

Структурно-алгоритмический синтез трёхфазных тяговых инверторов напряжения

МЫЦЫК Г.С., СО НЕ НЕ ХЕЙН, ВОРОНЦОВ К.А.

НИУ «МЭИ», Москва, Россия

Статья посвящена развитию подхода к структурно-алгоритмическому синтезу устройств силовой электроники на основе многоканального преобразования энергетического потока. Ранее рассмотрено получение сильноточного выхода при ограниченных по току возможностях полупроводниковых ключевых элементов [1]. В данной работе подход распространён на использование высоковольтных ключевых элементов с ограниченным рабочим напряжением. Особенностью подхода является использование трансфильтров для выравнивания мгновенных значений напряжения каналов при одновременном заграждающем действии высших гармонических составляющих. Реализуемость подхода показана на примере двух вариантов формирования выходного напряжения двухканального трёхфазного инвертора: по алгоритмам амплитудно-импульсной и широтно-импульсной модуляции. Адекватность результатов структурно-алгоритмического синтеза подтверждена имитационным компьютерным моделированием в среде OrCAD / PSpice [2]. Определены взаимосвязи между входным и выходным напряжениями инвертора, необходимые при проектировании. Рассмотрен принцип работы трансфильтров и дана оценка их габаритной мощности в долях от мощности нагрузки (по основной гармонике). Приведены рекомендации по применению трёхфазного инвертора напряжения в высоковольтном тяговом частотно-управляемом электроприводе железнодорожного подвижного состава.

Ключевые слова: многоканальное преобразование энергетического потока, трёхфазный инвертор напряжения, высоковольтный вход, структурно-алгоритмический синтез, амплитудно-импульсная модуляция, широтно-импульсная модуляция, трансфильтр

Основой устройств силовой электроники являются полупроводниковые ключевые элементы (диоды, транзисторы). Как показывает практика, требования к показателям мощности единичных ключевых элементов значительно опережают их реальные возможности. Традиционным решением проблемы является параллельное соединение элементов – при обеспечении в электронных преобразователях высокого значения рабочего тока, и их последовательное соединение – при обеспечении в них высокого рабочего напряжения. Применительно к рассматриваемому классу трёхфазных инверторов напряжения (ТИН) простое увеличение числа полупроводниковых ключевых элементов не приводит к улучшению качества выходного напряжения, т.е. алгоритмы его формирования при этом остаются прежними. К тому же, для повышения эффективности этих способов требуются дополнительные средства по равномерному распределению напряжения и тока между элементами, что усложняет технологию изготовления устройства и понижает его КПД.

При повышенной мощности преобразования параметров электрической энергии совершенствование ТИН идёт в направлении улучшения электромагнитной совместимости (ЭМС), чему посвящены публикации по разработке и исследованию многоуровневых инверторов напряжения [1, 3–16]. Принципиальными

отличиями рассматриваемого синтеза ТИН являются: 1) наличие высоковольтного входа (напряжение питания ТИН 6–12 кВ); 2) специфическая, многоканальная трёхфазная нагрузка в виде M тяговых двигателей; 3) чётко сформулированный единый подход к его реализации при любом (требуемом по условиям заданной мощности и ЭМС) числе уровней квантования выходного напряжения.

Прямой и обратный синтез электронных преобразователей. Использование многоканального преобразования (МКП) энергетического потока [1, 2–5] позволяет увеличить мощность ТИН параллельным включением инверторных модулей (каналов) с соответствующими алгоритмами формирования их выходного напряжения. При этом равномерное распределение токов между каналами (при одновременном усреднении мгновенных значений напряжения каналов на их общем выходе) обеспечивается уравнительными реакторами – трансфильтрами [1]. При таком способе синтеза ТИН с МКП (М-ТИН) с увеличением числа каналов (и соответственно выходной мощности) качество выходного напряжения улучшается, а КПД не снижается.

Важно отметить два методологически разных подхода к синтезу ТИН: первый – традиционный (*прямой синтез*), когда приоритет отдаётся известной топологии схемы с выбранной алгоритмической характери-

стикой, а ключевые элементы её «обслуживают»; и второй – нетрадиционный (*обратный синтез*), когда приоритет отдаётся возможностям ключевых элементов (учёту их рабочих напряжения и тока), а структурно-алгоритмическая организация ТИН направлена на их «обслуживание». Принцип многоканального преобразования является примером обратного синтеза. Ему посвящена работа применительно к задаче повышения уровня напряжения питания ТИН. Задача наращивания выходной мощности ТИН за счёт повышения напряжения (например, от 3 до 6–12 кВ [6]) актуальна для железнодорожного транспорта [15] и пока не решена эффективно.

Одновременно решается и задача понижения (до приемлемого значения) уровня напряжения на нагрузке. Таким образом, цель работы можно сформулировать и как синтез структурно-алгоритмической организации ТИН с МКП, обеспечивающий понижение рабочего напряжения на ключевых элементах (в общем случае, как показано далее, в M раз) относительно высокого напряжения общего источника питания E_{II} .

Идея обратного синтеза рассмотрена на примере двухканального ТИН (2-ТИН). Снизить рабочее напряжение на ключевых элементах двух ТИН в два раза относительно напряжения питания E_{II} можно последовательным соединением их шин питания (рис.1).

На рис. 1 инвертор выполнен в виде двух ТИН – 1 и 4, представляющих собой два канала. Три двухобмоточных трансформатора (ЗТФ-2) 5, 6, 7 обеспечивают равномерное распределение тока между каналами и фильтрацию гармоник. Одну обмотку каждого из трёх ТФ-2 (5.1) последовательно включают между фазным выходом одного канала (1.7) и выходным его выводом 8, а вторую обмотку 5.2 аналогичным образом (в этой же фазе) включают во втором канале, но с противоположной полярностью. Обе обмотки выполняют магнитосвязанными магнитопроводом 5. На входе каждого канала установлены конденсаторы 1.10 и 4.10, выполняющие роль делителей напряжения. Топология ТИН такого класса далее обозначается как 2П-ТИН+ЗТФ-2.

Одной из особенностей этого решения является необходимость равенства трехфазных нагрузок 14 и 15, которые должны выполняться гальванически развязанными. Нагрузками могут быть либо обмотки электрических машин (двигателей), либо первичные обмотки трёхфазного трансформатора напряжения (рис. 2). Для упрощения анализа первичная 14 и вторичная 16 обмотки по числу витков выполнены одинаковыми, а число витков обмотки 15 должно быть принципиально большим (в $\sqrt{3}$ раз).

Заметим, что для обеспечения равенства максимальных рабочих напряжений на ключевых элементах

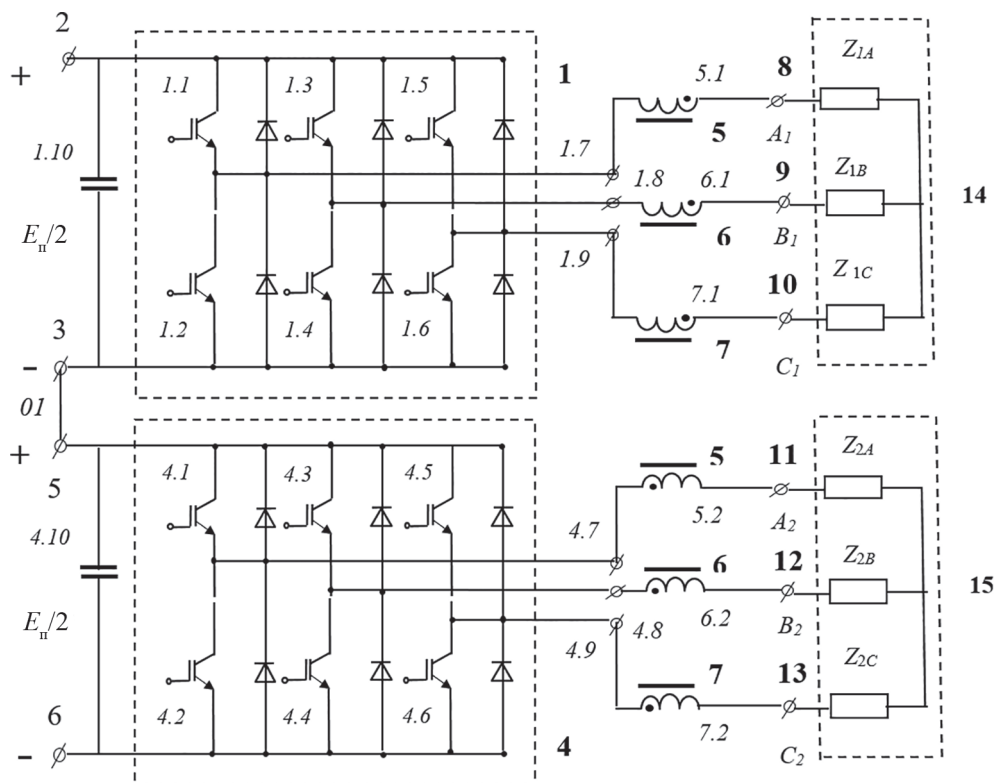


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема двухканального высоковольтного трехфазного инвертора напряжения с двухканальной нагрузкой 14, 15

Fig. 1. Schematic diagram of a two-channel high-voltage three-phase voltage inverter with a two-channel load 14, 15

(транзисторах) конденсаторы 1.10 и 4.10 (рис.1) в каналах должны иметь ёмкость, соответствующую току нагрузки. Схема (рис. 1 и 2) успешно прошла основные тестовые испытания с помощью имитационного компьютерного моделирования в среде OrCAD/PSpice [2] на адекватность проектному замыслу. Результаты моделирования представлены на рис. 3 и в табл.1.

На рис. 3 показаны осциллограммы рабочих процессов в ТИН (рис. 1 и 2): напряжение на транзисторах 1-го и 2-го каналов (рис. 3,а); напряжение фазы А на выходе ТИН 1 и ТИН 4 (до ТФ) и токи в обмотках 14, 15 этой же фазы трансформатора 17 (рис. 3,б и в); напряжение на обмотке 5.1 ТФ 5 и ток в ней (рис. 3,з); напряжение фазы А на вторичной обмотке 16 и ток через неё при RL-нагрузке с $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$ (рис. 3,д).

Модели выходных напряжений каналов и результирующего выходного напряжения 2П-ТИН+3ТФ-2. Из осциллограмм (рис. 3) видно, что выходные фазные напряжения каналов имеют разную форму: «пьеDESTAL» и «квазимеандр с паузой $\pi/3$ ». Напряжения j -й фазы для 1-го и 2-го каналов (до 3ТФ-2) в общем виде (для одноканальных вариантов) имеют соответственно вид (1) и (2):

$$u_{2j}^I = \frac{3}{\pi} U_{2jm}^I \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(6k \mp 1)} \sin \left\{ (6k \mp 1) \left[\omega t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\}, \quad (1)$$

где E_n – напряжение питания; $U_{2jm}^I = (2/3)E_n$ – максимальное напряжение с формой «пьеDESTAL»; в двухканальном варианте максимальное напряжение будет в 2 раза меньше:

$$U_{2jm}^I = \left(\frac{2}{3} \frac{E_n}{2} \right) = \frac{E_n}{3}; \quad (1a)$$

$$u_{2j}^{II} = \frac{4}{\pi} U_{2jm}^{II} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos \left[(2k-1) \pi / 6 \right]}{(2k-1)} \times \sin \left\{ (2k-1) \left[\omega t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\}, \quad (2)$$

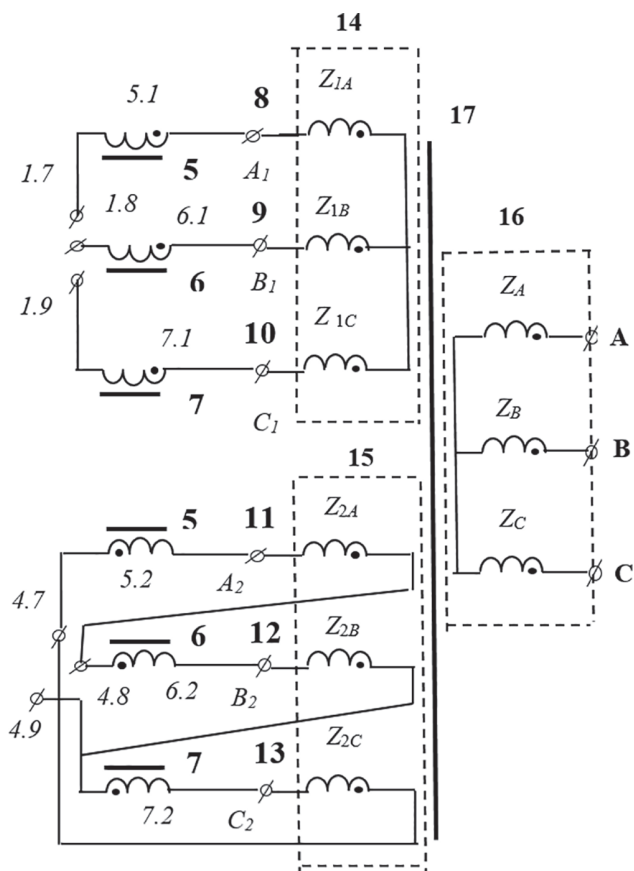


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема варианта нагрузки 2П-ТИН+3ТФ-2 по рис. 1
Fig. 2. Schematic diagram of the load variant for 2P-VSI + 3TF-2 shown at Fig. 1

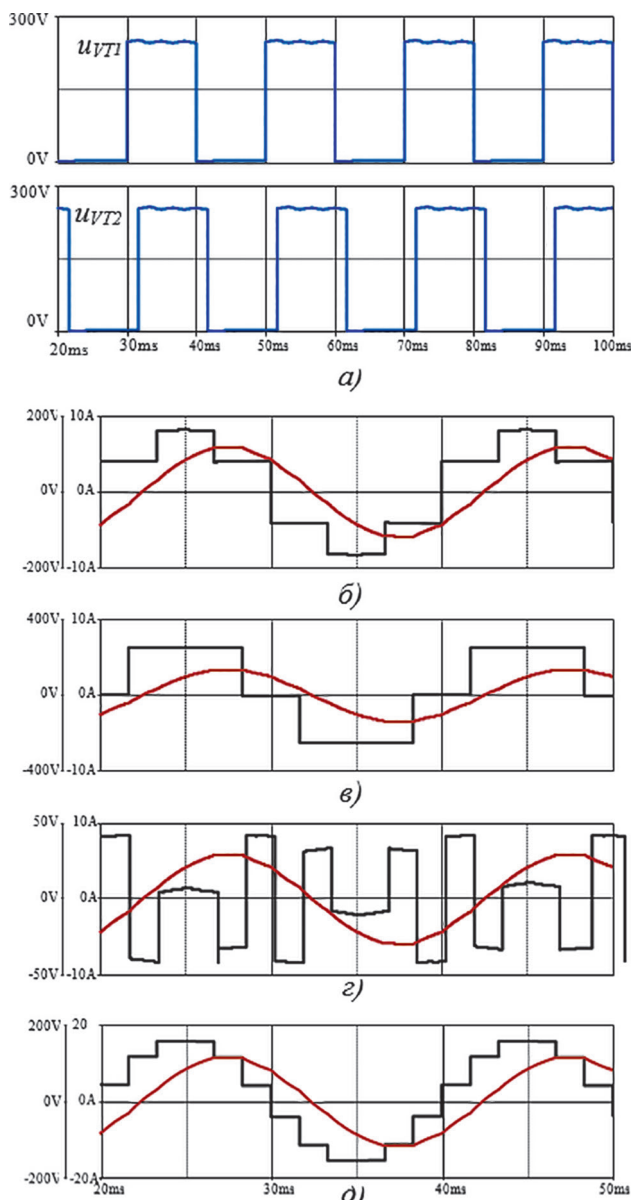


Рис. 3. Осциллограммы рабочих процессов в инверторе 2П-ТИН+3ТФ-2 по рис. 1 и 2
Fig. 3. Oscillograms of working processes in the inverter 2P-VSI + 3TF-2 according to Fig.1 and 2

где $U_{2jm}^{\text{II}} = E_{\text{п}}$ – максимальное напряжение с формой «квазимеандр с паузой $\pi/3$ »; $j = 1(A), 2(B), 3(C)$ – цифровой и буквенный индексы фазы.

Аналогично 1-му каналу в двухканальном варианте

$$U_{2jm}^{\text{II}} = \frac{E_{\text{п}}}{2}. \quad (2a)$$

Спектры (1) и (2) характеризуются содержанием в них нечётных гармоник, не кратных трём.

Методика определения результирующей формы напряжения 2П-ТИН+3ТФ-2. Трансформатор 17 (рис. 2) работает в нетрадиционном режиме двойного электропитания. Несмотря на разницу в витках первичные обмотки 14, 15 характеризуются одинаковыми значениями ампер-витков и создают в магнитопроводе 17 общий магнитный поток в виде двух равных (по основным гармоникам) частей. Уравниванию подлежат лишь магнитные потоки в обмотках от высших гармоник. Эту задачу решают три ТФ-2. Таким образом, для проектирования системы (включая трансформатор напряжения ТН) нужно определить форму напряжения непосредственно на обмотках 14, 15, 16 с учётом функционирования трёх узлов ТФ-2. Факт одинаковых (по основной гармонике) магнитных потоков, создаваемых двумя обмотками, позволяет (для удобства анализа) привести вторую обмотку 15 по числу витков к первой 14. Для этого разделим напряжение j -й обмотки 2-го канала на $\sqrt{3}$, а её ток умножим на $\sqrt{3}$. Фактически эту логику реализует ТФ-2. Сохранив то же значение мощности этой обмотки (и значение её ампер-витков), необходимо обеспечить равенство и основных гармоник напряжения каналов в спектрах (1), (2), выраженные через их максимальные значения U_{2jm}^{I} и U_{2jm}^{II} . Используя модели (1) и (2), найдём амплитуды основных гармоник напряжения каналов (при $k = 0$ и $k = 1$ соответственно):

$$U_{2j(1)m}^{\text{I}} = \frac{3}{\pi} U_{2jm}^{\text{I}}; \quad (3)$$

$$U_{2j(1)m}^{\text{II}} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} U_{2jm}^{\text{II}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3}. \quad (4)$$

Приравняв правые части моделей (3) и (4), определим необходимую взаимосвязь между максимальными значениями напряжения каналов:

$$\frac{3}{\pi} U_{2jm}^{\text{I}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} U_{2jm}^{\text{II}}; \quad (5)$$

$$U_{2jm}^{\text{II}} = \frac{3}{2\sqrt{3}} U_{2jm}^{\text{I}} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2jm}^{\text{I}} = 0,866 U_{2jm}^{\text{I}}. \quad (5a)$$

Для удобства анализа далее будем использовать также и относительные единицы:

$$U_{2jm}^{\text{I}*} = 1; U_{2jm}^{\text{II}*} = \frac{U_{2jm}^{\text{II}}}{U_{2jm}^{\text{I}}} = 0,866. \quad (6)$$

Принцип работы трансфилтра. Режим двойного питания трансформатора характеризуется вкладом в общий магнитный поток одинаковых частей потока каждой из двух обмоток. Следовательно, при заданной топологии обмоток 14, 15 и коэффициенте трансформации между ними значение основной гармоники напряжения 1-го канала и, соответственно, значение основной гармоники напряжения 2-го канала, приведённого к обмотке 1-го канала, будут равны. В этом случае ТФ-2 не будет реагировать на разницу в значениях основных гармоник напряжения в каналах, поскольку она будет равна 0, что подтверждается результатами имитационного компьютерного моделирования. С учётом функциональных свойств ТФ-2 данное соображение создаёт основу для определения необходимых взаимосвязей между параметрами исходных напряжений (1), (2) и результирующим (выходным) напряжением.

Приведённый анализ отражает процесс функционирования трёх ТФ-2, выполняющих свою имманентную функцию выравнивания (усреднения) на каждом интервале квантования мгновенных значений исходных выходных напряжений каналов ТИН с формой «пьедестал» $u_{2j}^{\text{I}}(t)$ (рис. 3,б) и «квазимеандр с паузой $\pi/6$ » $u_{2j}^{\text{II}}(t)$ (рис. 3,в). Трансфилтры в каждой j -й фазе «определяют» разность этих напряжений $\Delta u(t)$ (рис. 3,г)

$$\Delta u(t) = u_{2j}^{\text{I}}(t) - u_{2j}^{\text{II}}(t),$$

делят её между двумя обмотками ТФ-2 поровну (5а), а затем, согласно топологии и полярности их включения в выходной силовой цепи ТИН 1 и ТИН 4, эту разность (делённую на 2) или вычитают из напряжения того ТИН (1), у которого оно больше, или добавляют к напряжению того ТИН (4), у которого оно меньше. В результате напряжение на всех обмотках ТН принимает трёхступенчатую (на $1/4$ периода) форму (рис. 3,д).

Для основных гармоник напряжения и тока три ТФ-2 являются «прозрачными» и оказывают заграждающее воздействие только для противофазных высших гармоник напряжения в каналах. В исходных спектрах (1), (2) напряжений каналов ближайшими гармониками являются: 5 и 7, 17 и 19, 29 и 31 и т.д., а в результирующем напряжении остаются гармоники: 11 и 13, 23 и 25, 35 и 37 и т.д. Качество выходного напряжения улучшилось при этом в 2 раза (с $K_r(u) = 0,31$ до $K_r(u) = 0,152$). В общем виде номер любой гармоники может быть определен следующей дискретной переменной: $12k \mp 1$, где $k = 0; 1; 2; \dots; \infty$ – любое целое число.

Определение уровней ступеней результирующего напряжения. Для моделирования результирующего напряжения необходимо знать численные значения трёх ступеней в результирующем напряжении (рис. 3,д). Рассчитаем их, например, для той же 1-й фазы (А). Обозначим ступени в порядке возрастания их уровня: 1, 2, 3-я. Начнём с 3-й ступени напряжения. Разность численных её значений в напряжениях 1-го и 2-го каналов равна:

в отн.ед.

$$\Delta U_3^* = 1,0 - 0,866 = 0,134; \quad (7)$$

в общем виде (в абс.ед.) согласно (5), (5а)

$$\Delta U_3 = U_{2jm}^I - U_{2jm}^{II} = U_{2jm}^I \left(\frac{2 - \sqrt{3}}{2} \right) = 0,134 U_{2jm}^I. \quad (7а)$$

Тогда результирующее значение этой ступени в 1-м и 2-м каналах (в отн.ед. и абс. ед. соответственно) будет равно:

для 1-й ступени 1-го канала

$$U_{3m}^{I*} = 1,0 - \frac{\Delta U_3^*}{2} = 1,0 - 0,134 / 2 = 0,933; \quad (8)$$

$$U_{3m}^I = U_{2jm}^I \left(1 - \frac{2 - \sqrt{3}}{2} \right) = \left(\frac{2 + \sqrt{3}}{4} \right) U_{2jm}^I = 0,933 U_{2jm}^I; \quad (8а)$$

для 2-го канала

$$U_{3m}^{II*} = 0,866 + \frac{0,134}{2} = 0,933; \quad (9б)$$

$$U_{3m}^{II} = U_{2jm}^I \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{2 - \sqrt{3}}{2} \right) = \frac{\sqrt{3} + 2}{4} U_{2jm}^I = 0,933 U_{2jm}^I. \quad (9в)$$

Для 2-й ступени 1-го и 2-го каналов по аналогии получим (в отн.ед.):

$$\Delta U_2^* = 0,5 - 0,866 = -0,366; \quad (10)$$

$$U_{2m}^{I*} = 0,5 - \left(-\frac{0,366}{2} \right) = 0,683; \quad (10а)$$

$$U_{2m}^{II*} = 0,866 + \left(-\frac{0,366}{2} \right) = 0,683. \quad (10б)$$

Для 1-й ступени 1-го и 2-го каналов:

$$\Delta U_1^* = 0,5 - \frac{0,5}{2} = 0,25; \quad (11)$$

$$U_{1m}^{I*} = 0,5 - 0,25 = 0,25; \quad (11а)$$

$$U_{1m}^{II*} = 0 + 0,25 = 0,25. \quad (11б)$$

Получен искомый результат: в двух первичных обмотках напряжения одинаковы по форме, но поскольку реальное значение напряжения на обмотке 15 (до процедуры приведения) должно быть больше в $\sqrt{3}$ раз, то спектр (2) на это же число следует умножить. Аналогично определяется напряжение и на выходной обмотке 16.

Полученная трёхступенчатая форма напряжения относится к амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) – одному из способов импульсно-модуляцион-

ного усиления-воспроизведения аналоговых сигналов заданной формы – в данном случае синусоидальной. Поэтому данную структурно-алгоритмическую организацию ТИН для краткости будем обозначать как 2П-ТИН+3ТФ-2 с АИМ.

Возврат к исходному (общепринятому) анализу.

Для перехода от относительных к абсолютным единицам необходимо полученные численные результаты ступеней умножить на параметр U_{2jm}^I , поскольку $U_{2jm}^{I*} = 1 = U_{2jm}^I$. Одновременно перейдём от одноканальной схемы к двухканальной, в результате чего напряжение питания канала станет в два раза меньше (согласно (1а) и рис. 1):

$$U_{3m}^I = 0,933 U_{2jm}^I = 0,933 \frac{2}{3} \frac{1}{2} E_{п} = 0,311 E_{п}; \quad (12)$$

$$U_{2m}^I = 0,683 U_{2jm}^I = 0,683 \frac{2}{3} \frac{1}{2} E_{п} = 0,2277 E_{п}; \quad (13)$$

$$U_{1m}^I = 0,25 \frac{2}{3} \frac{1}{2} E_{п} = 0,0833 E_{п}.$$

Для нормирования (и классификации) полученной трёхступенчатой формы выходного напряжения нужно выразить уровни её ступеней в отн.ед. через его максимальное значение 3-й (наибольшей) ступени:

$$U_{3m}^{I*} = \frac{0,311}{0,311} = 1,0; \quad (14)$$

$$U_{2m}^{I*} = \frac{0,2277}{0,311} = 0,732; \quad (15)$$

$$U_{1m}^{I*} = \frac{0,0833}{0,311} = 0,268. \quad (16)$$

Оказывается, что при данном способе трёхступенчатой аппроксимации напряжения синусоидальной формы полученная форма напряжения удовлетворяет критерию минимума его искажения. Согласно [5] такая форма характеризуется параметрами: коэффициентом гармоник $K_{г(u)} = 0,152$; числом равновременных интервалов квантования напряжения на полупериоде $a = 6$; числом ступеней на $1/4$ периода $N = 3$; числом одинаковых уровней ступеней квантования в центре полупериода $p = 2$. Этот факт не может быть случайным, скорее всего, он свидетельствует о некоторых закономерностях синтеза и свойствах устройств преобразовательной техники различных классов, которые со временем могут быть сформулированы в форме аксиом. Полученные результаты (14)–(16) подтверждены имитационным компьютерным моделированием (рис. 3,д и табл.1).

Спектр результирующего напряжения. В основу формирования искомого напряжения положим модель напряжения 1-го канала (1). Максимальное значение

напряжения в 1-м канале определяется моделью 3-й степени (8а).

В свою очередь в двухканальном варианте параметр U_{2jm}^1 через напряжение питания E_n определяется моделью (1а). Подставив U_{2jm}^1 из (1а) в (8а), получим максимальное значение напряжения на первичной обмотке 14 1-го канала:

$$U_{3m}^1 = \left(\frac{2+\sqrt{3}}{4} \right) \left(\frac{2}{3} \frac{1}{2} E_n \right) = \left(\frac{2+\sqrt{3}}{12} \right) E_n = 0,311 E_n. \quad (17)$$

С учётом устранения массивов противофазных гармоник в исходном спектре напряжения (1) получим модель напряжения в 1-м канале:

$$u_{2jm}^1(t) = \frac{3}{\pi} \left(\frac{2+\sqrt{3}}{12} \right) E_n \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(12k \mp 1)} \times \sin \left\{ (12k \mp 1) \left[\omega t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\}. \quad (18)$$

Содержание основной гармоники (при $k=0$):

$$U_{2jm}^1 = \frac{3}{\pi} \left(\frac{2+\sqrt{3}}{12} \right) E_n = 0,297 E_n. \quad (19)$$

Заметим, что в сравнении с одноканальным вариантом (1) содержание основной гармоники напряжения канала (в двухканальном варианте) уменьшилось в 2,14 раза. Но вместе с этим результирующий ток нагрузки равномерно распределился между двумя каналами, что позволило снизить вдвое токовую нагрузку на транзисторы. Вдвое же снизилось и рабочее напряжение на них, что подтверждает достижение поставленной задачи синтеза ТИН с высоковольтным входом при ограниченных возможностях ключевых элементов по напряжению. Результаты компьютерного моделирования представлены на рис. 3 и в табл. 1.

Предложенная структурно-алгоритмическая организация ТИН с АИМ с высоковольтным входом может быть распространена и на большее число каналов.

Использование алгоритма формирования выходного напряжения с ШИМ. Область целесообразного применения ТИН с АИМ – источники вторичного

электропитания централизованного типа (с глубиной регулирования с целью стабилизации напряжения до 25 % [5]).

Для частотно-управляемого электропривода наиболее целесообразно использование алгоритма широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В этом случае в качестве обмоток 14, 15 (рис. 1) могут использоваться или две одинаковые по числу витков и уложенные в одних и тех же пазах якорные обмотки двигателя, или два одинаковых по мощности двигателя. Коэффициент трансформации между обмотками ТФ-2 должен быть равен единице.

Применительно к рассматриваемой двухканальной структуре ТИН с МКП для формирования его выходного напряжения с ШИМ используется традиционный способ. В данном случае его особенностью (рис. 1 и 4) являются: использование двухфазного развёртывающего напряжения частотой $f_p \approx (20-30)f_2$ в виде двух знакопеременных сигналов симметричной треугольной формы с максимальным значением U_{pm} и с фазовым сдвигом их между собой на полпериода (рис. 4); формирование алгоритмов управления ТИН 1 и ТИН 4 (рис. 1) путём сравнения этих развёртывающих сигналов с трёхфазной системой сигналов задания синусоидальной или квазисинусоидальной формы с максимальным значением U_{ym} частотой f_2 . (Замечание к рис. 4: при синтезе систем управления ТИН с ШИМ вместо знакопеременных развёртывающих сигналов (развёрток) используются знакопостоянные развёртки).

Глубокое регулирование напряжения осуществляется изменением отношения $\mu = U_{ym}/U_{pm}$ от 1 до 0. При синусоидальном сигнале задания и $\mu=1$ взаимосвязь амплитуды напряжения основной гармоники $U_{2(1)jm}^1$ с напряжением электропитания E_n :

$$U_{2(1)jm}^1 = \frac{1}{4} E_n. \quad (20)$$

Результаты исследования структурно-алгоритмической организации 2П-ТИН+3ТФ-2 при ШИМ-алгоритме управления (не по синусоидальному, а по более эффективному квазитрапецеидальному закону) представлены на рис. 5 и в табл. 1.

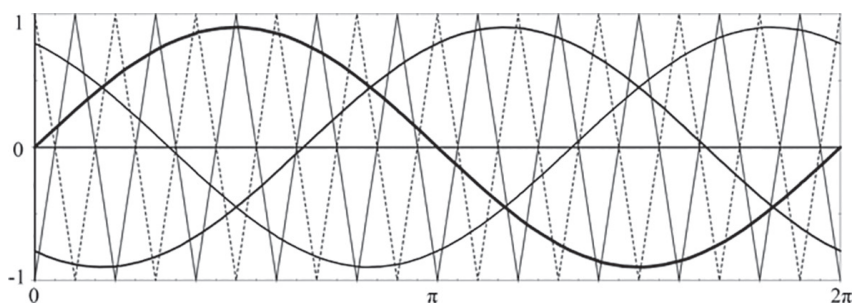


Рис. 4. Двухфазная система развёртывающих сигналов пилообразной формы (непрерывная линия и пунктир) и трехфазная система сигналов задания синусоидальной формы, общая для трёх фаз двух каналов ТИН

Fig. 4. Two-phase carrier signal system (a continuous line and a dotted line) and 3-phase sinusoidal reference signal system, common for the three phases of two VSI channels

На осциллограммах рис. 5 представлены: *a* – выходные напряжения и токи каналов (фазы *A*); *б* – напряжения на обмотках ТФ-2 (фазы *A*) и токи через них; *в* – потребляемый от сети ТИН ток $i_n(t)$ и токи на входе 1-го и 2-го его каналов $i_{тин1}(t)$, $i_{тин2}(t)$; *г* – напряжения на транзисторах 1-го и 2-го каналов ТИН $u_{VT1}(t)$, $u_{VT2}(t)$; *д*, *е*, *ж* – спектрограммы соответствующих процессов. Моделирование проведено при тактовой частоте ШИМ $f_T = 1200$ Гц и частоте основной гармоники выходного напряжения $f_{2(1)} = 50$ Гц.

О расчёте габаритной мощности ТФ-2. При оценке массогабаритных показателей ТФ удобно применить понятие габаритной мощности $S_{тф.г}$, которое используется при сопоставительной оценке трансформаторов напряжения (ТН) в трансформаторно-выпрямительных устройствах. Особенность физики работы ТФ-2 относительно ТН заключается в том, что наряду с транзитным режимом передачи энергии по основной гармонике ТФ оказывает заграждающее воздействие для высших *M* фазных гармоник. По отношению к ним он работает в режиме холостого хода. Для двухобмоточного ТФ-2 показатель $S_{тф.г}$ через действующие значения напряжения $U_{Wтф}$ и тока $I_{Wтф}$ на одной из его обмоток определяется:

$$S_{тф.г} = U_{Wтф} I_{Wтф}. \quad (21)$$

Оценка ТФ-2 для 2П-ТИН+3ТФ-2 с АИМ. Поскольку напряжение ТФ-2 $u_{Wтф}(t)$ имеет сложную форму (рис. 5), то для решения поставленной задачи в его спектре необходимо определить параметры расчётного напряжения: амплитуду напряжения $U_{тф(k)m}$ и частоту f_k *k*-гармоники, у которой отношение $U_{тф(k)m}/f_k$ будет наибольшим. Результаты имитационного компьютерного моделирования показали (рис. 5), что (в данном эксперименте) таковой является 5-я гармоника амплитудой $U_{тф(5)m} = 32$ В и действующим значением $U_{тф(5)} = 22,6$ В.

Для удобства сопоставления показателя $S_{тф(г)}$ с выходной мощностью $S_{2(1)}$ нагрузки одной фазы (по основной гармонике) напряжение 5-й гармоники $U_{тф(5)}$ ТФ-2 нужно привести к выходной частоте ТИН $f_2 = 50$ Гц. После выполнения этой процедуры получим:

$$U_{тф(5)}^{прив} = \frac{U_{тф(5)}}{5} = 22,6В / 5 = 4,52 В. \quad (22)$$

В соответствии с топологией ТИН (рис. 1 и 2) ток $I_{2(1)}$ в выходной обмотке 16 ТН будет равен удвоенному значению тока 1-го канала. С учётом этого, а также модели (21) искомое значение будет равно:

$$S_{тф.г} = U_{тф(5)}^{прив} \frac{I_{2(1)j}}{2} = \frac{2,52}{2} [В] I_{2(1)j} [А] = 1,26 I_{2(1)j} [ВА]. \quad (23)$$

Согласно результатам компьютерного моделирования (табл. 1) действующее значение основной гармоники выходного напряжения 1-го канала ТИН (на обмотке 16) $U_{2(1)j}^1 = 111,86$ В, а мощность одной фазы нагрузки

$$S_{2(1)j} = U_{2(1)j} I_{2(1)j} = 111,86 I_{2(1)j} [ВА]. \quad (24)$$

Используя (23) и (24), найдём искомый показатель одного ТФ-2 в долях от мощности одной фазы нагрузки:

$$S_{тф.г}^* = \frac{S_{тф.г}}{S_{2(1)j}} = \frac{1,26 I_{2(1)j} [ВА]}{111,86 I_{2(1)j} [ВА]} = 0,01126. \quad (25)$$

Таким образом, габаритная мощность ТФ-2 составляет 1,13 % мощности нагрузки одной фазы.

Оценка ТФ-2 для 2П-ТИН+3ТФ-2 с ШИМ. Используя полученную на основе компьютерного моделирования спектрограмму напряжения на обмотке ТФ-2 (рис. 6,а), получим амплитудное и действующее

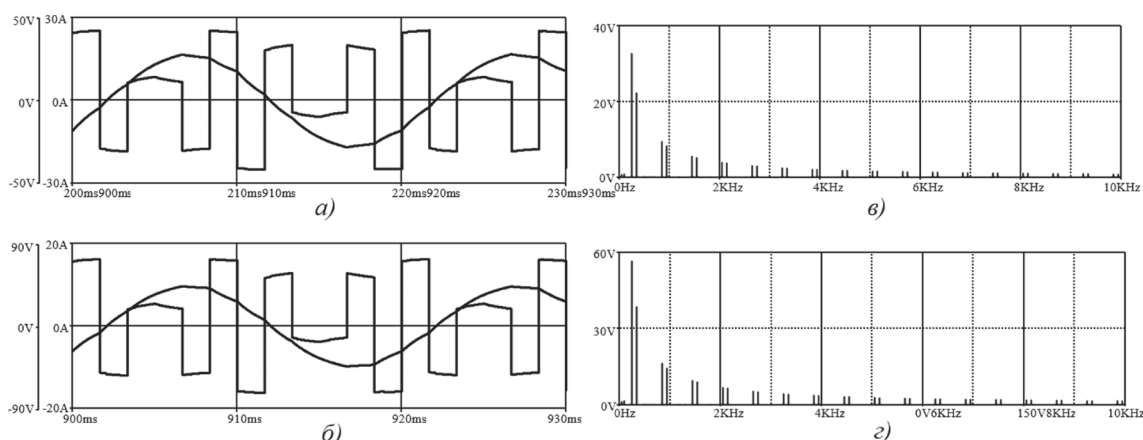


Рис. 5. Осциллограммы процессов в 2П-ТИН+3ТФ-2 с АИМ; *a*, *б* – напряжения на обмотках ТФ-2 (для фазы *A*) и токи через них в 1-м и 2-м каналах; *в*, *г* – спектрограммы их напряжений

Fig. 5. Oscillograms of processes in 2P-VSI+3TF-2 with pulse amplitude modulation; *a*, *б* – voltages on the windings of TF-2 (for phase *A*) and currents through them in the 1st and 2nd channels; *в*, *г* – voltage spectrograms

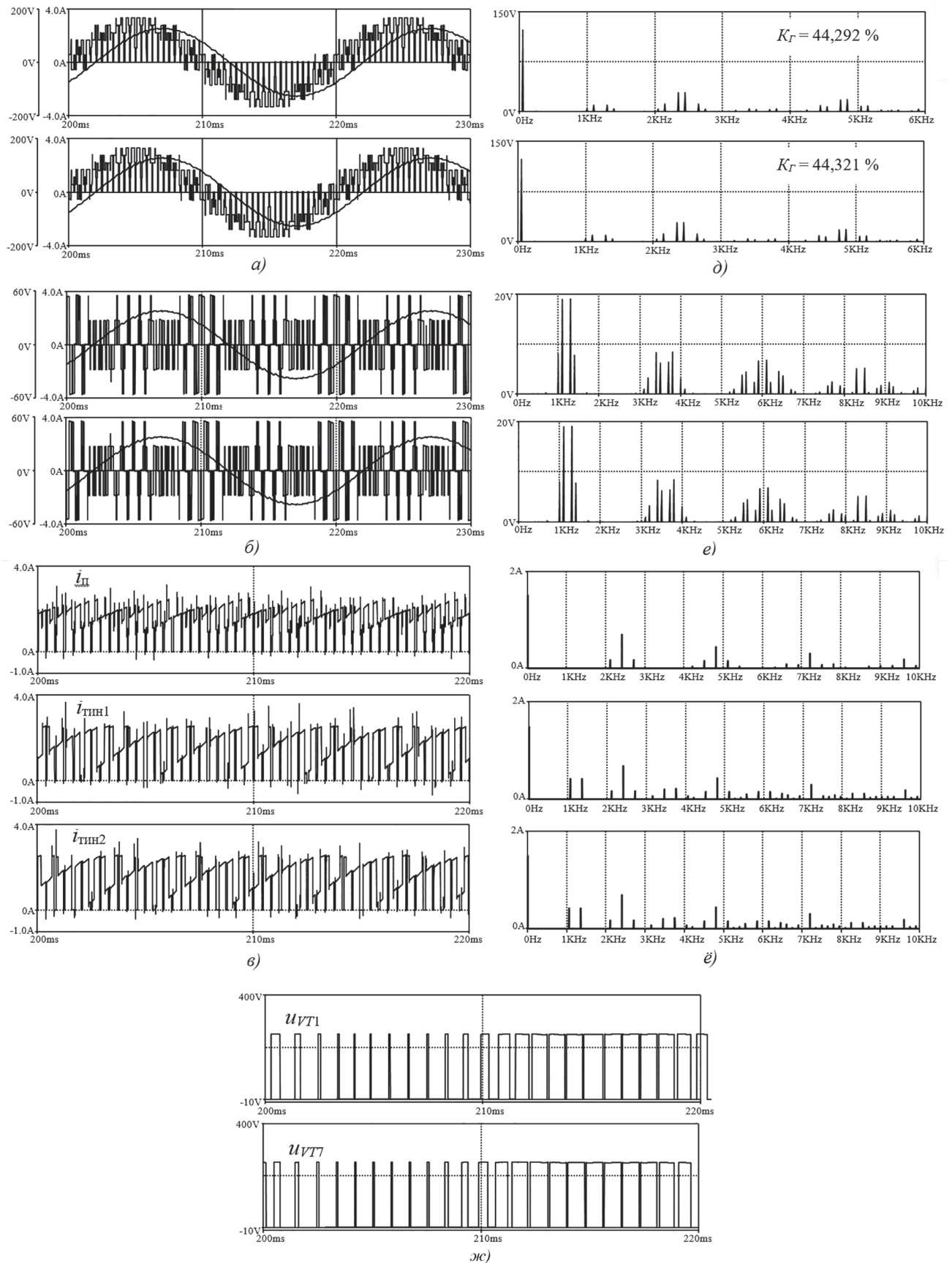


Рис. 6. Осциллограммы рабочих процессов (а, б, в, з) в двухканальном ТИИ с ШИМ и их спектрограммы (д, е, ж)
 Fig. 6. Oscillograms of workflows (a, б, в, з) in a two-channel VSI with PWM and their spectrograms (д, е, ж)

Таблица 1

Результаты исследования 2П-ТИН+3ТФ-2 (рис. 1 и 2) при напряжении питания $E_n = 500$ В и различной нагрузке

The results of the study 2P-TIN +3TF-2 (Fig. 1 and 2) at a supply voltage of $E_n = 500$ В and various loads

Параметры 2П-ТИН+3ТФ-2	Алгоритм формирования выходного напряжения 2П-ТИН+3ТФ-2			
	с амплитудно-импульсной модуляцией		с широтно-импульсной модуляцией	
	$C = 500$ мкФ, $Z_n = 7,02$ Ом	$C = 1000$ мкФ, $Z_n = 4,768$ Ом	$C = 500$ мкФ, $Z_n = 7,02$ Ом	$C = 1000$ мкФ, $Z_n = 4,768$ Ом
$U_{1j(1)m}^I, В$	158,2	158	141,3	141
$U_{1j(1)m}^{II}, В$	274	273,7	141,3	141
$U_{2j(1)m}, В$	158,1	158	141,3	141
$U_{1jA}^I, В$	113,119	113,039	104,119	104,008
$U_{1jA}^{II}, В$	195,923	195,783	104,119	104,008
$U_{2jA}, В$	113,099	113,011	104,119	104,008
$U_{2(3)jm}, В$	158,85/1,0	154,66/1,0	–	–
$U_{2(2)jm}, В$	114,81/0,72	115,01/0,74	–	–
$U_{2(1)jm}, В$	41,46/0,27	41,35/0,27	–	–
$U_{CO}^I, В$	249,85	249,303	249,843	249,94
$U_{CO}^{II}, В$	250,141	250,684	250,15	250,049
$I_{10}, А$	8,836	12,68	7,07	10,133
$I_{1jA}^I, А$	8,111	11,82	7,845	11,068
$I_{1jA}^{II}, А$	4,73	6,81	7,847	11,069
$I_{2jA}, А$	16,107	23,347	14,354	20,804
$P_{1(0)}, Вт$	4417,8	6340	3534,8	5066,5
$P_{2(3TV)(1)}, Вт$	4365,996	6252,39	3493,006	4987,749
$K_{\alpha(1)} = P_{2(3TV)(1)}/P_{1(0)}$	0,98827	0,98618	0,98818	0,98446
Потери в КЭ $P_{СКЭ}, Вт$	40,206	60,368	55,485	87,293
КПД, отн.ед.	0,9927	0,99243	0,98778	0,98673

значения ближайшей высшей (расчётной) гармоники напряжения с частотой, равной тактовой частоте ШИМ $f_T \approx 1200$ Гц (точнее, 1150 Гц, это 23-я гармоника):

$$U_{тф(23)m} = 18 \text{ В и соответственно } U_{тф(23)} = 12,73 \text{ В.} \quad (26)$$

После приведения этого напряжения к частоте 50 Гц:

$$U_{тф(23)}^{прив} = \frac{U_{тф(19)}}{23} = \frac{12,73}{23} = 0,553 \text{ В.} \quad (27)$$

С учётом этого и модели (21) искомое значение будет равно:

$$S_{тф(г)} = U_{тф(23)}^{прив} \frac{I_{2(1)j}}{2} = \frac{0,553}{2} [В] I_{2(1)j} [А] = 0,277 I_{2(1)j} [ВА]. \quad (28)$$

Согласно результатам компьютерного моделирования (табл. 1) действующее значение основной гармоники выходного напряжения 1-го канала ТИН (на нагрузке I_4 одной фазы):

$$U_{2(1)j}^I = 141,3 \text{ В} / \sqrt{2} = 99,9 \text{ В,}$$

а мощность одной фазы нагрузки:

$$S_{2(1)j} = U_{2(1)j} I_{2(1)j} = 99,9 I_{2(1)j} [ВА]. \quad (29)$$

Используя (28) и (29), найдём искомый показатель одного ТФ-2 в долях от мощности одной фазы нагрузки одного канала (нагрузка здесь двухканальная):

$$S_{тф.г}^* = \frac{S_{тф.г}}{S_{2(1)j}} = \frac{0,277 I_{2(1)j} [ВА]}{99,9 I_{2(1)j} [ВА]} = 0,00277. \quad (30)$$

Таким образом, габаритная мощность одного ТФ-2 в 2П-ТИН+3ТФ-2 с ШИМ меньше в 4,06 раза, чем в аналогичной схеме с АИМ (при π -алгоритме), и составляет менее 0,3 % выходной мощности одной фазы одного канала двухканальной трёхфазной нагрузки. В долях от мощности трехфазной нагрузки (одного канала) этот показатель будет в три раза меньше – 0,1 %. Заметим также, что согласно (27) приведённое к выходной частоте $f_{2(1)}$ значение напряжения расчётной гармоники на обмотке ТФ-2 $U_{тф(k)}^{прив}$ определяется тактовой частотой ШИМ f_T : чем больше f_T , тем меньше напряжение $U_{тф(k)}^{прив}$.

Взаимосвязь габаритной мощности трансформаторов с их массой в первом приближении можно считать прямо пропорциональной.

Взаимосвязь числа каналов M с параметрами $M(\Pi)$ -ТИН и M -канальной нагрузки общей мощностью 3 МВт при напряжении питания 12 кВ

The relationship of the number of channels M with the parameters $M(N)$ -TIN and M -channel load with a total capacity of 3 MW at a supply voltage of 12 kV

M	U_{VTmax} , кВ	$P_{2(1)\Sigma}$, кВт	$P_{2(1)\Phi}$, кВт	$U_{2(1)m}$, кВ	$U_{2(1)}$, кВ	$I_{2(1)\Phi}$, А	$K_{\alpha(U)}$, отн. ед.	$K_{\alpha(I)}$, отн. ед.	$f_{2кв}$, кГц	f_r , кГц
3	4	1000	333	2,0	1,410	235	1,66	2,13	1,5	0,5
4	3	750	250	1,5	1,060	235	2,13	2,13	2,0	0,5
6	2	500	167	1,0	0,707	235	3,27	2,13	3,0	0,5

При имитационном компьютерном моделировании использовалась модель реальных транзисторов *IRGPC50F*, что позволило провести оценку КПД 2П-ТИН+3ТФ-2 с АИМ- и ШИМ-алгоритмами управления (табл. 1).

В табл. 1 приняты следующие обозначения: $U_{1j\alpha}^I$, $U_{1j\alpha}^{II}$, $U_{1(1)m}^I$, $U_{1(1)m}^{II}$, $U_{1(1)}^I$, $U_{1(1)}^{II}$, $U_{2j(1)m}$, $U_{2j(1)}$ – значения фазных напряжений (амплитудные и действующие соответственно) для одноканальной (рис. 2) и двухканальной (рис. 1) нагрузок (полных значений и основной гармоники); U_{C0}^I , U_{C0}^{II} – напряжения на конденсаторах; $P_{1(0)}$ – постоянная составляющая мощности, потребляемой из сети; $P_{2(1)}$ – результирующая (суммарная) мощность нагрузки по основной гармонике; $K_{\alpha(1)}$ – коэффициент, характеризующий энергетический баланс выходной и входной мощности по активной составляющей основной гармоники; $U_{2(3)jm}$, $U_{2(2)jm}$, $U_{2(1)jm}$ – значения уровней ступеней 3-ступенчатого напряжения на нагрузке в варианте по рис. 2. При определении КПД учтены только потери в полупроводниковых приборах; $I_{1j\alpha}^I$, $I_{1j\alpha}^{II}$, $I_{2j\alpha}$ – действующие значения токов в первичных и вторичной обмотках трансформатора.

В качестве сигнала задания использован сигнал квазитрапецеидальной формы $u_3(t)$, позволяющий уменьшить число переключений ключей ТИН (в 1,7 раза) и повысить на 15 % содержание основной гармоники в его выходном напряжении:

$$u_{3j}(t) \approx U_{3m} \left\{ 1,15 \sin \left[\omega_2 t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] + 0,15 \sin 3\omega_2 t \right\}.$$

Преимущества предложенного подхода к синтезу ТИН с МКП. Движущей силой железнодорожного подвижного состава является локомотив с групповым тяговым частотно-управляемым электроприводом, например шестисносный (с шестью парами колёс). Энергетическая эффективность предложенного подхода определяется возможностью увеличения в M раз напряжения контактной сети и снижения в M раз напряжения на M -канальной нагрузке, способствуя при этом равномерному распределению тягового усилия по колёсным парам локомотива. В конечном счёте это ведет

к повышению общего КПД группового тягового электропривода.

Новый технический эффект достигается при использовании ключевых элементов (транзисторов) с меньшими паспортными значениями напряжения. Например, при использовании транзисторных модулей с рабочим напряжением 6,5 кВ и током 500 А при $E_n = 12$ кВ можно построить два трехканальных ТИН для питания двух групповых двигательных нагрузок (из трех двигателей каждая) общей мощностью 3 МВт. При этом коэффициенты запаса составляют: по напряжению $K_{\alpha(U)} = 1,6$, а по току $K_{\alpha(I)} = 2,1$, т.е. более чем достаточны для надёжной работы. Можно построить один шестиканальный ТИН с ещё большим запасом по напряжению (по току остаётся тот же запас). Результаты расчёта некоторых значений параметров частотно-управляемого электропривода для трёх вариантов числа каналов ($M = 3, 4, 6$) представлены в табл. 2.

В табл. 2 приняты следующие обозначения: U_{VTmax} – максимальное значение напряжения на транзисторе; $P_{2(1)\Sigma}$ – активная мощность двигателя в одном канале; $P_{2(1)\Phi}$ – мощность одной фазы двигателя; $I_{2(1)\Phi}$ – действующее значение фазного тока двигателя; $f_{2кв}$, f_r – частота квантования выходного напряжения канала и тактовая частота ШИМ соответственно.

Рост числа каналов M сопровождается улучшением электромагнитной совместимости $M(\Pi)$ -ТИН с нагрузкой и питающей сетью: искажения выходного напряжения и потребляемого из сети тока уменьшаются обратно пропорционально числу M . Этот эффект способствует увеличению срока службы изоляции якорных обмоток электродвигателей.

Выбор рационального числа каналов M и аналогичная оценка вариантов могут быть проведены и при других значениях напряжения питания и характеристиках ключевых элементов (транзисторов).

Выводы. Многоканальное преобразование энергетического потока позволяет увеличить мощность и повысить уровень электромагнитной совместимости трехфазных инверторов напряжения.

Адекватность предложенного подхода к структурно-алгоритмическому синтезу трехфазных инверторов напряжения с высоковольтным входом подтверждена

результатами имитационного компьютерного моделирования в среде *OrCAD*.

На основе проведённого исследования создано информационно-методическое обеспечение системного проектирования трёхфазных инверторов напряжения и даны рекомендации по применению ТИН с высоковольтным входом, в частности, в групповом тяговом частотно-управляемом электроприводе железнодорожного подвижного состава.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мыцык Г.С., Тин А.З.** Способ уменьшения массы трансформаторов в многоканальном трёхфазном инверторе напряжения с амплитудно-импульсной модуляцией. – *Электричество*, 2021, № 6, с. 33–43.

2. **OrCAD PSpice A/D. Reference Manual** [Электрон. ресурс], URL: <http://users.ntua.gr/manias/PSPICE-4.pdf> (дата обращения 12.12.2021).

3. **Хланг М.У.** Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования преобразующих электронных, трансформаторно-электронных и генерирующих машинно-электронных систем электротехнических комплексов автономных объектов: автореферат дис. ... докт. техн. наук. М.: НИУ «МЭИ», 2016, 40 с.

4. **Мыцык Г.С., Тин А.З.** Многоканальное преобразование постоянного напряжения в трёхфазное квазисинусоидальное напряжение. – *Электричество*, 2018, № 7, с. 37–46.

5. **Тин А.З.** Результаты исследования возможностей совершенствования электронных и машинно-электронных преобразователей повышенной мощности на основе использования принципа многоканального преобразования энергетического потока: автореферат дис. ... канд. техн. наук. М.: НИУ «МЭИ», 2020, 20 с.

6. **Saeidabadi S., et al.** New Improved Three-Phase Hybrid Multilevel Inverter with Reduced Number of Components. – *IET Power Electronics*, 2017, vol.10, No.12, pp. 1403–1412, DOI:10.1049/iet-pel.2016.0594.

7. **Ye M.-Y., et al.** SHEPWM Technology for CHB Multilevel Inverters with Non-Equal DC Sources. – *Electric Machines and Control*, 2018, vol. 22, No. 9, pp. 64–73, DOI:10.15938/j.emc.2018.09.009.

8. **Salem A., et al.** New Three-Phase Symmetrical Multilevel Voltage Source Inverter. – *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2015, vol. 5, No. 3, pp. 430–442, DOI: 10.1109/JETCAS.2015.2462173.

9. **Chen L., Ge B.** High Power Traction Inverter Design and Comparison for Electric Vehicles. – 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2018, pp. 583–588, DOI: 10.1109/ITEC.2018.8450259.

10. **Chen W., et al.** Multichannel Three-Phase Converter Based on Phase-Shift Space Vector Modulation. – *Electric Power Automation Equipment*, 2015, vol. 35, No. 5, pp. 9–14, DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.002.

11. **Feng J., et al.** Subsection Synchronous Current Harmonic Minimum Pulse Width Modulation for ANPC-5L Inverter. – *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2017, 12(5), pp. 1872–1882, DOI: 10.5370/JEET.2017.12.5.1872.

12. **Lopatkin N.N.** Voltage Source Multilevel Inverter Voltage Quality Comparison under Multicarrier Sinusoidal PWM and Space Vector PWM of Two Delta Voltages. – 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), 2017, pp. 439–444, DOI:10.1109/SIBIRCON.2017.8109923.

13. **Kamani P.L., Mulla M.A.** Simpson's Rule Based SHE Pulse Amplitude Modulation for Cascaded Multilevel Inverters. – 2017 7th International Conference on Power Systems (ICPS), 2017, pp. 585–590, DOI:10.1109/ICPES.2017.8387361.

14. **Tolbert L.M., Peng F.Z., Habetler T.G.** Multilevel converters for large electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1999, 35(1), pp. 36–44, DOI:10.1109/28.740843.

15. **Мнацаканов В.А.** О выборе системы тяги для ВСМ России. – *Железнодорожный транспорт*, 2020, № 8, с. 30–35.

16. **Мыцык Г.С., Пикулин В.П., Шевякова Н.Б.** Анализ и оценка форм выходного напряжения преобразователей с амплитудно-импульсной модуляцией. – *Электричество*, 1979, № 11, с. 25–30.

[27.05.2021]



Авторы: Мыцык Геннадий Сергеевич – доктор техн. наук, профессор кафедры «Электрические комплексы автономных объектов и электрический транспорт» Национального исследовательского университета «МЭИ», Москва, Россия.



Со Не Не Хейн – аспирант кафедры «Электрические комплексы автономных объектов и электрический транспорт» Национального исследовательского университета «МЭИ», Москва, Россия.



Воронцов Кирилл Александрович – ассистент кафедры «Электрические комплексы автономных объектов и электрический транспорт» Национального исследовательского университета «МЭИ», Москва, Россия.

Structural and Algorithmic Synthesis of Three-Phase Traction Voltage Inverters

MYTSYK Gennadiy S. (National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia) – Professor of the Electrotechnical Complexes of Autonomous Objects and Electric Transport Dept., Dr. Sci. (Eng.).

Soe Nyi Nyi Hein. (National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia) – Postgraduate Student of the Electrotechnical Complexes of Autonomous Objects and Electric Transport Dept.

VORONTSOV Kirill A. (National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia) – Assistant of the Electrotechnical Complexes of Autonomous Objects and Electric Transport Dept.

An approach to the structural and algorithmic synthesis of power electronic devices based on multichannel energy flow transformation is further developed. Previously, the obtaining of a high-current output with current-limited capabilities of the used semiconductor switches was considered [1]. In this paper, the approach is extended to the use of high-voltage switches with a limited operating voltage. A distinctive feature of the approach lies in using transfilters to equalize the instantaneous voltage values of the channels with the simultaneous rejecting action of higher harmonic components. The feasibility of the approach is shown using two options for generating the output voltage of a two-channel three-phase inverter: according to the algorithms of pulse-amplitude and pulse-width modulation. The adequacy of the structural-algorithmic synthesis results is confirmed by computer simulation in the OrCAD/ PSpice environment [2]. The interrelations between the inverter input and output voltages necessary for its designing are determined. The operation principle of transfilters is considered, and their power-to-size ratio is estimated as a fraction of the load power (according to the fundamental harmonic). Recommendations for using a three-phase voltage inverter in a high-voltage traction frequency-controlled electric drive of railway rolling stock are given.

Key words: multichannel energy flow conversion, three-phase voltage inverter, high-voltage input, structural-algorithmic synthesis, pulse-amplitude modulation, pulse-width modulation, transfilter

REFERENCES

1. **Mytsyk G.S., Tin A.Z.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2021, No. 6, pp. 33–43.
2. **OrCAD PSpice A/D.** Reference Manual [Electron. resource], URL: <http://users.ntua.gr/manias/PSPICE-4.pdf> (Date of appeal 12.12.2021).
3. **Hlaing M.U.** *Sozdaniye informatsionno-metodicheskogo obespecheniya dlya sistemnogo proyektirovaniya preobrazuyushchikh elektronnykh, transformatorno-elektronnykh i generiruyushchikh mashinno-elektronnykh sistem elektrotekhnicheskikh kompleksov avtonomnykh ob"yektov: avtoref. dis. ...dokt. tekhn. nauk* (Creation of Information and Methodological Support for the System Design of Converting Electronic, Transformer-Electronic and Generating Machine-Electronic Systems of Electrical Complexes of Autonomous Objects: Abstract of the dis. ... Dr. Sci (Eng.)). M.: NIU «MEI», 2016, 40 p.
4. **Mytsyk G.S., Tin A.Z.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2018, No. 7, pp. 37–46.
5. **Tin A.Z.** *Rezultaty issledovaniya vozmozhnostey sovershenstvovaniya elektronnykh i mashinno-elektronnykh preobrazovateley povyshennoy moshchnosti na osnove ispol'zovaniya printsipa mnogokanal'nogo preobrazovaniya energeticheskogo potoka: avtoref. dis. ...kand. tekhn. nauk* (Results of research on the possibilities of

improving electronic and machine-electronic converters with increased power by using the principle of multi-channel conversion of the energy flow: Abstract of the dis. ... Cand. Sci. (Eng)). M.: NIU «MEI», 2020, 20 p.

6. **Saeidabadi S., et al.** New Improved Three-Phase Hybrid Multilevel Inverter with Reduced Number of Components. – *IET Power Electronics*, 2017, vol.10, No.12, pp. 1403–1412, DOI:10.1049/iet-pel.2016.0594.

7. **Ye M.-Y., et al.** SHEPWM Technology for CHB Multilevel Inverters with Non-Equal DC Sources. – *Electric Machines and Control*, 2018, vol. 22, No. 9, pp. 64–73, DOI:10.15938/j.emc.2018.09.009.

8. **Salem A., et al.** New Three-Phase Symmetrical Multilevel Voltage Source Inverter. – *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2015, vol. 5, No. 3, pp. 430–442, DOI: 10.1109/JETCAS.2015.2462173.

9. **Chen L., Ge B.** High Power Traction Inverter Design and Comparison for Electric Vehicles. – 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2018, pp. 583–588, DOI: 10.1109/ITEC.2018.8450259.

10. **Chen W., et al.** Multichannel Three-Phase Converter Based on Phase-Shift Space Vector Modulation. – *Electric Power Automation. Equipment*, 2015, vol. 35, No. 5, pp. 9–14, DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.002.

11. **Feng J., et al.** Subsection Synchronous Current Harmonic Minimum Pulse Width Modulation for ANPC-5L Inverter. – Journal of Electrical Engineering and Technology, 2017, 12(5), pp. 1872–1882, DOI: 10.5370/JEET.2017.12.5.1872.

12. **Lopatkin N.N.** Voltage Source Multilevel Inverter Voltage Quality Comparison under Multicarrier Sinusoidal PWM and Space Vector PWM of Two Delta Voltages. – 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), 2017, pp. 439–444, DOI:10.1109/SIBIRCON.2017.8109923.

13. **Kamani P.L., Mulla M.A.** Simpson's Rule Based SHE Pulse Amplitude Modulation for Cascaded Multilevel Inverters. – 2017 7th

International Conference on Power Systems (ICPS), 2017, pp. 585–590, DOI:10.1109/ICPES.2017.8387361.

14. **Tolbert L.M., Peng F.Z., Habetler T.G.** Multilevel converters for large electric drives. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(1), pp. 36–44, DOI:10.1109/28.740843.

15. **Mnatsakanov V.A.** *Zheleznodorozhnyy transport– in Russ. (Railway transport)*, 2020, No. 8, pp. 30–35.

16. **Mytsyk G.S., Pikulin V.P., Shevyakova N.B.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 1979, No. 11, pp. 25–30.

[27.05.2021]