

УДК 621.3.078

ВЛИЯНИЕ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ГАРМОНИЧЕСКИЙ СОСТАВ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

А.В. Стариков, С.Л. Лисин, Д.Ю. Рокало

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

Аннотация. В настоящее время разработаны быстродействующие цифровые электроприводы переменного тока, обладающие исключительной простотой технической реализации, которая заключается в минимизации вычислительных процедур. В них применены частотные преобразователи с трапецеидальной формой выходного фазного напряжения, отличающиеся конструктивной простотой по сравнению с аналогичными устройствами, использующими векторный принцип формирования напряжения. В то же время коммутационные потери в силовых транзисторах таких преобразователей как минимум на 25 % меньше, чем у аналогов с векторными модуляторами. Целью проведенного исследования является определение влияния процессов широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного фазного напряжения частотного преобразователя. Рассмотрен цифровой модулятор, формирующий с помощью частотного преобразователя трапецеидальное фазное напряжение на статорных обмотках асинхронного двигателя. Определены его основные конструктивные особенности, способные влиять на гармонический состав выходного напряжения. Для решения поставленной задачи применено разложение в гармонический ряд Фурье кусочно-постоянной функции выходного напряжения частотного преобразователя. Найдены аналитические выражения для определения амплитуд основной и высших гармоник в выходном сигнале частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции. Полученные формулы позволили определить зависимости коэффициентов высших гармоник как в функции частоты широтно-импульсной модуляции, так и в функции частоты основной гармоники. Показано, что четные гармоники и гармоники с номерами, кратными трем, отсутствуют в выходном сигнале рассматриваемого частотного преобразователя. Построены графики зависимостей относительных значений коэффициентов нечетных гармоник от частоты широтно-импульсной модуляции и частоты основной гармоники. Сделан вывод, что даже с учетом широтно-импульсной модуляции частотный преобразователь, формирующий трапецеидальное фазное напряжение, имеет малые амплитуды высших гармоник. Тем не менее получены количественные оценки отрицательного влияния процесса широтно-импульсной модуляции на выходной сигнал частотного преобразователя.

Ключевые слова: векторное управление, скалярное управление, частотный преобразователь, силовые транзисторы, фазное напряжение, гармонический состав, широтно-импульсная модуляция.

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

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

Рокало Даниил Юрьевич, аспирант.

В электроприводах с большим диапазоном регулирования скорости асинхронных двигателей, как правило, применяют векторное управление [1–3], которое основано на векторном представлении таких величин, как напряжение, ток и потокосцепление. Системы векторного управления требуют больших вычислительных затрат микроконтроллера (или микропроцессора), являющегося основой технической реализации электропривода, поскольку в них закладываются процедуры преобразования величин из неподвижной системы координат во вращающуюся и расчета проекций векторов токов, потокосцеплений и напряжения в этих системах. Кроме того, в современных частотных преобразователях, реализующих системы векторного управления, как правило, применяют так называемые векторные модуляторы [1–11], которые также требуют больших вычислительных затрат, связанных с расчетом на каждом такте широтно-импульсной модуляции (ШИМ) синусов и произведения целого ряда операций умножения. Именно поэтому в электроприводах переменного тока применяют микроконтроллеры с высокой тактовой частотой, достигающей 200 МГц. Следует также отметить, что на качество выходного напряжения частотных преобразователей с векторными модуляторами существенное влияние оказывает собственно широтно-импульсная модуляция и необходимость введения на каждом такте ШИМ так называемого «мертвого» времени при переключении транзисторов каждого полумоста [1].

С другой стороны, существуют теоретические исследования и опытно-конструкторские разработки в области создания электроприводов переменного тока со скалярным управлением [12–15]. Отличительной особенностью таких электроприводов является высокое быстродействие и исключительная простота технической реализации, заключающаяся в минимизации вычислительных процедур регуляторов и системы управления в целом. Действительно, существует возможность получить быстродействующий электропривод переменного тока, в котором используются всего две операции умножения в цикле программного обеспечения [14]. Структурная схема такого электропривода с синхронным исполнительным двигателем выглядит следующим образом (рис. 1).

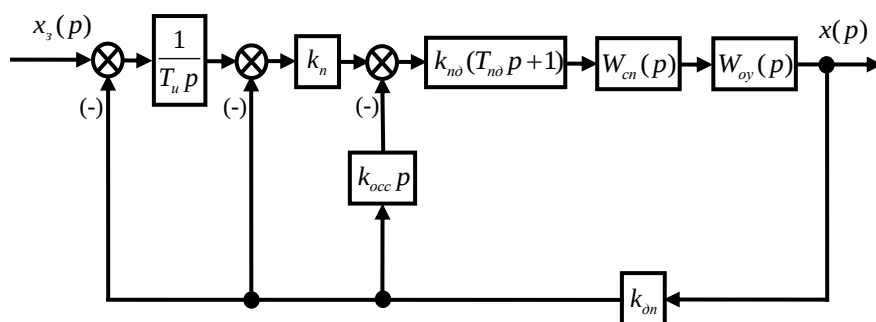


Рис. 1. Структурная схема быстродействующего следящего электропривода переменного тока

Такой принцип структурного построения может быть распространен и на случай применения в качестве исполнительного асинхронного двигателя.

Для управления электродвигателем в следящем режиме используются три контура, замкнутых по датчику положения с коэффициентом передачи k_{on} . Во внутреннем контуре применена гибкая обратная связь, выделяющая сигнал скорости с помощью дифференцирующего звена с передаточной функцией $W_{occ}(p) = k_{occ}p$. Регулятор этого контура выбран пропорционально-дифференциальным $W_{no}(p) = k_{no}(T_{no}p + 1)$. Во втором контуре применен пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи k_n , а во внешнем контуре – интегральный с передаточной функцией $W_u(p) = \frac{1}{T_u p}$. Разработана методика

синтеза такого электропривода, позволяющая исходя из передаточных функций силового преобразователя $W_{cn}(p)$ и объекта (двигателя с исполнительным механизмом) $W_{oy}(p)$ корректно выбрать параметры регуляторов, обеспечивающие высокое быстродействие [14]. Главная особенность этой методики заключается в том, что почти все коэффициенты передачи и постоянные времени регуляторов можно выбрать такой величины, чтобы при цифровой технической реализации заменить операции умножения сдвигами на определенное количество двоичных разрядов. Исключение составляет постоянная времени T_{no} пропорционально-дифференциального регулятора, для формирования которой необходима одна операция умножения. Еще одна операция умножения в цикле управления электроприводом требуется для организации так называемого упреждающего токоограничения.

Для усиления эффекта простоты технической реализации в таких электроприводах применены силовые преобразователи с выходным трапецеидальным фазным напряжением, цифровые модуляторы которых не требуют никаких вычислительных затрат [16, 17] и введения «мертвого» времени. При этом коммутационные потери в силовых транзисторах таких преобразователей как минимум на 25 % меньше, чем у аналогов с векторным принципом формирования напряжения.

Однако очевидно, что несинусоидальность приведет к появлению высших гармонических составляющих в выходном напряжении частотного преобразователя. Анализ гармонического состава усредненного выходного сигнала частотных преобразователей, формирующих трапецеидальную форму фазного напряжения, приведен в работе [18]. Но полученные в [18] формулы не учитывают процессов ШИМ и некоторых особенностей принципов работы модуляторов [16, 17], с помощью которых формируется трапецеидальная форма напряжения.

Целью настоящей работы является исследование влияния процессов ШИМ и конструктивных решений модуляторов [16, 17], реализующих трапецеидальную форму, на гармонический состав выходного фазного напряжения частотного преобразователя.

Упрощенная функциональная схема цифрового модулятора, формирующего трапецеидальное фазное напряжение на статоре асинхронного двигателя при соединении его обмоток в звезду, приведена на рис. 2. Она содержит преобразователь код – частота, делитель частоты, двоично-шестеричный счетчик, интегратор, два широтно-импульсных модулятора ШИМ1 и ШИМ2 и схему выбора транзистора. Преобразователь код – частота представляет собой логическую схему, на выходе которой формируется частота

$$f_{111} = 6\nu f_1,$$

где ν – коэффициент деления делителя частоты;

f_1 – требуемая частота на выходе преобразователя, задаваемая цифровым кодом N_f .

Эта частота определяет постоянную времени интегратора, на вход которого подается цифровой код N_U , пропорциональный требуемой величине амплитуды фазного напряжения U_1 . На выходе интегратора формируется линейно-нарастающий цифровой код, который подается на вход ШИМ1. При этом на выходах первого широтно-импульсного модулятора получают сигналы переменной скважности: γ_d – на прямом, $\gamma_i = 1 - \gamma_d$ – на инверсном.

Делитель частоты формирует на своем выходе сигнал частотой

$$f_{11} = 6 f_1,$$

который подается на вход сброса интегратора и на вход двоично-шестеричного счетчика. В результате выходной сигнал интегратора обнуляется с частотой f_{11} и процесс формирования линейно-нарастающей скважности γ_d повторяется.

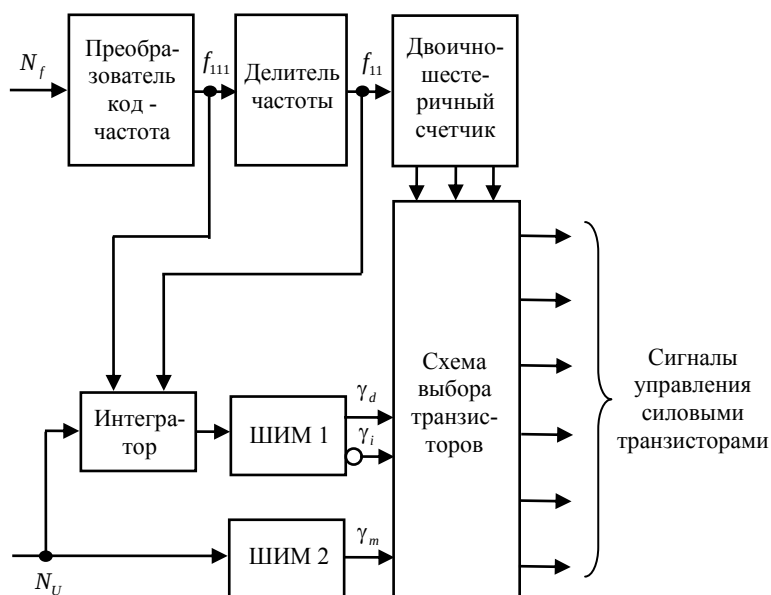


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема цифрового модулятора, формирующего трапецеидальное фазное напряжение на статоре асинхронного двигателя

Цифровой код N_U подается также на вход второго широтно-импульсного модулятора ШИМ2, который формирует скважность γ_m , определяющую амплитудное значение фазного напряжения на статорных обмотках асинхронного двигателя М.

На выходе двоично-шестеричного счетчика формируется переменный двоичный код (в десятичной интерпретации от 0 до 5), частота повторения которого равна f_1 . Этот код управляет схемой выбора транзисторов, через драйверы открывающей и закрывающей силовые транзисторы трехфазного моста частотного преобразователя.

Выделим некоторые особенности рассматриваемого цифрового модулятора, которые, несомненно, должны влиять на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя. Во-первых, коэффициенты высших гармоник будут зависеть от несущей частоты $f_{ШИМ}$ широтно-импульсных модуляторов ШИМ1 и ШИМ2, формирующих скважности γ_d , γ_i и γ_m . Во-вторых, гармонический состав будет определяться коэффициентом деления ν делителя частоты, связывающего f_{11} и f_{111} , и, соответственно сдвигом на k двоичных разрядов на входе интегратора, причем

$$\nu = 2^k.$$

И наконец, очевидно, что на коэффициенты высших гармоник будут влиять величины сигналов N_f и N_U , определяющие заданные частоту и амплитуду напряжения, а также разрядная сетка этих сигналов.

Трапецеидальное фазное напряжение формируется с помощью широтно-импульсной модуляции, при этом получается кусочно-постоянная функция $f(\theta)$, принимающая значения 0 или U_m^{tr} на различных участках угла θ (рис. 3).

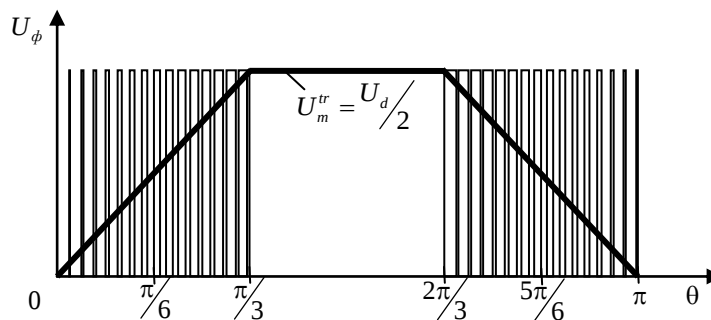


Рис. 3. Форма фазного напряжения на выходе частотного преобразователя, определенная на половине периода

Следует отметить, что на рисунке отражен случай, соответствующий максимальной величине амплитуды напряжения, $k=4$, $\nu=16$ 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.

Для определения гармонического состава выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов ШИМ разложим функцию $f(\theta)$, представленную на рис. 2, в тригонометрический ряд Фурье. Поскольку $f(\theta)$ является нечетной, то коэффициенты ряда будут определяться формулами [19]

$$a_n = 0; \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta,$$

где n – номер коэффициента (гармоники).

Для рассматриваемого случая

$$b_n = -\frac{2U_m^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos[n(2v+1)\theta_1] - \cos(nv\theta_1) + \sum_{h=1}^{v-1} \left\{ \cos[nh(\theta_1 + \theta_2)] - \cos(nh\theta_1) + \right. \right. \\ \left. \left. + \cos[n(2v+h+1)\theta_1] - \cos\{n[(2v+h)\theta_1 + h\theta_2]\} \right\} \right\} \quad (1)$$

где U_m^{tr} – амплитуда импульсов при трапецеидальной модуляции;

$$\theta_1 = \frac{2\pi f_1}{f_{ШИМ}}; \quad \theta_2 = \frac{\theta_1 U_1}{v U_{1\max}};$$

f_1 и U_1 – частота и действующее значение фазного напряжения, формируемого на статоре асинхронного двигателя;

$U_{1\max}$ – максимальная величина действующего значения фазного напряжения на выходе частотного преобразователя.

Следует отметить, что формула (1) справедлива именно для $f_1 = 50$ Гц, $f_{ШИМ} = 4,8$ кГц, $k = 4$, $v = 16$ и $U_1 = U_{1\max}$. Для оценки адекватности формулы (1) по полученным с ее помощью коэффициентам построена аппроксимация трапецеидального фазного напряжения гармоническим рядом Фурье (рис. 4).

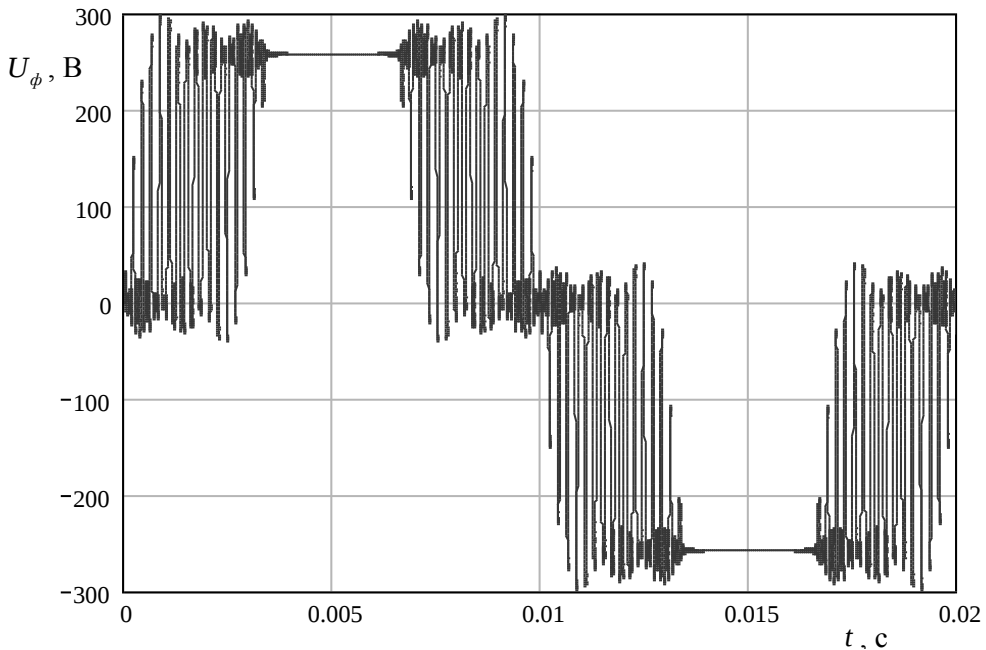


Рис. 4. Аппроксимация рядом Фурье трапецеидального фазного напряжения, формируемого широтно-импульсной модуляцией

Приведенная кривая является графическим отображением суммы из 301 члена ряда. Очевидно достаточно хорошее совпадение полученной кривой с графиче-

ком, изображенным на рис. 2, поскольку также прослеживаются 16 импульсов на участках линейно изменяющегося напряжения. Амплитуда трапецидального напряжения получилась равной 257,96 В, в то время как при расчетах было принято $U_m^{tr} = 257,5$ В. Следовательно, по показателю амплитуды погрешность не превышает 0,18 %.

При увеличении частоты ШИМ в целое число $q = \frac{f_{ШИМ}}{6vf_{1ном}}$ раз относительно 4,8 кГц нечетные коэффициенты ряда Фурье могут быть определены с помощью выражения

$$b_n = -\frac{2U_m^{tr}}{n\pi} \left\{ \cos\{n[q(2v+1)\theta_1]\} - \cos(nqv\theta_1) + \right. \\ \left. + \sum_{h=1}^{v-1} \sum_{j=0}^{q-1} \left\{ \cos\{n[(qh+j)\theta_1 + h\theta_2]\} - \cos[n(qh+j)\theta_1] + \right. \right. \\ \left. \left. + \cos\{n[q(2v+h)+j+1]\theta_1\} - \cos\{n[q(2v+h)+j]\theta_1 + h\theta_2\} \right\} \right\} \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) позволяют найти действующие значения первой гармоники выходного напряжения частотного преобразователя $U_1 = b_1/\sqrt{2}$ и относительные значения коэффициентов нечетных гармоник $|b_n|/b_1$ для частот ШИМ, равных соответственно 4,8; 9,6; 14,4; 19,6 кГц при $f_1 = f_{1ном} = 50$ Гц, $k = 4$, $v = 16$ и $U_1 = U_{1max}$ (табл. 1).

Если рассматривать частотный преобразователь как источник переменного напряжения, то есть как объект электроснабжения, например в ветроэнергетике, то интересно знать его соответствие нормам качества электроэнергии. Поэтому в табл. 1 также приведены значения суммарного коэффициента гармонических составляющих, который в соответствии с ГОСТ 32144-2013 [20] определяется по формуле

$$K_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} b_n^2}}{b_1} \times 100, \%$$

Следует отметить, что величина действующего напряжения находилась при $U_m^{tr} = 257,5$ В, а гармоники с номерами, кратными трем, оказались равными нулю.

Данные таблицы показывают, что с увеличением частоты ШИМ действующее значение фазного напряжения незначительно повышается, приближаясь к величине, полученной расчетным путем без учета ШИМ [18]. Графики зависимостей $|b_n|/b_1$ для гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13 (рис. 5) отражают также тенденции их изменения в функции $f_{ШИМ}$, причем увеличение частоты ШИМ приближает относительные значения высших гармоник к результатам, отраженным в [18]. Действительно, относительное значение пятой гармоники стремится к 4 %, седьмой – к 2,04 %, одиннадцатой – к 0,83 %, тринадцатой – к 0,59 % и так далее.

Таблица 1

**Зависимости величин высших гармоник фазного напряжения
от частоты ШИМ при $f_1 = 50$ Гц, $k = 4$, $\nu = 16$, $U_1 = U_{1\max}$**

$f_{\text{ШИМ}}$, кГц	4,8	9,6	14,4	19,2
U_1 , В	190,5	191,1	191,3	191,4
$ b_5 /b_1$, %	2,66	3,3	3,52	3,63
$ b_7 /b_1$, %	2,62	2,33	2,23	2,17
$ b_{11} /b_1$, %	0,25	0,52	0,61	0,66
$ b_{13} /b_1$, %	0,89	0,73	0,68	0,65
$ b_{17} /b_1$, %	0,02	0,15	0,2	0,23
$ b_{19} /b_1$, %	0,45	0,35	0,32	0,3
K_U , %	3,89	4,17	4,29	4,35

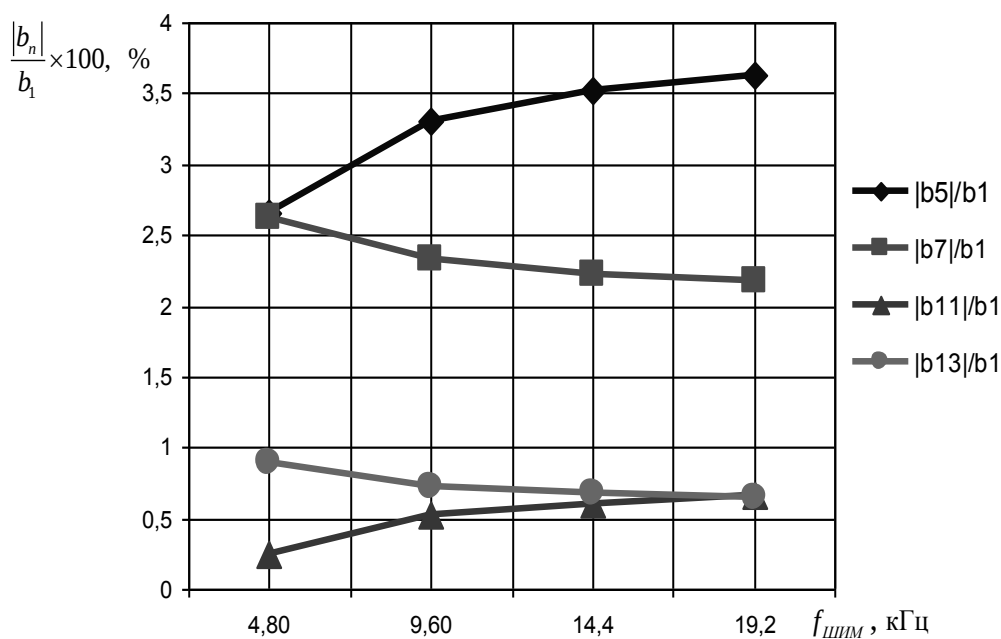


Рис. 5. Графики зависимостей относительных значений высших гармоник $|b_n|/b_1$ в функции частоты $f_{\text{ШИМ}}$

Для исследования влияния широтно-импульсной модуляции на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при изменении частоты первой гармоники определим коэффициенты ряда Фурье при вариации f_1 и фиксированной частоте $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц. При этом будем полагать, что в частотном преобразователе используется линейная зависимость $U_1(f_1)$. Тогда коэффициенты b_n могут быть определены по формуле

$$b_n = -\frac{2U_m^{tr}}{n\pi} \left\{ \sum_{i=qv}^{q(2v+1)-1} \cos[n(i\theta_1 + \theta_3)] - \cos(i\theta_1) + \right. \\ \left. + \sum_{h=1}^{v-1} \sum_{j=0}^{q-1} \left\{ \cos\{n[(qh+j)\theta_1 + h\theta_2]\} - \cos[n(qh+j)\theta_1] + \right. \right. \\ \left. \left. + \cos\{n[q(2v+h)+j]\theta_1 + \theta_3\} \right\} - \cos\{n[q(2v+h)+j]\theta_1 + h\theta_2\} \right\} \quad (3)$$

где $\theta_3 = \frac{\theta_1 U_1}{U_{1\max}}$.

В соответствии с (3) рассчитаны относительные значения $|b_n|/b_1$ и действующее значение фазного напряжения U_1 при f_1 в 50; 25; 16,666; 12,5 Гц (табл. 2). Графики зависимостей $|b_n|/b_1$ от частоты f_1 для гармоник с номерами 5, 7, 11 и 13 приведены на рис. 6. Анализ этих графиков показывает, что уменьшение частоты основной гармоники приводит к разнонаправленному изменению относительных значений высших гармоник, приближая их к результатам, полученным без учета ШИМ.

Проведенное исследование показывает, что влияние параметра v на гармонический состав выходного напряжения частотного преобразователя при $v \geq 16$ незначительно.

Таблица 2

Зависимость гармонического состава фазного напряжения от частоты первой гармоники f_1 при $f_{\text{ШИМ}} = 4,8$ кГц, $k = 4$, $v = 16$

f_1 , Гц	12,5	16,666	25	50
U_1 , В	47,9	63,9	95,7	190,5
$ b_5 /b_1$, %	3,9	3,84	3,66	2,66
$ b_7 /b_1$, %	2,07	2,1	2,2	2,62
$ b_{11} /b_1$, %	0,78	0,75	0,68	0,25
$ b_{13} /b_1$, %	0,6	0,62	0,68	0,89
$ b_{17} /b_1$, %	0,3	0,29	0,25	0,02
$ b_{19} /b_1$, %	0,28	0,3	0,34	0,45
K_U , %	4,55	4,51	4,4	3,89

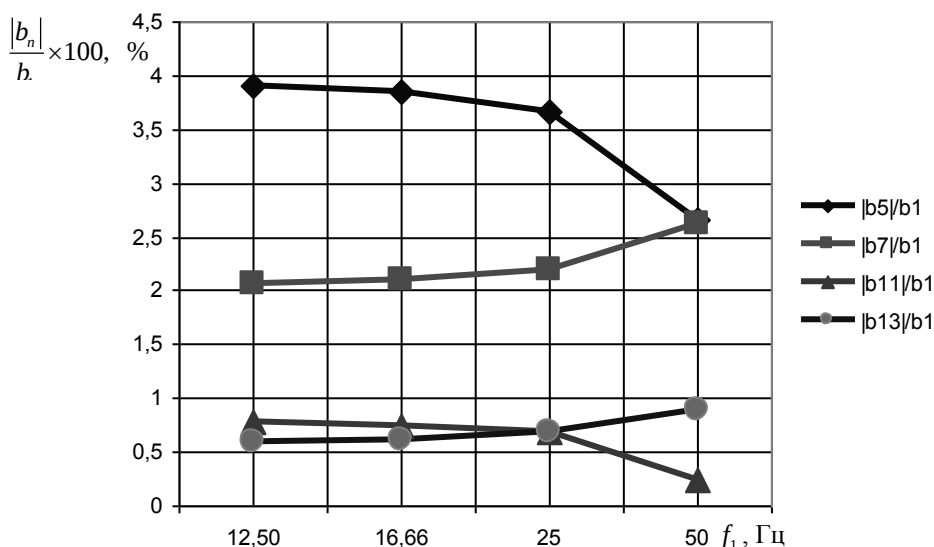


Рис. 6. Графики зависимостей относительных значений высших гармоник $|b_n|/b_1$ в функции частоты f_1

Также мало влияет на относительные значения высших гармоник разрядная сетка сигналов N_f и N_U , если минимальное количество двоичных разрядов составляет 16 (причем полагается, что старший разряд является знаковым).

Результаты, приведенные в табл. 1 и 2, убедительно показывают, что выходное напряжение частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное напряжение, вполне соответствует требованиям ГОСТ 32144-2013 даже с учетом процесса широтно-импульсной модуляции.

Однако следует обратить особое внимание на тот факт, что при частоте ШИМ 4,8 кГц исключительно большие относительные значения принимают коэффициенты ряда Фурье с номерами 95 и 97: $|b_{95}|/b_1 = 21,47\%$; $|b_{97}|/b_1 = 15,08\%$. Для частоты модуляции 9,6 кГц критическими становятся относительные значения 191-й и 193-й гармоник: $|b_{191}|/b_1 = 20,71\%$; $|b_{193}|/b_1 = 14,7\%$. При частоте $f_{\text{ШИМ}} = 14,4$ кГц обращают на себя внимание значения $|b_{287}|/b_1 = 20,46\%$; $|b_{289}|/b_1 = 14,57\%$. При частоте ШИМ 19,2 кГц относительные значения коэффициентов Фурье с номерами 383 и 385 равны $|b_{383}|/b_1 = 20,33\%$; $|b_{385}|/b_1 = 14,51\%$.

Проведенное исследование позволяет сделать заключение, что основной отрицательный эффект в выходной сигнал частотного преобразователя вносит именно широтно-импульсная модуляция, а не отличие усредненной формы напряжения от синусоиды. Действительно, давно известным фактом является негативное влияние частотного преобразователя на работу двигателя переменного тока, заключающееся в ускоренном износе традиционных подшипников качения, повышенном нагреве поверхности соединительного кабеля и собственно обмоток электродвигателя высокочастотными составляющими токов и снижении коэффициента полезного действия машины. Все эти отрицательные явления наблюдаются как в распространенных в настоящее время частотных преобразо-

вателях с векторными или синусоидальными широтно-импульсными модуляторами, так и в рассматриваемом инверторе с трапецеидальной формой фазного напряжения. Но исключительная простота трапецеидальной ШИМ в сочетании с новейшими способами построения быстродействующих электроприводов переменного тока [12–15] дает важное преимущество – вычислительные мощности микропроцессора или микроконтроллера, входящего в состав управляющего блока привода, можно направить на решение более глобальных задач, например технологических.

Наряду с простотой технической реализации частотные преобразователи с трапецеидальной формой фазного напряжения обладают более низкими коммутационными потерями, поскольку в большинстве случаев в каждый период ШИМ переключаются 3 силовых транзистора, а при максимальной амплитуде напряжения – только 2. Следует также обратить внимание на то, каким образом производится формирование фазного напряжения на статорных обмотках двигателя с помощью рассматриваемых цифровых модуляторов [16, 17]. На одном периоде ШИМ к каждой обмотке прикладывается только одна полярность напряжения из линии постоянного тока, что снижает величину пульсаций тока. К тому же алгоритм коммутации транзисторов, заложенный в эти модуляторы, предусматривает обеспечение равенства нулю потенциала на нулевой точке обмоток электродвигателя, соединенных в звезду.

Формулы (1) – (3), представленные в этой статье, получены исходя из конкретного алгоритма работы рассматриваемых цифровых модуляторов, который, по мнению авторов, претендует на некоторую оптимальность. Действительно, реализация трапецеидальной ШИМ другим способом приведет к увеличению амплитуд высших гармоник. Поэтому определение формул для нахождения коэффициентов ряда Фурье и для других типов модуляторов, например векторных, также является актуальной задачей, поскольку позволит аналитическим способом решить задачу уменьшения амплитуд высших гармоник за счет оптимизации алгоритма работы.

Выводы

1. Получены аналитические выражения, позволяющие определять амплитуды высших гармонических составляющих выходного напряжения частотного преобразователя, формирующего трапецеидальное фазное напряжение, с учетом процессов широтно-импульсной модуляции.

2. Анализ данных таблиц и графиков показывает, что гармонический состав выходного напряжения рассматриваемых частотных преобразователей как источников электроснабжения соответствует требованиям государственного стандарта.

3. Сделан вывод, что основное отрицательное влияние оказывают гармоники, сопряженные с частотой широтно-импульсной модуляции.

4. Алгоритм работы цифрового модулятора влияет на амплитуды высших гармоник в выходном напряжении частотного преобразователя.

5. Продемонстрированный подход позволяет найти формулы коэффициентов высших гармонических составляющих с учетом широтно-импульсной модуляции для частотных преобразователей с различными законами функционирования модуляторов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов. – М.: Издательский 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. Akash S. Pabbewar, Dr. Kowsalya M. Three Level Neutral Point Clamped Inverter using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller / Energy Procedia 103 (2016). – P. 286–291.
9. Shriwastava R.G., Daigavaneb M.B., Daigavane P.M. Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM) / Procedia Computer Science 79 (2016). – P. 616–623.
10. Mohammed T. Lazima, Muthanna J.M. Al-khishali, Ahmed Isa. Al-Shawi. Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor / Procedia Computer Science 5 (2011). – P. 505–512.
11. Aida Baghbany Oskoue, Ali Reza Dehghanzadeh. Generalized space vector controls for MLZSI / Ain Shams Engineering Journal 6 (2015). – P. 1161–1169.
12. Патент России № 2605948, МПК H02P1/04, H02P7/14, H02P7/00, H02P6/17. Следящий электропривод / А.В. Стариков, С.Л. Лисин (Россия) // Оpubл. 10.01.2017, Бюл. № 1.
13. Starikov A.V., Ovsyannikov V.N., Dzhabasova D.N. Analog prototype of the high response time servo drive with an asynchronous motor // 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2017. – P. 1–4.
14. Лисин С.Л. Повышение быстродействия следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2012. – Вып. 4 (36). – С. 173–181.
15. Патент России № 2358382, МКИ H02P 7/06. Следящий электропривод с асинхронным электродвигателем / А.В. Стариков, С.А. Стариков (Россия) // Оpubл. 10.06.2009, Бюл. № 16.
16. 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.
17. 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.
18. 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. – Вып. 3 (55). – С. 75–79.
19. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. – М.: Физматгиз, 1961. – 783 с.
20. ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.

Статья поступила в редакцию 20 января 2019 г.

INFLUENCE OF THE PULSE-WIDTH MODULATION ON THE HARMONIC COMPOSITION OF THE OUTPUT VOLTAGE OF A FREQUENCY CONVERTER

A.V. Starikov, S.L. Lisin, D.Yu. Rokalo

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

Abstract. Currently developed high-speed response digital AC drives, with exceptional ease of technical implementation, which is to minimize the computational procedures. They used frequency converters with trapezoidal output phase voltage, differing in structural simplicity compared with similar devices using the vector principle of voltage generation. At the same time, switching losses in power transistors of such converters are at least 25% less than in analogues with vector modulators. The purpose of the study is to determine the influence of the pulse-width modulation processes on the harmonic composition of the output phase voltage of the frequency converter. The digital modulator which forms a trapezoidal phase voltage by means of the frequency converter on the stator windings of an induction motor is considered. Its main constructive features that can influence on the harmonic composition of the output voltage are determined. To solve of the put problem the decomposition of a piecewise constant function of the output voltage of the frequency converter in the harmonic Fourier series is applied. Analytical expressions for determining of the amplitudes of the fundamental and higher harmonics in the output signal of the frequency converter that forms a trapezoidal phase voltage, taking into account the processes of pulse-width modulation are found. The obtained formulas made it possible to determine the dependences of the higher harmonic coefficients both in the function of the pulse-width modulation frequency and in the function of the frequency of the fundamental harmonic. It is shown that even harmonics and harmonics with the numbers multiple to three are absent in the output signal of the considered frequency converter. The curves of the dependences of the relative values of the odd harmonics coefficients from frequency of pulse-width modulation and frequency of the basic harmonic are constructed. It is concluded that even with allowance of the pulse-width modulation the frequency converter forming trapezoidal phase voltage has small amplitudes of higher harmonics and corresponds to the requirements of the State Standard. Nevertheless, quantitative estimates of the negative effect of the pulse-width modulation process on the output signal of the frequency converter are obtained.

Keywords: vector control, scalar control, frequency converter, power transistors, phase voltage, harmonic composition, pulse-width modulation.

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: Academiya, 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.

Alexander V. Starikov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Sergey L. Lisin (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Daniil Yu. Rokalo, Postgraduate Student.

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. *Akash S. Pabbewar, Dr. Kowsalya M.* Three Level Neutral Point Clamped Inverter using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller / *Energy Procedia* 103 (2016), pp. 286–291.
9. *Shriwastava R.G., Daigavaneb M.B., Daigavane P.M.* Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM) / *Procedia Computer Science* 79 (2016), pp. 616–623.
10. *Mohammed T. Lazima, Muthanna J.M.* Al-khishali, Ahmed Isa. Al-Shawi, Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control Of Induction Motor / *Procedia Computer Science* 5 (2011), pp. 505–512.
11. *Aida Baghbany Oskouei, Ali Reza Dehghanzadeh.* Generalized space vector controls for MLZSI / *Ain Shams Engineering Journal* 6 (2015), pp. 1161–1169.
12. *Starikov A.V., Lisin S.L.* “Servo drive”, Patent of Russia No. 2605948, Date of publication: 10.01.2017, Bull. No 1.
13. *Starikov A.V., Ovsyannikov V.N., Dzhabasova D.N.* Analog prototype of the high response time servo drive with an asynchronous motor / 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), 2017, pp. 1–4.
14. *Илчун С.Л.* Increasing of Speed Response of the Servo Drive with the Synchronous Motor / *Bulletin of the Samara State Technical University. Series «Engineering Science»*, vol. 4 (36), 2012, pp. 173–181.
15. *Starikov A.V., Starikov S.A.* “Servo drive with an asynchronous motor”, Patent of Russia No. 2358382, Date of publication: 10.06.2009, Bull. No 16.
16. *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.
17. *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.
18. *Starikov A.V., Kuznetsov V.V., Rokalo 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*, vol. 3 (55), 2017, pp. 75–79.
19. *Vygodsky M.Ya.* Reference book on higher mathematics, Moscow: Fizmatgiz, 1961, 783 p. State Standard 32144–2013, Norms of power quality in general-purpose power supply systems, Moscow: Standardinform, 2014, 16 p.

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

Представленная в журнал работа **должна обязательно содержать новые научные результаты**, нигде ранее не публиковавшиеся и не представленные к публикации в других изданиях.

В приоритетном порядке рассматриваются материалы докторских и кандидатских диссертаций.

Требования к оформлению статей находятся на сайте университета

<http://vestnik-teh.samgtu.ru>

К статье прилагаются:

- экспертное заключение;
- авторская справка;
- лицензионный договор передачи авторского права на публикацию;
- направление от организации (если авторы не работают в СамГТУ).

Статьи, не удовлетворяющие указанным правилам оформления, будут возвращены авторам без рассмотрения.

Статьи можно передать ответственному секретарю серии «Технические науки» И.Г. Минаковой (443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244. СамГТУ. Корп. 8, комн. 519).

Справки по телефонам:

337 07 00 – Эдгар Яковлевич Рапопорт

337 03 42 – Ирина Григорьевна Минакова

E-mail: vest_teh@samgtu.ru

Редколлегия журнала