

УДК 621.314.572.001.57

Некоторые результаты системного подхода к проектированию трехфазных инверторов с промежуточным высокочастотным преобразованием

К. А. Воронцов*

Рассмотрены вопросы системного проектирования трехфазных инверторов напряжения с промежуточным высокочастотным преобразованием. Преобразователь (ПТС-3000М), являющийся источником вторичного электропитания специального назначения, состоит из двухканального повышающего регулируемого конвертора напряжения (РКН) и двухканального трехфазного инвертора напряжения (ТИН), а также промежуточного (с буферным конденсатором в звене постоянного тока) и выходного фильтров.

Раскрыт подход к оценке КПД преобразователя и его звеньев, основанный на учете полной выходной мощности инвертора как полезной. Приведено краткое описание структуры, а также дана оценка эффективности применения энергонерассеивающего группового снаббера для РКН. Для ТИН введено понятие энергоэффективного закона модуляции (ЭЗМ), наглядно показан принцип синтеза ЭЗМ, предложены краткий обзор и сравнительный анализ (на основе результатов имитационного компьютерного моделирования работы ТИН) различных ЭЗМ: трапецидального и квазитрапецидальных, в том числе с искусственным введением гармоник нулевой последовательности.

В рамках исследования совместной работы повышающего высокочастотного РКН с ТИН выбрана методика выбора емкости буферного конденсатора в звене постоянного тока, основанная на применении имитационного компьютерного моделирования. Ввиду сложности аналитического описания процессов в ТИН с широтно-импульсной модуляцией, полностью аналитическое решение задачи выбора емкости буферного конденсатора представляется крайне нерациональным. Доказано, что небольшое (приблизительно до 10% от номинального уровня) перенапряжение в звене постоянного тока, вызванное реактивным характером нагрузки, не оказывает существенного влияния на качество выходного напряжения ТИН, что позволяет рационально минимизировать емкость буферного конденсатора. Обозначены особенности выбора тактовой частоты для инверторного и конверторного звеньев преобразователя.

Ключевые слова: многоканальное преобразование, трехфазный инвертор, широтно-импульсная модуляция, резервное электропитание, нулевая инверторная ячейка, снаббер.

* Kirill@jet.su

Общая информация об исследуемом преобразователе

В рамках концепции системного проектирования приведем результаты разработки и исследования нового варианта решения проблемы глубокой модернизации серийно выпускаемого преобразователя ПТС-3000 [1]. В предложенном решении реализованы ресурсосберегающие и энергосберегающие принципы синтеза, основанные на использовании промежуточного высокочастотного (ПВЧП) и многоканального (МКП) преобразований [2] энергетического потока. Многозвенная структура преобразователя напряжения (ПН) представляет собой следующие последовательно соединенные силовые звенья: регулируемый по напряжению конвертор напряжения (РКН) с двухканальной структурой, сглаживающий фильтр постоянного тока, трехфазный инвертор напряжения (ТИН) (в двух вариантах исполнения: одноканальном — МКП ТИН-1 и двухканальном — МКП ТИН-2). Некоторые результаты решения этой задачи уже были представлены в работах [3, 4]. Целью настоящей статьи является изложение ранее не освещенных вопросов, в частности рассматриваются: процедура определения КПД ПН с новой многозвенной структурой; идея совершенствования алгоритмов управления ключами ТИН, основанная на использовании квазитрапецеидальных законов модуляции; особенности выбора тактовой частоты в конверторном и инверторном звеньях и совместной работы РКН и ТИН.

Обозначим разрабатываемый модернизированный вариант ПН как ПТС-3000М.

Особенности структурно-алгоритмического облика преобразователя напряжения

Особенностью структурно-алгоритмической организации (САОр) первого звена — РКН, как указано выше, является использование принципа МКП с канальностью $M = 2$. В качестве КН берутся две инверторные ячейки, выполненные по нулевой схеме (НИЯ1 и НИЯ2). Известный недостаток этих схем, заключающийся в необходимости использования средств борьбы с перенапряжениями на ключах, обусловленными индуктивностями рассеяния обмоток трансформаторов НИЯ, устраняется в данном случае более эффективным путем по сравнению с традиционными решениями снабберов, выполненных на основе *RCD*-цепочек [3, 5]. Можно указать на дополнительное достоинство этого решения, которое заключается в том, что одно такое устройство может быть использовано не только при $M = 2$, но и при любом числе M .

Особенность САОр инверторного звена (ТИН) заключается в том, что в двух рассматриваемых вариантах (при $M = 1$ и $M = 2$) в качестве алгоритма управле-

ния ключами ТИН используются энергосберегающие алгоритмы. Их суть состоит в том, что при обеспечении того же качества напряжения, что и в традиционных решениях ТИН с ШИМ (при глубине модуляции $\mu = 1$ [3]), удастся сократить число переключений ключей на $1/3$. Это достигается синтезом соответствующего закона модуляции, который характеризуется, в частности, параметром $\mu = 1,15$ (по основной гармонике) [4].

Об энергетических показателях ПН

Как показано в [6], КПД ТИН (а также других звеньев ПН) определяется соотношением:

$$\eta_{\text{тин}} = \frac{S_2}{S_2 + \Delta P_{\text{кэ}}}. \quad (1)$$

Ввиду сложности аналитического определения потерь в ключевых элементах (КЭ) ТИН ($\Delta P_{\text{кэ}}$) при использовании ШИМ, для решения задачи определения КПД рационально применить имитационное компьютерное моделирование (ИКМ). При этом также легко определить наиболее тяжелые для КЭ режимы работы и уделить им должное внимание.

Так как в РКН из соображения минимизации статических потерь в КЭ при питании от низковольтного источника (26 — 50 В) применяются НИЯ, то одним из направлений повышения энергоэффективности ПТС-3000М является совершенствование снабберного узла РКН. Кроме известного решения с индивидуальными *RCD*-снабберами для каждого КЭ, существуют варианты энергонерассеивающих снабберов, например, снаббер, описанный в [7]. Наиболее удачным представляется рассматриваемый вариант группового рекуператора [5], представляющий собой импульсный понижающий преобразователь напряжения (*VT5*, *L1*, *VD9* на рис. 1), подключенный к объединенной точке сброса энергии индуктивностей рассеяния первичных обмоток трансформаторов НИЯ. Особенность данного рекуператора заключается в поддержании его входного напряжения в заданных пределах. Оценка с помощью ИКМ показала, что при коэффициенте магнитной связи в трансформаторе РКН, равном 0,999, мощность, возвращаемая энергонерассеивающим снаббером, может достигать 5% от передаваемой в нагрузку и определяется следующим образом:

$$P_{\text{расс}} = \frac{L_s I_m^2}{2} 2f_T M = L_s I_m^2 f_T M,$$

где L_s — индуктивность рассеяния первичной полуобмотки; I_m — максимальное значение тока в первичной обмотке, соответствующее моменту закрытия силового ключа НИЯ; f_T — тактовая частота РКН; M — количество НИЯ, подключенных к групповому снабберу.

Особенность расчета КПД ПН заключается в применении методики, описанной в [6], к каждому из

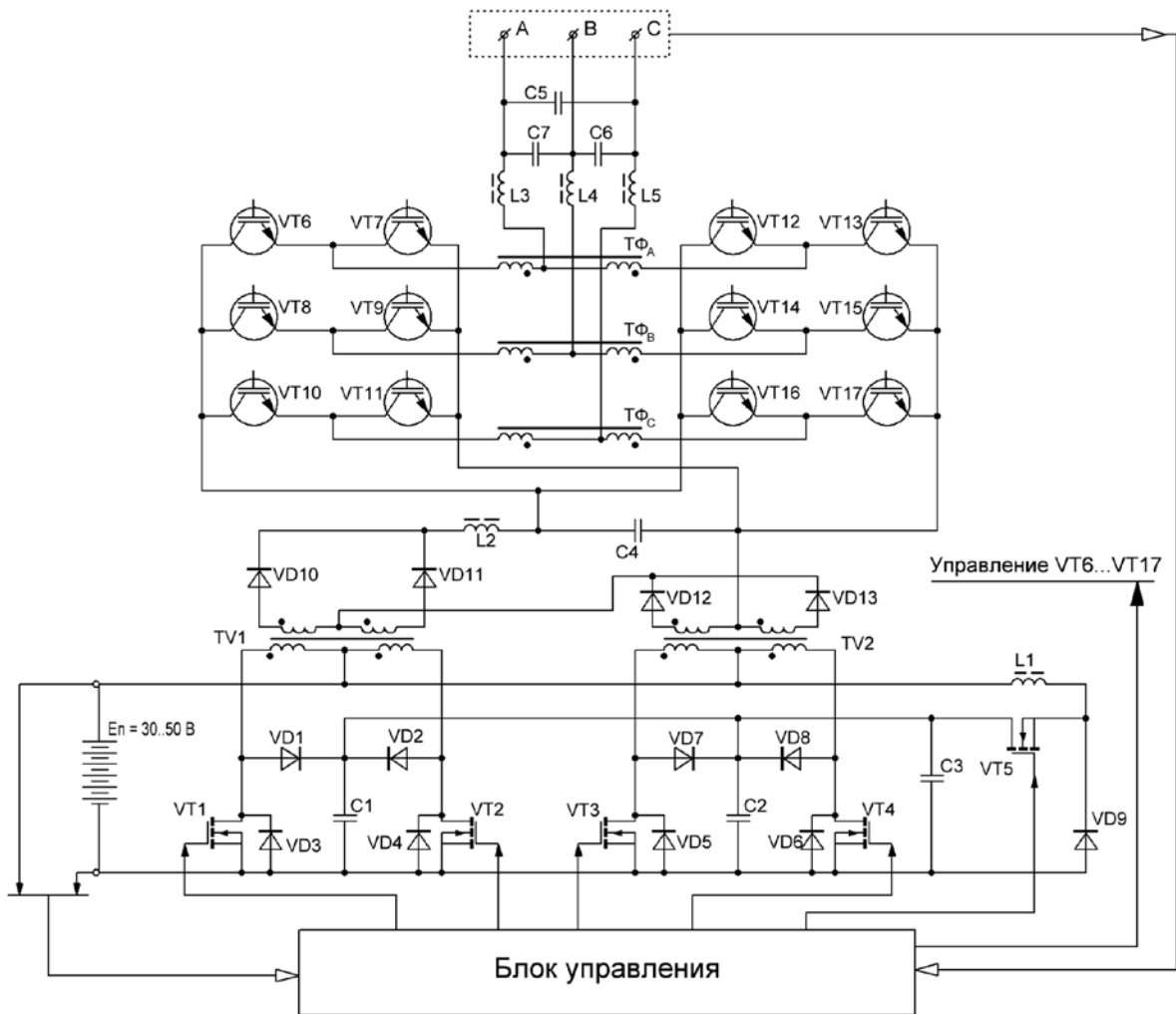


Рис. 1. Принципиальная схема силовой части ПТС-3000М

звеньев ПН. КПД полупроводниковой части определяется следующим образом: $\eta_{\text{пн}} = \eta_{\text{РКН}} \eta_{\text{ТИН}}$, где $\eta_{\text{РКН}}$, $\eta_{\text{ТИН}}$ — КПД РКН и ТИН, определенные по (1), причем в качестве S_2 подставляется полная выходная мощность рассматриваемого звена.

ИКМ ПТС-3000М с двухканальными РКН и ТИН (рис. 1) без учета потерь в трансформаторном узле и фильтрах при работе на номинальную нагрузку с тактовыми частотами РКН и ТИН 20 и 2,4кГц показало следующие результаты: баланс по активной мощности $P_2/P_1 = 0,947$; КПД полупроводниковой части $\eta_{\text{пн}} = \eta_{\text{РКН}} \eta_{\text{ТИН}} = 0,970$. Учитывая типичный КПД трансформаторного узла на частоте 20кГц $\eta_{\text{тр}} = 0,95$ [10], можно с достаточной точностью оценить КПД всего ПН: $\eta_{\text{пн}} \approx \eta_{\text{пн}} \eta_{\text{тр}} = 0,92$.

Оценка КПД с помощью ИКМ проводилась с применением имитационных компьютерных моделей реальных подходящих по характеристикам ключевых элементов из комплекта библиотек OrCAD 16.5: в РКН — полевых транзисторов FB180SA10

($R_{DS(on)} = 6,5$ мОм, $U_{DSmax} = 100$ В, $I_D = 180$ А) и диодов HFA25TB60 ($U_R = 600$ В, $U_F = 1,3$ В, $I_F = 25$ А, $t_{rr} = 23$ нс), в ТИН — IGBT транзисторов APT90GF100JN ($U_{CE(on)} = 2,6$ В, $U_{CEmax} = 1000$ В, $I_C = 90$ А) и диодов DSEP29-12A ($U_R = 1200$ В, $U_F = 1,81$ В, $I_F = 30$ А, $t_{rr} = 40$ нс).

Выигрыш по массе в новой разработке ПТС-3000М достигается в основном за счет кардинального снижения массы трансформаторного узла (не менее, чем в 30 раз) при общем КПД (с учетом КПД трансформаторного узла и фильтров) не хуже 0,85 — 0,9.

О синтезе энергоэффективных малоискажающих алгоритмов управления ключами ТИН по мостовой схеме

Трапецидальный закон модуляции

Идея снижения динамических потерь в ключевых элементах ТИН с ШИМ за счет синтеза соответствующих законов модуляции описана в [4, 8]. Суть идеи заключается в исключении переключений ключей в

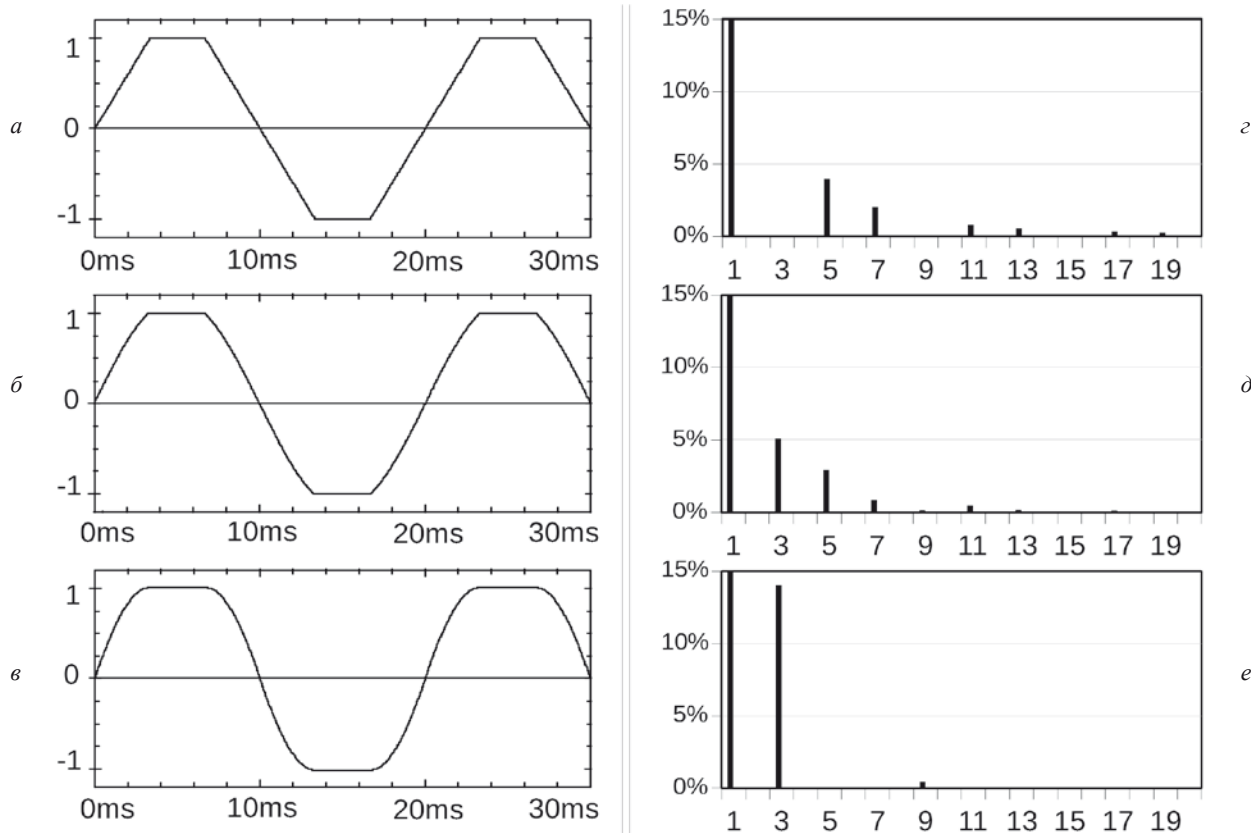


Рис. 2. Законы модуляции и их спектральный состав:

a — трапецидальный ЗМ ($K_{\text{ин}} = 0,521$); *b* — синусоидальный ЗМ при $\mu = 1,15$ (КТЗМ-1, $K_{\text{ин}} = 0,543$); *v* — квазитрапецидальный закон модуляции с введением ГНП (КТЗМ-3, $K_{\text{ин}} = 0,576$); *z* — *e* — спектрограммы, соответствующие ЗМ *a*, *b*, *v*

части той полуволны напряжения, которую формирует один ключ ТИН. Такие законы модуляции назовем энергоэффективными — ЭЗМ. Простейшим примером ЭЗМ является трапецидальный закон модуляции — ТЗМ (рис. 2, *a*). Длительность интервала, на котором отсутствуют переключения ключей, характеризуется здесь отношением нижнего основания трапеции (т.е. ТЗМ) — *b* к верхнему — *a*, определяемого параметром $\beta' = (b - a)/2$, который при умножении его на π определяет степень наклона боковой стороны трапеции $\beta = \pi\beta'$. Спектральный состав этого (аналогового типа) сигнала при одном из рациональных значений угла $\beta = \pi/3$ представлен на рис. 2. *б*, из которого следует, что в данном ТЗМ отсутствуют гармоники, кратные трем, и присутствуют ближайшие к частоте основной гармоники $f_{2(1)}$ — 5-я и 7-я гармоники. После импульсно-модуляционного усиления-воспроизведения такого ТЗМ с помощью ШИМ при отношении тактовой частоты f_1 к частоте $f_{2(1)} - \xi = f_1/f_{2(1)} \geq 20 - 30$ (и более), эти же (5-я и 7-я) гармоники с таким же относительным содержанием проявляются и в выходном напряжении ТИН (см. рис. 3, *z* и рис. 4, *z*). Для ТИН децентрализованного типа, предназначенных для работы на двигательные нагрузки, эти гармоники обычно не оказывают заметного вредного воздействия. Что касается ТИН

централизованного типа, то наличие в спектре высших гармоник с частотой ниже тактовой частоты f_T оказывает существенное негативное влияние на фильтрацию его напряжения, которое выражается в ухудшении массогабаритных показателей фильтра. Таким образом, на примере конкретного ЭЗМ мы убедились, что уменьшение числа переключений ключей на 1/3 может сопровождаться увеличением массы фильтра, т.е. получение одного положительного эффекта сопровождается появлением другого нежелательного эффекта. Поэтому с целью совершенствования ЭЗМ будем иметь это в виду при рассмотрении еще двух его вариантов.

Квазитрапецидальный закон модуляции первого типа (КТЗМ-1)

Идея синтеза этого ЭЗМ, по сути, базируется на упрощенном варианте практической реализации выше рассмотренного ТЗМ и заключается в использовании режима перемодуляции, который характеризуется глубиной модуляции $\mu > 1$. Напомним, при использовании так называемого «вертикального принципа — ВП» формирования сигналов с ШИМ (путем использования развертывающих сигналов треугольной формы $u_p(t)$ тактовой частоты f_T , а также $m_2 = 3$ числа задающих сигналов $u_{3j}(t)$ частоты $f_{2(1)}$, обозначаемых здесь как ЭЗМ_j, путем логического сравнения этих сигналов —

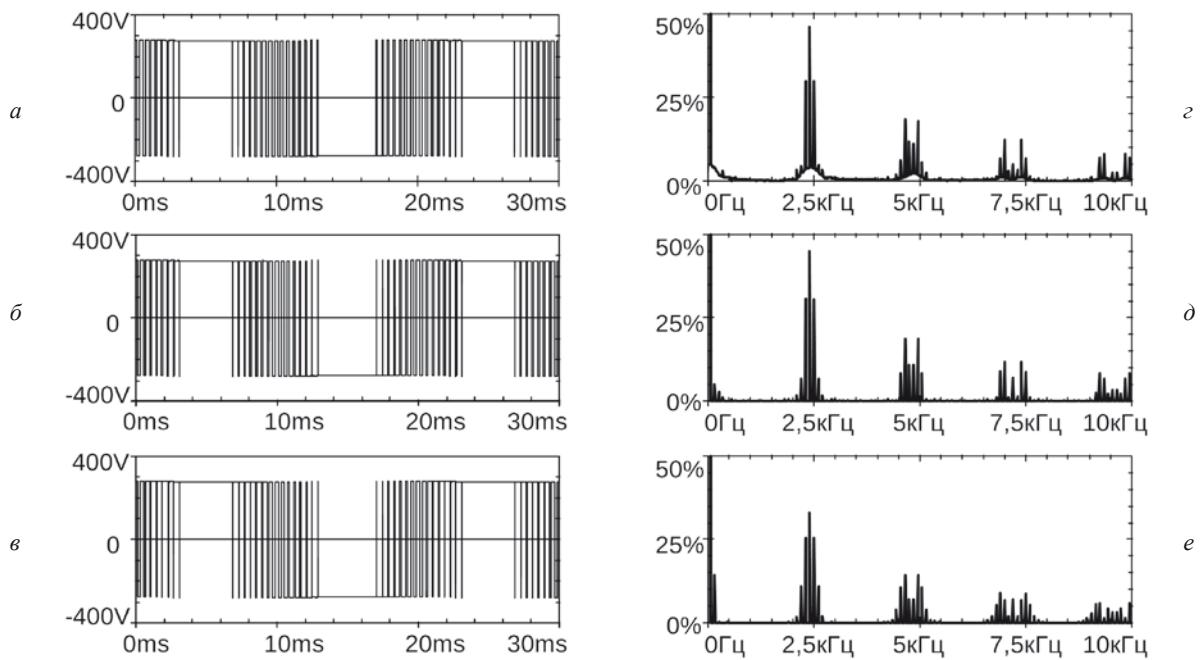


Рис. 3. Выходные фазные напряжения ТИН относительно средней точки источника питания:

a — трапецидальный ЗМ; *б* — КТЗМ-1; *в* — КТЗМ-3; *з* — *д* — *е* — спектрограммы выходных напряжений, соответствующие показанным на *a*, *б*, *в*

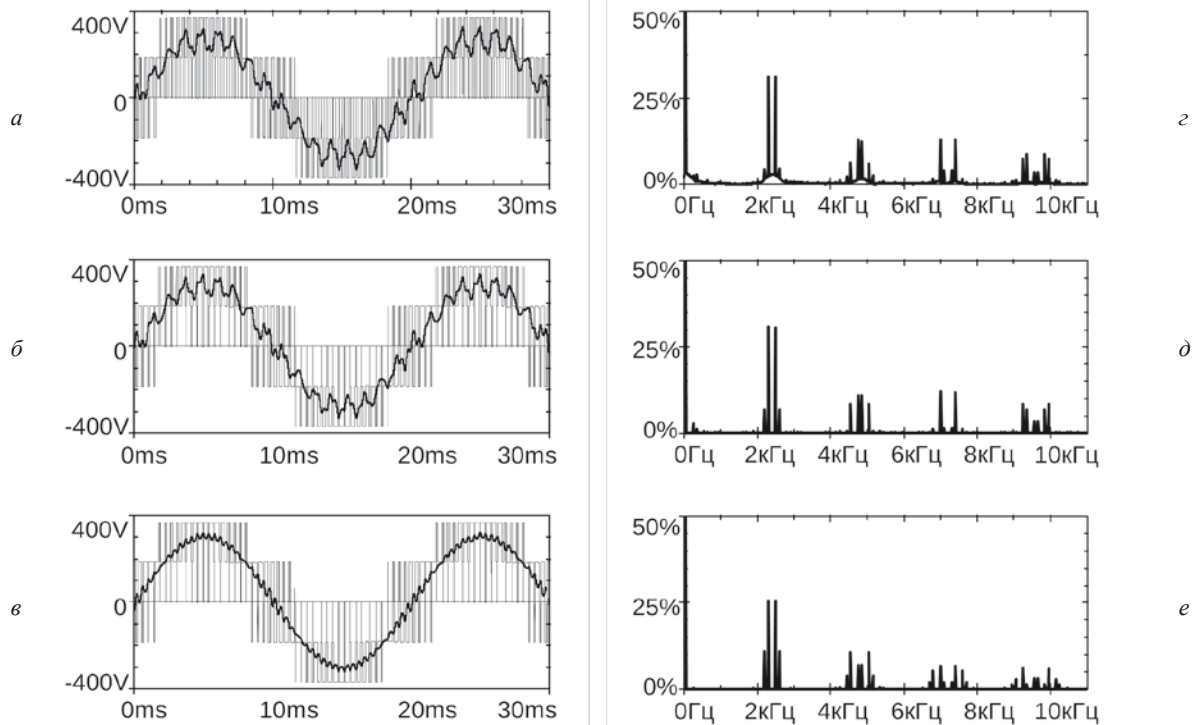


Рис. 4. Выходные фазные напряжения ТИН до и после фильтра, их спектральный состав:

a — трапецидальный ЗМ ($K_T = 19,4\%$); *б* — КТЗМ-1 ($K_T = 14,8\%$); *в* — КТЗМ-3 ($K_T = 5,5\%$); *з* — *д* — *е* — спектрограммы выходных напряжений до фильтра, соответствующие показанным на *a*, *б*, *в*

$u_p(t)$ с $u_{3j}(t)$ и соответствующего распределения результатов сравнения по 6 ключам ТИН) параметр μ определяется следующим образом: $\mu = U_{3jm} / U_{Pm}$, где U_{3jm} , U_{Pm} — амплитуда задающего сигнала синусоидальной формы и максимальное значение сигнала развертки. Заметим, что общим для всех трех рассматриваемых здесь типов ЭЗМ является одинаковая длительность зоны, в которой исключаются переключения ключей ТИН. Она равна углу $\beta = \pi/3$. При использовании ВП этому условию удовлетворяет значение параметра $\mu = 1,15$. Ему соответствует форма ЭЗМ и его спектрограмма, которые показаны на рис. 2, б, д. Форма ЭЗМ здесь близка к трапецидальной. Разница лишь в том, что боковые стороны «квазитрапеции» представляют собой не отрезки прямой линии, а фрагменты синусоиды. Поэтому ЭЗМ получил обозначение, как квазитрапецидальный закон модуляции — КТЗМ-1. Согласно его спектрограмме (рис. 2, д) в нем по-прежнему присутствуют гармоники $5f_{2(1)}$ и $7f_{2(1)}$, правда, с несколько меньшим содержанием, но при этом появляются еще и гармоники, кратные 3, которые, в конечном счете, при топологии нагрузки «звезда», как известно, в фазном напряжении отсутствуют. Таким образом, данный вариант КТЗМ-1 существенного положительного результата не дал.

Как показано в [3], при использовании ТЗМ и КТЗМ-1 возможно устранение гармоник, кратных одной заданной. Целесообразным является исключение пятой гармоники посредством задания $\beta = \pi/5$ для ТЗМ или $\mu = 1,7$ для КТЗМ-1 и применения дополнительной резонансной LC-цепочки для подавления седьмой гармоники. При этом суммарная масса фильтра с резонансными цепочками получается в среднем в 1,5 раза больше, чем в случае применения КТЗМ-3, но повышенный КИН (0,585 против 0,56 с учетом падения напряжения на фильтре при номинальной нагрузке) и сниженное число переключений ключей $N_{КЭ}$ ($0,8f_T$ против $4f_T/3$) могут обеспечить преимущество такого варианта КТЗМ-1 по суммарной массе выходного фильтра и охладителя КЭ, что требует дальнейших исследований.

С целью устранения всех низших гармоник в [3] был исследован также ЗМ, обозначенный как КТЗМ-2. Суть его заключается в том, что ЗМ формируют из суммы двух сигналов: из основного задающего сигнала синусоидальной формы с амплитудой $U_{3jm} = 1,15U_{Pm}$ и дополнительного сигнала такой же формы, но утроенной частоты $3f_{2(1)}$ и с амплитудой $U_{3(3)m} = 0,166U_{Pm}$. КТЗМ-2 позволил получить хороший спектральный состав выходного напряжения с увеличенным по отношению к традиционному синусоидальному ЗМ содержанием основной гармоники, но не обеспечивал экономию числа переключений ключевых элементов.

Квазитрапецидальный закон модуляции третьего типа (КТЗМ-3)

Желаемый результат был получен в [4] на основе синтеза идеального ЭЗМ, обозначенного как КТЗМ-3 (в терминологии, предложенной в [8], — DPWM1).

Суть идеи его синтеза такая же, как у КТЗМ-2, но при этом дополнительный сигнал частоты $3f_2$ формируют следующим образом: у основного сигнала синусоидальной формы с амплитудой $U_{3jm} = 1,15U_{Pm}$ «срезают» по центру полуволны фрагмент с длительностью основания $\pi/3$ и, используя его в качестве полуволны, формируют этот дополнительный сигнал (в непрерывном виде). Разложение его в ряд Фурье, полученное в [4], показало, что в нем присутствуют только гармоники, кратные трем, что показано спектрограммой на рис. 2, е. Таким образом, в спектрах КТЗМ-3 и в выходном напряжении ТИН удалось исключить все нечетные гармоники, кратные частоте основной гармоники $f_{2(1)}$, что позволило для заданного значения тактовой частоты минимизировать установленную мощность выходного фильтра.

Проведенное исследование позволяет сделать следующий вывод: существует принципиальная возможность синтеза идеальных ЭЗМ, которые, одновременно с сокращением числа переключений ключей ТИН, позволяют сохранить качество его выходного напряжения, присущее режиму ШИМ при глубине модуляции $\mu = 1$. Свойство идеальности ЭЗМ заключается в том, что они являются энергосберегающими и одновременно малоискажающими.

Результаты моделирования

Для наглядности иллюстраций при моделировании ТИН с различными ЗМ применен выходной фильтр, рассчитанный на обеспечение K_T не более 6% при ШИМ по КТЗМ-3, причем собственная резонансная частота фильтра для заданных условий эксперимента находится в районе 16 гармоники выходного напряжения. На рис. 4, а, б видны значительные искажения формы выходного напряжения после фильтра, обусловленные частичным резонансным усилением 17 гармоники выходного напряжения, присутствующей только в ТЗМ и КТЗМ-1. Так как собственная резонансная частота фильтра должна находиться между основной гармоникой выходного напряжения и первой из устраняемых гармоник, становится очевидным факт существенного увеличения массы фильтра при использовании ТЗМ и КТЗМ-1.

О подходе к расчету емкости буферного конденсатора на входе ТИН

При работе ТИН на активно-индуктивную нагрузку в некоторые моменты времени возможен возврат энергии, накопленной в индуктивных элементах нагрузки, через элементы инвертора в источник (рис. 5, а). В рассматриваемой структуре ПТС-3000М источником питания для инвертора служит РКН с выпрямителем на выходе. С целью недопущения превышения напряжения на КЭ ТИН и выходных диодах РКН на входе ТИН должен быть установлен буферный конденсатор

(являющийся одновременно компонентом LC -фильтра в звене постоянного тока). Ввиду сложности процессов в ТИН с ШИМ, аналитическое решение задачи определения минимального значения емкости буферного конденсатора не является простым. Для ТИН с управлением по простейшему шестишаговому π -алгоритму эта задача решена аналитически в [9]. Под минимальным значением в данном случае понимается такое значение емкости, при котором напряжение на конденсаторе не выходит за пределы допустимого значения, по крайней мере из ограничений по каталожным данным. Будем считать это первым ограничением. Существуют и другие ограничения.

Для решения в полном объеме поставленной задачи определения емкости буферного конденсатора предлагается следующая экспериментально-аналитическая методика:

1 этап: создание ИК-модели ТИН с предполагаемой нагрузкой (при близком к реальному значению емкости буферного конденсатора 10 — 100 мкФ), получение осциллограмм напряжения на конденсаторе и потребляемого инвертором тока в наиболее неблагоприятных режимах (максимальный ток и минимальный $\cos\varphi$);

2 этап: определение максимального изменения заряда конденсатора ΔQ_C путем нахождения амперсекундной площади обратных импульсов тока (удобной для расчета трапецеидальной формы), соответствующих максимальному перенапряжению на конденсаторе (отмечено пунктирным овалом на рис. 5, в); далее рассчитывается емкость конденсатора, необходимая для обеспечения задаваемого уровня перенапряжения ΔU_C :

$$C = \Delta Q_C / \Delta U_C;$$

3 этап: выбор емкости буферного конденсатора из стандартного ряда и проверка выбранного значения с помощью ИКМ.

С учетом вышеизложенного ограничивающими факторами являются:

допустимое рабочее напряжение на КЭ ТИН и РКН;

влияние пульсаций входного напряжения ТИН на гармонический состав его выходного напряжения, что хорошо заметно на осциллограмме рис. 5, б;

допустимая амплитуда пульсаций напряжения на буферном конденсаторе и их частота.

Было проведено исследование влияния перенапряжения ΔU_{Cm} на коэффициент гармоник выходного напряжения (рис. 6) при использовании КТЗМ-3. В качестве ΔU_{Cm} необходимо использовать максимально возможное значение из серии (куста) пульсаций различного уровня (рис. 5, в). Значительное изменение характера этой зависимости для различных алгоритмов ШИМ не предполагается, однако это утверждение требует проведения дальнейших исследований.

Несложно показать, что с увеличением тактовой частоты емкость конденсатора будет уменьшаться.

О выборе тактовой частоты

Тактовая частота в конверторном (f_{TK}) и инверторном (f_{TI}) звеньях выбирается исходя из разных критериев. В конверторном звене она выбирается с учетом трех

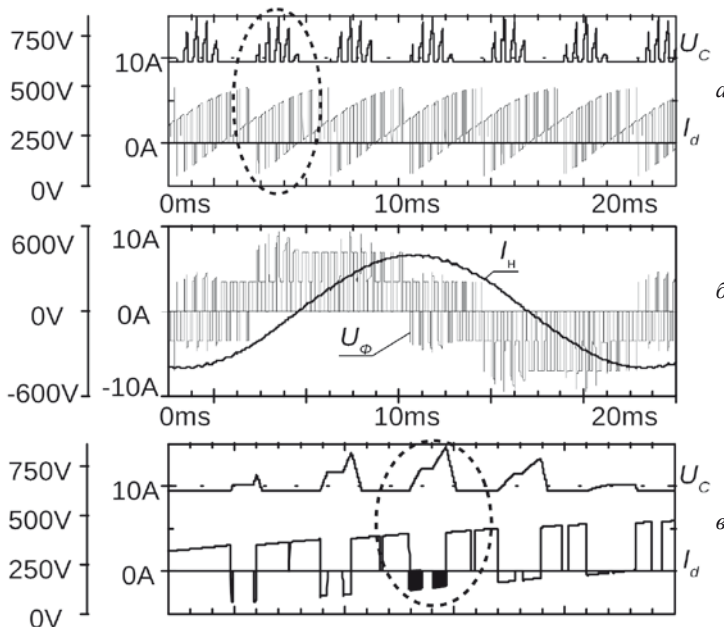


Рис. 5. К определению емкости буферного конденсатора:

а — напряжение на буферном конденсаторе (U_C) и потребляемый ТИН ток (I_d); б — фазное напряжение на выходе ТИН до фильтра и ток нагрузки; в — увеличенный фрагмент рис. 5, а

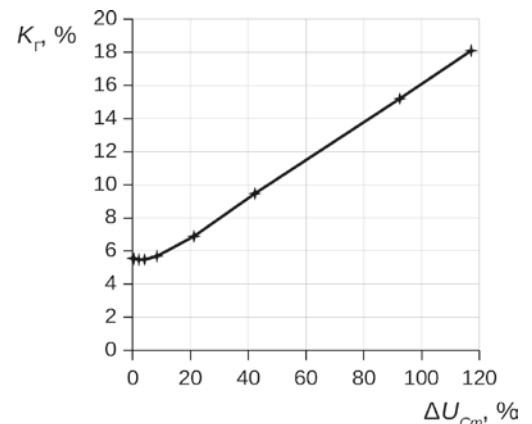


Рис. 6. Зависимость коэффициента гармоник выходного напряжения после фильтрации от параметра ΔU_{Cm}

противоречивых факторов. С увеличением параметра $f_{\text{тк}}$: динамические потери в ключевых элементах РКН увеличиваются, соответственно возрастает масса их охладителя; массы трансформаторного узла (до определенного значения) и сглаживающего фильтра уменьшаются. Точное решение задачи выбора оптимального значения тактовой частоты с учетом этих факторов достаточно трудоемко. В работе она не решается. Здесь заимствованы полученные в [10] результаты, согласно которым при использовании современных полевых транзисторов эта частота находится в диапазоне 20 — 30 кГц. В данном случае $f_{\text{тк}} = 20$ кГц.

В инверторном звене тактовая частота $f_{\text{ти}}$ определяется аналогичным образом — с учетом динамических потерь и массы выходного фильтра, которая уменьшается с ростом $f_{\text{ти}}$. С учетом этих двух факторов существует оптимальное значение параметра $f_{\text{ти}}$. Точное решение задачи оптимизации по заданным показателям здесь также непростое. Его можно найти, например в [11]. Воспользуемся упрощенным алгоритмом решения этой задачи, ограничившись рекомендованным в [11, 12] значением параметра $\xi = f_{\text{ти}}/f_{2(1)} = 30 — 50$, где $f_{2(1)}$ — частота основной гармоники выходного напряжения. В данном случае взято значение $f_{\text{ти}} = 2400$ Гц.

Таким образом, для используемых в регулируемом по напряжению конверторном звене инверторных ячеек по нулевой схеме с предложенным энергонерассеивающим снабберным устройством изложен подход к оценке его энергоэффективности.

Приведена методология синтеза так называемого энергоэффективного малоискажающего алгоритма управления ключами ТИН.

Показана удобная для практического применения методика расчета буферного конденсатора ТИН при ШИМ выходного напряжения, основанная на использовании ИКМ.

Литература

1. Михеев В.В. и др. Трехфазный инвертор для системы резервного электропитания // Практическая силовая электроника. 2005. № 17. С. 5 — 11.
2. Мыцык Г.С., Михеев В.В. Многоканальное преобразование — эффективная концепция синте-

за малоискажающих устройств силовой электроники // К 60-летию кафедры ЭКАО — Электротехнические комплексы и системы: Сб. статей. М.: МЭИ, 2001. С. 58 — 73.

3. Бродников С.Н., Воронцов К.А., Мыцык Г.С. Трехфазный инвертор напряжения централизованного типа с промежуточным высокочастотным преобразованием // Практическая силовая электроника. 2015. № 59. С. 4 — 11.

4. Воронцов К.А., Мыцык Г.С. О возможностях совершенствования трехфазных инверторов напряжения централизованного типа с ШИМ выходного напряжения // Вестник МЭИ. 2016. № 2. С. 48 — 58.

5. Пат. 153371 РФ. Регулируемый по напряжению преобразователь / Г.С.Мыцык, К.А. Воронцов // Бюл. изобрет. 2015. № 20.

6. Мыцык Г.С. Об особенностях определения КПД трехфазного инвертора напряжения по мостовой схеме // Практическая силовая электроника. 2014. № 54. С. 41 — 45

7. Пат. 2314627 РФ. Двухтактный преобразователь напряжения / С.Н. Бродников, А.А. Кудряшев, В.В. Михеев, Г.С.Мыцык // Бюл. изобрет. 2008. №1

8. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation For Power Converters. Principles and Practice // IEEE Press. N.Y.: Wiley-Interscience, 2003. P. 299 — 336

9. Хасаев О.И. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. М.: Наука, 1966.

10. Хлаинг Мин У. Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе: Автореф. дисс. ... к.т.н. М.: МЭИ, 2009..

11. Пью Мьинг Тхейн. Создание информационно-методического обеспечения для системного проектирования статических преобразователей частоты в составе машинно-электронных генерирующих систем для малой энергетики и автономных объектов: Автореф. дисс. ... к.т.н. М.: МЭИ, 2013.

12. Мыцык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В. Поиск проектного проектирования устройств силовой электроники (Трансформаторно-полупроводниковые устройства). М.: МЭИ, 2010.

Статья поступила в редакцию 04.04.2016