

Алгоритмические особенности способов формирования симметричных выходных напряжений инверторов с ШИМ

ИВАНОВ В. М.

Предложены способы широтно-импульсной модуляции, основанные на сравнении опорного сигнала и трех модулирующих синусоидальных сигналов. Показано, что для улучшения гармонического состава выходных напряжений необходимо менять знак модулирующих сигналов 6 раз за период в точках, соответствующих естественной коммутации. Рассмотрены условия формирования сигналов управления автономным инвертором, позволяющие обеспечить максимальный коэффициент использования источника питания по напряжению.

Ключевые слова: автономный инвертор, синусоидальная ШИМ, модулирующие сигналы, источник питания, коэффициент использования

Автономные инверторы широко используются как в схемах регулируемого электропривода, так и в схемах источников вторичного электропитания. Одним из основных способов формирования выходных напряжений инверторов является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) по синусоидальному закону.

Регулировать напряжение инверторов с ШИМ можно как при постоянном, так и при переменном соотношении между опорной и моделирующей частотами. Для исключения субгармонических низкочастотных составляющих в выходном напряжении инвертора начала периодов опорной и моделирующей частот должны совпадать. Данные условия выполняются для трехфазного инвертора при кратности опорной и выходной частот, равной шести [1]. Эти условия соответствуют современному понятию базовой системы векторов, где процесс переключения силовых транзисторов инвертора описывается через вектор двоичных переменных. Вариант векторной ШИМ (синусоидальная векторная ШИМ) реализуется путем переключения между двумя базовыми векторами в пределах сектора, ограниченного данными векторами [2]. В качестве основных достоинств применения векторной ШИМ отмечают повышение коэффициента использования источника питания по напряжению и сокращение числа коммутаций. Заметим, что векторная ШИМ по сути является геометрической интерпретацией стандартной шеститактной коммутации, определяющей предельные значения шести базовых векторов напряжения. Формальное описа-

Methods of pulse-width modulation are proposed, central to which is comparison of a reference signal with three modulating sine-wave signals. It is shown that for improving the harmonic content of the output voltage it is necessary to change the sign of modulating signals six times for a period at the points corresponding to the moments of natural switching. Conditions of shaping signals for control of an independent inverter are considered under which the maximal power source voltage utilization factor is achieved.

Key words: independent inverter, sine-wave PWM, modulating signals, power supply source, utilization factor

ние процесса переключения силовых ключей через вектор двоичных переменных характеризуется ограничениями. В частности, оно не раскрывает варианты модуляции выходных напряжений и способы их комбинирования. Возможные варианты решения данных задач и являются предметом настоящей статьи.

Средние значения напряжений на периодах несущей частоты определяются соотношением времени включения силовых ключей верхней V_1, V_3, V_5 и нижней V_2, V_4, V_6 групп инвертора (рис. 1). Модуляция напряжений для каждой из фаз осуществляется независимо в соответствии с синусоидальным законом. Среднее значение напряжения на интервале несущей частоты пропорционально разности времен включенного состояния ключей полумоста. При этом значение и знак напряжения определяются моментом переключения силовых ключей определяется рассогласованием времени переключения ключей полумоста относительно середины периода несущей частоты.

Рассмотрим одностороннюю ШИМ, позволяющую в более явной форме оценить степень влияния управления на спектральный состав выходных напряжений. Для квантованных значений фаз модулирующих синусоидальных напряжений и опорных пилообразных сигналов несущей частоты моменты переключения ключей анодной группы (V_1, V_3, V_5) на ключи катодной группы (V_2, V_4, V_6) для фаз a, b, c инвертора (рис. 1) можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} q_{ak} &= \frac{p}{n} \{1 + mu \sin[(k-1)\frac{2p}{n}]\}; \\ q_{bk} &= \frac{p}{n} \{1 + mu \sin[(k-1)\frac{2p}{n} - \frac{2p}{3}]\}; \\ q_{ck} &= \frac{p}{n} \{1 + mu \sin[(k-1)\frac{2p}{n} + \frac{2p}{3}]\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где u – амплитуда относительного напряжения; m – коэффициент глубины модуляции; $k=1, 2, 3, \dots$ – номер интервала несущей частоты; $n= w/W$ – соотношение между несущей и выходной частотами.

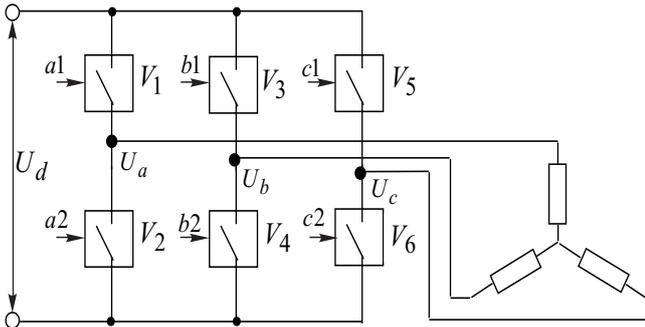


Рис. 1. Упрощенная схема автономного инвертора

Для упрощения анализа примем $n=6$. Диаграммы управляющих импульсов и напряжение фазы a показаны на рис. 2. Здесь показаны импульсы управления $a1$ только верхними ключами инвертора V_1, V_3, V_5 . Для каждой из фаз инвертора импульсы управления $a1, a4, a6$ нижних ключей по отношению к импульсам управления верхних ключей инверсные и дополняют их до периода несущей частоты. Гармонический состав выходных напряжений (рис. 2,а) может быть описан в виде простого гармонического ряда, коэффициенты которого определяются как

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{2mu}{3pk} \{ (\cos k0 - \cos kj) + [\cos(k\frac{p}{3} - j) - \cos k\frac{p}{3}] + \\ &+ 2[\cos k\frac{p}{3} - \cos(k\frac{p}{3} - j)] + [\cos k(\frac{2p}{3} - j) - \cos k\frac{2p}{3}] + \\ &+ 2[\cos k\frac{2p}{3} - \cos k(\frac{2p}{3} + j)] + [\cos k(p - j) - \cos kp] \}, \end{aligned}$$

где j – угол, равный разности фаз ($q_{ak} - q_{bk}$) или ($q_{ak} - q_{ck}$).

После преобразований данного выражения получим:

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{2mu}{3pk} \{ 1 - (-1)^k + 2\cos k\frac{p}{2} [\cos k\frac{p}{6} + \cos k(\frac{p}{2} - j)] + \\ &+ 2\cos k\frac{p}{6} [\cos k[(\frac{p}{2} - j) - 2\cos k(\frac{p}{2} + j)]] \}. \end{aligned} \quad (2)$$

Анализ выражения (2) показывает, что в выходном напряжении содержатся 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11-я и

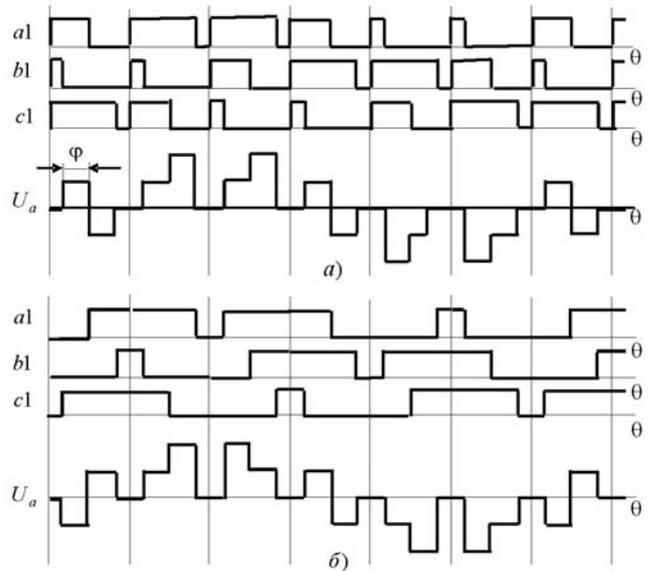


Рис. 2. Диаграммы управляющих импульсов и выходного напряжения U_a : а – при исходном законе синусоидальной модуляции; б – при учете изменения знака производной модулирующих сигналов

другие гармоники. Наличие четных гармоник обусловлено асимметрией выходных напряжений относительно оси абсцисс.

Для устранения асимметрии выходных напряжений порядок работы ключей анодной и катодной групп инвертора изменяют на противоположный каждый раз, когда начинают формировать вторую половину отрицательного или положительного напряжения для фаз нагрузки [3]. С учетом изменения знака производной модулируемой функции при переходе через максимум уравнение (1) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} q_{ak} &= \frac{p}{n} \{ (2k-1) + (-1)^{1+ent k\frac{l}{n}} mu \sin[(k-1)\frac{2p}{n}] \}; \\ q_{bk} &= \frac{p}{n} \{ (2k-1) + (-1)^{1+ent k\frac{l}{n}} mu \sin[(k-1)\frac{2p}{n} - \frac{2p}{3}] \}; \\ q_{ck} &= \frac{p}{n} \{ (2k-1) + (-1)^{1+ent k\frac{l}{n}} mu \sin[(k-1)\frac{2p}{n} + \frac{2p}{3}] \}, \end{aligned} \quad (3)$$

где ent – целочисленное значение; $l=2m$ – число переходов через максимум кривых выходных напряжений на периоде выходной частоты инвертора; $m=3$ – число фаз преобразователя.

На интервалах, соответствующих четным значениям $ent k\frac{l}{n} = 0, 2, 4, \dots$, происходит переход, при котором в начале периода несущей частоты включаются ключи катодной, а затем анодной группы. Нечетным значениям $ent k\frac{l}{n}$ соответствует обратный порядок работы ключей, входящих в фазы инвертора.

Коэффициенты разложения выходного напряжения (рис. 2,б) в ряд Фурье при управлении по предлагаемому способу будут равны:

$$b_k = \frac{2m}{3pk} \left\{ 1 - (-1)^k + \sin k \frac{p}{2} \left[2 \sin k \frac{p}{6} - 4 \sin k \left(\frac{p}{6} - j \right) \right] \cdot \left(\cos k \frac{p}{3} + 1 \right) \right\}. \quad (4)$$

Как следует из выражения (4), четные гармоники и гармоники, кратные трем, в спектре выходных напряжений отсутствуют.

Дополнительным достоинством рассмотренного способа управления является уменьшение числа коммутаций, так как в начале интервалов, соответствующих точкам естественной коммутации выходных напряжений, переключение ключей инверторов не производится.

При реализации рассмотренного способа возможны различные схемные решения и принципы формирования импульсов управления. Наиболее универсальным является принцип, основанный на сравнении опорного и модулирующего сигналов. Особенности данного принципа формирования управляющих импульсов рассмотрены в [5].

Модулирующий и несущий сигналы модулятора канала фазы a показаны на рис. 3, там же представлены широтно-импульсные сигналы \tilde{a} , \tilde{b} , \tilde{c} на выходах трех каналов сравнения. Для улучшения формы графика выходных напряжений U_a , U_b , U_c инвертора знак модулирующих сигналов изменяют 6 раз за период в моменты времени, соответствующие точкам естественной коммутации. Одновременно с изменением знака модулирующих сигналов в функции коммутационного сигнала d проводят изменение логического уровня широтно-импульсных сигналов управления на противоположный уровень. При этом формируются выходные сигналы \tilde{a} , \tilde{b} , \tilde{c} модулятора, которые затем используются для формирования комплементарных сигналов a_1 , a_2 , b_1 , b_2 и c_1 , c_2 управления верхними и нижними ключами инвертора. Для исключения сквозных токов фронт сигнала, по которому происходит переключение работы с верхнего на нижний ключ фазы инвертора или наоборот, формируют с задержкой. Выходные напряжения U_a , U_b , U_c симметричны как относительно оси абсцисс, так и ординат, что исключает появление четных гармоник.

Для реализации рассмотренного способа могут быть использованы как аналоговые, так и аналого-цифровые средства управления, в том числе микроконтроллеры (МК) с трехканальными ШИМ модуляторами. В системах управления инверторами на базе МК в качестве опорного сигнала ис-

пользуют сигнал треугольной или пилообразной формы. При этом сигнал треугольной формы можно представить как сумму двух сигналов пилообразной формы, определяющих эквивалентный результат модуляции выходных напряжений.

Основные ограничения, определяющие коэффициент использования источника питания по напряжению и действующее значение 1-й гармоники выходного напряжения, проявляются при углах модуляции, кратных $p/2$, и значениях углов, близких к ним. Традиционный подход при синусоидальном модулирующем сигнале ограничивает коэффициент использования напряжения при углах $p/2$ значением 0,5.

В [4] сформулированы условия, позволяющие расширить диапазон регулирования напряжения. Основным из условий является устранение влияния асимметрии моментов переключения ключей различных фаз инвертора. На рис. 4 показаны диаграммы управляющих импульсов и выходного напряжения фазы a на интервале $p/2$. В качестве опорных сигналов могут быть использованы сигналы пилообразной или треугольной формы. Относительные значения квантованных синусоидальных модулирующих сигналов, приведенных к уровню опорных, для фазы a равно 1, а для фаз b и c равно 0,25.

Длительность импульсов управления верхними ключами инвертора: для фазы a

$$Dq_a = Dq_{\max} = \frac{Dq_{\text{ср}}}{2} \left(1 + m \sin \frac{p}{2} \right);$$

для фаз b и c

$$Dq_{b,c} = Dq_{\min} = \frac{Dq_{\text{ср}}}{2} \left(1 - m \sin \frac{p}{6} \right);$$

где $Dq = 2p/n$ – длительность интервала несущей частоты; n – кратно 12; Dq_{\min} , Dq_{\max} – соответственно минимальная и максимальная длительность на интервале несущей частоты.

Среднее значение напряжения на данном интервале для фазы a равно

$$U_{\text{ср}} = \frac{2}{3} \frac{Dq_{\max} - Dq_{\min}}{Dq} U_d,$$

а его предельное значение при $m=1$ и $u=1$ составит $\frac{1}{2} U_d$, где U_d – напряжение источника питания.

Для повышения коэффициента использования источника питания по напряжению длительность корректируют следующим образом:

$$\tilde{Dq}_a = \frac{p}{n} \frac{Dq_{\max} - Dq_{\min}}{2};$$

$$\tilde{Dq}_{b,c} = \frac{p}{n} + \frac{Dq_{\max} - Dq_{\min}}{2}.$$

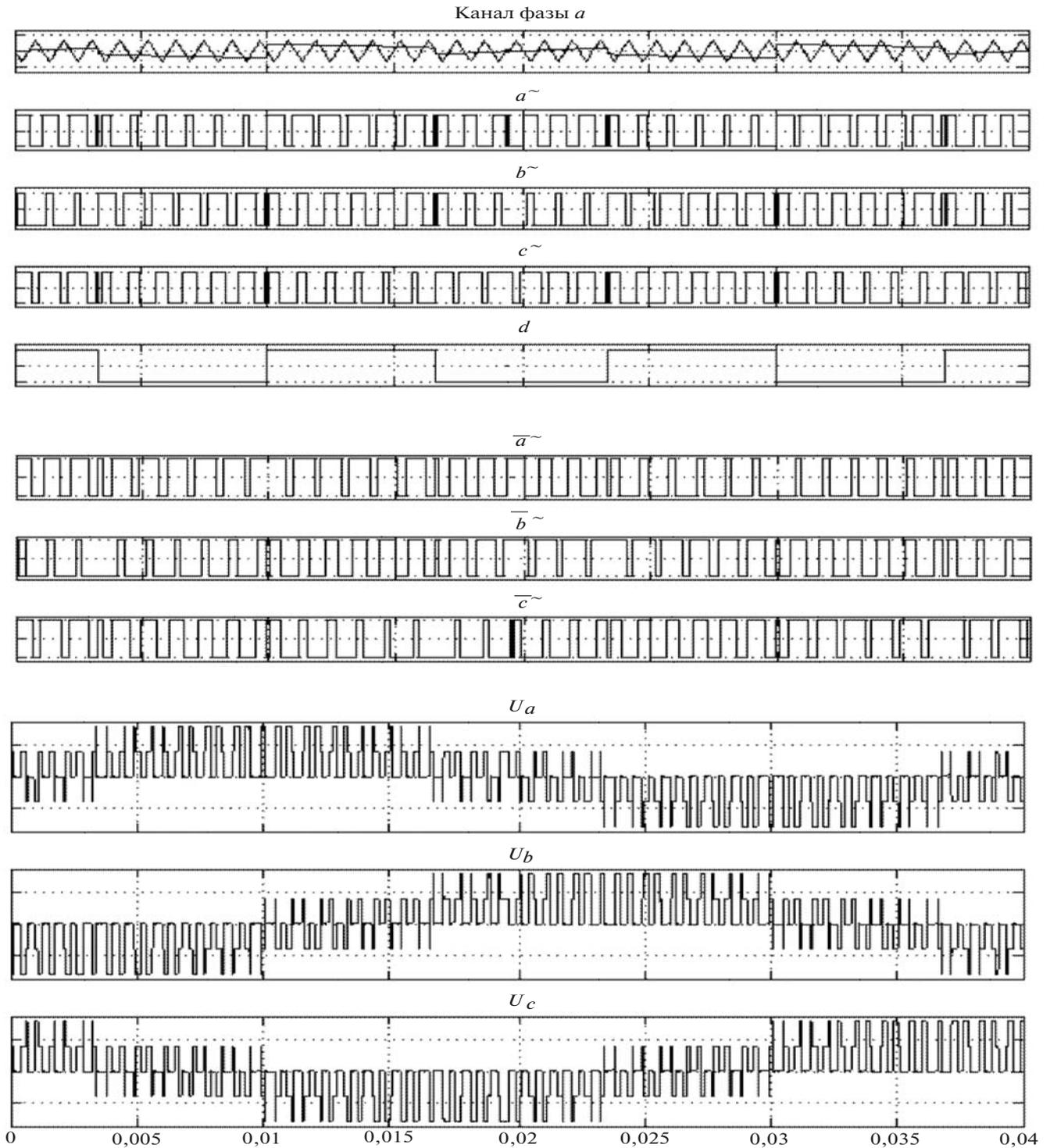


Рис. 3. Диаграммы управляющих импульсов и напряжений в линейной зоне работы модулятора

При этом среднее значение напряжения на интервале несущей частоты остается неизменным, а диапазон регулирования ограничивается только коэффициентом глубины модуляции m . Если принять $m=1$, то предельное значение фазного напряжения на интервале $p/2$ составит $2U_d/3$ от напряжения источника питания U_d . В общем случае для расширения линейного диапазона регулирования напря-

жения моменты переключения корректируют относительно середины периода несущей частоты следующим образом:

$$q_{k \min}^* = \frac{p}{n} - \frac{q_{k \max} - q_{k \min}}{2},$$

$$q_{k \max}^* = \frac{p}{n} + \frac{q_{k \max} - q_{k \min}}{2},$$

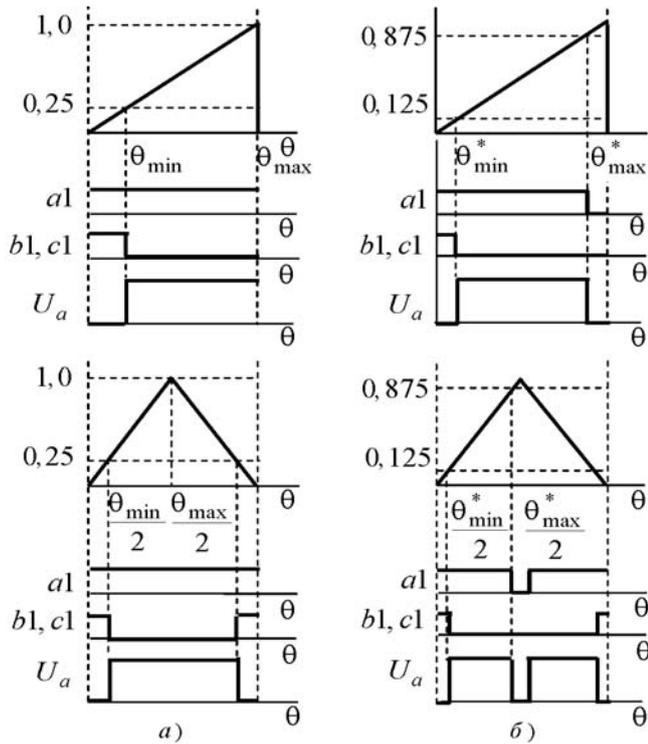


Рис. 4. Диаграммы управляющих импульсов и выходного напряжения фазы *a* на интервале $\rho/2$: *a* – исходные; *б* – скорректированные

где $q_{k \min}$, $q_{k \max}$ – минимальное и максимальное значения углов включенного состояния верхних ключей в фазах инвертора, определенных системой уравнений (3).

Дополнительный анализ и пересчет углов управления позволяют расширить диапазон регулирования в линейной зоне частот и напряжений. Однако при этом требуются дополнительные вычисления при реализации системы управления на МК. Более простой вариант повышения коэффициента использования напряжения основан на учете насыщения модулятора, когда модулирующий сигнал по амплитуде больше опорного. В этом случае коммутация ключей фазы инвертора на интервалах несущей частоты при достижении максимума или минимума длительности управления не должна проводиться. Если учесть насыщение одного канала модулятора при углах, кратных $\rho/2$ и близких к ним, то за счет двух других каналов сохраняется возможность регулирования напряжения. Предельное значение напряжения и в этом случае на интервале $\rho/2$ составит $2U_d/3$.

Диаграммы управляющих импульсов и выходных напряжений в режиме насыщения модулятора показаны на рис. 5. При реализации режима насыщения модулятора на МК следует в этом случае учитывать особенности блоков сравнения кодов. Уровни модулирующих сигналов ограничиваются величинами, соответствующими значениям кода

опорного счетчика, равным нулю и максимально возможному. При вхождении модулирующего сигнала одной из фаз в зону ограничений переключения ключей инвертора в этой фазе не проводится, а регулирование напряжения осуществляется за счет коммутации ключей в других фазах. Спектральный состав выходных напряжений остается приемлемым и имеет четко выраженную первую гармонику. В предельном случае выходное напряжение на интервалах коммутации будет соответствовать значениям базовой системы векторов. Импульсы управления ключами верхней группы инвертора будут сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi/3$ при их длительности, равной ρ .

Исследования показывают, что для принятого соотношения частот в линейной зоне регулирования напряжений ближайшими к первой являются 11-я и 13-я гармоники. С уменьшением выходной частоты происходит относительный рост высших гармоник, обусловленных коммутационными процессами. В верхней части диапазона регулирования частоты и напряжения происходит переход к стандартной 6-тактной коммутации. Предельная длительность углов управления будет равна ρ . В зависимости от такта и состояния ключей инвертора напряжения фаз U_a , U_b , U_c могут принимать одно из возможных значений: $\pm(2/3)U_d$, $\pm(1/3)U_d$. В этом случае, как и в пространственно-векторной ШИМ, достигается предельное значение коэффициента использования источника питания по напряжению. При этом в выходном напряжении содержатся нечетные гармоники, из которых наибольшее влияние на нагрузку оказывают пятая и седьмая гармоники. Данный режим соответствует пространственно-векторной модуляции, обеспечивающей максимальное использование источника питания по напряжению.

Таким образом, рассмотренные способы формирования управляющих сигналов позволяют улучшить гармонический состав выходных напряжений инвертора и обеспечить максимально возможный коэффициент использования источника питания по напряжению при переходе в зону регулирования верхних частот и напряжений. Использование сигнала пилообразной формы в качестве опорного обеспечивает аналогичные результаты. По сравнению с сигналом треугольной формы в этом случае расширяется полоса пропускания модулятора.

В верхнем диапазоне регулирования частот для избежания амплитудных и фазовых искажений выходных напряжений инвертора целесообразен переход на режим работы с сохранением постоянства соотношения между несущей и модулирующей частотами. Минимум искажений напряжений обеспечивается при выборе соотношения между несущей и модулирующей частотами, кратного шести.

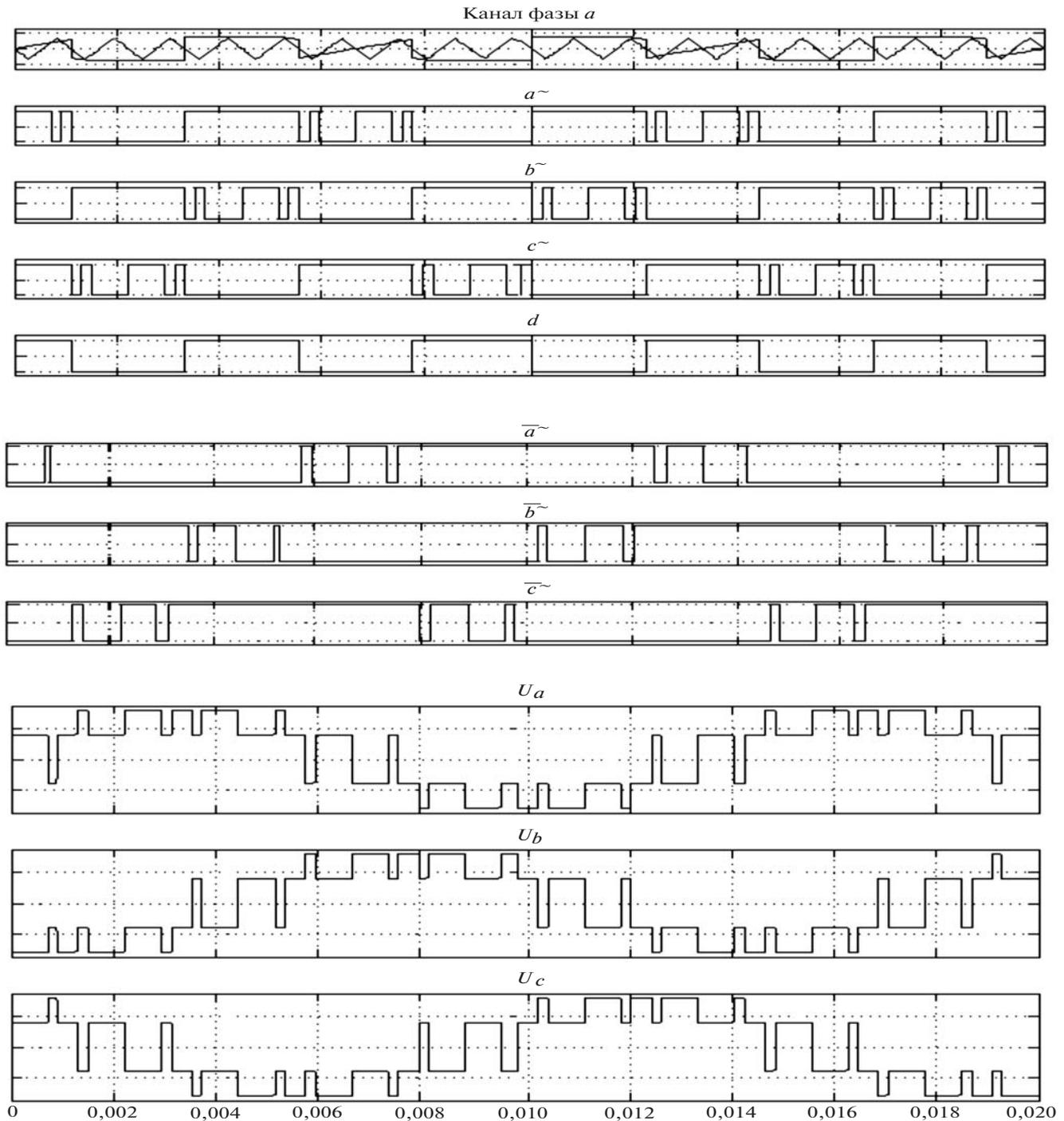


Рис. 5. Диаграммы управляющих импульсов и выходных напряжений в режиме насыщения модулятора

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сандлер А. С., Гусяцкий Ю.М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1968.
2. Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors (Literature Number: BPR073) — Texas Instruments Europe, 1998, February.
3. А.с. №731551 (СССР). Способ управления тиристорами автономного инвертора/В.М. Иванов, Г.В. Логинов, Г.М. Юдин. — БИ, 1980, №16.
4. А.с. №1815777 (СССР). Способ управления ключами трехфазного инвертора/В.М. Иванов. — БИ, 1993, №18.
5. Патент РФ № 2326486. Способ формирования широтно-

импульсных сигналов управления автономного инвертора /В.М. Иванов. — БИ, 2008, №16.

[23.03.11]

Автор: Иванов Владимир Михайлович окончил энергетический факультет Ульяновского политехнического института в 1972 г. Кандидатскую диссертацию «Автоматическое управление процессом стабилизации скорости резания на станках токарной группы» защитил в Пермском политехническом институте в 1982 г. Доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Ульяновского государственного технического университета.