besstupenchatoe upravlenie indeksom modulyatsii trekhfaznogo preobrazovatelya elektroprivoda v rezhime «flat-top» [Stepless control of the modulation index of a three-phase drive inverter in the flat-top' mode]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 2 (55), pp. 7–19. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-7-19.