

УДК 621.3.078

ВЛИЯНИЕ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОЙ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВРАЩЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А.В. Стариков, Д.Ю. Рокало

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрены модуляторы, обеспечивающие квазисинусоидальную модуляцию и позволяющие получить трапецеидальную форму фазных напряжений на статорных обмотках электродвигателей переменного тока. Показано, что такие модуляторы значительно упрощают техническую реализацию частотных преобразователей и снижают их коммутационные потери. Исследовано влияние трапецеидальной формы напряжения на величину модуля и скорость вращения вектора потокосцепления статора электродвигателя. Показано, что применение рассматриваемых модуляторов приводит к неравномерности вращения и вариации модуля потокосцепления электродвигателя переменного тока. Отмечено, что минимальному значению модуля соответствует максимум мгновенной скорости вращения вектора потокосцепления статора.

Ключевые слова: частотный преобразователь, трапецеидальная форма напряжения, электродвигатель переменного тока, вектор напряжения, вектор потокосцепления.

В современных частотных преобразователях в основном применяют так называемую векторную широтно-импульсную модуляцию [1, 2], которая позволяет достичь высокого действующего значения напряжения на статорных обмотках асинхронного или синхронного электродвигателя. Другим вариантом модуляции открытых состояний транзисторов силового частотного преобразователя является синусоидальная широтно-импульсная модуляция [1, 2], которая проигрывает векторной по величине использования напряжения из линии постоянного тока и коммутационным потерям в силовых транзисторах. Последнее обстоятельство объясняется тем, что при векторной модуляции за период коммутируются четыре транзистора, а при синусоидальной – шесть, и вследствие этого в первом случае коммутационные потери в полтора раза меньше. Следует отметить, что для технической реализации как векторной, так и синусоидальной модуляции в частотных преобразователях требуется произвести большое количество вычислений с использованием операций умножения и вычисления синусов.

Целью данной статьи является исследование модуляторов [3, 4], обеспечивающих квазисинусоидальную модуляцию и позволяющих получить трапецеидальную форму фазных напряжений на статорных обмотках электродвигателей переменного тока.

Достоинство этих модуляторов заключается в простоте технической реализации и отсутствии необходимости производить какие-либо вычисления – цифровой код с помощью внутренней структуры модуляторов непосредственно пре-

Александр Владимирович Стариков (д.т.н.), «Электропривод и промышленная автоматика».

Даниил Юрьевич Рокало, аспирант.

образуется в необходимую переменную скважность, реализующую трехфазную систему трапецеидальных напряжений (рис. 1).

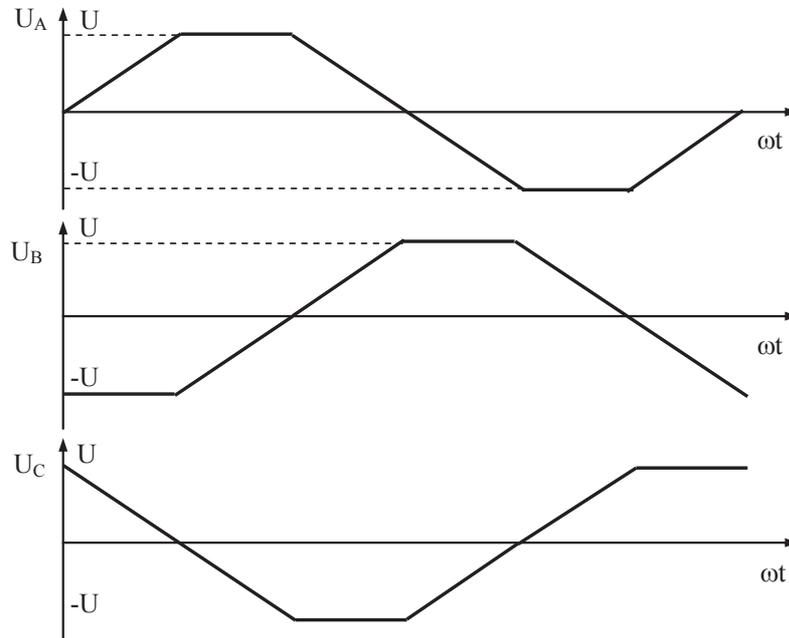


Рис. 1. Трехфазная система напряжений трапецеидальной формы

Воспользуемся представлением обобщенной электрической машины [5], в которой действие трех обмоток статора заменено действием одной обмотки, запитанной постоянным током и вращающейся вместе с магнитным полем. При этом условно напряжение можно представить вращающимся вектором.

Проанализируем влияние трапецеидальной формы трехфазной системы напряжений на скорость вращения и величину модуля вектора напряжения статора асинхронного электродвигателя. Предположим, что каждой из обмоток А, В и С создается вектор напряжения (рис. 2), направление которого совпадает с осью соответствующей обмотки, а модуль определяется величиной фазного напряжения. Тогда в проекциях на неподвижные ортогональные оси α и β (ось α совпадает с осью обмотки А) можно записать каждый из этих векторов в комплексной форме:

$$\vec{U}_A = |\vec{U}_A|; \vec{U}_B = -\frac{1}{2}|\vec{U}_B| + j\frac{\sqrt{3}}{2}|\vec{U}_B|; \vec{U}_C = -\frac{1}{2}|\vec{U}_C| - j\frac{\sqrt{3}}{2}|\vec{U}_C|,$$

где \vec{U}_A , \vec{U}_B и \vec{U}_C – векторы напряжения, создаваемые обмотками А, В и С соответственно; j – мнимая единица.

Результирующий вектор напряжения находится как векторная сумма

$$\vec{U}_\Sigma = \vec{U}_A + \vec{U}_B + \vec{U}_C = U_\alpha + jU_\beta.$$

Модуль результирующего вектора определяется по формуле

$$|\vec{U}_\Sigma| = \sqrt{U_\alpha^2 + U_\beta^2},$$

а угол поворота относительно оси α – $\varphi = \arctg\left(\frac{U_\beta}{U_\alpha}\right)$.

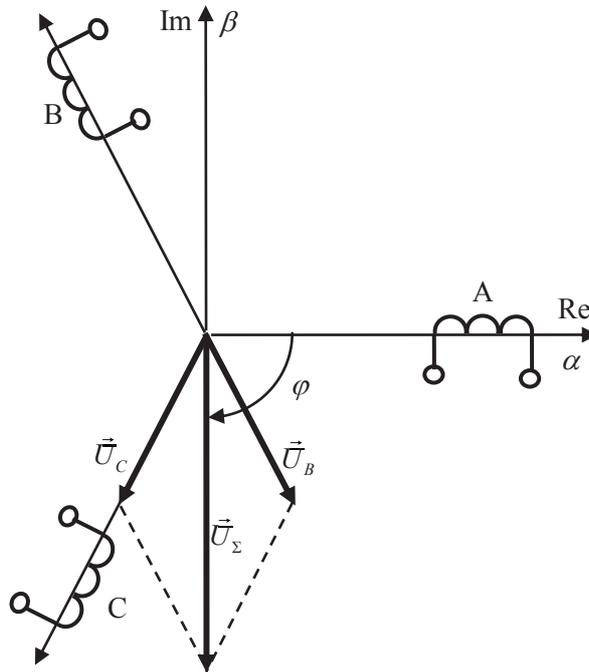


Рис. 2. Векторная диаграмма напряжений, соответствующая моменту времени $\omega t = 0$

Например, моменту времени $\omega t = 0$ (см. рис. 1) соответствуют векторная диаграмма напряжений, приведенная на рис. 2, причем

$$|\vec{U}_A| = 0; |\vec{U}_B| = -U; |\vec{U}_C| = U,$$

где U – амплитудное значение трехфазной системы напряжения, подаваемое на обмотки статора электродвигателя.

Следовательно, для этого момента времени в комплексной форме можно записать:

$$\vec{U}_A = 0; \vec{U}_B = \frac{1}{2}U - j\frac{\sqrt{3}}{2}U; \vec{U}_C = -\frac{1}{2}U - j\frac{\sqrt{3}}{2}U.$$

Результирующий вектор напряжения будет определяться формулами:

$$\vec{U}_\Sigma = -j\sqrt{3}U; |\vec{U}_\Sigma| = \sqrt{3}U = 1,732U; \varphi = \arctg\left(\frac{-\sqrt{3}U}{0}\right) = -90^\circ.$$

Проследивая по рис. 1 изменения фазных напряжений, аналогично можно найти значения модуля и угла поворота результирующего вектора напряжения для любого промежуточного значения ωt . Результаты расчетов для диапазона изменения ωt от 0° до 60° с шагом $7,5^\circ$ сведены в таблицу. В таблице также приведены значения $\Delta\varphi$ приращения угла поворота вектора на каждом шаге. Следует отметить, что величины $|\vec{U}_\Sigma|$ и $\Delta\varphi$ в дальнейшем повторяются при изменении ωt на 60° .

Анализ данных таблицы позволяет сделать вывод о том, что при рассматриваемой квазисинусоидальной модуляции наблюдается вариация модуля вектора напряжения, которая составляет 7,18% от среднего значения. Также имеет место неравномерность вращения вектора напряжения, причем максимальная погрешность скорости вращения равна 12,17%.

Значения $|\vec{U}_A|$, $|\vec{U}_B|$, $|\vec{U}_C|$, \vec{U}_Σ , $|\vec{U}_\Sigma|$, φ и $\Delta\varphi$ в зависимости от ωt

ωt , градусы	$ \vec{U}_A $	$ \vec{U}_B $	$ \vec{U}_C $	$\vec{U}_\Sigma =$ $= \vec{U}_A + \vec{U}_B + \vec{U}_C$	$ \vec{U}_\Sigma $	φ ($\Delta\varphi$), градусы
0	0	$-U$	U	$-j\sqrt{3}U$	$\sqrt{3}U = 1,732U$	-90
7,5	$\frac{1}{8}U$	$-U$	$\frac{7}{8}U$	$\frac{3}{16}U - j\frac{15\sqrt{3}}{16}U$	$\frac{\sqrt{171}}{8}U = 1,635U$	-83,413 (6,587)
15	$\frac{1}{4}U$	$-U$	$\frac{3}{4}U$	$\frac{3}{8}U - j\frac{7\sqrt{3}}{8}U$	$\frac{\sqrt{39}}{4}U = 1,561U$	-76,102 (7,311)
22,5	$\frac{3}{8}U$	$-U$	$\frac{5}{8}U$	$\frac{9}{16}U - j\frac{13\sqrt{3}}{16}U$	$\frac{\sqrt{147}}{8}U = 1,516U$	-68,213 (7,889)
30	$\frac{1}{2}U$	$-U$	$\frac{1}{2}U$	$\frac{3}{4}U - j\frac{3\sqrt{3}}{4}U$	$1,5U$	-60 (8,213)
37,5	$\frac{5}{8}U$	$-U$	$\frac{3}{8}U$	$\frac{15}{16}U - j\frac{11\sqrt{3}}{16}U$	$\frac{\sqrt{147}}{8}U = 1,516U$	-51,787 (8,213)
45	$\frac{3}{4}U$	$-U$	$\frac{1}{4}U$	$\frac{9}{8}U - j\frac{5\sqrt{3}}{8}U$	$\frac{\sqrt{39}}{4}U = 1,561U$	-43,898 (7,889)
52,5	$\frac{7}{8}U$	$-U$	$\frac{1}{8}U$	$\frac{21}{16}U - j\frac{9\sqrt{3}}{16}U$	$\frac{\sqrt{171}}{8}U = 1,635U$	-36,587 (7,311)
60	U	$-U$	0	$\frac{3}{2}U - j\frac{\sqrt{3}}{2}U$	$\sqrt{3}U = 1,732U$	-30 (6,587)

Компьютерное моделирование статорных цепей асинхронного электродвигателя при подаче на них трехфазной системы напряжений трапецеидальной формы показывает, что и результирующий вектор потокосцепления статора будет вращаться с той же неравномерностью и вариацией модуля, что и вектор напряжения. Следовательно, наряду с простотой технической реализации рассматриваемые модуляторы [3, 4] имеют недостатки:

- неравномерность вращения магнитного поля электрической машины неизбежно приводит к колебаниям скорости ротора;
- вариация модуля потокосцепления статора вызывает изменение момента, развиваемого двигателем.

Однако необходимо обратить внимание на интересный факт – минимуму модуля вектора напряжения соответствует максимальная мгновенная скорость его вращения (см. таблицу). Действительно, для рассматриваемого случая постоянной частоты питающего напряжения каждому приращению $\Delta\omega t = 7,5^\circ$ соответствует одинаковый отрезок времени. Поэтому для обеспечения постоянной скорости вращения вектора напряжения значение $\Delta\varphi$ в каждой строке таблицы также должно быть равно $7,5^\circ$. Тем не менее при минимуме модуля вектора напряжения, равном $1,5U$, наблюдается максимальное приращение его угла поворота $\Delta\varphi = 8,213^\circ$, то есть максимальная мгновенная скорость вращения. Отсюда следует, что при максимальной скорости будет минимальным динамический момент электродвигателя и оба фактора нестабильности должны компенсироваться.

ровать друг друга с позиции стабилизации скорости вращения ротора. Кроме того, инерционность ротора и применение замкнутой системы управления асинхронным или синхронным электродвигателем также будут сглаживать неравномерность вращения.

Подводя итог сказанному, можно сделать вывод, что применение в частотных преобразователях модуляторов, формирующих трехфазную систему напряжений трапецеидальной формы, весьма оправдано. Действительно, такой подход позволяет упростить техническую реализацию самого модулятора и при этом снизить требования к центральному вычислительному ядру (микропроцессору) частотного преобразователя. Кроме того, принцип работы рассматриваемых модуляторов таков, что они заставляют одновременно работать три силовых транзистора. Следовательно, коммутационные потери в частотном преобразователе будут на 25 % меньше, чем в случае применения векторного модулятора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
2. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015. – 373 с.
3. Патент России № 2216850, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для преобразователя частоты асинхронного электродвигателя / А.В. Стариков, В.А. Стариков (Россия) // Оpubл. 20.11.2003, Бюл. № 32.
4. Патент России № 2517423, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для управления синхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Л.Я. Макаровский (Россия) // Оpubл. 27.05.2014, Бюл. № 15.
5. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; Под ред. В. М. Терехова. – М.: Академик, 2005. – 304 с.

Статья поступила в редакцию 15 июня 2015 г.

INFLUENCE OF THE TRAPEZOIDAL FORM OF THE VOLTAGE ON MAGNETIC FIELD ROTATION IN ALTERNATING CURRENT ELECTRIC MOTORS

A.V. Starikov, D.Yu. Rokalo

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The modulators providing quasi-sinusoidal modulation are considered and allowing to receive the trapezoidal form of phase voltage on stator windings of alternating current electric motors. It is shown that such modulators considerably simplify technical realization of frequency converters and reduce their switching losses. Influence of the trapezoidal form of the voltage on size of the module and rotation speed of a vector of the stator flux linkage of the electric motor is investigated. It is shown that application of considered modulators leads to non-uniformity of rotation and a module variation of flux linkage of the alternating current electric motor. It is noticed that to the minimum value of the module there corresponds a maximum of instant rotation speed of the stator flux linkage vector.

Keywords: *the frequency converter, the trapezoidal form of the voltage, the alternating current electric motor, the voltage vector, the flux linkage vector.*

*Alexander V. Starikov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Daniil Yu. Rokalo, Postgraduate Student.*