

УДК 621.314.572.001.57

О возможностях совершенствования трехфазных инверторов напряжения централизованного типа с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения

К. А. Воронцов, Г. С. Мыщык*

Рассмотрены вопросы алгоритмической и параметрической оптимизации трехфазного инвертора напряжения (ТИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), являющегося составной частью двухзвенной структуры источника вторичного электропитания (ИВЭП) специального назначения. Для решения задачи стабилизации выходного напряжения использован регулируемый по напряжению конвертор. В этом случае спектральный состав выходного напряжения ТИН остается неизменным, что позволяет минимизировать массу его выходного фильтра. ТИН выполнен по трехфазной мостовой схеме. Описан алгоритм управления с модификацией ШИМ, обеспечивающей повышение содержания основной гармоники выходного напряжения и повышение КПД ТИН за счет снижения числа переключений его ключей при сохранении высокого качества выходного напряжения. Показано, что дальнейшее улучшение показателей качества ИВЭП может быть достигнуто за счет использования структуры с двухканальным преобразованием энергетического потока при использовании в каналах инверторного звена (из двух ТИН) вышерассмотренного алгоритма управления.

Ключевые слова: многоканальное преобразование, трехфазный инвертор, широтно-импульсная модуляция, резервное электропитание, структурно-алгоритмический и параметрический синтез, системный подход, компьютерное моделирование.

При синтезе устройств силовой электроники (особенно бортового назначения [1]) стремятся минимизировать их массу при достижении максимально возможного КПД в заданных условиях охлаждения. Актуальность решения этой, противоречивой по своей постановке, задачи увеличивается с ростом уровня преобразуемой мощности. Некоторые возможности ее решения рассматриваются здесь применительно к трехфазным инверторам напряжения (ТИН) центра-

лизованного типа, ориентированным, прежде всего, на применение в автономных (стационарных и подвижных) объектах мощностью от десятков до сотен вольт-ампер, чаще всего с функциями системы резервного электропитания. Наиболее эффективное использование описываемых здесь возможностей совершенствования ТИН достигается в структурах со многозвенным преобразованием энергетического потока, например, в структуре в виде повышающего конвертора и ТИН [2]. В этом случае с целью минимизации массы выходного фильтра ТИН функцию регулирования (стабилизации) его выходного напряжения целесообразно

* Mytsykgs@rambler.ru

возложить на конвертор. Таким образом, первое направление решения поставленной задачи, в конечном счете, основано на улучшении спектрального состава напряжения ТИН. Эта цель может быть достигнута двумя путями: за счет использования рациональных алгоритмов управления ключевыми элементами (КЭ) ТИН с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и благодаря рациональному выбору топологии и параметров выходного фильтра. При реализации первого способа используют программные (жесткие) или следящие (релейные) алгоритмы формирования выходного напряжения ТИН. Первые из них обеспечивают независимость спектрального состава выходного напряжения от нагрузки, а вторые это свойство при переменной нагрузке не обеспечивают, что в данном применении приводит к ухудшению массогабаритных показателей фильтра. Кроме того, следящие алгоритмы в известном на сегодня виде не могут использоваться в структурах ТИН многоканального типа [3], что также сужает область их применения при повышенных уровнях преобразуемой мощности. С учетом этого данная работа посвящена совершенствованию алгоритмов управления ТИН первого (программного) типа, а также использованию их не только в традиционном (одноканальном), но и в многоканальном исполнении.

Совершенствование алгоритмов управления с ШИМ в ТИН связано с решением следующих задач: как выбрать (или синтезировать) наиболее рациональный закон модуляции (ЗМ) при ШИМ и как обоснованно выбрать рациональное значение тактовой частоты

О путях решения поставленной задачи

Известно, что для улучшения массогабаритных показателей выходного фильтра ТИН требуется увеличивать тактовую частоту ШИМ f_t . Однако, при системном проектировании (СП) приходится выполнять как минимум два главных требования: достигнуть реально возможного (для поставленного ТЗ) минимума массы всего устройства при реально возможном максимуме его КПД. Эти критерии находятся между собой в противоречии, поскольку увеличение f_t одновременно приводит и к увеличению динамических потерь в КЭ и, как следствие, к увеличению массы охладителей. Таким образом, при СП необходимо знание следующих количественных характеристик альтернативных вариантов устройства: зависимости массы фильтра от параметра f_t , $G_\Phi = f(f_t)$, зависимости суммарных потерь в КЭ ТИН от f_t , $\Delta P_{\Sigma КЭ} = f(f_t)$, и, как следствие, зависимости от f_t суммарной массы КЭ с их охладителями, $G_{\Sigma КЭ} = f(f_t)$. Суммирование зависимостей $G_\Phi = f(f_t)$ и $G_{\Sigma КЭ} = f(f_t)$ позволяет найти тот искомый минимум, который при заданных ТЗ ограничениях обеспечит обоснованный выбор рационального значения тактовой частоты ШИМ по критерию минимума суммарной массы этих узлов.

Известно также, что в основе совершенствования алгоритмов управления ТИН лежит стремление сократить число переключений $N_{КЭ}$ его КЭ (и снизить потери в них) при сохранении (в идеале) спектрального состава выходного напряжения или (реально) при минимально возможном его ухудшении, а также желание повысить коэффициент использования напряжения источника питания — $K_{ИН}$ по основной гармонике, что, в конечном счете, позволяет улучшить массогабаритные показатели всего устройства. Заметим, что при простейшем π -алгоритме управления, когда КЭ одной фазной стойки ТИН, выполненного по трехфазной мостовой схеме, переключают противотактно на выходной частоте f_2 со скважностью 2, этот коэффициент имеет наибольшее значение:

$$K_{ИН} = \frac{U_{2(1)m}}{E_{П}} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{2} E_{П} \right) \frac{1}{E_{П}} = 0,6366,$$

где $U_{2(1)m}$ — амплитуда основной гармоники выходного напряжения (заметим, что наиболее просто, путем разложения напряжения в ряд Фурье, она определяется при использовании воображаемой (виртуальной) или реальной связи между средней точкой источника питания и нулевой точкой нагрузки, когда фазное напряжение имеет форму меандр с максимальным его значением $U_{2(1)m} = E_{П}/2$).

Использование алгоритмов управления с ШИМ в трехфазной мостовой схеме инвертора (по сравнению с π -алгоритмом) приводит к снижению коэффициента $K_{ИН}$. Например, при параметре регулирования напряжения $\mu = 1$ (μ — глубина модуляции) $K_{ИН} = 0,5$. В работе [2] уже были представлены некоторые результаты решения задачи оптимизации алгоритма управления ТИН с ШИМ путем использования модификации квазитрапецеидального закона модуляции (ЗМ) — КТЗМ-2, которая позволила получить наилучшие показатели по массе фильтра и по коэффициенту $K_{ИН}$, однако число переключений при этом снизить не удалось. В настоящей работе этот недостаток устраняется за счет использования другой модификации ЗМ — КТЗМ-3, которая, не снижая значения параметра КИН и обеспечивая те же показатели фильтрации, позволяет несколько повысить КПД устройства за счет уменьшения числа переключения КЭ.

Особенности формирования модулирующего квазитрапецеидального сигнала в модификации КТЗМ-3

Процедура сопоставительного анализа альтернативных вариантов закона модуляции (ЗМ) при ШИМ и выбора из них наиболее рационального требует знания соответствующих количественных показателей, что в свою очередь предопределяет необходимость их модельного описания. Решим эту задачу приме-

нительно к рассматриваемой здесь модификации ШИМ — КТЗМ-3.

Суть используемой идеи синтеза рационального ЗМ заключается в целенаправленной его деформации за счет дозированного введения в основной гармонический ЗМ (ОЗМ) $u_{\text{ОЗМ}}(t)$ с частотой f_2 и амплитудой U_{1m} вспомогательного закона модуляции (ВЗМ) $u_{\text{ВЗМ}}(t)$, содержащего только гармоники, кратные трем:

$$u_{\text{КТЗМ}}(t) = u_{\text{ОЗМ}}(t) - u_{\text{ВЗМ}}(t). \quad (1)$$

В простейшем варианте ВЗМ может быть представлен только одной гармоникой частоты $3f_2$ [2]. Улучшение некоторых показателей ТИН может быть получено, если в качестве ВЗМ использовать более сложный сигнал, содержащий и другие гармоники с соответ-

ствующими амплитудами и частотами, кратными 3. Такой сигнал может быть синтезирован следующим образом. На рис. 1, *в* показан ОЗМ в виде гармонического сигнала в режиме перемодуляции с параметром $\mu_0 = 1,155$. Такое значение μ по сравнению с $\mu = 1$ обеспечивает уменьшение числа НКЭ на 33,33% (при увеличении коэффициента использования напряжения $K_{\text{ИН}}$ на 15,5%). Ранее в [2] был рассмотрен аналогичный режим формирования ЗМ, но со значением $\mu = 1,7$ (КТЗМ-1) с уменьшенным числом $N_{\text{КЭ}}$ на 66,66%. Однако его недостаток заключался в появлении в выходном напряжении гармоник с низкими частотами $5f_2$ и $7f_2$, которые значительно меньше тактовой частоты f_T и на этапе фильтрации квазисинусоидального напряжения (с ШИМ) приводят к увеличению массы

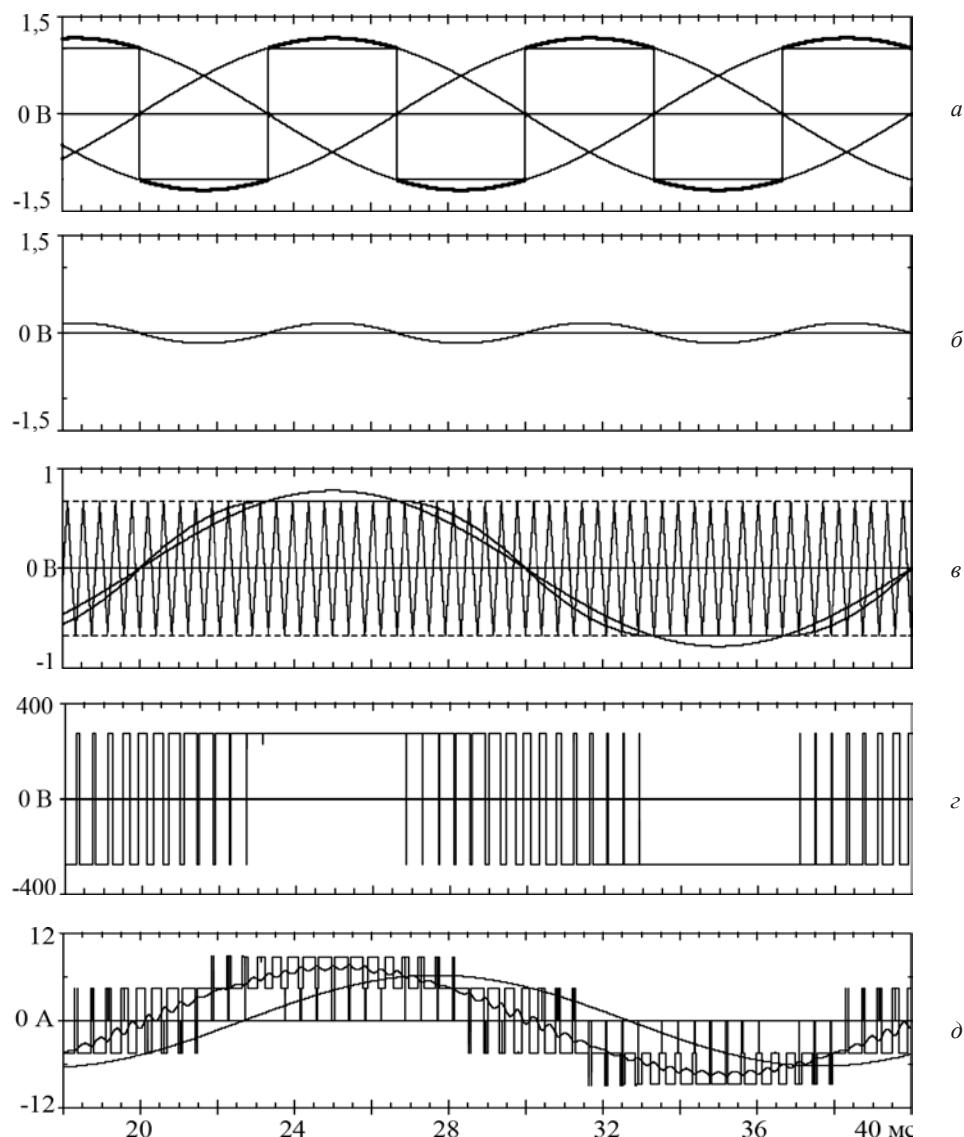


Рис. 1. Процессы в одноканальном ТИН с ШИМ при алгоритме КТЗМ-3:

a — формирование ВЗМ из трех сигналов задания фазных напряжений; *б* — форма сигнала ВЗМ; *в* — сигналы развертки, ОЗМ и результирующий сигнал задания (в виде разности сигналов ОЗМ и ВЗМ); *г* — напряжение фазы «А» относительно средней точки источника питания; *д* — фазное напряжение на выходе ТИН до и после фильтра, ток в активно-индуктивной нагрузке

фильтра, сводя на нет преимущества алгоритма ШИМ. Для исключения этого недостатка предлагается фрагмент ОЗМ (на рис. 1, в) в зоне значений $\mu = 1 \dots 1,155$ (что соответствует интервалу $\pi/3 \dots 2\pi/3$ каждого его полупериода (см. рис. 1, а)) взять за полупериод квазигармонического сигнала частоты $3f_2$, который после исследования его спектрального состава будем использовать как ВЗМ для формирования КТЗМ-3 в соответствии с моделью (1). Далее задача сводится к формированию модели ВЗМ.

Способ формирования ВЗМ

Для решения поставленной задачи возьмем трехфазную систему сигналов частоты f_2 (см. рис. 1, а) и преобразуем ее в однофазный сигнал частоты $3f_2$ с формой квазигармонического сигнала (рис. 2). Этот первый вспомогательный сигнал (ВС-1) в виде ряда Фурье может быть синтезирован следующим образом:

$$u_0(t) = u_{1A}(t)\psi_1(t) + u_{1C}(t)\psi_2(t) + u_{1B}(t)\psi_3(t), \quad (2)$$

где напряжение j -ой фазы ОЗМ:

$$u_{1j}(t) = U_{1m} \cos \left[\omega_2 t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right], \quad (3)$$

$j = 1, 2, 3$ — фазовый индекс напряжения, причем $1 \Leftrightarrow A, 2 \Leftrightarrow C, 3 \Leftrightarrow B$;

$$\psi_i(t) = \frac{1}{3} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k \left[\omega_M t - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] — \quad (4)$$

модулирующая (или коммутационная) функция (см. рис. 2, б);

$$A_k = \frac{2}{\pi} \sin k \frac{\pi}{3} — \text{коэффициент Фурье.}$$

Здесь U_{1m} — амплитуда напряжения ОЗМ (3); ω_M — угловая частота модуляции; k — любое целое число; $i = 1, 2, 3$ — фазовый индекс модулирующей (коммутационной) функции, при этом $1 \Leftrightarrow A, 2 \Leftrightarrow B, 3 \Leftrightarrow C$, а взаимосвязь частот ω_M и ω_2 следующая:

$$\omega_M = 2\omega_2, \quad (5)$$

Искомая модель ВЗМ может быть представлена разностью двух сигналов (см. рис. 1, б):

$$u_{ВЗМ}(t) = u_0(t) - u_M(t), \quad (6)$$

где $u_M(t)$ — второй вспомогательный сигнал (ВС-2), имеющий форму меандр с частотой $3f_2$ (см. рис. 2, показан пунктиром), который в виде ряда Фурье имеет следующий известный вид:

$$u_M(t) = \frac{4}{\pi} U_{Mm} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cos 3(2k-1)\omega_2 t, \quad (7)$$

где $U_{Mm} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{1m}$ — максимальное значение сигнала

$u_M(t)$ (см. рис. 1, а).

Подставив в (2) модели (3) — (5), получим:

$$\begin{aligned} u_0(t) = & \frac{1}{3} U_{1Am} \cos \omega_2 t + U_{1m} \sum_{k=1}^{\infty} A_k \{ \cos \omega_2 t \cos 2k\omega_2 t \} + \\ & + \frac{1}{3} U_{1Am} \cos \left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} \right) + U_{1m} \sum_{k=1}^{\infty} A_k \times \\ & \times \left\{ \cos \left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} \right) \cos 2k \left(\omega_2 t - \frac{\pi}{3} \right) \right\} + \\ & + \frac{1}{3} U_{1Am} \cos \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{1m} \sum_{k=1}^{\infty} A_k \times \\ & \times \left\{ \cos \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos 2k \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

После выполнения необходимых преобразований и упрощений в модели (8) получим спектр ВС-1, который здесь представлен в следующем компактном виде:

$$\begin{aligned} u_0(t) = & U_{1m} 9 \times \\ & \times \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{2l-1}{\pi(3l-2)(3l-1)} \sin \left[(3l-2) \frac{\pi}{3} \right] \cos \left[3(2l-1)\omega_2 t \right] \right), \end{aligned} \quad (9)$$

где $l = 1, 2, 3, \dots, \infty$ — любое целое число. Параметры ближайших четырех гармоник ВС-1 приведены в табл. 1.

Знак минус перед амплитудами гармоник означает фазу, противоположную фазе 1-й гармоники ($l = 1$). Следует обратить внимание на двойственное обозначение гармоник в спектре ВС-1 (9): они характеризуются порядковым номером (l) и кратностью частоты относительно частоты ω_2 . Параметры ближайших четырех гармоник ВС-2 (7) с формой меандр приведены в табл. 2.

Искомую вспомогательную составляющую квазитрапецеидального закона модуляции (утроенной частоты $3\omega_2$) — ВЗМ (см. рис. 1, б) получим в соответствии с моделью (6), используя спектры (7), (9). С позиции поставленной здесь цели исследования, в первую очередь, нас интересует закономерность изменения содержания в ВЗМ ближайших гармоник (например, первых четырех) с ростом их порядкового номера p . Поэтому с целью упрощения изложения материала целесообразно

Таблица 1

Параметры первых четырех гармоник вспомогательного сигнала ВС-1

l	Кратность частоты l -ой гармоники относительно частоты ω_2	Содерж. l -ой гармоники и $U_{0(l)m}$ в о.е. от U_{1m}
1	3	1,2405
2	9	-0,37215
3	15	-0,22152
4	21	-0,15790

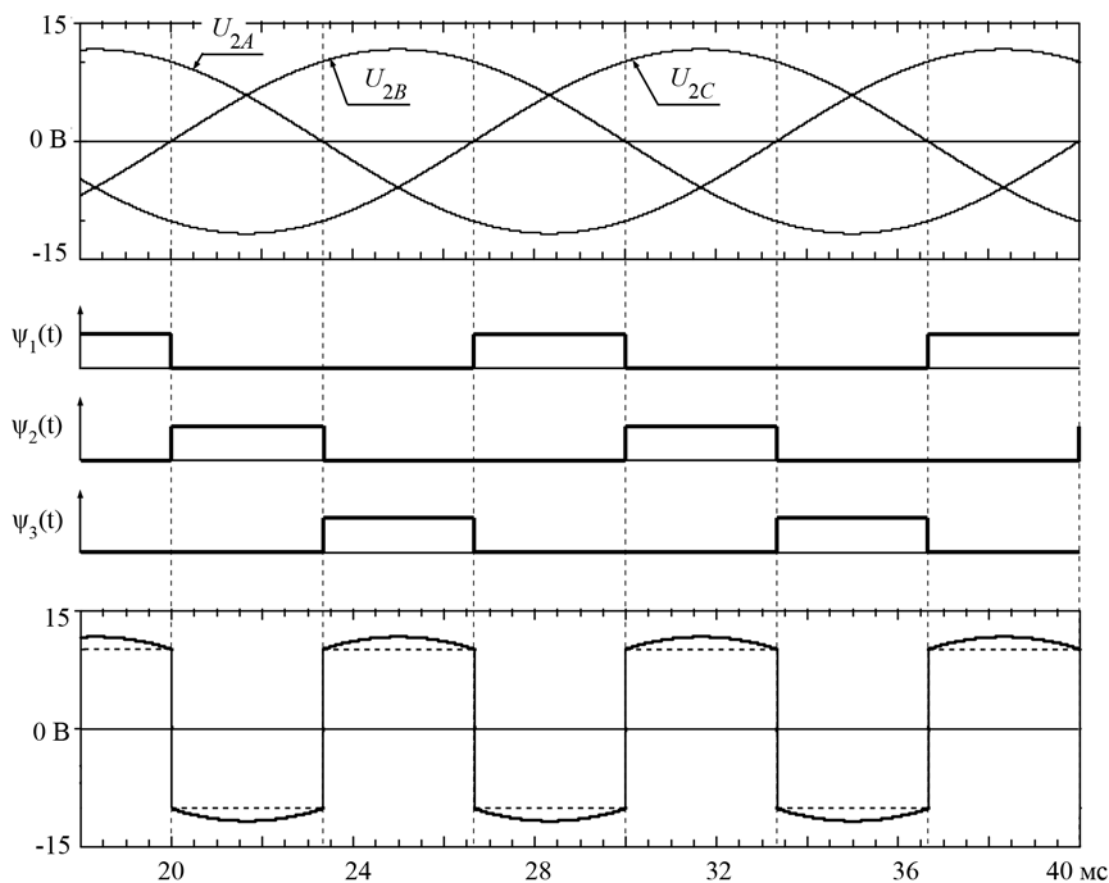


Рис. 2. Формирование сигнала ВЗМ с помощью коммутационных функций

Таблица 2

Параметры первых четырех гармоник вспомогательного сигнала ВС-2

Порядковый номер гармоники в (7), n	Кратность гармоники по частоте относительно частоты ω_2	Содержание гармоники в о.е. от U_{mt}	Содержание гармоники в о.е. от U_{1m}
1	3	1,27324	1,10266
2	9	0,4244	0,36753
3	15	0,25465	0,22053
4	21	0,18190	0,15752

но ограничиться решением задачи именно в таком объеме (без приведения и анализа полной модели спектра (6)).

Полученные в соответствии с (6), (7), (9) значения параметров первых четырех гармоник ВЗМ представлены в табл. 3. Из нее следует, что содержание 9-й гармоники ближайшей (по частоте) к основной 3-й гармонике ВЗМ в относительных от нее единицах составляет 3,35%, 15-й — 0,72%, а 21-й — 0,26%. Таким образом, в качестве ВЗМ практически можно использовать либо только одну 3-ю гармонику (с содержанием $0,1378U_{1m}$), либо, что точнее, — сумму двух гармоник: 3-й и 9-й (с содержанием, указанным в табл. 3), а гармоники, начи-

ная с 15-й, на данном этапе можно пока не учитывать ввиду их малости.

Взаимосвязь амплитуды U_{1m} ОЗМ с максимальным значением сигнала развертки U_{pm}

Описанное исследование содержания ВЗМ в долях от U_{1m} с целью упрощения было проведено безотносительно к параметру сигнала развертки U_{pm} . В реальности же необходимо учитывать отношение этих параметров, поскольку оно характеризует собой глубину модуляции ШИМ сигнала:

Таблица 3

Параметры первых четырех гармоник вспомогательного закона модуляции

Порядковый номер гармоники в спектре (7), p	Кратность частоты гармоники относительно частоты ω_2	Содержание p гармоники и $U_{ВЗМ(p)m}$ в о.е. от U_{1m}	Содержание p гармоники в о.е. от 1 гармоники $U_{ВЗМ(1)m}$
1	3	0,13754	1,0
2	9	0,00462	-0,03352
3	15	0,00099	-0,0072
4	21	0,00036	-0,00260

$$\mu = U_{1m} / U_{pm}$$

$$u_{\sin 3M}(t) = \mu_0 U_{1m} \cos \omega_2 t = 1,155 U_{1m} \cos \omega_2 t,$$

В данном случае параметр μ определяется исходной при проведенном исследовании диаграммой ОЗМ, изображенной на рис. 1, в, следующим образом. Поскольку превышение значения ОЗМ над значением параметра развертки U_{pm} начинается с угла $\pi/3$, т. е. при его значении:

$$u_1(\omega_2 t) \Big|_{\omega_2 t = \frac{\pi}{3}} = U_{1m} \sin \frac{\pi}{3} = 0,8660 U_{1m} = U_{pm},$$

то из этого следует, что

$$\frac{U_{1m}}{U_{pm}} = \frac{1}{0,866} = 1,1547 \approx 1,155 = \mu_0.$$

С учетом вышеизложенного, результирующий закон модуляции, представляющий собой по форме сигнал (1), близкий к квазитрапецидальному — КТЗМ-3 (см. рис. 1, в), может быть представлен в первом приближении в виде усеченного ряда (9) лишь тремя гармониками:

$$U_{КТЗМ}(t) = \mu_0 U_{1m} (\cos \omega_2 t - 0,1378 \cos 3\omega_2 t + 0,0046 \cos 9\omega_2 t) = 1,155 U_{1m} \cos \omega_2 t - 0,1592 \cos 3\omega_2 t + 0,0053 \cos 9\omega_2 t. \quad (10)$$

При этом остается открытым вопрос: «достаточна ли требуемая точность модельного описания КТЗМ-3 с помощью усеченного ряда (10)?». Ответ будет получен ниже на основе использования модели (10) при ИКМ. Полученная модель хорошо иллюстрирует физическую суть используемого способа синтеза. Содержащиеся в нем 3-я и 9-я гармоники участвуют в процессе формирования фазных выходных напряжений ТИН лишь при наличии нулевого провода (01–02) между нулевой точкой нагрузки (02) и средней точкой (01) источника питания. При отсутствии этой связи (01–02) гармоники нулевой последовательности (ГНП), определяемые ВЗМ, в трехфазной системе напряжений взаимокompенсируются, а в фазных напряжениях ТИН остается лишь основная гармоника:

а также высшие комбинационные гармоники, определяемые тактовой частотой ШИМ f_T , которые относительно легко фильтруются. Содержание основной гармоники (при одном и том же значении напряжения питания) при этом увеличивается на 15,5%, что характеризует возрастание коэффициента использования напряжения питания с $K_{ин} = 0,5$ до $K_{ин} = 0,577$. Таким образом, ВЗМ выполняет функцию катализатора, участвуя в процессе преобразования энергетического потока и направляя его в нужном направлении, на выходе ТИН он себя в явном виде не проявляет.

На рис. 1, в — д и рис. 3 представлены результаты компьютерного моделирования (ИКМ) с таким законом модуляции (КТЗМ-3) для двух вариантов: при учете всех гармоник в спектре ВЗМ (6) и при учете в нем лишь первых двух высших гармоник. Из рис. 1, 3 следует, что использование ВЗМ по упрощенной модели (10) приводит к уменьшению числа переключений КЭ ТИН, но не в максимально возможной мере, как это достигается при использовании точного модельного описания ВЗМ. Таким образом, при аппаратной реализации КТЗМ-3 (на этапе синтеза системы управления ТИН) целесообразно использовать модели (1) — (3), (6).

Заметим, что понятие «перемодуляция» используется в радиотехнике для характеристики нежелательного режима искажения передаваемого спектра звукового сигнала. При инвертировании напряжения постоянного тока в трехфазное квазисинусоидальное напряжение (где, кстати, решается также задача импульсно-модуляционного усиления–воспроизведения, но не спектра звукового сигнала, а лишь одного, заданного гармонического сигнала) режим перемодуляции может быть использован как полезный, т. е. из нежелательного он может быть переведен в статус желательного. Режим перемодуляции здесь позволяет повысить коэффициент использования напряжения источника питания и несколько поднять КПД ТИН за счет снижения динамических потерь в его КЭ. В порядке более ясного изложения существа используемой технологии формирования ЗМ и упорядочения терминологии мож-

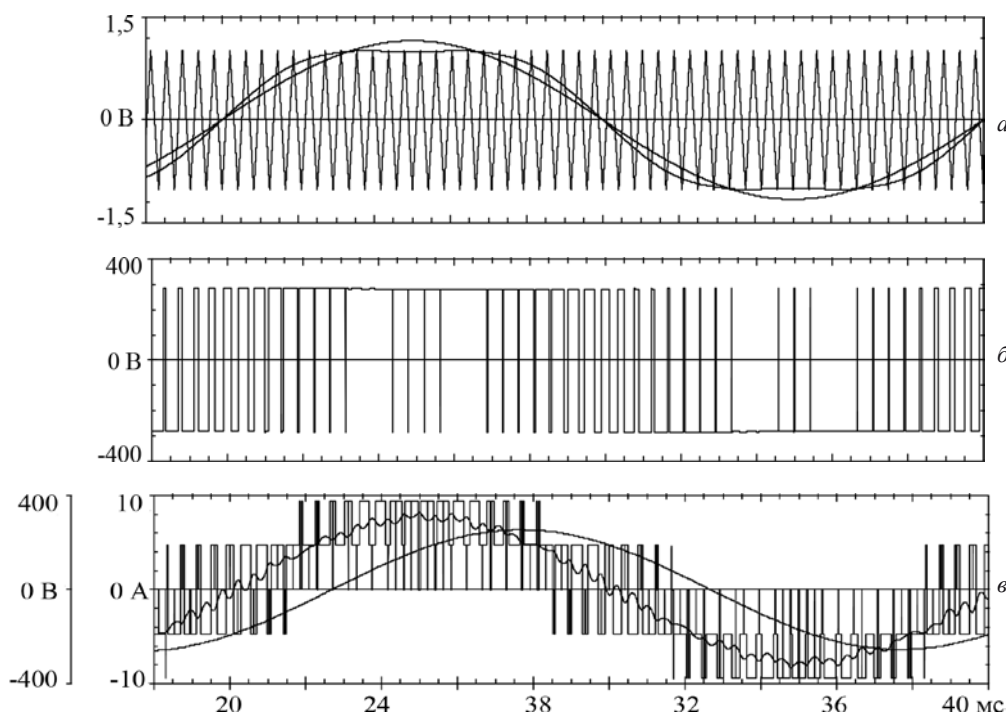


Рис. 3. Процессы в одноканальном ТИН с ШИМ при упрощенном алгоритме КТЗМ-3:

a — сигнал развертки, сигнал ОЗМ и результирующий сигнал задания (в виде разности сигналов ОЗМ и ВЗМ); *б* — напряжение фазы «А» относительно средней точки источника питания; *в* — фазное напряжение на выходе ТИН до фильтра и после фильтра, ток в активно-индуктивной нагрузке

но заметить следующее: при переходе от сигнала ОЗМ к КТЗМ осуществляется принудительная целенаправленная трансформация режима явной перемодуляции в режим скрытой. Действительно, сигнал с КТЗМ имеет квазитрапециевидную форму и признака перемодуляции он не содержит, однако содержание основной гармоники в нем больше максимального значения сигнала с КТЗМ. Признак трапециевидности ЗМ исчезает уже в выходном напряжении нагрузки благодаря устранению гармоник нулевой последовательности (ГНП) с помощью топологии нагрузки «звезда». При этом содержание основной гармоники в сигнале КТЗМ воспроизводится без каких-либо нарушений, то есть в соответствии с проектным замыслом.

Выбор рационального закона модуляции

Рассмотренный КТЗМ-3 не является единственным рациональным ЗМ для ТИН. Следует отметить монографию [4], являющуюся на данный момент наиболее полным справочным пособием по разновидностям ШИМ. По сути КТЗМ-3 является частным случаем «разрывной ШИМ» (discontinuous PWM, DPWM), для которой в [5] предложен русскоязычный вариант — «ШИМ с пассивной фазой». Проведя сравнение собранных в [4] и предложенного в [5] ЗМ, авторы склоняются к выбору в качестве оптимального ЗМ КТЗМ-3 (DPWM1 по классификации авторов [4]). Кроме увеличения содержания первой гармоники фазного напряжения на 15,5% (при $\mu = 1,155$) и снижения коли-

чества переключений КЭ, преимуществом выбранного варианта ЗМ является также известная теоретическая возможность дальнейшего снижения динамических потерь за счет последующей модификации алгоритма КТЗМ-3, суть которой определяется множеством вариантов (DPWM0 — DPWM2), описанным в [4]. При достаточной вычислительной мощности системы управления ТИН, определяемой в том числе экономическими соображениями, такая коррекция может проводиться непрерывно в зависимости от фазового угла тока нагрузки.

Рассмотренные в [5] другие оригинальные варианты ЗМ не превосходят рассмотренный ЗМ по критерию минимизации динамических потерь, но значительно сложнее в аппаратной реализации. Что касается преимуществ указанных известных вариантов по качеству спектра выходного напряжения, то они незначительны. На рис. 4 для сравнения приведены спектрограммы фазных напряжений до и после фильтрации для двух ЗМ: классического — синусоидального ЗМ (СЗМ с $\mu = 1$) и КТЗМ-3 (с $\mu = 1,155$). Результаты экспериментов показали, что по массогабаритным показателям выходного фильтра вариант ТИН с КТЗМ-3 не уступает варианту ТИН с ШИМ по СЗМ (с $\mu = 1$) и даже несколько его превосходит. Снижение массы в данном случае связано с увеличением содержания основной гармоники при КТЗМ-3. По сравнению с КТЗМ-2 масса фильтра при КТЗМ-3 практически не меняется, а при том же фильтре коэффициент гармоник выходного

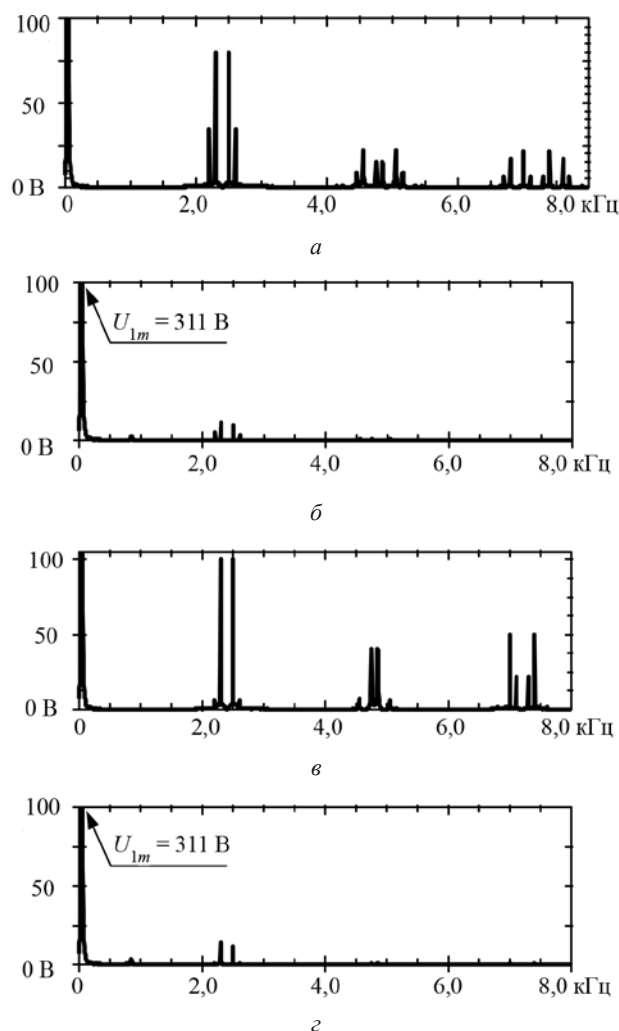


Рис. 4. Спектрограммы фазного напряжения на выходе ТИН-1: а (до фильтра), б (после фильтра) — при ШИМ по КТЗМ-3; в (до фильтра), г (после фильтра) — при ШИМ по классическому СЗМ

напряжения увеличивается очень незначительно (5,85 против 5,52%).

О новой структурно-алгоритмической модификации ТИН

Известно, что использование при синтезе преобразователей принципа многоканального преобразования (МКП) [3] позволяет улучшить энергетические показатели, а также электромагнитную совместимость, как по входу, так и по выходу. Усложнение структуры ТИН- L становится оправданным при реализации требований максимально возможного улучшения массогабаритных показателей устройства (при той же тактовой частоте) при не самом плохом КПД. Здесь рассматривается простейший вариант ТИН- L с канальностью $L = 2$ в составе двухзвенной структуры, включающей в себя регулируемый по напряжению конвертор (РКН) и ТИН-2 (рис. 5). Отличительным признаком МКП является последовательный фазовый сдвиг на тактовой частоте

ШИМ алгоритмов управления КЭ L инверторов на угол $\delta = 2\pi/L$ относительно друг друга. В рассматриваемом варианте $\delta = \pi$. Выходные выводы ТИН1 и ТИН2 соединяют при этом пофазно параллельно через обмотки трех однофазных трансформаторов — ТФ1, ТФ2, ТФ3 [3]. Закон модуляции ШИМ (КТЗМ-3) для L каналов является общим. При той же тактовой частоте, что и в одноканальной структуре — ТИН-1, частота квантования выходного напряжения в ТИН-2 увеличивается в 2 раза (рис. 6), что позволяет дополнительно улучшить массогабаритные показатели фильтра, причем при использовании тех же КЭ и той же тактовой частоты, что и в ТИН-1. Снижение вдвое токовой загрузки КЭ при этом позволяет повысить надежность ТИН-2 и снизить потери в его КЭ, в зависимости от типа применяемых транзисторов, до 2 раз.

Результаты решения задачи выбора тактовой частоты

Точное аналитическое решение данной задачи достаточно сложное и трудоемкое. Наиболее эффективный для инженерной практики путь ее решения это использование ИКМ. Приведем результаты исследования при следующей постановке задач:

- для традиционного одноканального ТИН-1 при алгоритме управления ШИМ с КТЗМ-3 и при заданных условиях конкретного ТЗ получить зависимости массы Γ -образного LC -фильтра и потерь в КЭ в функции тактовой частоты f_T ;
- повторить условия и цель первой задачи для двухканального варианта ТИН-2;
- дать сопоставительную оценку этих двух вариантов и сформулировать рекомендации для системного проектирования.

Принятые при ИКМ допущения:

- нелинейность магнитопровода дросселя переменного тока фильтра, а также потери в нем и в его обмотках не учитываются;
- это же допущение распространяется и на трансформаторы;
- потери в конденсаторах фильтра не учитываются;
- при моделировании КЭ используются известные модельные описания биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT) АРТ90GF100 и диода DSEP 29-12А, взятые из встроенных библиотек программного комплекса Cadence OrCAD 16.5.

Результаты исследования представлены осциллограммами на рис. 6 и искомыми зависимостями на рис. 7, 8. Они позволяют сделать следующие выводы:

при принятых условиях, например при тактовой частоте 4800 Гц, масса фильтров в ТИН-2 меньше, чем в ТИН-1 в 1,55 раза. С учетом массы трансформатора это преимущество снижается до 1,15. В среднем преимуще-

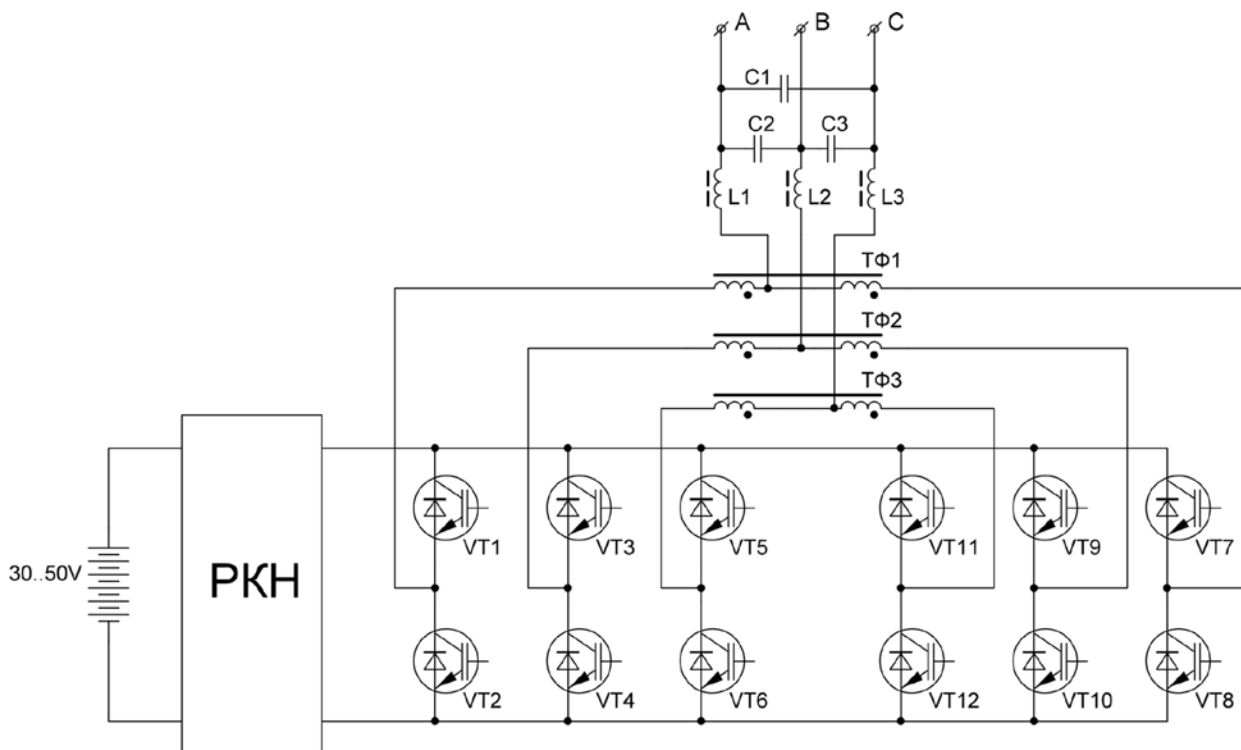


Рис. 5. Принципиальная схема ТИN-2 с ПИЧП

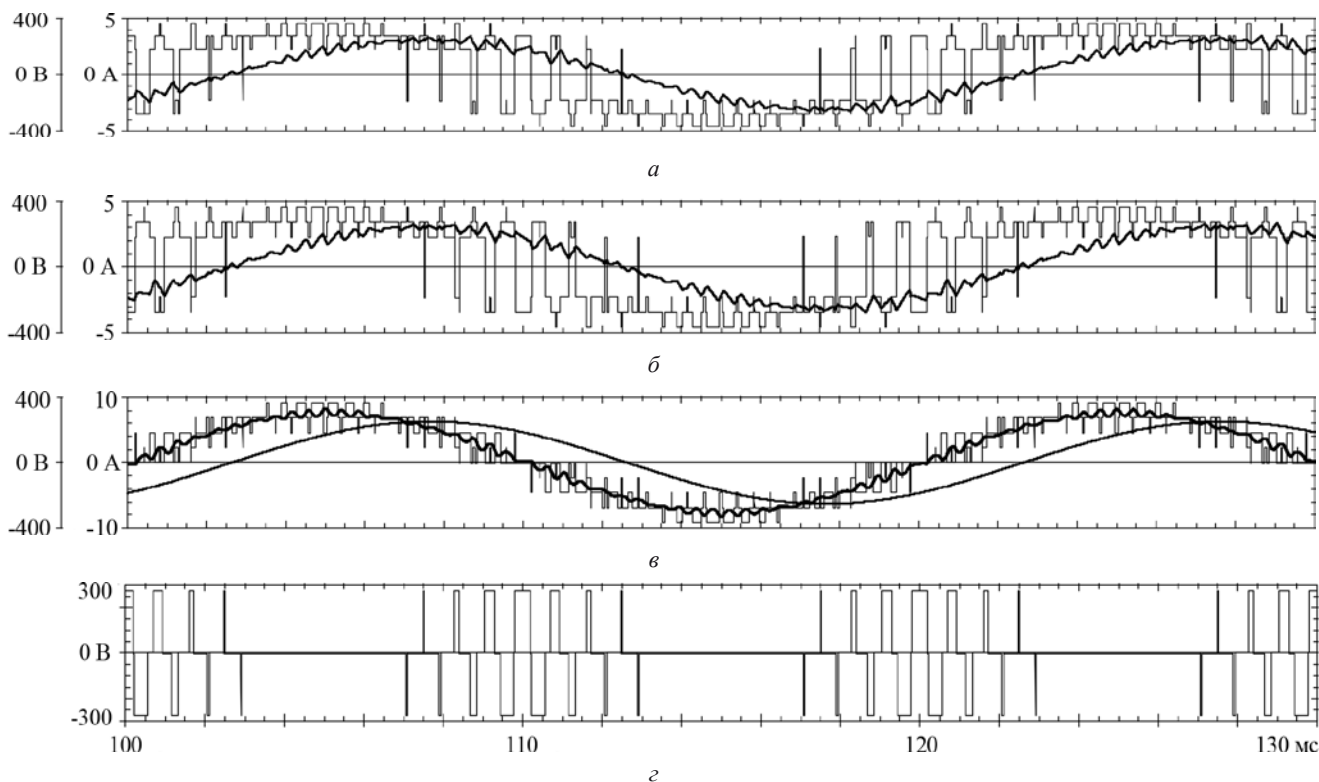


Рис. 6. Осциллограммы процессов в двухканальном ТИN-2:

a, б — фазные напряжения до фильтра и токи в обмотках трансфильтров соответственно первого и второго каналов; *в* — результирующее фазное напряжение до и после фильтра, ток в активно-индуктивной нагрузке; *г* — напряжение на обмотке трансфильтра

Таблица 4

Масса фильтров различных вариантов ТИН

Тактовая частота	1800	2400	3600	4800	7200
Масса фильтра ТИН-О $G_{\phi 1}$, кг	3,87	2,66	1,89	1,66	1,44
Масса фильтра ТИН-2 $G_{\phi 2}$, кг	1,68	1,45	1,25	1,07	0,93
Масса всех фильтров ТИН-2 $G_{\Sigma\phi 1} = G_{\phi 2} + G_{\text{тф}}$, кг	2,41	2,05	1,72	1,44	1,21
$G_{\phi 1} / G_{\phi 2}$	2,30	1,83	1,51	1,55	1,54
$G_{\phi 1} / G_{\Sigma\phi 2}$	1,61	1,3	1,10	1,15	1,19

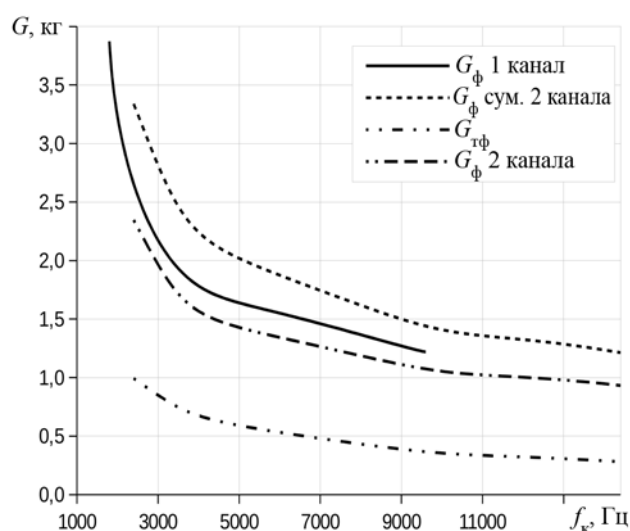


Рис. 7. Зависимость массы фильтра от частоты квантования выходного напряжения ТИН-1 и ТИН-2

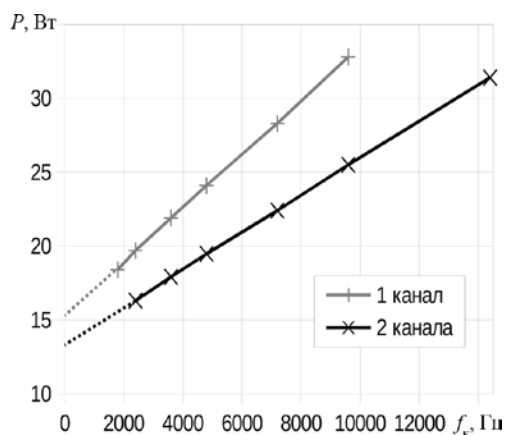


Рис. 8. Зависимость потерь в ключах ТИН-1 и ТИН-2 от частоты квантования выходного напряжения

щество двухканального варианта по суммарной массе фильтров составляет 10 — 20% (см. табл. 4);

при использовании полевых транзисторов (MOSFET) суммарные потери в двухканальном ТИН примерно в 2 раза ниже, чем в одноканальном. При использовании IGBT этот выигрыш в данном их применении меньше.

Об особенностях расчета массы активных материалов трансфильтра

В работах [3, 6] показано, что для расчета трансфильтров (ТФ) применима достаточно хорошо разработанная для инженерной практики методика расчета трансформаторов [7]. Одной из задач, подлежащих решению при проектировании ТФ, является корректное определение их расчетных напряжения и частоты. Напряжение на обмотках трансфильтра имеет сложную форму (рис. 6, г) типа «биений» с заполнением их напряжением вида квазимеандр с изменяющейся скважностью s и с частотой, равной тактовой частоте f_t ТИН. В этом случае в качестве расчетного напряжения целесообразно взять из сигнала «биений» фрагмент с длительностью, равной периоду частоты f_t , полуволны которого имеют наибольшую вольт-секундную площадь, то есть форму меандр ($s = 1$). Таким образом, необходимая для расчета исходная информация берется из осциллограммы рис. 6, з.

Выводы

1. Применительно к трехфазным инверторам напряжения (ТИН) с ШИМ предложен алгоритм формирования модулирующего воздействия (иначе, закон модуляции в модификации КТЗМ-3), обеспечивающий требуемое (высокое) качество выходного напряжения при улучшенных энергетических и массогабаритных показателях.

2. Показано, что с целью дальнейшего улучшения указанных показателей качества ТИН (с ШИМ и КТЗМ-3) целесообразно строить по структуре с многоканальным преобразованием (МКП).

3. Наиболее простыми, наглядными и приемлемыми для инженерной практики средствами решения поставленных в работе задач являются представление процессов в виде рядов Фурье и использование имитационного компьютерного моделирования.

Литература

1. **Мыцык Г.С., Хлаинг Мин У.** Вопросы структурно-алгоритмического и параметрического синтеза бортовых инверторов напряжения с промежуточным высокочастотным преобразованием // Научно-технические проблемы электропитания: Тр. Всерос. науч.-техн. конф. М.: Изд.-во МАИ, 2006. С. 53 — 58.

2. **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.

3. **Мыцык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В.** Поиск проективное проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства). М.: Издательский дом МЭИ, 2010.

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

5. **Чаплыгин Е.Е., Хухтиков С.В.** Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения // Электричество. 2011. № 5. С. 53 — 61.

6. **Хлаинг Мин У, Мыцык Г.С.** Об эффективности использования трансфильтров и сглаживающих дросселей в структурах преобразователей с многоканальным преобразованием // Электричество. 2015. № 7. С. 37 — 44.

7. **Белопольский И.И., Каретникова Е.И., Пикалова Л.Г.** Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М.: ИД Альянс, 2008.

Статья поступила в редакцию 26.11.2015