

УДК 621.3.078

СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ АМПЛИТУД ВЫСШИХ ГАРМОНИК В ВЫХОДНОМ НАПРЯЖЕНИИ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А.В. Стариков, С.Л. Лисин, О.С. Беляева, В.А. Кирдяшев

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

Аннотация. Современные низковольтные частотные преобразователи, построенные по принципу автономных инверторов с широтно-импульсной модуляцией, обладают большими амплитудами высших гармоник в выходном напряжении. Это негативно сказывается на работе асинхронного или синхронного двигателя, подключенного к такому преобразователю, поскольку вызывает снижение коэффициента полезного действия машины переменного тока. Произведен анализ причин плохого гармонического состава выходного напряжения традиционных инверторов с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией; отмечено, что основной из них является введение «мертвого» времени при переключении полумостов каждый период модуляции. Предложен способ синусоидальной модуляции, не требующий введения «мертвого» времени. Рассмотрены режимы функционирования силовых транзисторов при таком способе коммутации и диаграммы управляющих сигналов. Найдены аналитические выражения, позволяющие определить действующее значение выходного напряжения частотного преобразователя и коэффициенты высших гармоник при предлагаемом способе коммутации силовых транзисторов. Определена основная причина низкого действующего значения фазного напряжения на выходе инвертора при синусоидальной широтно-импульсной модуляции – неэффективное использование периода коммутации. Предложен способ синусоидальной модуляции, не требующий введения «мертвого» времени, повышающий действующее значение выходного напряжения и уменьшающий в 75 раз суммарный коэффициент гармонических составляющих. Приведены диаграммы сигналов, управляющих силовыми транзисторами и обеспечивающих снижение амплитуд высших гармоник на выходе частотного преобразователя. Произведена аппроксимация гармоническим рядом Фурье выходного напряжения инвертора, получающегося в случае применения предложенного способа коммутации силовых транзисторов. Отмечено, что для технической реализации синусоидальной модуляции, обеспечивающей малые амплитуды высших гармоник, необходимы только два широтно-импульсных модулятора.

Ключевые слова: частотный преобразователь, фазное напряжение, широтно-импульсная модуляция, ряд Фурье, высшие гармоники.

подавляющее большинство современных частотных преобразователей построены по принципам автономных инверторов с широтно-импульсной модуляцией [1–8]. При этом исторически сложилось, что изначально использовалась так

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

Лисин Сергей Леонидович (к.т.н.), доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».

Беляева Ольга Сергеевна, аспирант.

Кирдяшев Виктор Александрович, аспирант.

называемая π -коммутация силовых транзисторов [8], простая в своей технической реализации, но обладающая плохим гармоническим составом выходного напряжения. Например, амплитуда пятой гармоники такого частотного преобразователя составляет 20 % от амплитуды первой [2, 9], что негативно сказывается на потере энергии в нагрузке.

Поэтому на смену частотным преобразователям с π -коммутацией силовых транзисторов пришли инверторы с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [1–9]. Однако недостатками традиционной синусоидальной ШИМ являются низкое выходное напряжение, максимальное действующее значение которого составляет 182 В при подключении частотного преобразователя к трехфазной сети 380 В, и большие амплитуды высших гармоник [1]. Последнее связано с тем, что, как правило, необходимое напряжение на статорных обмотках асинхронного двигателя, подключенного к инвертору, формируется посредством подключения фазы статорной обмотки двигателя переменного тока то к плюсу, то к минусу источника постоянного напряжения каждый период ШИМ. Например, для формирования синусоидального напряжения на фазе *A* асинхронного двигателя каждый период модуляции переключаются транзисторы *VT1* и *VT4* частотного преобразователя (рис. 1) с переменной скважностью. То есть используется симметричный закон коммутации силовых транзисторов полумоста, причем нулю напряжения будет соответствовать скважность $\gamma_A = 0,5$. В связи с этим на каждом периоде ШИМ вынуждены вводить так называемое «мертвое» время, необходимое для создания выдержки между процессами выключения и включения транзисторов полумостов, а это негативно влияет на гармонический состав выходного напряжения [1].

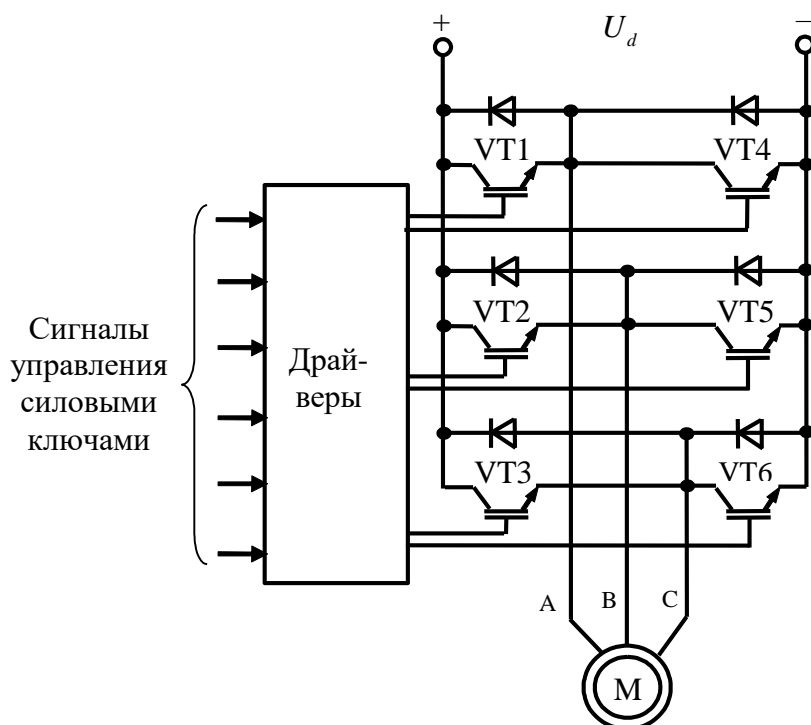


Рис. 1. Упрощенная силовая схема частотного преобразователя

В результате, как показывают натурные эксперименты [10], в инверторах с традиционной синусоидальной модуляцией при максимальном напряжении амплитуда третьей гармоники достигает 8 % от амплитуды первой, пятая гармоника составляет 12 %, а седьмая – 5 %.

Одним из подходов к улучшению гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя является применение таких законов коммутации силовых транзисторов, при которых отсутствует необходимость введения «мертвого» времени. Примером могут служить инверторы с трапецеидальной формой фазного напряжения, имеющие нулевую третью гармонику и амплитуду пятой гармоники порядка 4 % [11–14].

Дальнейшего уменьшения коэффициентов высших гармоник в выходном сигнале частотного преобразователя можно достичь за счет применения такой синусоидальной ШИМ, при которой не требуется использования «мертвого» времени при переключении транзисторов полумостов. Для достижения этого должны быть реализованы следующие режимы функционирования силовых транзисторов (табл. 1).

Таблица 1

Режимы функционирования силовых ключей

θ , рад.	$0 - \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} - \pi$	$\pi - \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} - \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} - 2\pi$
Режим VT1	γ_A	γ_A	γ_A	Выкл.	Выкл.	Выкл.
Режим VT2	Выкл.	Выкл.	γ_B	γ_B	γ_B	Выкл.
Режим VT3	γ_C	Выкл.	Выкл.	Выкл.	γ_C	γ_C
Режим VT4	Выкл.	Выкл.	Выкл.	γ_A	γ_A	γ_A
Режим VT5	γ_B	γ_B	Выкл.	Выкл.	Выкл.	γ_B
Режим VT6	Выкл.	γ_C	γ_C	γ_C	Выкл.	Выкл.

Как и при π -коммутации транзисторов, период выходного напряжения делится на 6 частей длительностью $\frac{\pi}{3}$.

Скважность открытого состояния транзисторов VT1 и VT4 определяется по формуле

$$\gamma_A = \frac{N_U \sin \theta}{T_{ШИМ}},$$

где N_U – сигнал, определяющий величину (амплитуду) фазного напряжения;

$\theta = 2\pi f_1 t$ – угол поворота вектора напряжения;

f_1 – заданная частота напряжения на выходе инвертора;

$T_{ШИМ}$ – период широтно-импульсной модуляции.

Скважность транзисторов $VT2$ и $VT5$ должна быть равна

$$\gamma_B = \frac{N_U \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{T_{ШИМ}},$$

а скважность транзисторов $VT3$ и $VT6$ определяется выражением

$$\gamma_C = \frac{N_U \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{T_{ШИМ}}.$$

Из табл. 1 видно, что транзисторы каждого полумоста переключаются всего два раза за период выходного напряжения, причем в момент переключения скважность открывающегося транзистора должна быть равна нулю. Поэтому при частотах ШИМ до 20 кГц введения «мертвого» времени либо не требуется, либо задержка на включение должна работать всего 6 раз за период синусоиды.

Для реализации алгоритма синусоидальной модуляции, представленного в табл. 1, необходимо иметь 3 широтно-импульсных модулятора, синхронизированных по времени. Пример временных диаграмм сигналов управления силовыми транзисторами $VT1$, $VT3$ и $VT5$ для $\theta = \frac{\pi}{8}$, обеспечивающих требуемые режимы функционирования, приведен на рис. 2, причем высокому уровню сигналов U_{VT1} , U_{VT3} и U_{VT5} соответствует открытое состояние этих транзисторов.

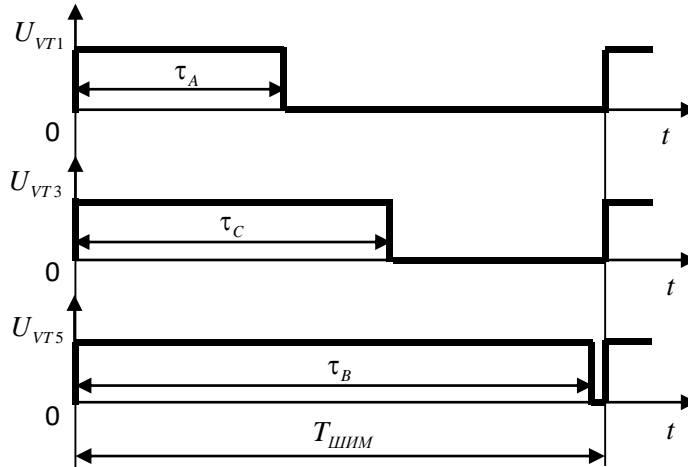


Рис. 2. Сигналы управления силовыми транзисторами при $\theta = \frac{\pi}{8}$

Длительности управляющих импульсов равны

$$\left. \begin{aligned} \tau_A &= N_U T_{ШИМ} \sin \theta; \\ \tau_B &= N_U T_{ШИМ} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ \tau_C &= N_U T_{ШИМ} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Анализ упрощенной принципиальной схемы и временных диаграмм, приведенных на рис. 1 и 2, показывает, что часть периода ШИМ транзисторы $VT1$ и $VT3$ подключают к плюсу источника постоянного напряжения фазы A и C статора асинхронного двигателя, а транзистор $VT5$ соединяет фазу B и минус этого источника. В результате, если пренебречь индуктивностью, напряжение относительно нулевой точки обмоток асинхронного двигателя, соединенных в «звезду», делится таким образом, что на фазах A и C выделяется $\frac{1}{3}$ напряже-

ния U_d линии постоянного тока, причем со знаком плюс, а на фазе $B - \frac{2}{3} -$ со знаком минус. Часть периода ШИМ, когда транзистор $VT1$ выключен и работают только $VT3$ и $VT5$, напряжение U_d делится пополам между фазами B и C . В остальное время периода ШИМ напряжение на всех обмотках равно нулю.

Проследив работу транзисторов за период синусоиды, можно сделать вывод, что напряжение на выходе частотного преобразователя представляет собой кусочно-постоянную функцию, принимающую значения 0 , $\frac{1}{3}U_d$, $\frac{1}{2}U_d$ и $\frac{2}{3}U_d$. Поэтому максимальное среднеквадратическое (действующее) значение фазного напряжения будет определяться выражением

$$U_{rms, \max}^{s1} = U_d \sqrt{Q}, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} Q = & \frac{1}{v} \left\{ \sum_{h=1}^{\frac{v}{6}} \frac{1}{9} \sin(h\theta_1) + \sum_{h=\frac{v}{6}+1}^{\frac{v}{3}} \left\{ \frac{1}{9} \sin \left[\left(\frac{2}{3}v + h \right) \theta_1 \right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin(h\theta_1) - \sin \left[\left(\frac{2}{3}v + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} + \right. \\ & + \sum_{h=\frac{v}{3}+1}^{\frac{2v}{3}} \left\{ \frac{4}{9} \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] - \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} + \\ & + \sum_{h=\frac{2v}{3}+1}^{\frac{5v}{6}} \left\{ \frac{4}{9} \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] - \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} + \\ & \left. + \sum_{h=\frac{5v}{6}+1}^{\frac{v}{2}} \left\{ \frac{1}{9} \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}v \right) \theta_1 \right] + \frac{1}{4} \left\{ \sin(h\theta_1) - \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}v \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} + \sum_{h=\frac{v}{3}+1}^{v-1} \frac{1}{9} \sin(h\theta_1) \right\} \end{aligned}$$

$$\theta_1 = \frac{2\pi f_1}{f_{\text{ШИМ}}};$$

$$f_{\text{ШИМ}} = \frac{1}{T_{\text{ШИМ}}} - \text{частота широтно-импульсной модуляции};$$

$$v = \frac{f_{\text{ШИМ}}}{2f_1}.$$

Подсчет по формуле (2) показывает, что при $U_d = 515$ В, $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц и $v = 48$ максимальное действующее значение фазного напряжения на выходе частотного преобразователя при рассматриваемом способе коммутации силовых транзисторов составит $U_{ms, \max}^{s1} = 186$ В. Это является большим недостатком, поскольку требует завышения мощности исполнительного двигателя на 40–50 %.

Тем не менее, поскольку большой интерес представляет гармонический состав выходного напряжения инвертора, найдем аналитическое выражение для коэффициентов высших гармоник при предлагаемой синусоидальной модуляции, не требующей введения «мертвого» времени:

$$\begin{aligned}
 b_n = & -\frac{2U_d}{n\pi} \left\{ \sum_{h=1}^{\frac{v}{6}} \frac{1}{3} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \sin(h\theta_1) \right) \right] - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
 & + \sum_{h=\frac{v}{6}+1}^{\frac{v}{3}} \left\{ \frac{1}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
 & + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left[h + \sin(h\theta_1) \right] \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v + h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
 & + \sum_{h=\frac{v}{3}+1}^{\frac{v}{2}} \left\{ \frac{2}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
 & + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{v}{3} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
 & + \sum_{h=\frac{v}{2}+1}^{\frac{2}{3}v} \left\{ \frac{2}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
 & + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{v}{2} \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(\frac{2}{3}v - h \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
 & + \sum_{h=\frac{2}{3}v+1}^{\frac{5}{6}v} \left\{ \frac{1}{3} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}v \right) \theta_1 \right] \right\} \right\} - \cos(nh\theta_1) \right\} + \right. \\
 & + \frac{1}{2} \left\{ \cos \left\{ n\theta_1 \left[h + \sin(h\theta_1) \right] \right\} - \cos \left\{ n\theta_1 \left\{ h + \sin \left[\left(h - \frac{2}{3}v \right) h\theta_1 \right] \right\} \right\} \right\} + \\
 & \left. + \sum_{h=\frac{2}{3}v+1}^{v-1} \frac{1}{3} \left\{ \cos \left[n\theta_1 \left(h + \sin(h\theta_1) \right) \right] - \cos(nh\theta_1) \right\} \right\}, \tag{3}
 \end{aligned}$$

где n – номер коэффициента (гармоники).

Следует отметить, что выходное фазное напряжение при рассматриваемом способе коммутации транзисторов представляет собой нечетную функцию. Поэтому четные коэффициенты гармонического ряда Фурье равны нулю, а нечетные определяются по формуле (3). Расчет по полученному аналитическому выражению коэффициентов с номерами с 1 по 301 позволил построить график фазного напряжения с учетом процесса широтно-импульсной модуляции (рис. 3), причем численные значения коэффициентов с 1 по 39 приведены в табл. 2. На графике хорошо прослеживаются 96 импульсов за период синусоиды и получающаяся амплитуда напряжения, что позволяет сделать вывод об адекватности формулы (3) реальным процессам, протекающим в силовой части инвертора.

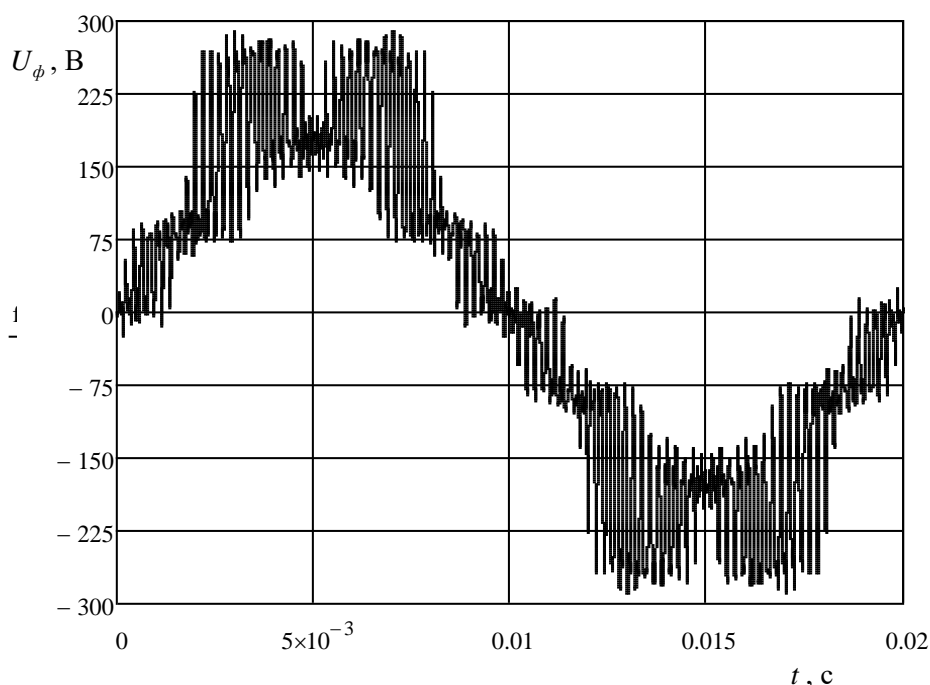


Рис. 3. Аппроксимация рядом Фурье фазного напряжения, формируемого широтно-импульсной модуляцией при законе коммутации, приведенном на рис. 2

Таблица 2

Значения коэффициентов ряда Фурье
при $f_1 = 50$ Гц, $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц, $\nu = 48$, $U_1 = U_{1\text{max}}$

$b_1 = 214,5063$ В	$b_3 = -4,9196 \cdot 10^{-14}$ В	$b_5 = -23,071$ В	$b_7 = 11,3495$ В
$b_9 = -3,7158 \cdot 10^{-14}$ В	$b_{11} = 0,3268$ В	$b_{13} = -0,3196$ В	$b_{15} = -1,7593 \cdot 10^{-14}$ В
$b_{17} = -1,5449$ В	$b_{19} = 1,1498$ В	$b_{21} = 1,4674 \cdot 10^{-13}$ В	$b_{23} = 0,3071$ В
$b_{25} = -0,3059$ В	$b_{27} = 8,2658 \cdot 10^{-14}$ В	$b_{29} = -0,2323$ В	$b_{31} = 0,1426$ В
$b_{33} = 1,3091 \cdot 10^{-13}$ В	$b_{35} = 0,2995$ В	$b_{37} = -0,2976$ В	$b_{39} = -1,1842 \cdot 10^{-14}$ В

Анализ данных табл. 2 показывает, что действительно исключение «мертвого» времени при синусоидальной модуляции улучшает гармонический состав выходного напряжения инвертора, но незначительно, амплитуда 5-й гармоники уменьшается лишь до 10,8 %.

Если рассматривать частотный преобразователь как элемент системы электроснабжения, то также представляет интерес определение в соответствии с ГОСТ 32144-2013 суммарного коэффициента гармонических составляющих по формуле [15]

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} b_n^2}}{b_1} \times 100, \% . \quad (4)$$

В соответствии с данными табл. 2 по выражению (4) подсчитан этот коэффициент, который оказывается равным $K_U = 12,03 \%$. Это позволяет сделать вывод, что в качестве источника системы электроснабжения инвертор с законом коммутации транзисторов, представленным на рис. 2, не соответствует требованию ГОСТ 32144-2013, по которому значение K_U для сетей 0,38 кВ не должно превышать 8 %. Следует также обратить внимание и на низкое действующее значение максимально достижимого фазного напряжения.

Анализ причин, приводящих к этому, позволяет сделать вывод, что часть периода ШИМ используется неэффективно, поскольку наблюдается состояние, когда оказывается включенным только один транзистор.

Однако система уравнений (1) и временные диаграммы, приведенные на рис. 2, показывают, что при $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ всегда соблюдается условие

$$\tau_B = \tau_A + \tau_C \text{ или } \gamma_B = \gamma_A + \gamma_C .$$

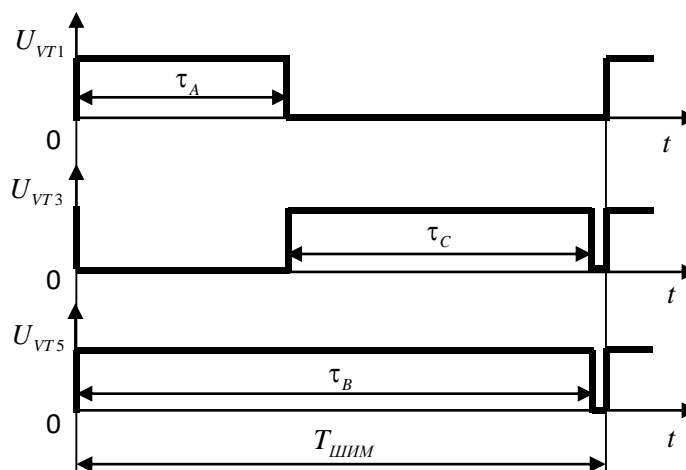


Рис. 4. Предлагаемый подход к подаче сигналов управления

силовыми транзисторами при $\theta = \frac{\pi}{8}$

Аналогичные соотношения могут быть получены для всего спектра возможных значений угла θ . Это позволяет предложить следующий подход к формированию синусоидальной ШИМ, представленный диаграммами сигналов управления силовыми транзисторами на рис. 4.

То есть предлагается в диапазоне углов $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ импульс на открытие транзистора $VT3$ подавать при выключении транзистора $VT1$. При таком управлении транзисторными ключами синусоидальное фазное напряжение, формируемое с помощью ШИМ, представляет собой кусочно-постоянную функцию $f(\theta)$, принимающую только два значения 0 и $U_m^{s2} = \frac{U_d}{2}$ на различных участках угла θ (рис. 5).

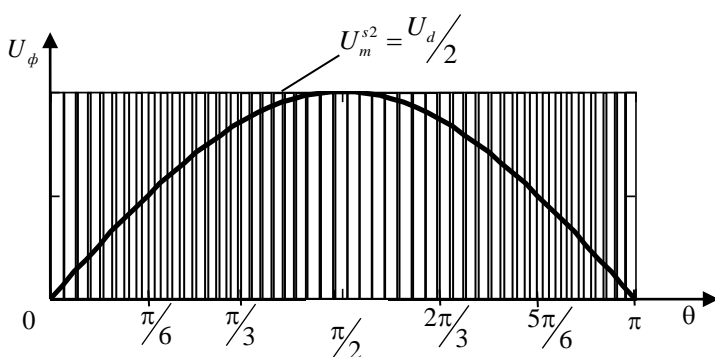


Рис. 5. Форма усредненного фазного напряжения на выходе частотного преобразователя при предлагаемом законе коммутации транзисторов, определенная на половине периода

Следует отметить, что на рисунке отражен случай, соответствующий максимальной величине амплитуды напряжения и отношению частот ШИМ и выходного напряжения, равному 96. То есть если максимальное напряжение соответствует номинальной частоте $f_{ном} = 50$ Гц, то при этом $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц.

Формула для определения среднеквадратического значения фазного напряжения

$$U_{rms.max}^{s2} = \frac{U_d}{2} \sqrt{\frac{1}{v} \sum_h^{v-1} \sin^2(h\theta_1)}. \quad (5)$$

Подсчет по формуле (5) при $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц и $U_d = 515$ В показывает, что максимальная величина действующего значения фазного напряжения, которая может быть получена при предлагаемом способе коммутации силовых транзисторов, составляет $U_{rms.max}^{s2} = 215$ В. То есть за счет более эффективного использования периода ШИМ при работе силовых транзисторов действующее значение фазного напряжения возрастает, причем опять же не используется процедура введения «мертвого» времени при переключении транзисторов каждого полумоста.

Для определения гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего фазное напряжение с помощью синусоидальной модуляции по законам, определяемым табл. 1 и рис. 4 и 5, найдено аналитическое выражение для нечетных коэффициентов гармонического ряда Фурье

$$b_n = -\frac{U_d}{n\pi} \sum_{h=1}^{v-1} \left\{ \cos \left[n\theta_1 (h + \sin(h\theta_1)) \right] - \cos(nh\theta_1) \right\}. \quad (6)$$

Следует отметить, что формула (1) справедлива именно для $U_1 = U_{1\max}$.

Для оценки адекватности формулы (6) по полученным с ее помощью коэффициентам построена аппроксимация фазного напряжения на выходе инвертора гармоническим рядом Фурье (рис. 6).

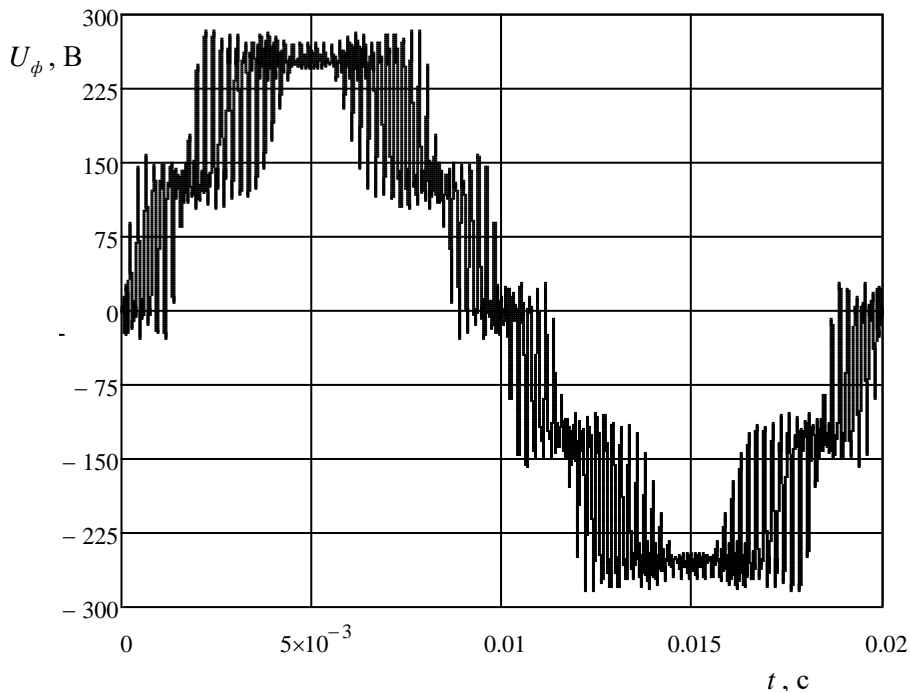


Рис. 6. Аппроксимация рядом Фурье фазного напряжения, формируемого инвертором при предлагаемом законе широтно-импульсной модуляции

Таблица 3

Значения коэффициентов ряда Фурье в случае применения предлагаемого закона коммутации силовых транзисторов при $f_1 = 50$ Гц, $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц, $v = 48$,

$$U_1 = U_{1\max}$$

$b_1 = 257,362 \text{ В}$	$b_3 = 0,413 \text{ В}$	$b_5 = 1,531 \cdot 10^{-3} \text{ В}$	$b_7 = 7,334 \cdot 10^{-7} \text{ В}$
$b_9 = 3,983 \cdot 10^{-8} \text{ В}$	$b_{11} = 2,333 \cdot 10^{-10} \text{ В}$	$b_{13} = 1,333 \cdot 10^{-12} \text{ В}$	$b_{15} = 1,286 \cdot 10^{-13} \text{ В}$
$b_{17} = 1,194 \cdot 10^{-13} \text{ В}$	$b_{19} = 3,721 \cdot 10^{-13} \text{ В}$	$b_{21} = 1,852 \cdot 10^{-13} \text{ В}$	$b_{23} = 6,677 \cdot 10^{-14} \text{ В}$
$b_{25} = 8,063 \cdot 10^{-14} \text{ В}$	$b_{27} = 4,718 \cdot 10^{-14} \text{ В}$	$b_{29} = -7,154 \cdot 10^{-14} \text{ В}$	$b_{31} = -1,071 \cdot 10^{-13} \text{ В}$
$b_{33} = 6,453 \cdot 10^{-14} \text{ В}$	$b_{35} = -9,828 \cdot 10^{-14} \text{ В}$	$b_{37} = 1,968 \cdot 10^{-15} \text{ В}$	$b_{39} = 6,067 \cdot 10^{-14} \text{ В}$

Приведенная кривая является графическим отображением суммы из 301 члена ряда. Значения коэффициентов ряда Фурье с номерами с 1 по 39 приведены в табл. 3. Амплитуда первой гармоники фазного напряжения получилась равной 257,362 В, что на 20 % больше по сравнению с аналогичным параметром, представленным в табл. 2, а коэффициенты высших гармоник, наоборот, во много раз меньше. Действительно, суммарный коэффициент гармонических составляющих, посчитанный по формуле (4), равен $K_U = 0,16 \%$, что в 75 раз меньше полученного при неэффективном использовании периода ШИМ.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод, что предлагаемый закон коммутации транзисторов, представленный в табл. 1 и на рис. 4, является эффективным способом уменьшения амплитуд высших гармоник в выходном напряжении частотного преобразователя. Кроме того, следует отметить, что для его технической реализации необходимо только 2 широтно-импульсных модулятора, синхронизированных по времени.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ануцин А.С. Системы управления электроприводов. – М.: Изд. дом МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. – М.: Академия, 2006. – 265 с.
3. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
4. Титяев Д.К., Мирошник Д.Н. Сравнительный анализ векторной и традиционной широтно-импульсной модуляции // Автоматизация технологических объектов и процессов. – Донецк: ДонНТУ, 2004. – С. 301–306.
5. Герасимов И. Преимущества пространственно-векторной модуляции // Конструктор. Машиностроитель. – 2013. – № 4. – С. 24–25.
6. Коротков А.А., Виноградов А.Б. Новый алгоритм векторного формирования ШИМ высоковольтного преобразователя с минимизацией коммутационных потерь // Вестник ИГЭУ. – 2013. – Вып. 4. – С. 1–7.
7. Паришин М.В., Самохвалов Д.В., Скурихин В.А. Сравнение КПД ШИМ синхронных электроприводов // Робототехника и техническая кибернетика. – 2014. – № 4 (5). – С. 73–74.
8. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов. – М.: Машиностроение, 1990. – 304 с.
9. Стариков А.В., Лисин С.Л., Рокало Д.Ю. Анализ качества выходного напряжения частотных преобразователей с простейшими законами коммутации силовых транзисторов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2018. – № 2 (58). – Самара: СамГТУ, 2018. – С. 128–134.
10. Кустов Д.А. Техническое диагностирование системы ПЧ-АД: магистерская диссертация. – Челябинск: ЮУрГУ, 2017. – 89 с.
11. Стариков А.В., Кузнецов В.В., Рокало Д.Ю. Анализ гармонического состава трапецеидального фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2017. – № 3 (55). – С. 75–79.
12. 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.
13. Патент России № 2844070, МПК H03K7/08. Цифровой модулятор для преобразования частоты / С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало, А.В. Стариков (Россия) // Оpubл. 07.02.2018, Бюл. № 4.
14. Стариков А.В., Лисин С.Л., Рокало Д.Ю. Влияние широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2019. – № 1 (61). – С. 153–166.
15. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.

Статья поступила в редакцию 4 декабря 2020 г.

METHOD FOR REDUCING THE AMPLITUDES OF HIGHER HARMONICS IN THE OUTPUT VOLTAGE OF THE FREQUENCY CONVERTER

A.V. Starikov, S.L. Lisin, O.S. Belyaeva, V.A. Kirdyashev

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

Abstract. Modern low-voltage frequency converters, built on the principle of stand-alone inverters with pulse-width modulation, have large amplitudes of higher harmonics in the output voltage. This adversely affects the operation of an asynchronous or synchronous motor connected to such a converter, since it causes a decrease in the efficiency of the AC machine. The analysis of the reasons for the poor harmonic composition of the output voltage of traditional inverters with sinusoidal pulse-width modulation is carried out and it is noted that the main one is the introduction of "dead" time when switching half-bridges every modulation period. The proposed method of sinusoidal modulation does not require the introduction of "dead" time. The modes of operation of power transistors with this switching method and control signal diagrams are considered. Analytical expressions are found that make it possible to determine the effective value of the output voltage of the frequency converter and the coefficients of higher harmonics for the proposed method of switching power transistors. The main reason for the low effective value of the phase voltage at the output of the inverter at sinusoidal pulse-width modulation is determined - the ineffective use of the switching period. The proposed method of sinusoidal modulation does not require the introduction of "dead" time, increasing the effective value of the output voltage and reducing the total harmonic component by 75 times. The diagrams of signals that control power transistors and provide a decrease in the amplitudes of higher harmonics at the output of the frequency converter are given. An approximation by the harmonic Fourier series of the output voltage of the inverter, obtained in the case of using the proposed method of switching power transistors, is made. It is noted that for the technical implementation of sinusoidal modulation, which provides small amplitudes of higher harmonics, only two pulse-width modulators are needed.

Keywords: frequency converter, phase voltage, pulse-width modulation, Fourier series, higher harmonics.

REFERENCES

1. Anuchin A.S. Control systems of electric drives. Moscow: Publishing house MEI, 2015. 373 p.
2. Sokolovsky G.G. AC Drives with Frequency Control, Moscow: Akademiya, 2006. 265 p.
3. Kalachev Yu.N. Vector regulation (practice notes), Moscow: Company "EFO", 2013. 63 p.
4. Tityaev D.K., Miroshnik D.N. Comparative analysis of vector and traditional pulse-width modulation. Automation of technological objects and processes, Donetsk: DonNTU, 2004. Pp. 301–306.
5. Gerasimov I. Advantages of Spatial Vector Modulation. Constructor. Machine builder, vol. 4, 2013. Pp. 24–25.
6. Korotkov A.A., Vinogradov A.B. A new algorithm for the formation of the PWM high-voltage converter with minimizing switching losses. Bulletin IGEU, vol. 4, 2013. Pp. 1–7.
7. Parsin M.V., Samokhvalov D.V., Ckurikhin V.A. Comparison of PWM efficiency of synchronous electric drives. Robotics and technical cybernetics 4 (5), 2014. Pp. 73–74.
8. Mikhailov O.P. Automated electric drive of machines and industrial robots. Moscow: Mechanical Engineering, 1990. 304 p.

Alexsandr V. Starikov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Sergey L. Lisin (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Olga S. Belyaeva, Graduate Student.
Viktor A. Kirdyashev, Graduate Student.

9. *Starikov A.V., Lisin S.L., Rockalo D.Yu.* The analysis of output voltage quality of frequency converters with the simple laws of power transistors switching, Bulletin of Samara State Technical University, Series: "Engineering sciences", vol. 2 (58), 2017. Pp. 128–134.
10. *Kustov D.A.* Technical diagnostics of the FC-AM system: master's thesis. Chelyabinsk: SUSU, 2017. 89 p.
11. *Starikov A.V., Kuznetsov V.V., Rockalo D.Yu.* Analysis of the harmonic composition of the trapezoidal phase voltage generated by the frequency converter, Bulletin of Samara State Technical University, Series: "Engineering sciences", vol. 3 (55), 2017. Pp. 75–79.
12. *Starikov A.V., Starikov V.A.* "Digital modulator for frequency converter of asynchronous motor", Patent of Russia No. 2216850, Date of publication: 20.11.2003, Bull. No 32.
13. *Lisin S.L., Rokalo D.Yu., Starikov A.V.* "Digital modulator for frequency conversion", Patent of Russia No. 2844070, Date of publication: 07.02.2018, Bull. No 4.
14. *Starikov A.V., Lisin S.L., Rockalo D.Yu.* Influence of the pulse-width modulation on the harmonic composition of the output voltage of a frequency converter, Bulletin of Samara State Technical University, Series: "Engineering sciences", vol. 1 (61), 2019. Pp. 153–166.
15. State Standard 32144-2013, Norms of power quality in general-purpose power supply systems, Moscow: Standardinform, 2014, 16 p.