

УДК 621.372.632

Д.А. Шокарев, доц., канд. техн. наук*Кременчуцкий национальный университет имени Михаила Остроградского, г.Кременчук, Украина, E-mail: seem@kdu.edu.ua*

К вопросу исследования характеристик форм кривых выходного напряжения структуры инвертор напряжения – асинхронный двигатель

В работе проведен анализ, позволяющий повысить качество выходного напряжения при формировании широтно-импульсной модуляции (ШИМ) путем использования трапецеидального сигнала за счет снижения числа коммутаций при синхронности моментов переключения силовых транзисторов во всех фазах инвертора.

широтно-импульсная модуляция, асинхронный двигатель, инвертор напряжения, несинусоидальность

Д.А. Шокарьов, доц. канд. техн. наук*Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, м.Кременчук, Україна*

До питання дослідження характеристик форм кривих вихідної напруги структури інвертор напруги - асинхронний двигун

В роботі виконаний аналіз, який дозволяє підвищити якість вихідної напруги при формуванні широтно-імпульсної модуляції (ШИМ) шляхом використання трапецеїдального сигналу за рахунок зниження числа комутацій при синхронності моментів перемикання силових транзисторів у всіх фазах інвертора.

широтно імпульсна модуляція, асинхронний двигун, інвертор напруги, несинусоїдальність

Актуальность проблемы. Анализ электромагнитных процессов в асинхронном электроприводе базовой структуры инвертор напряжения – асинхронный двигатель (АД), позволил сделать выводы, что в условиях, характерных для регулируемого электропривода, реальные значения потерь энергии значительны, а коэффициенты, характеризующие несинусоидальность кривой напряжения на АД имеют достаточные несогласованные с соответствующим ГОСТом значения [1]. Таким образом, существует необходимость их улучшения до номинальных значений, что может быть достигнуто выбором рациональной структуры системы привода и способа управления уровнем напряжения питания.

Для этого необходимо на основании анализа известных структур выполнить обоснование и установить рекомендации к применению законов регулирования напряжения питания АД [2].

Материалы и результаты исследований. Для решения этой задачи проведем анализ форм выходных напряжений при полном управлении, из которых образуются требуемые синусоидальные или трапецеидальные огибающие кривые (рис. 1).

Трехфазный инвертор при полном управлении выдает линейное напряжение прямоугольной формы (рис. 1, а), разложение которой в ряд Фурье имеет вид:

$$u = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left(\sin \omega_s t - \frac{1}{5} \sin 5\omega_s t + \dots + (-1)^k \frac{1}{v} \sin v\omega_s t \right), \quad (1)$$

где $v = 6k \pm 1$, $k = 0, 1, 2, 3 \dots$

$U_{m1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d = 1,1 U_d$ – амплитуда первой гармоники линейного напряжения;

$\tilde{U}_1 = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}} U_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0,78 U_d$ – действующее значение первой гармоники

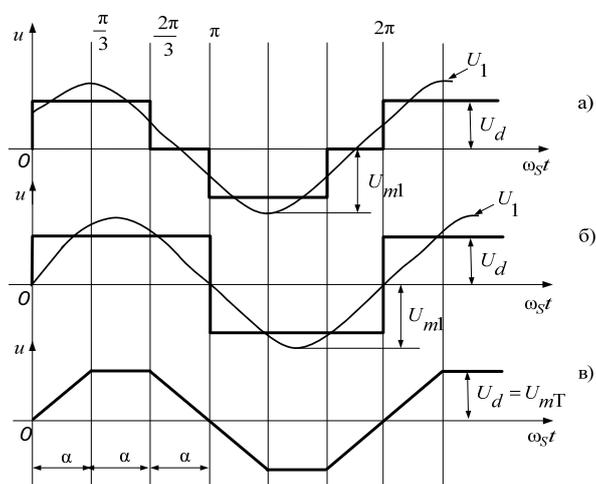
линейного напряжения;

$\tilde{U}_\Sigma = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d = 0,816 U_d$ – действующее значение полной прямоугольной кривой

напряжения;

$K_H = \frac{\tilde{U}_1}{\tilde{U}_\Sigma} = \frac{3}{\pi} = 0,955$ – коэффициент искажения;

$K_d = \frac{U_{m1}}{U_d} = 1,1$ – коэффициент использования питающего напряжения.



а) для трехфазного инвертора;

б) однофазного моста при полном управлении;

в) однофазного моста при трапецеидальном управлении

Рисунок 1 – Диаграммы выходных линейных напряжений

б) Однофазный мост при полном управлении выдает линейное напряжение прямоугольной формы (рис. 1, б), разложение которой в ряд Фурье имеет вид

$$u = \frac{4}{\pi} U_d \left(\sin \omega_S t - \frac{1}{3} \sin^3 \omega_S t + \dots + \frac{1}{v} \sin v \omega_S t \right), \quad (2)$$

где $v = 2k - 1$, $k = 1, 2, 3 \dots$

$$U_{m1} = \frac{4}{\pi} U_d = 1,273 U_d; \quad \tilde{U}_1 = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,9 U_d; \quad \tilde{U}_\Sigma = U_d;$$

получим $K_H = 0,9$; $K_d = 1,273$.

в) Разложение в ряд Фурье трапецеидальной формы напряжения (рис. 2, в) дает в общем виде:

$$u = \frac{4}{\pi} U_d \left(\frac{\sin \alpha}{\alpha} \sin \omega_s t - \frac{\sin 3\alpha}{9\alpha} \sin 3\omega_s t + \dots + \frac{\sin v\alpha}{v^2\alpha} \sin v\omega_s t \right), \quad (3)$$

где $v = 2k - 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$

$$U_{m1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sin \alpha}{\alpha} U_d; \quad \tilde{U}_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sin \alpha}{\alpha} U_d; \quad \tilde{U}_\Sigma = U_d \sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}};$$

получим $K_H = \frac{2\sqrt{6}}{\sqrt{\pi(3\pi - 4\alpha)}} \cdot \frac{\sin \alpha}{\alpha}; K_d = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sin \alpha}{\alpha}.$

Максимальное значение коэффициента искажения $K_H = 1$ имеет место при $\alpha = 62$ эл. град. Из практических соображений принимаем $\alpha = 60$ эл. град. ($\frac{\pi}{3}$ рад.), тогда:

$$U_{m1} = \frac{12}{\pi^2} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \cdot U_d = 1,053 U_d; \quad \tilde{U}_1 = \frac{1,053}{\sqrt{2}} U_d = 0,745 U_d; \quad \tilde{U}_\Sigma = \frac{\sqrt{5}}{3} U_d = 0,745 U_d;$$

получим $K_H = 0,9989 = 1,0$; $K_d = 1,053$. При $\alpha = \frac{\pi}{3}$ отсутствует третья гармоника в выходном напряжении моста. Наибольшая из высших гармоник имеет действующее значение:

$$\tilde{U}_5 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sin 5 \frac{\pi}{3}}{25 \frac{\pi}{3}} U_d = 0,03 U_d.$$

Коэффициент высшей гармоники:

$$K_v = \frac{\tilde{U}_5}{\tilde{U}_1} = \frac{0,03}{0,745} = 0,04, \text{ что менее } 0,06 \text{ допустимых по стандарту.}$$

Результаты анализа кривых сведены в табл. 1. Данные в таблице следует считать за максимум. Как видно из таблицы, наилучшие показатели качества дает трапецидальная форма, причем ШИМ напряжения используется только для формирования фронтов, формирования синусоиды тока не требуется.

Таблица 1 – Результаты анализа кривых

Рисунок 1	Схема. Форма выходного напряжения	$K_H = \frac{\tilde{U}_1}{\tilde{U}_\Sigma}$	$K_d = \frac{U_{m1}}{U_d}$	Примечания
б	Однофазный мост, прямоугольная	0,9	1,273	Есть третья гармоника
а	Трехфазный инвертор, прямоугольная	0,955	1,1	Нет третьей гармоники
в	Однофазный мост, трапецидальная	1,0	1,053	Нет третьей гармоники

В то же время при формировании синусоиды тока из прямоугольников требуется ШИМ напряжения на протяжении всего периода выходного напряжения. В результате реальные коэффициенты искажения K_H и использования питающего напряжения K_d в вариантах (а) и (б) будут ниже табличных. Действительно, на периоде модуляции T_M

при вершине максимальной интегральной огибающей синусоиды напряжения ($\omega_s t = \frac{\pi}{2}$) должно быть:

$$\int_{\pi/2 - \omega_s T_M}^{\pi/2} U_{m1} \cdot \sin \omega_s t \cdot dt = U_d T_M,$$

откуда $U_{m1} = U_d$, с учетом соотношения частот $\frac{f_M}{f_S} > 60$.

Тогда в вариантах (а) и (б) $K_d \leq 1,0$.

Реально значение $K_d \rightarrow 1,0$ при $\frac{f_M}{f_S} \gg 60$.

Соответственно $K_{II} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ в варианте б; $K_{II} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} = 0,866$ в варианте

(а). Реальные значения коэффициентов при ШИМ напряжении приведены в табл. 2.

Таблица 2 – Реальные значения коэффициентов при ШИМ напряжения

Вариант	Схема. Форма интегральной огибающей импульсов напряжения	$K_{II} = \frac{\tilde{U}_1}{\tilde{U}_\Sigma}$	$K_d = \frac{U_{m1}}{U_d}$
б)	Однофазный мост, синусоида	0,708	0,955...1,0
а)	Трехфазный инвертор, синусоида	0,866	0,955...1,0
в)	Однофазный мост, трапеция	1,0	1,053

Сравнение вариантов явно в пользу варианта с трапецеидальной огибающей импульсов напряжения на выходе однофазного моста [3-4].

Для ШИМ по синусоидальному закону: в низкочастотной части спектр напряжения содержит только основную гармонику с частотой $f_{\text{вых}}$ ($k = 1$), а в области высоких частот группы комбинационных гармоник, расположенные вблизи частот, кратных частоте коммутации f_n .

Амплитуда основной гармоники при двухполярной ШИМ равна $\frac{1}{2}UK_M$, где U – напряжение источника питания (рис. 2 а).

На рис. 2, б представлены спектры выходного напряжения инвертора при трапецеидальном законе формирования ШИМ при двухсторонней модуляции и фронта, и среза, частота коммутации f_k , коэффициент модуляции $K_M = 0,5$.

Частота n -й гармоники определяется:

$$f_k = af_n \pm bf_1, \quad (4)$$

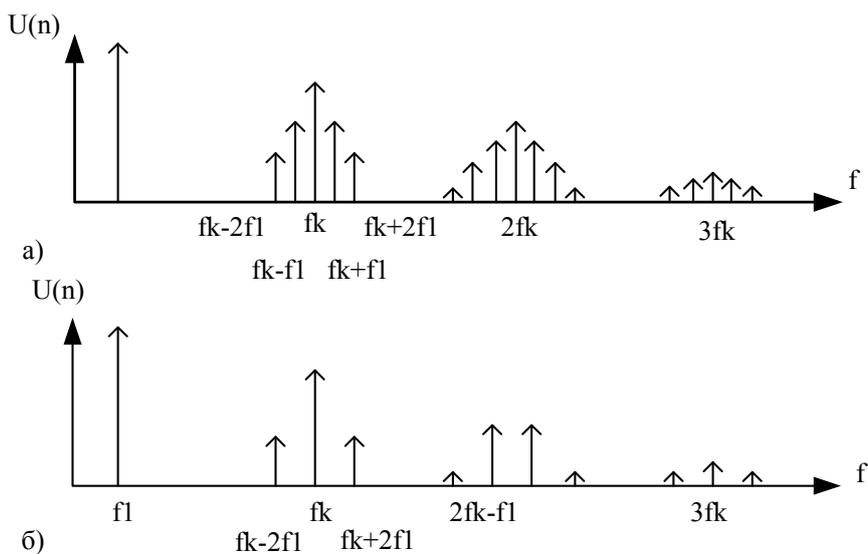
где f_1 – основная частота 1-й гармоники;

f_n – частота коммутации транзисторов инвертора;

a – кратность группы высокочастотных гармоник;

b – кратность основной частоты в группе основной гармоники.

Анализ гармонического состава выходного напряжения автономного инвертора напряжения (АИН), полученного в результате широтно-импульсной модуляции производился с частотой коммутации транзисторных ключей – 2 кГц.



а) при синусоидальной форме модуляции сигнала; б) при трапецидальной форме модуляции сигнала

Рисунок 2 – Спектры ШИМ напряжения

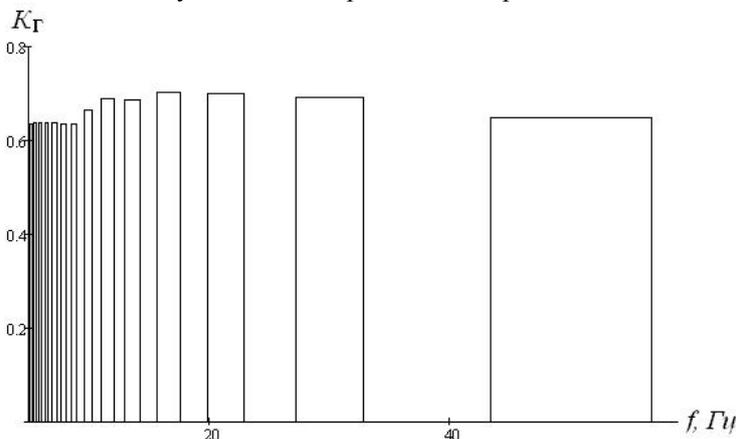


Рисунок 3 – Зависимость коэффициента гармоник K_G от частоты f выходного напряжения АИН

Зависимость коэффициента гармоник K_G от частоты f выходного напряжения приведена на рис. 3. Как видим, наилучшие показатели коэффициента гармоник получены на частотах от 10 Гц до 30 Гц (которые для нас являются рабочими для двигателя), т. е. режим работы преобразователя на этих частотах будет наиболее эффективным.

Интенсивность высших гармонических составляющих в спектре ШИМ - последовательности характеризует коэффициент гармоник:

$$k_{Г.к} = \frac{C_{эКВ}}{C_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2}}{C_1}, \tag{5}$$

где C_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения.

При известных параметрах нагрузки коэффициент $k_{Г.к}$ позволяет определить коэффициент гармоник для выходного тока инвертора:

$$k_{Г.т} = k_{Г.к} \frac{Z(f_{ВЫХ})}{Z(f_к)}, \tag{6}$$

где $Z(f_{\text{вых}})$ и $Z(f_k)$ – модуль сопротивления нагрузки на выходной частоте и на частоте коммутации.

При двухсторонней модуляции фронтов в спектре трехфазной ШИМ уменьшаются гармонические составляющие вблизи частоты коммутации, но значительно растут составляющие в области второй гармоники частоты коммутации.

Эти гармоники, несмотря на вдвое большую частоту, могут заметно влиять на ток нагрузки, имеющей индуктивную реакцию для высших гармоник. Это влияние можно учесть введением дополнительного коэффициента гармоник

$$k_{г.2к} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2 + \sum_{k=2A-w}^{2A+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2}}{C_1}. \quad (7)$$

Подстановка значения $k_{г.2к}$ вместо $k_{г.к}$ в выражение (6) позволяет уточнить коэффициент гармоник для выходного тока инвертора.

В табл. 3 приведены полученные в результате модельного эксперимента значения коэффициентов гармоник $k_{г.к}$ и $k_{г.2к}$ (в %) для двухполярной однофазной ШИМ, реализуемой в схеме однофазного преобразователя для синусоидальной и трапецидальной форм напряжения

Таблица 3 – Значения коэффициентов гармоник

		Значения коэффициентов гармоник % при K_m , равном									
		1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Однофазная ШИМ по фронту/срезу (синусоида)	$k_{г.к}$	53	64	76	88	100	111	122	130	137	140
	$k_{г.2к}$	55	65	77	90	102	115	128	139	149	156
Однофазная ШИМ по фронту/срезу (трапеция)	$k_{г.к}$	45	42	39	35	31	26	21	16	11,4	8,6
	$k_{г.2к}$	47	47	48	50	54	57	61	65	68	70

Выводы.

1. Проведенный анализ в работе позволяет сделать вывод, что при формировании варианта трапецидального сигнала качество выходного напряжения лучше за счет снижения числа коммутаций при синхронности моментов переключения силовых транзисторов во всех фазах инвертора.

2. Повышение частоты несущего сигнала приводит не к исключению ряда гармонических составляющих из спектра выходного напряжения, а к их перемещению в область более высоких частот.

Поэтому важным моментом при формировании ШИМ является выбор частоты коммутации силовых ключей преобразователя.

Список литературы

- ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
- Преобразователь с непосредственной ШИМ напряжения для тягового асинхронного электропривода / Д. А. Шокарев, Е. И. Скапа, И. О. Синчук, Ю. Н. Кутовой // Технічна електродинаміка. Науково-прикладний журнал. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність» – Ч. 2 – Харків : НТУ «ХПІ», 2011. – С. 41–44. – ISSN 1607-7970.
- Декларацийний патент на корисну модель № 25450, Україна, НО2Р 5/74 Перетворювач з

- інвертором і напівпровідниковим вмикачем гальмових резисторів / Чернышев А. О., заявл. №12.03.2007 ; опубл. 10.08.2007, Бюл. № 12, 2007 р.
4. Декларацийний патент на корисну модель № 67170, Україна, H02M7/00. Спосіб формування трапецеїдальної широтно-імпульсної модуляції напруги інвертора / Д. А. Шокар'єв, Є. І. Скапа / Патентовласник Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського ; заявл. 26.04.2011 ; опубл. 10.02.2012, Бюл. № 3, 2012 р.

Shokarov Dmytro, Assos. Prof., PhD tech. sci.

Kremenchuk Mykhailo Ostohradskyyi National University, Kremenchuk, Ukraine

On the question of research of characteristics of the output voltage waveforms structure of a voltage inverter-induction motor

The analysis of the work leads to the conclusion that the formation of variants trapezoidal output voltage signal quality better by reducing the number of switching points during synchronous switching power transistors in all phases of the inverter.

Increase the frequency of the carrier signal does not lead to the exclusion of a number of harmonic components of the output voltage, and to their movement toward higher frequencies. Therefore, an important moment in the formation of a variety of pulse width modulation switching frequency inverter power switches.

pulse width modulation, asynchronous motor, the inverter voltage nonsinusoidality

Одержано 25.11.15

УДК 621.316.1

І.В. Савеленко, викл.

Кіровоградський національний технічний університет, м. Кіровоград, Україна,

E-mail: ivan.savelenko@gmail.com

Математичне моделювання перехідних процесів в тяговій установці з синхронним двигуном на постійних магнітах за наявності пускових обмоток

На основі розгляду рівнянь Парка-Горева та застосуванням спостерігача Люенбергера для системи автоматичного керування тяговою установкою, розраховано координати синхронного двигуна з постійними магнітами в перехідних процесах. Доведено переваги використання СДПМ з пусковими обмотками в порівнянні з СДПМ без них.

синхронний двигун на постійних магнітах, спостерігач зниженого порядку, пускові обмотки, перехідний режим

І.В. Савеленко, препод.

Кировоградский национальный технический университет, г.Кировоград, Украина

Математическое моделирование переходных процессов в тяговой установке с синхронным двигателем на постоянных магнитах при наличии пусковых обмоток

На основе рассмотрения уравнений Парка-Горева и применения наблюдателя Люенбергера для системы автоматического управления тяговой установкой, рассчитаны координаты синхронного двигателя с постоянными магнитами в переходных процессах. Доказано преимущества использования СДПМ с пусковыми обмотками при сравнении с СДПМ без них.

синхронный двигатель на постоянных магнитах, наблюдатель пониженного порядка, пусковые обмотки, переходный режим

© І.В. Савеленко, 2016