

Способ уменьшения массы трансфильтров в многоканальном трехфазном инверторе напряжения с амплитудно-импульсной модуляцией

МЫЦЫК Г.С., ТИН АУНГ ЗО
НИУ "МЭИ", Москва, Россия

Представлены результаты структурно-алгоритмического синтеза трёхфазных инверторов напряжения (ТИН) на основе трёхфазной мостовой схемы с простейшими алгоритмами управления. Повышение выходной мощности обеспечивается на основе принципа многоканального преобразования энергетического потока с суммированием его частей в выходной цепи с помощью трансфильтров. Выходное напряжение инвертора при этом имеет вид сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией, обеспечивающей лучшую электромагнитную совместимость по сравнению с широтно-импульсной модуляцией. С ростом числа каналов искажения выходного напряжения уменьшаются. Показано, что установленная (габаритная по основной гармонике) мощность трансфильтра на одну фазу (в долях от выходной мощности одной фазы нагрузки) в простейшем 2-канальном его варианте составляет 10%. С увеличением числа каналов до четырех показатель возрастает до 16%. Для уменьшения показателя установленной мощности предложено использовать новый алгоритм управления 2-ТИН, обеспечивающий повышение рабочей частоты трансфильтра в $2n$ раз ($n = 1, 2, 3, \dots, N$), при сохранении той же формы выходного напряжения с амплитудно-импульсной модуляцией. Соответственно показатель установленной мощности уменьшается при этом в $2n$ раз. Функция регулирования напряжения в этом случае отсутствует. Для реализации функции регулирования выходного напряжения используется энергосберегающий алгоритм управления, который характеризуется минимальным числом переключений ключей. Показано, что введение трансфильтра в режим работы на более высокой частоте с увеличением угла регулирования α приводит к ухудшению показателя установленной мощности. На основе исследования двух альтернативных топологий трансфильтра в 4-ТИН (при $M = 4$) показано, что более эффективным решением по показателю установленной мощности является вариант 4-обмоточного трансфильтра на общем (для одной фазы нагрузки) 4-стержневом пространственном магнитопроводе. Результаты исследования позволяют создать расширенное информационно-методическое обеспечение, необходимое для системного проектирования электротехнических комплексов с использованием такого класса М-ТИН.

Ключевые слова: трёхфазный инвертор напряжения, повышенная мощность, многоканальное преобразование, простейшие алгоритмы регулирования напряжения, суммирование токов каналов с помощью трансфильтров, амплитудная модуляция, искажения напряжения, уменьшение массы трансфильтра

По своему функциональному назначению трёхфазные инверторы напряжения (ТИН) можно разделить на централизованные ТИН (ТИН-Ц) и децентрализованные ТИН (ТИН-ДЦ). Первые характеризуются заданными значениями показателей качества выходной (преобразованной) электроэнергии: стабилизированными частотой и напряжением с допустимым уровнем его искажений (по сути, отражая свойства автономной электростанции), а вторые – значениями напряжения и частоты, которые должны изменяться в соответствии с алгоритмами, задаваемыми потребителем (чаще всего частотно-управляемым электроприводом), причём требования по допустимым искажениям в этом случае, как правило, предъявляются уже не к напряжению, а к току.

Проблема создания ТИН-Ц и ТИН-ДЦ повышенной мощности во многом является общей и заключа-

ется, прежде всего, в несоответствии располагаемой единичной мощности элементной базы (управляемых ключевых элементов: транзисторов, двухоперационных тиристоров) требуемому значению выходной мощности ТИН, которое в настоящее время уже может заметно превышать уровень единиц МВ·А.

На ранних этапах развития силовой преобразовательной техники для решения этой проблемы применялось параллельное соединение ключевых элементов (КЭ), при котором приходилось решать задачу выравнивания протекающих через них токов, что заметно усложняло технологию практической реализации ТИН. Алгоритм формирования его выходного напряжения при этом оставался прежним.

Использование принципа многоканального преобразования (МКП) энергетического потока позволило

решить эту проблему более эффективно. Суть принципа МКП заключается в использовании не параллельного соединения КЭ, а параллельного соединения инверторных ячеек (модулей или каналов). При этом равномерное распределение токов между каналами обеспечивается использованием уравнивающих реакторов, называемых трансфильтрами (ТФ) – рис. 1.

Здесь будем рассматривать решение поставленной проблемы, ориентируясь на использование при синтезе этих устройств только полностью управляемых КЭ (преимущественно транзисторов). Отметим одно из принципиальных отличий ТИН-Ц от ТИН-ДЦ. Оно состоит в том, что на его выходе необходимо устанавливать фильтр. Поскольку его массогабаритные показатели определяются спектральным составом выходного напряжения, то при структурно-алгоритмическом синтезе ТИН стремятся использовать такие алгоритмы управления КЭ, которые обеспечивали бы возможно большую удалённость частоты высших гармоник от частоты основной гармоники.

Этому условию в наибольшей мере удовлетворяют алгоритмы, реализующие, например, модификации широтно-импульсной модуляции (ШИМ) выходного напряжения ТИН по заданному закону – синусоидальному или трапецеидальному. К недостаткам этого алгоритма можно отнести значительные уровни квантования выходного напряжения (du/dt), негативно влияющие на срок службы изоляции потребителей (в частности обмоток электрических машин), а также повышенное число переключений КЭ, приводящее к повышенным динамическим потерям в них и ухудшению показателей электромагнитной совместимости ТИН с сетью и с потребителями.

Для ослабления этих недостатков при структурно-алгоритмическом синтезе ТИН может быть исполь-

зован другой алгоритм формирования его выходного напряжения – на основе амплитудно-импульсной его модуляции (АИМ).

Признаки принципа многоканального преобразования энергетического потока. Поскольку изобретательская мысль (в области структурно-алгоритмического синтеза) работает быстрее по сравнению с технологиями совершенствования КЭ, то в некоторых классах силовой преобразовательной техники (например в классах ТИН [1] импульсных регуляторов [2]) со временем начали появляться альтернативные решения, позволяющие решать проблему наращивания преобразуемой мощности более эффективным способом, чем способ параллельного соединения КЭ. Динамику развития этого процесса в различных классах можно проиллюстрировать, например, отсылкой к источникам информации [1–15]. Начиная с 1980-х гг. в рамках систематизации и обобщения уже накопленного в мировой практике научно-технического потенциала этот принцип обоснованно был сформулирован как принцип многоканального преобразования (МКП) энергетического потока [8].

Суть МКП заключается в следующем. Как принцип синтеза преобразователей повышенной мощности (различных классов) он определяется следующей совокупностью существенных признаков: 1) разбиением преобразуемого энергетического потока на M равных частей с помощью M однотипных преобразующих ячеек – каналов (или функционально законченных модулей) с их числом, определяемым реально доступной для их практической реализации максимально возможной мощностью КЭ; 2) последовательным фазовым сдвигом алгоритмов формирования выходных напряжений M каналов относительно друг друга на соответствующий угол δ (на тактовой частоте преобразова-

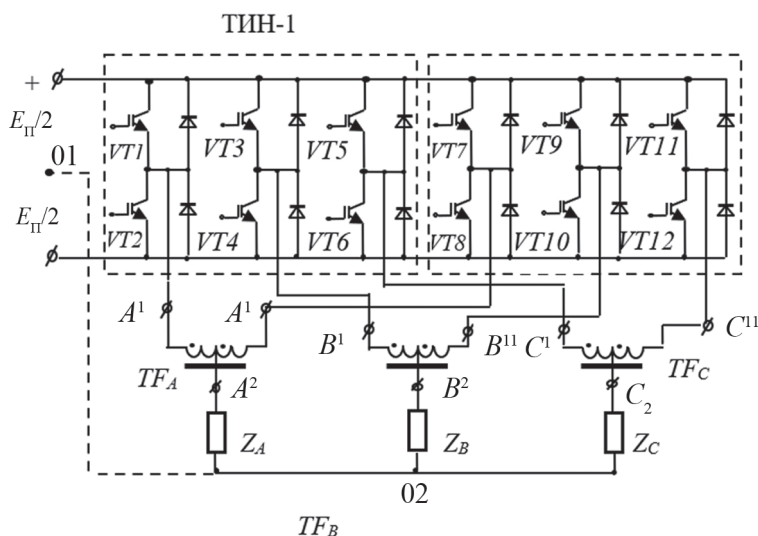


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема 2-ТИН-ДЦ (при $M = 2$) с суммированием токов каналов с помощью трансфильтров TF

Fig. 1. Schematic diagram of two-channel decentralized three-phase voltage inverter (2-TVI-DC) (at $M = 2$) with summation of channel currents using transfilters TF

ния – при ШИМ или на выходной частоте – при АИМ); 3) последовательным или параллельным суммированием этих M частей энергетического потока в выходной цепи. При этом каждый из этих видов суммирования имеет свои структурно-функциональные особенности и области применения. Первый вариант (подкласс) используется для получения повышенных значений напряжения, а второй – для повышенных значений токов, причём здесь для решения этой задачи должны использоваться трансформаторы (ТФ, на рисунках – TF). Заметим, что ранее ТФ обозначался так же, как катушка Кюблера, уравнивательный реактор, просто реактор, автотрансформатор и фильтр-трансформатор. Последний термин, модифицированный в более компактный его вид – ТФ, по двум признакам (физике его работы и способу его расчёта), представляется наиболее адекватным. Целесообразность такой замены терминов уже неоднократно подчёркивалась, например, в работах [5, 10].

Рассматриваемый здесь класс ТИН с МКП обозначается как M -ТИН. Обобщённая формулировка принципа МКП в инвариантном к применению виде позволила распространить его практически на все классы статических преобразователей. В чём заключается преимущество МКП перед «параллельным способом» наращивания мощности? Оказывается, что наряду с возможностью решения задачи синтеза ТИН повышенной мощности, с ростом числа каналов M уменьшаются не только искажения выходного напряжения M -ТИН (что в итоге позволяет снижать установленную мощность выходного фильтра), но при этом уменьшаются также и искажения потребляемого ими тока. Первое свойство позволяет по-новому подходить к синтезу алгоритмов управления КЭ в каждом канале, а именно – сокращать число переключений КЭ в каналах (в том числе и при алгоритмах ШИМ), сохраняя при этом целесообразное значение частоты квантования выходного напряжения M -ТИН, а второе – улучшать электромагнитную и электроэнергетическую совместимость с нагрузкой и источником напряжения постоянного тока, поскольку выходное напряжение M -ТИН здесь уже характеризуется комбинацией признаков ШИМ и АИМ (многоуровневая ШИМ).

Что касается последних зарубежных работ [16–21], то нам пока не удалось обнаружить ни обобщённого определения (формулировки) принципа синтеза МКП в вышеприведённом его виде, ни технических решений, в явном виде его реализующих, в частности, в подклассе DC/AC . В классах же AC/DC и DC/DC из трёх существенных признаков МКП в известных решениях используется или один, или два структурных признака, что не обеспечивает реализацию МКП в полном объёме его потенциальных свойств.

Модификация двухканального ТИН (2-ТИН). Вариант структурно-алгоритмической организации регулируемого по напряжению 2-ТИН+ТФ описан, например, в [13, 14], иллюстрируется на рис.1 и 2 и

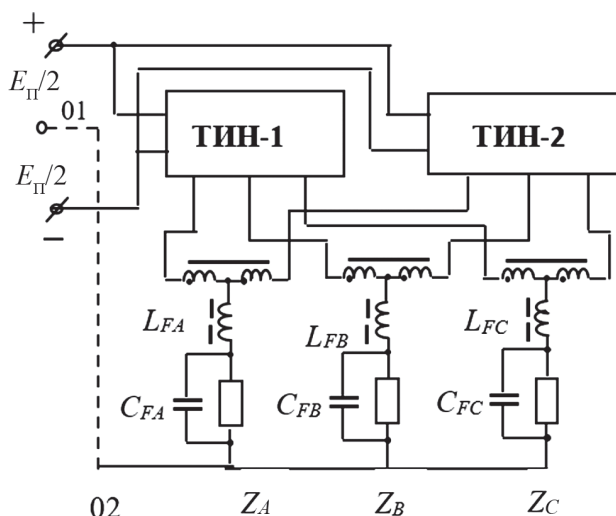


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема 2-ТИН-Ц (при $M = 2$) с ТФ и выходными фильтрами

Fig. 2. Schematic diagram of two-channel centralized three-phase voltage inverter (2-TVI-C) (at $M = 2$) with TF and output filters

кратко поясняется осциллограммами на рис. 3. Установленная мощность каждого канала ТИН равна половине мощности нагрузки. Алгоритмы переключения КЭ каналов в данном примере сдвинуты между собой на угол $\delta = \pi/6$. Временные интервалы его квантования $\Delta\theta = \pi/6$ здесь одинаковы по длительности, а значения уровней трёх его ступеней в долях от ЭДС питания E_{II} равны $1/3, 1/2, 2/3$. Форма его выходного напряжения при угле регулирования $\alpha = 0$ показана на рис.3:

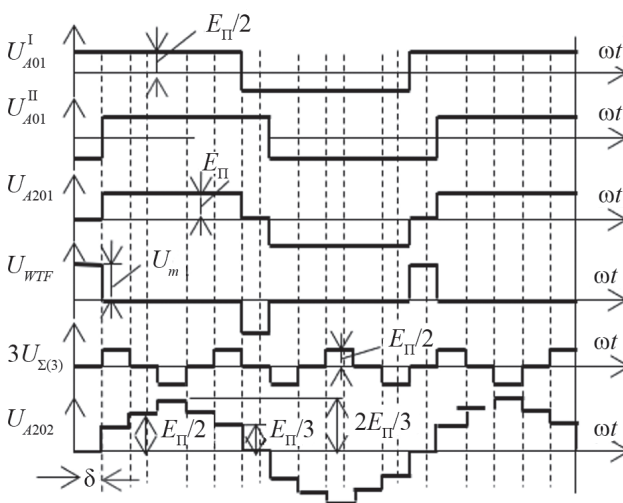


Рис.3. Осциллограммы процессов в 2-ТИН+ТФ: U_{A01}^I, U_{A01}^{II} – выходные напряжения одной фазы 1-го и 2-го каналов при нулевом проводе; U_{WTF} – напряжение на полуобмотке ТФ; $3U_{\Sigma(3)}$ – гармоники нулевой последовательности; U_{A202} – фазное напряжение на нагрузке без нулевого провода. Обозначения соответствуют рис.1

Fig.3. Waveforms of processes in 2-TVI +TF: U_{A01}^I, U_{A01}^{II} are output voltages of one phase of the 1st and the 2nd channels with zero wire; U_{WTF} is TF half-winding voltage; $3U_{\Sigma(3)}$ – zero-sequence harmonics; U_{A202} is phase voltage at the load without the zero wire. The designations correspond to Fig. 1

V_{A201} – с нулевым проводом (НП) и V_{A202} – без НП. Спектральный состав этого напряжения представлен в [13].

Недостатком данного решения является относительно большая габаритная мощность ТФ $S_{ТФ(\Gamma)}$:

$$S_{ТФ(\Gamma)} = U_{ТФ} I_{ТФ},$$

где $U_{ТФ}$ и $I_{ТФ}$ – действующие значения напряжения на $1/2$ его обмотки и тока через неё.

Рабочая частота ТФ равна выходной частоте 2-ТИН.

Целью исследований является изучение возможности ослабления этого недостатка за счёт повышения рабочей частоты ТФ, а также определение влияния процесса регулирования напряжения в ТИН на показатель $S_{ТФ(\Gamma)}$.

О физике работы ТФ в двухканальном ТИН. Процесс выравнивания мгновенных значений напряжения каналов в данном случае сводится к выделению на интервале δ разницы между ними $u_{\text{нТФ}}(t)$, которая равна напряжению питания $E_{\text{П}}$ (рис.3). Она прикладывается к двум последовательно включённым обмоткам (или полуобмоткам) ТФ. Напряжение на нагрузке на интервале δ при этом равно нулю. Поскольку протекающие здесь через обмотки ТФ токи (равные половине тока нагрузки) ориентированы относительно обмоток встречно (рис.1), они не создают в магнитопроводе ТФ магнитный поток, и он не участвует в передаче мощности. Ток нагрузки проходит через него «транзитом», не встречая, по сути, никакого сопротивления.

В этом смысле ТФ работает здесь в режиме холостого хода (ХХ). При этом ток ХХ – $i_{ТФ(\text{ХХ})}(t)$ протекает только через две его обмотки. С учётом того, что через них протекают ещё и токи нагрузки $i_{ТФ}(t) = i_2(t)/2$, то через одну обмотку ТФ, которую здесь условно (в первый полупериод выходного напряжения 2-ТИН) можно считать первичной, будет протекать ток:

$$i_{\text{в1}}(t) = i_2(t)/2 + i_{ТФ(\text{ХХ})}(t), \quad (1)$$

а через другую обмотку –

$$i_{\text{в2}}(t) = i_2(t)/2 - i_{ТФ(\text{ХХ})}(t). \quad (2)$$

Во второй полупериод полярность напряжения на обмотках изменяется на обратную и полные токи через них (1) и (2) меняются местами. Таким образом, каждая обмотка ТФ в один из полупериодов является первичной, а другая вторичной. Ток $i_{ТФ(\text{ХХ})}(t)$ при этом в нагрузку не проходит. Процесс перемагничивания сердечника магнитопровода ТФ-2 определяется здесь напряжением на его обмотках.

Вышеизложенное даёт основание рассматривать процессы в ТФ-2 (в расчётном плане при $M = 2$) как работу двухобмоточного трансформатора напряжения. Несмотря на то, что для мощности, потребляемой нагрузкой, ТФ является «прозрачным», каждая из обмоток должна рассчитываться на $1/2$ тока нагрузки плюс ток ХХ ТФ-2. Заметим, что здесь был рассмотрен частный случай применения ТФ-2.

В общем случае (при $M \geq 3$) в одном из вариантов ТФ-М может быть выполнен общим на M -стержневом («пространственном» [22]) магнитопроводе с M числом обмоток, равным числу каналов M (на рис. 6 $M = 4$). Для этого общего случая полезно сформулировать в обобщённом виде два свойства ТФ-М: 1) синфазные гармоники выходного напряжения каналов, прикладываясь на интервалах δ к M равным по числу витков обмоткам ТФ-М, не встречают никакого сопротивления для протекающих через них токов, обусловленных этими гармониками, т.е. для синфазных гармоник тока ТФ-М «прозрачен»; 2) противофазные же (при $M = 2$), а в общем случае (при $M \geq 3$) гармоники, образующие M -фазные системы в напряжениях каналов, наоборот, наводят в каждой обмотке ТФ-М ЭДС самоиндукции, противодействующие приложенному к ним напряжению, т.е. для них ТФ-М находится в режиме трансформатора напряжения, работающего на ХХ (рис. 1, 3 и 6). В эти моменты, например при $M = 2$ и паузе $\delta = \Delta\theta$, напряжение на нагрузке равно 0. По сути, можно считать, что ТФ-2 оказывает заграждающее воздействие для прикладываемых к его обмоткам напряжений определённых гармоник, как бы выполняя функцию фильтрации выходного напряжения $u_2(t)$. Сформулированные таким образом свойства этого узла и заложены в термин трансфильтр (ТФ-М).

Можно сделать несколько парадоксальный вывод: форма напряжений на обмотках ТФ-2, кардинально отличаясь от формы выходного напряжения 2-ТИН, обеспечивает перемагничивание магнитопровода импульсами (с вольт-секундной площадью $S_{\text{П}} = (T_2 E_{\text{П}})/24$ [В·с] с частотой $f_2 = 1/T_2$), а форма тока через его обмотки при этом определяется формой выходного напряжения.

Определение габаритной мощности ТФ (в 2-ТИН+ТФ). Для оценки массогабаритных показателей ТФ удобно по аналогии с трансформаторами использовать показатель его габаритной мощности $S_{ТФ(\Gamma)} = U_{ТФ} I_{ТФ}$ в долях от выходной мощности M -ТИН одной фазы по основной гармонике $S_{2(1)} = U_{2(1)} I_{2(1)}$:

$$S_{ТФ(\Gamma)} = U_{ТФ} I_{ТФ} = K_{ТФ} U_{2(1)} I_{2(1)} = K_{ТФ} S_{2(1)}, \quad (3)$$

где $U_{ТФ}, I_{ТФ} = 1/2 I_{2(1)}$ – действующие значения напряжения и тока обмотки ТФ (в пренебрежении током ХХ); $K_{ТФ} = S_{ТФ(\Gamma)}/S_{2(1)}$ – коэффициент, характеризующий массогабаритные показатели ТФ.

Чем больше коэффициент $K_{ТФ}$, тем больше масса ТФ. Будем иметь в виду, что если форма напряжения на обмотках ТФ и его частота не совпадают с аналогичными выходными параметрами M -ТИН+ТФ, то для корректного решения этой задачи необходимо проводить процедуры приведения первых параметров (ТФ) ко вторым (M -ТИН) [8]. Алгоритм расчёта ТФ для 2-ТИН при этом следующий:

1) Поскольку частоты напряжения ТФ и напряжения 2-ТИН по основным гармоникам в данном его ва-

рианте (по рис.1) одинаковы, то здесь приведения по частоте не требуется.

2) Заметим, что трансформаторы рассчитываются или по действующему значению напряжения с учётом коэффициента его формы или по среднему значению, что более адекватно физике процесса перемагничивания магнитопровода (посредством «вольт-секундной площади»). Для выполнения процедуры приведения по форме напряжения определим среднее значение эквивалентного напряжения (для одной полуобмотки):

для синусоидальной формы U_{cp}^{sin} (через его амплитуду U_m^{sin})

$$U_{cp}^{sin} = \frac{2}{\pi} U_m^{sin}; \quad (4)$$

для реальной прямоугольной формы с максимальным значением $U_{ТФm} = E_{II}/2$ и скважностью $s = 6$ (рис.3)

$$U_{ТФcp} = \frac{E_{II}}{2s} = \frac{E_{II}}{2 \cdot 6} = \frac{E_{II}}{12}. \quad (5)$$

3) Поскольку левые части (4) и (5) должны быть равны, то, приравняв правые части (4) и (5), получим:

$$\frac{2}{\pi} U_m^{sin} = \frac{E_{II}}{12}; \quad (6)$$

из (6) найдём амплитудное и действующее значения эквивалентного синусоидального напряжения:

$$U_m^{sin} = \frac{\pi E_{II}}{2 \cdot 12} = 0,1309 E_{II}; \quad (7)$$

$$U_d^{sin} = \frac{0,1309}{\sqrt{2}} E_{II} = 0,0926 E_{II}. \quad (8)$$

С учётом (3) и (8) габаритная мощность ТФ, приведённая к эквивалентной синусоидальной форме, описывается выражением:

$$S_{ТФ(r)}^{sin} = U_d^{sin} I_{ТФ} = 0,0926 E_{II} \frac{I_2}{2} = 0,046 E_{II} I_2. \quad (9)$$

4) Выразим теперь искомый параметр $S_{ТФ(r)}^{sin}$ не через E_{II} , а через действующее значение основной гармоники выходного напряжения фазы A . Её амплитуду проще всего найти из известного спектра выходного напряжения 2-ТИН+ТФ при наличии нулевого провода (НП 01–02, см. U_{A201} на рис.3):

$$u_{A201}(t) = \frac{4}{\pi} \frac{E_{II}}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos\left[\frac{(2k-1)\delta/2}{2}\right]}{2k-1} \sin[(2k-1)\omega t]. \quad (10)$$

Поскольку в данном случае $\delta = \pi/6$, то, положив в (10) $k = 1$, получим:

$$U_{2(1)m} = \frac{2}{\pi} E_{II} \cos(\delta/2) = \frac{2}{\pi} E_{II} \cos(\pi/12) = 0,615 E_{II}, \quad (11)$$

откуда находим:

$$E_{II} = U_{2(1)m} / 0,615 = 1,626 U_{2(1)m}; \quad (12)$$

$$E_{II} = 1,626 U_{2(1)} \sqrt{2} = 2,3 U_{2(1)}. \quad (13)$$

Подставив найденное значение E_{II} из (13) в (9), получим искомый результат:

$$S_{ТФ(r)}^{sin} = 0,046 \cdot 2,3 U_{2(1)} I_{2(1)} = 0,106 U_{2(1)} I_{2(1)} = 0,106 S_{2(1)}. \quad (14)$$

Как следует из (10), увеличивать угол δ целесообразно лишь при обоснованной необходимости, поскольку при этом содержание основной гармоники уменьшается. Например, при увеличении угла с $\delta = \pi/6$ до $\delta = \pi/5$ (для подавления в спектре (10) 5-й гармоники [15]) она уменьшается на 1,5%.

Таким образом, габаритная мощность ТФ, приведённая к синусоидальному по форме напряжению в двухканальном ТИН, равна $\approx 10\%$ мощности одной фазы нагрузки. Оценим его массу.

Например, при $f_2 = 50$ Гц и $S_{2(1)} = 100$ кВ·А согласно (14) $S_{ТФ(r)}^{sin} \approx 10$ кВ·А. При удельном показателе трансформаторов на этой частоте $g \approx 10$ кг/кВ·А (в нормальных условиях) масса ТФ $G_{ТФ} \approx 100$ кг. Отсюда вытекает постановка следующей задачи: для улучшения массогабаритных показателей ТФ актуальным является поиск такого алгоритма управления ТИН с МКП, который при сохранении той же его выходной частоты ТИН и той же формы его выходного напряжения позволил бы повысить рабочую частоту ТФ, например, в 2 или более число крат.

Модифицированный алгоритм управления 2-ТИН+ТФ. Таким образом, идея модификации алгоритма управления КЭ 2-ТИН сводится к тому, чтобы увеличить рабочую частоту ТФ, оставив при этом неизменной форму выходного напряжения (для упрощения при наличии НП) «квазимерандр с паузой δ » между полуволнами (рис. 3).

Такому замыслу соответствуют выходные напряжения каналов (в регулируемом по напряжению варианте), представленные для одной фазы на рис. 4,б. Как видно из осциллограмм (рис.4,б), модифицированный в требуемом направлении алгоритм управления КЭ 2-ТИН обеспечивает увеличение рабочей частоты ТФ в 2 раза, что, как показывают расчёты, приводит к уменьшению габаритной мощности ТФ – $S_{ТФ(r)}^*$ (приведённой к выходной мощности фазы) также в 2 раза. При угле регулирования $\alpha = 0$ форма выходного напряжения 2-ТИН остаётся той же. Масса ТФ при этом также уменьшается, однако в меньшей степени, чем показатель $S_{ТФ(r)}^*$, – примерно в 1,7 раза.

Руководствуясь этой идеей, можно и дальше уменьшать массу ТФ до целесообразного значения, ограниченного рациональным значением частоты переключе-

чения КЭ. Однако для полной оценки эффективности модификации по рис. 4,б необходимо учесть ещё и влияние на показатель $S_{\text{ТФ}}^*$ угла регулирования $\alpha \neq 0$. В первом, традиционном, варианте (рис. 4,а) введение угла регулирования для выполнения заданной функции при этом, однако, не отражается на габаритной мощности ТФ (см. таблицу). Она остаётся прежней, что следует из анализа осциллограмм его напряжения $u_{\text{ТФ}}(t)$ на рис. 4,а. Реализация этой же функции регулирования во втором, модифицированном, варианте (рис. 4,б) сопровождается такими изменениями формы напряжения $u_{\text{ТФ}}(t)$ на обмотке ТФ, которые приводят не только к понижению его расчётной частоты в 2 раза, но и к увеличению его расчётного напряжения.

Уже при $\alpha^* \geq 0,25$ преимущества, привнесённые повышением рабочей частоты в 2 раза, начинают снижаться, а при $\alpha^* = 0,5$ практически исчезают (см. рис. 5,а и таблицу).

Таким образом, в тех случаях, когда 2-ТИН применяется в электротехническом комплексе, который имеет свои средства для регулирования (или стабилизации) напряжения питания этого узла, из соображений улучшения массогабаритных показателей всей системы за счёт использования модифицированного алгоритма управления (рис. 4,б) целесообразно отказаться от функции регулирования напряжения в 2-ТИН.

Особенности синтеза MxL -ТИН с повышенной канальностью. Дальнейшее наращивание выходной мощности M -ТИН может осуществляться, например,

удвоением структуры по рис. 1,а. В общем случае будем обозначать как MxL -ТИН+ Z ТФ- W , где Z – число ТФ в МК инверторе; W – число обмоток в ТФ.

В примере синтезированной структуры 2x2-ТИН+9ТФ-2 (рис. 5) в целом содержится 4 простых (исходных) трёхфазных канала или 2 объединённых канала, в каждом из которых установлены по три ТФ-2 (ТФ1 j , ТФ2 j). При этом алгоритмы переключения КЭ в двух объединённых каналах по форме одинаковы, но по фазе сдвинуты между собой на угол $\delta_2 = \Delta\theta/2 = \pi/12$.

Для суммирования токов двух объединённых каналов используются ещё три ТФ-2 (ТФ3 j). При использовании 2-обмоточных ТФ-2 всего в такой структуре их требуется 9.

Число ТФ можно сократить до трёх, если каждый из них выполняется 4-обмоточным на 4-стержневом пространственном магнитопроводе [22] – рис. 6. Такая структура обозначается как 2x2-ТИН+3ТФ-4. Основные рабочие процессы в ней представлены на рис. 7.

При моделировании КЭ и ТФ приняты общепринятые допущения. В частности, коэффициенты магнитной связи между обмотками ТФ на данном этапе приняты идеализированными (без учёта рассеяния). Не учитывалась также нелинейность магнитопровода. Адекватность рабочих процессов (при этой идеализации) подтверждается соответствием формы выходного напряжения ТИН с МКП проектному замыслу, а также проверкой на выполнение критерия энергетического баланса.

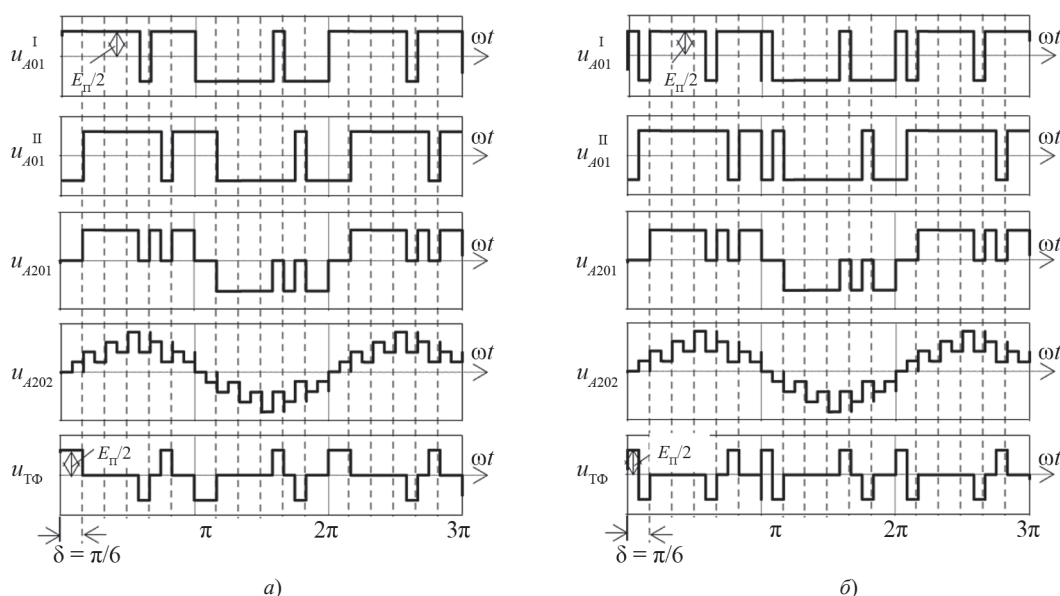


Рис. 4. Осциллограммы процессов в 2-ТИН+ТФ при угле регулирования напряжения $\alpha = \pi/12$ ($\alpha^* = 0,25$) для двух значений рабочей частоты ТФ f_{TF} : а) 50 Гц; б) 100 Гц: $u_{A01}^I(t)$, $u_{A01}^{II}(t)$ – фазные напряжения на выходах 1-го и 2-го каналов с нулевым проводом; $u_{A201}(t)$ – результирующее фазное напряжение на нагрузке (после суммирования токов каналов) с нулевым проводом и $u_{A202}(t)$ – без нулевого провода; $u_{\text{ТФ}}(t)$ – напряжение на одной обмотке ТФ

Fig. 4. Waveforms of processes in 2-TVI +TF: at the voltage control angle $\alpha = \pi/12$ ($\alpha^* = 0,25$) for two values of the operating frequency f_{TF} : а) 50 Hz; б) 100 Hz: $u_{A01}^I(t)$, $u_{A01}^{II}(t)$ are phase voltages at the outputs of the 1st and 2nd channels in the presence of a zero wire; $u_{A201}(t)$ is the resulting phase voltage at the load (after summing the channel currents) with the zero wire and $u_{A202}(t)$ – without a zero wire; $u_{\text{ТФ}}(t)$ is the voltage on one winding of the TF

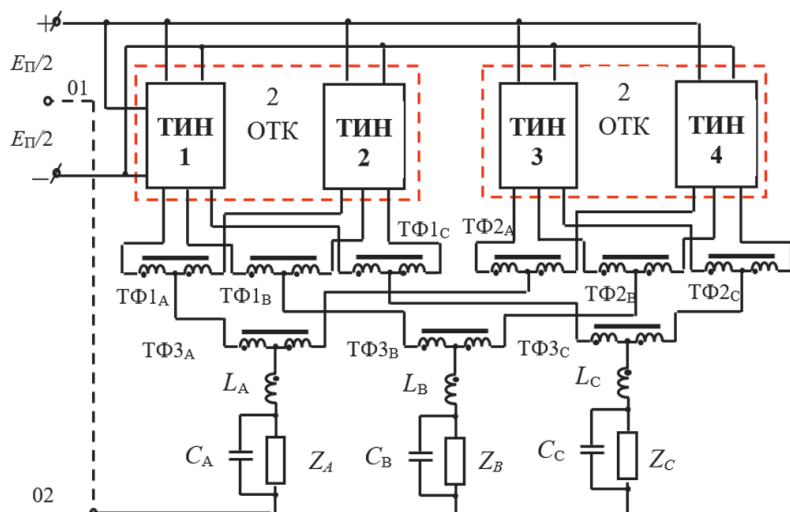


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема 2x2-ТИН-Ц с суммированием токов каналов с помощью 9ТФ-2

Fig. 5. Schematic diagram of 2x2-TVI-C with summation of channel currents using 9TF-2

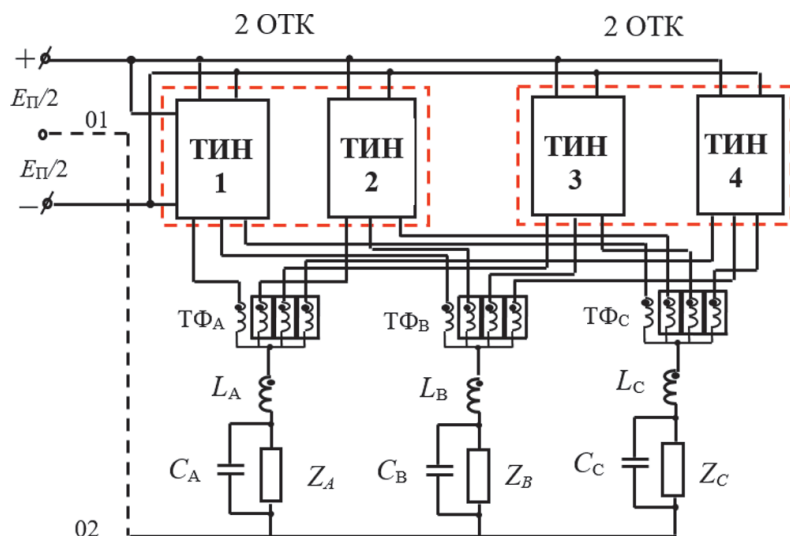


Рис.6. Принципиальная электрическая схема 2x2-ТИН-Ц с суммированием токов каналов с помощью 3ТФ-4

Fig.6. Schematic diagram of 2x2-TVI-C with summation of channel currents using 3TF-4

Одним из ключевых при синтезе ТИН с МКП является вопрос оценки массогабаритных показателей ТФ. В простейшем случае двухобмоточного ТФ, выполненного на стержневом магнитопроводе (рис.5), когда его расчёт сводится к расчёту трансформатора, поставленная задача решается достаточно просто. Для 4-обмоточного же ТФ, выполненного на 4-стержневом магнитопроводе (рис.6, $M = 4$) форма напряжений на обмотках и их значения одинаковы лишь на двух стержнях, причём на двух крайних стержнях значения их больше (рис.7,б и д), чем на двух внутренних (рис.7,в и з), а форма при этом их иная. Здесь, однако, также можно воспользоваться тем же приёмом сведения такого ТФ к 2-обмоточному трансформатору. При этом отдельно рассчитывают габаритную мощность обмотки каждого из двух стержней – с большим значением её напряжения на ней и с меньшим значением,

затем полученные результаты удваивают, суммируют и получают искомый результат (в долях от мощности $S_{2(1)}$). Особенность процедуры приведения обмотки на одном стержне к 2-обмоточному трансформатору заключается лишь в разбиении её на две равные части с соответствующими на них напряжениями.

Результаты исследований, представленные на всех осциллограммах, графиками на рис.8, а также в таблице, получены на основе имитационного компьютерного моделирования в программной среде *Orcad PSpice Schematics*.

Выводы. Представлены результаты структурно-алгоритмического синтеза трёхфазных инверторов напряжения на основе трёхфазной мостовой схемы с простейшими алгоритмами управления, в которых повышение выходной мощности обеспечивается на основе использования принципа многоканального преобра-

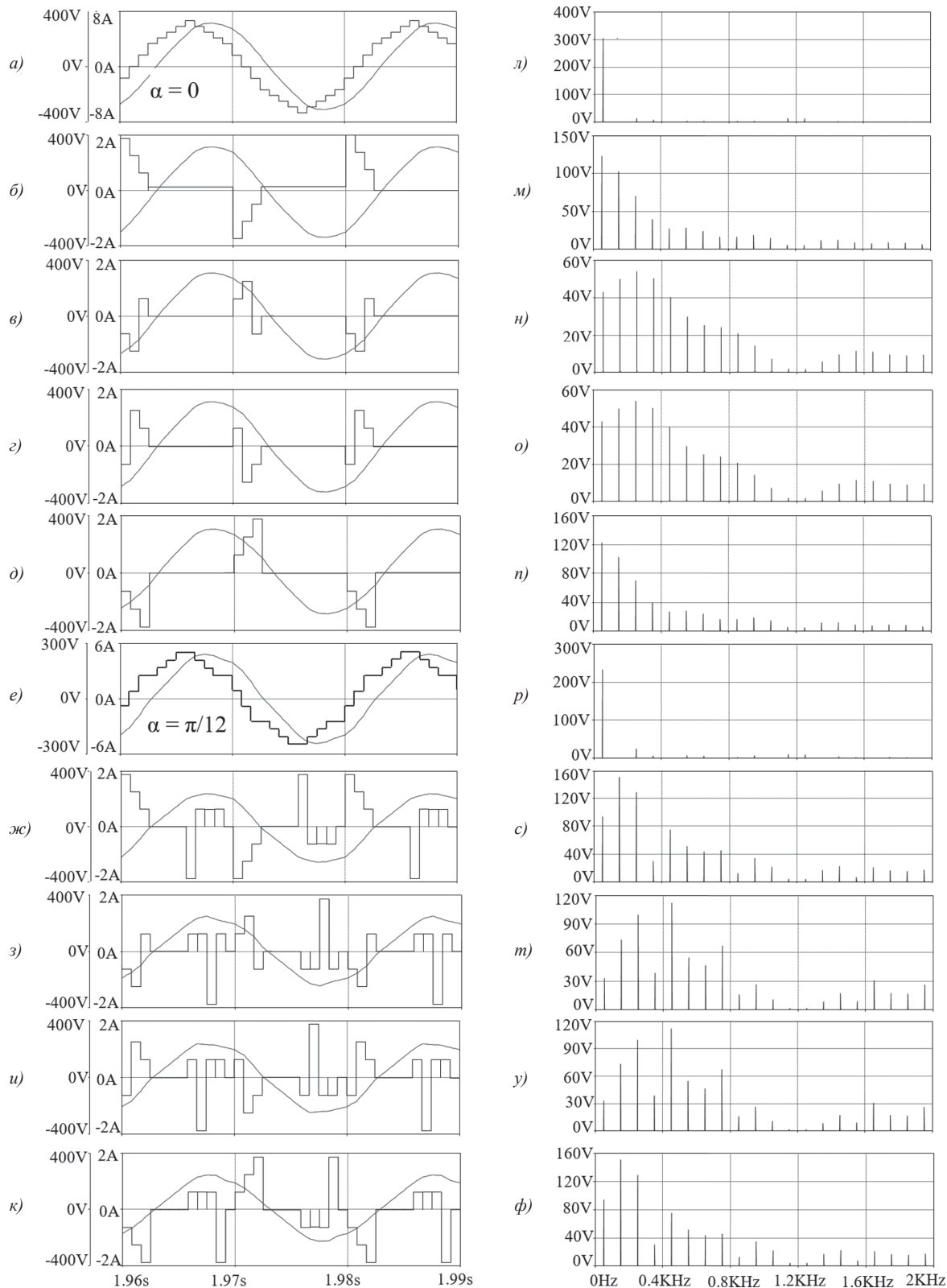


Рис. 7. Осциллограммы рабочих процессов в 2x2-ТИН+3ТФ-4 (с параметрами: $E_{II} = 500\text{В}$; $S_{2(1)} = 3000\text{В}\cdot\text{А}$; $U_{2(1)} = 220\text{В}$; $f_{2(1)} = 50\text{Гц}$; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $f_{TF} = 50\text{Гц}$) без нулевого провода: выходные напряжения и токи в нагрузке и в обмотке трансфильтра ТФА при двух углах регулирования α : $a\div d) \alpha = 0$; $e\div k) \alpha = \pi/12$; спектрограммы выходного напряжения и напряжения в обмотке трансфильтров ТФА при углах регулирования α : $l\div n) \alpha = 0$; $p\div \phi) \alpha = \pi/12$

Fig. 7. Waveforms of operating processes in 2x2-TVI+3TF-4 (с параметрами: $E_{II} = 500\text{V}$; $S_{2(1)} = 3000\text{V}\cdot\text{A}$; $U_{2(1)} = 220\text{V}$; $f_{2(1)} = 50\text{Hz}$; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $f_{TF} = 50\text{Hz}$) without zero wire: output voltages and currents in the load and in the TFA trans-filter winding at two control angles α : $a\div d) \alpha = 0$; $e\div k) \alpha = \pi/12$; spectrograms of the output voltage and the voltage in the TFA trans-filter winding at the control angles α : $l\div n) \alpha = 0$; $p\div \phi) \alpha = \pi/12$

Относительная габаритная мощность трансфильтра для пяти вариантов
Relative overall power of the trans-filter for five variants

| Тип ТИН с МКП | $f_{ТФ}, \text{Гц}$ | $S_{ТФ(r)\Sigma}^*$ | | | | |
|---------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| | | $\alpha = 0^\circ$ | $\alpha = 15^\circ$ | $\alpha = 30^\circ$ | $\alpha = 45^\circ$ | $\alpha = 55^\circ$ |
| 2-ТИН+3ТФ-2 | 50 | 0,10643 | 0,10643 | 0,10643 | 0,10643 | 0,10643 |
| | 100 | 0,05321 | 0,10643 | 0,15965 | 0,15965 | 0,15965 |
| 2x2-ТИН+9ТФ-2 | 50 | 0,16103 | 0,16103 | 0,16103 | 0,16103 | 0,16103 |
| | 100 | 0,10735 | 0,16103 | 0,21471 | 0,21471 | 0,21471 |
| 2x2-ТИН+3ТФ-4 | 50 | 0,13419 | 0,13419 | 0,13419 | 0,13419 | 0,13419 |

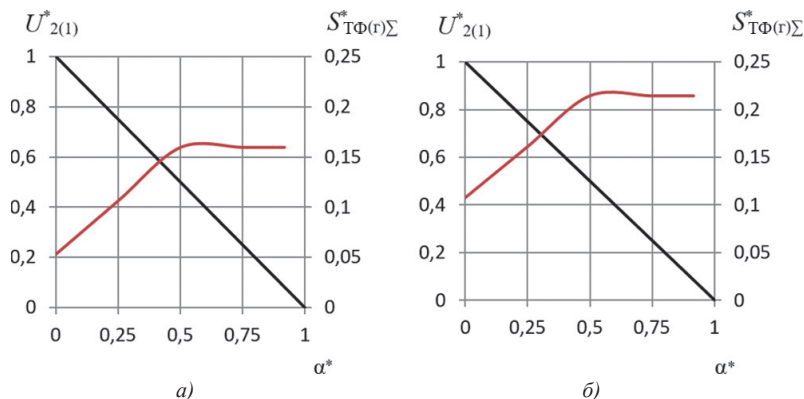


Рис. 8. Регулировочная характеристика и относительное значение суммарной габаритной мощности ТФ для одной фазы от выходной мощности ТИН с МКП одной фазы $S_{2(1)}$ ($S_{ТФ(r)\Sigma}^* = S_{ТФ(r)\Sigma} / S_{2(1)}$) в функции угла регулирования α при повышенной частоте работы ТФ $f_{ТФ} = 100 \text{ Гц}$: а) для 2-ТИН+3ТФ-2; б) для 2x2-ТИН+9ТФ-2

Fig. 8. The adjustment characteristic and the relative value of the TF total overall power for one phase from the output power of the TVI with energy flow multi-channel conversion of one phase $S_{2(1)}$ ($S_{ТФ(r)\Sigma}^* = S_{ТФ(r)\Sigma} / S_{2(1)}$) as a function of the control angle α at an increased frequency of TF operation $f_{ТФ} = 100 \text{ Hz}$: а) for 2-TVI+3TF-2; б) for 2x2-TVI+9TF-2

зования энергетического потока с суммированием этих его частей в выходной цепи с помощью трансфильтров. Выходное напряжение ТИН с многоканальным преобразованием при этом имеет вид сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией, которая обеспечивает (по некоторым важным параметрам) лучшую с нагрузкой электромагнитную совместимость по сравнению с ШИМ [14]. Увеличение числа каналов M способствует уменьшению искажений выходного напряжения.

Показано, что установленная (габаритная) мощность ТФ на одну фазу $S_{ТФ(r)}^*$ в простейшем 2-канальном варианте ТИН (при $M = 2$ с $\delta = \pi/6$) составляет 10% мощности этой фазы по основной гармонике. С увеличением числа каналов M до 4-х показатель $S_{ТФ(r)}^*$ (в зависимости от топологии ТФ (см. таблицу)) возрастает до 13÷16%. При необходимости для области $M > 4$ исследования могут быть продолжены. Полученные результаты создают для этого необходимые информационно-методические предпосылки.

Для уменьшения значения показателя $S_{ТФ(r)}^*$ предложено (для случая, когда $\alpha = 0$) использовать новый алгоритм управления ключами 2-ТИН, обеспечивающий повышение рабочей частоты ТФ в $2n$ раз ($n=1, 2, 3, \dots, N$), при сохранении той же формы выходного напряжения с амплитудно-импульсной модуляци-

ей. Соответственно показатель $S_{ТФ(r)}^*$ уменьшается при этом также в $2n$ раз.

Для реализации функции регулирования выходного напряжения (когда $\alpha > 0$) в 2-ТИН с многоканальным преобразованием используется энергосберегающий алгоритм управления (с минимальным числом переключений КЭ), описанный, например, в [14, 15]. Показано, что введение в ТФ режима работы на более высокой частоте при увеличении угла регулирования приводит к ухудшению показателя ТФ $S_{ТФ(r)}^*$ (см. таблицу).

Проведенные исследования двух топологий ТФ показали, что более эффективным решением по показателю $S_{ТФ(r)}^*$ является вариант 4-обмоточного ТФ на 4-стержневом пространственном магнитопроводе [24].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Константинов В.Г. Многофазные преобразователи на транзисторах. М.: Энергия, 1972, 96 с.
2. Шуваев Ю.Н., Виленкин А.Г. Многофазные импульсные стабилизаторы. – Сборник статей под ред. Ю.И. Конева «Электронная техника в автоматике», 1977, вып. 9, с.70–83.
3. Иванов А.В., Климов В.И. Крутяков Е.А., Левин В.Н. Особенности работы инверторов с многотактной широтно-импульсной модуляцией. – Электричество, 1979, №8, с. 42–47.
4. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Новосибирск: Наука, Сиб. отд-ние, 1979, 298 с.
5. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986, 376 с.

6. Фридман П.М. Разработка модуляционных способов формирования синусоидального напряжения на основе ключевых преобразователей: автореф. дис. ... канд. техн. наук. М.: Изд-во МЭИ, 1992, 20 с.

7. Мыцык Г.С., Михеев В.В., Фридман П.М. Многоканальное построение преобразователей с промежуточным высокочастотным преобразованием. – Электричество, 1992, №4, с. 22–31.

8. Мыцык Г.С. Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа мало искажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов: автореф. дис. ... докт. техн. наук. М.: Изд-во МЭИ, 2001, 40 с.

9. Kazuaki Mino, Guanghai Gong, Johann W. Kolar. Novel Hybrid 12-Pulse Boost-Type Rectifier with Controlled Output Voltage. – IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, vol. 41, No.3, pp. 1008–1018.

10. Пронин М.В. Моделирование и анализ системы с многофазным асинхронным генератором и многотактным активным выпрямителем. – Электротехника, 2006, № 5, с. 55–60.

11. Пронин М.В., Воронцов А.Г., Терещенков В.В. Моделирование системы электродвижения судна с многотактными инверторами и двигателями на постоянных магнитах. – Труды V Международ. (16 Всеросс.) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2007), 2007, с. 377–381.

12. Бадер М.П., Иньков Ю.М. Повышение энергетической эффективности выпрямительных агрегатов тяговых подстанций. – Электроснабжение и электрооборудование, 2007, № 6, с. 18–23.

13. Мыцык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В. Поиск проектного устройства силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): учебное пос. М.: Издательский дом МЭИ, 2010, 284 с.

14. Мыцык Г.С., Тин Аунг Зо. Многоканальное преобразование постоянного напряжения в трёхфазное квазисинусоидальное напряжение. – Электричество, 2018, № 7, с. 37–46.

15. Мыцык Г.С., Тин Аунг Зо, Хейн Зо Хтет. Синтез трёхфазных инверторов напряжения повышенной мощности с амплитудно-импульсной модуляцией выходного напряжения. – Электричество, 2019, № 6, с. 42–50.

16. Lin H., Shu Z., Ht X., Liu M. N-D SVPWM with DC Voltage Balancing and Vector Smooth Transition Algorithm for a Cascaded Multilevel Converter. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 5, pp. 3837–3847.

17. Asl E.Sh., Babaei E., Sabahi M., Babayi Nozadian M.H., Cecati C. New Half-Bridge and Full-Bridge Topologies for a Switched-

Boost Inverter with Continuous Input Current. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 4, pp. 3188–3197.

18. Tan L., Wu B., Narimani M., Xu D. et al. Multicarrier-Based PWM Strategies with Complete Voltage Balance Control for NNPC Inverters. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 4, pp. 2863–2872.

19. Golembiovsky Y.M., Tomashevsky Y.B., Shcherbakov A.A., et al. Autonomous single-phase inverter with high quality output voltage. Vestn. SUSU. Ser.Energy. 2018. 18, No. 1, pp. 75–81.

20. Saeidabadi S., Gandomi A. Ashraf, Hosseini S. H., Sabahi M., et al. New improved three-phase hybrid multilevel inverter with reduced number of components. – IET Power Electron, 2017, vol. 10, No.12, pp. 1403–1412.

21. Tan L., Wu B., Narimani M., Xu D. Multicarrier-Based PWM Strategies with complete voltage balance control for NNPC Inverters. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 4, pp. 2863–2872.

22. А. с. СССР №1714697 А1, Н 01 F 27/24. Пространственный магнитопровод/А.М. Соколов, Г.С. Мыцык, В.В. Михеев, Ю.В. Тиняков. – БИ, 1992, № 7.

[04.03.2021]



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



Тин Аунг Зо – аспирант кафедры «Электрические комплексы автономных объектов и электрический транспорт» Национального исследовательского университета «МЭИ».

A Method for Reducing the Mass of Transfilters in a Multichannel Three-Phase Voltage Source Inverter with PAM

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

TIN Aung Zaw (National Research University «Moscow Power Engineering Institute», Moscow, Russia) – Postgraduate Student of Electrotechnical Complexes of Autonomous Objects and Electric Transport Dept.

The results from a structural-algorithmic synthesis of three-phase voltage source inverters (3PVSI) based on a three-phase bridge circuit with simple control algorithms are presented. An increased output power is achieved by applying the principle of multichannel energy flow conversion with summing its parts in the output circuit using transfilters (TF). The inverter output voltage has the waveform of a signal with pulse-amplitude modulation (PAM), which features better electromagnetic compatibility in comparison

with pulse-width modulation. The output voltage waveform distortion tends to decrease with increasing the number of inverter channels. It is shown that the installed (overall with respect to the fundamental harmonic component) TF apparent power per phase - S^*TF (in fractions of the one load phase output power) in its simplest two-channel version (at $M=2$) is 10%. With the number of channels increased to four, S^*TF increases to 16%. To reduce the value of the indicator S^*TF , it is proposed to use a new control algorithm of the two-channel inverter version, with which the TF operating frequency increases by $2n$ times (where $n = 1, 2, 3, \dots, N$) while maintaining the same output voltage waveform with PAM. Accordingly, the indicator S^*TF decreases by $2n$ times. In this case, there is no voltage regulation function. To implement the output voltage regulation function for this inverter, an energy-saving control algorithm is used which is characterized by a minimum number of valve switching operations. It is shown that with shifting the TF to operate in the mode with a higher frequency, the indicator S^*TF tends to degrade with increasing the control angle α . Based on a study of two alternative TF topologies in 3PVSII with $M=4$, it is shown that a more efficient solution in terms of S^*TF is the version of a four-winding TF on a common (for one load phase) four-core spatial magnetic circuit. The obtained study results open the possibility to develop an extended information and methodological support necessary for system designing of electrical complexes using this class of three-phase voltage source inverters.

Key words: three-phase voltage source inverter, increased power output, multichannel conversion, simple voltage regulation algorithms, summation of channel currents by means of transfilters, pulse-amplitude modulation, voltage distortion, decreasing of transfilter mass

REFERENCES

1. Konstantinov V.G. *Mnogofaznye preobrazovateli na tranzistorah* (Multiphase transistor converters). M.: Energiya, 1972, 96 p.
2. Shuvaev Yu.N., Vilenkin A.G. *Sbornik statey «Elektronnaya tekhnika v avtomatike» pod red. Yu.I. Koneva – in Russ. (Collection of articles "Electronic technology in automation", ed. by Yu. I. Konev)*, 1977, iss. 9, pp.70–83.
3. Ivanov A.V., Klimov V.I., Krutyakov E.A., Levin V.N. *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 1979, No.8, pp. 42–47.
4. Kobzev A.V. *Mnogozonnaya impul'snaya modulyatsiya* (Multi-zone pulse modulation). Novosibirsk: Nauka, Sib. otdelenie, 1979, 298 p.
5. Moïn V.S. *Stabilizirovannye tranzistornye preobrazovateli* (Stabilized Transistor Converters). M.: Energoatomizdat, 1986, 376 p.
6. Fridman P.M. *Razrabotka modulyatsionnykh sposobov formirovaniya sinusoidal'nogo napryazheniya na osnove klyuchevykh preobrazovateley: avtoref. dis. ... kand. tekhn. nauk* (Development of modulation methods for generating sinusoidal voltage based on key converters: abstract of the dis. ... Cand. Sci. (Eng.)). M.: Izd-vo MEI, 1992, 20 p.
7. Mytsyk G.S., Miheev V.V., Fridman P.M. *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 1992, No. 4, pp. 22–31.
8. Mytsyk G.S. *Metodologiya strukturno-algoritmicheskogo sinteza i analiza malo iskazhayushchikh ustroystv silovoy elektroniki dlya elektrotekhnicheskikh kompleksov avtonomnykh ob'ektov: avtoref. dis. ... dokt. tekhn. nauk* (Methodology of structural and algorithmic synthesis and analysis of low-distortion power electronics devices for electrical complexes of autonomous objects: abstract of the dis. ... Dr. Sci. (Eng.)). M.: Izd-vo MEI, 2001, 40 p.
9. Kazuaki Mino, Guanghai Gong, Johann W. Kolar. Novel Hybrid 12-Pulse Boost-Type Rectifier with Controlled Output Voltage. – IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, vol. 41, No.3, pp. 1008–1018.
10. Pronin M.V. *Elektrotekhnika – in Russ. (Electrical Engineering)*, 2006, No. 5, pp. 55–60.
11. Pronin M.V., Vorontsov A.G., Tereshchenkov V.V. *Trudy V Mezhdunarod. (16 Vseross.) konf. po avtomatizirovannomu elektroprivodu (AEP–2007) – in Russ. (Proceedings of the V International (16 All-Russian) Conference on Automated Electric Drive. AEP-2007)*, 2007, pp. 377–381.
12. Bader M.P., In'kov Yu.M. *Elektrosnabzhenie i elektrooborudovanie – in Russ. (Power supply and electrical equipment)*, 2007, No. 6, pp.18–23.
13. Mytsyk G.S., Berilov A.V., Miheev V.V. *Poiskovoe proektirovanie ustroystv silovoy elektroniki (transformatorno-polu-provodnikovoye ustroystva): uchebnoe pos. (Exploratory design of power electronics devices (transformer-semiconductor devices: training manual)*. M.: Izdatel'skiy dom MEI, 2010, 284 p.
14. Mytsyk G.S., Tin Aung Zaw. *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2018, No. 7, pp. 37–46.
15. Mytsyk G.S., Tin Aung Zaw, Hein Zaw Htet. *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2019, No. 6, pp. 42–50.
16. Lin H., Shu Z., Ht X., Liu M. N-D SVPWM with DC Voltage Balancing and Vector Smooth Transition Algorithm for a Cascaded Multilevel Converter. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 5, pp. 3837–3847.
17. Asl E.Sh., Babaei E., Sabahi M., Babayi Nozadian M.H., Cecati C. New Half-Bridge and Full-Bridge Topologies for a Switched-Boost Inverter with Continuous Input Current. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 4, pp. 3188–3197.
18. Tan I., Wu B., Narimani M., Xu D. et al. Multicarrier-Based PWM Strategies with Complete Voltage Balance Control for NNPC Inverters. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 4, pp. 2863–2872.
19. Golembiovsky Y.M., Tomashevsky Y.B., Shcherbakov A.A., et al. Autonomous single-phase inverter with high quality output voltage. *Vestn. SUSU. Ser.Energy*. 2018. 18, No. 1, pp. 75–81.
20. Saaidabadi S., Gandomi A. Ashraf, Hosseini S.H., Sabahi M. et al. New improved three-phase hybrid multilevel inverter with reduced number of components. – IET Power Electron, 2017, vol. 10, No.12, pp. 1403–1412.
21. Tan L., Wu B., Narimani M., Xu D. Multicarrier-Based PWM Strategies with complete voltage balance control for NNPC Inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, vol. 65, No. 4, pp. 2863–2872.
22. A. s. SSSR № 1714697 A1, H 01 F 27/24. *Prostranstvennyy magnitoprovod (Spatial magnetic circuit)* / M.Sokolov, G.S. Mytsyk, V.V.Mikheev, Yu.V. Tinyakov. – Bulletin of Inventions, 1992, No. 7.