

УДК 621.313.282.2

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРЕХФАЗНЫХ ТРЕХУРОВНЕВЫХ
КВАЗИИМПЕДАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ Т-ТИПА****Т.Е. Шульц¹, А.А. Гусев²**¹*Новосибирский государственный технический университет*²*Черниговский национальный технологический университет*

В данной работе проведен анализ электромагнитных процессов схем трехфазных трехуровневых импедансных инверторов Т-типа и квази-Т-типа с блокирующими диодами в установившемся режиме работы. Данный вид инверторов применим в электрогенерирующих установках с использованием солнечных батарей. Из проведенного анализа были сформированы рекомендации по выбору параметров схем импедансных инверторов Т-типа. Отмечено, что данный вид инверторов может работать в режимах как повышения, так и понижения выходного напряжения, а также устойчив к режимам короткого замыкания стоек. Кроме того, проведен сравнительный анализ данных схем, позволяющий утверждать, что несмотря на большее число компонентов инвертора квази-Т-типа, в целом, при одинаковых заданных параметрах формирования выходного напряжения и тока намагничивания катушек индуктивности инверторов, параметры пассивных компонентов (конденсаторов и индуктивностей) этих схем равны. Отмечено, что схема инвертора квази-Т-типа потребляет непрерывный входной ток, что положительно сказывается на характеристиках совместной работы импедансного инвертора квази-Т-типа и солнечных батарей.

Ключевые слова: солнечные батареи, инвертор, импедансный инвертор, расчет параметров.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-3-115-127

Введение

В последние годы наблюдается усиленный рост использования возобновляемых источников энергии. Если в 2010 году выработка электрической энергии от возобновляемых источников энергии составляла 16,7 % от общего мирового потребления электроэнергии, то уже в 2014 она составила около 26,4 %. К концу 2013 года установленная мощность электрогенерирующих установок на ветрогенераторах и солнечных батареях (СБ) достигла 318 ГВт и 139 ГВт соответственно [1, 2]. Традиционно для преобразования выработанной электрической энергии от СБ используются полупроводниковые инверторы. На данный момент представлено большое количество топологий инверторов [3, 4], среди них наиболее распространенными являются двухуровневые инверторы тока и напряжения. Отличительной особенностью данных схем является то, что они не способны увеличивать уровень выходного напряжения относительно уровня входного напряжения более чем в 2 раза. Для того чтобы решить эту проблему, используют промежуточные двухзвенные преобразователи энергии. Однако такое решение получается более дорогостоящим из-за схемотехнического усложнения, а также экономически невыгодным ввиду наличия двухзвенности преобразования энергии.

Относительно недавно, в 2003 году, были предложены схемы на основе импедансных цепей (ИЦ) [5, 6] и двухуровневых инверторов, те импедансные инверторы, призванные увеличивать коэффициент усиления инверторов. Эти схемы выгодно отличались от промежуточных преобразователей тем, что ИЦ работала

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-38-00340 мол_а.

за счет ключей инвертора и не требовала дополнительной системы управления. Еще одним преимуществом таких схем является то, что им не страшен режим короткого замыкания стоек инвертора, а также то, что схема может работать как в понижающем, так и в повышающем режиме.

В работах [7–12] представлено большое количество схем импедансных инверторов, а в [13] было предложено использовать в ИЦ вместо обычных катушек индуктивности магнитосвязанные индуктивности. В этой работе продемонстрировано, что это техническое решение позволило уменьшить потери в сердечнике и в намотке, а также размер сердечника и число витков катушки, тем самым улучшив уже имеющиеся схемы. Затем на основе магнитосвязанных индуктивностей и трансформаторов было предложено еще несколько новых схем импедансных инверторов. Примером таких схем может служить импедансный инвертор Т-типа представленный в [14, 15].

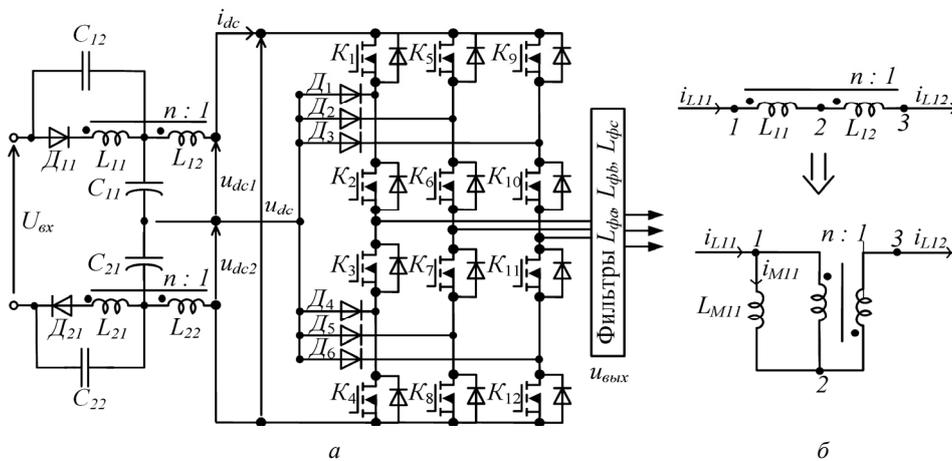


Рис. 1 – Трехуровневые трехфазные импедансные инверторы Т-типа с блокирующими диодами (а); эквивалентная схема магнитосвязанной индуктивности (б)

Fig. 1 – Three level three phase Neutral Point Clamped (NPC) T-source inverters (a); equivalent circuit of coupled inductors (b)

Наряду с имеющимися двухуровневыми импедансными инверторами были предложены трехуровневые импедансные инверторы с блокирующими диодами. Эти схемы унаследовали преимущества традиционных трехуровневых инверторов [16–18], такие как улучшенное качество выходного напряжения, большая номинальная мощность инвертора и уменьшенное рабочее напряжение на силовых ключах инвертора. Например, в статьях [19, 20] была представлена, а затем запатентована в [21] схема трехуровневого импедансного инвертора Т-типа с блокирующими диодами (рис. 1, а). В дополнение была представлена схема импедансного инвертора квази-Т-типа (рис. 1, а). Основным отличием данных топологий является наличие у импедансного инвертора квази-Т-типа дополнительных конденсаторов C_{12} и C_{22} (рис. 1, а, отмечены серым цветом), которые обеспечивают потребление из источника непрерывного входного тока. В представленных работах производилось описание схем и режимов их работы. Однако не было описано методики, посвященной практическим рекомендациям по выбору компонентов для таких схем. Также не проводился сравнительный анализ схем импедансного инвертора Т-типа и квази-Т-типа с точки зрения параметров их пассивных компонентов. Учитывая свойства инверторов Т-типа, а также известные свойства СБ,

вышеобозначенный тип импедансных инверторов может быть широко использован в схемах генерирования электрической энергии на базе СБ. В этой связи возникает необходимость их детального анализа для выявления их функциональных характеристик.

1. Анализ установившегося режима работы инвертора

Проведем анализ электромагнитных процессов в установившемся режиме. В расчетах будут использованы следующие условные обозначения: $u(t) = u$ – мгновенное значение переменной; U_{cp}^T – среднее значение переменной за период времени T ; U – амплитудное значение переменной. Для дальнейшего анализа примем так же, что импедансные цепи симметричны и $C_{11} = C_{21}$, $C_{12} = C_{22}$, $L_{11} = L_{21}$, $L_{12} = L_{22}$. На рис. 2, а-г показаны эквивалентные схемы двух состояний стоек инверторов: активное состояние и состояние короткого замыкания (КЗ). В активном состоянии ключи инвертора работают как у обычного трехуровневого инвертора. В состоянии КЗ все ключи инвертора открываются, создается короткое замыкание стоек инвертора. Магнитосвязанная индуктивность [22,23] для расчетов заменялась на идеальный трансформатор и индуктивность намагничивания, как показано на рис. 1, б, где n – это коэффициент трансформации. Временные интервалы, используемые на рис. 2, д, обозначают следующее: $T_{КЗ}$ – временной интервал состояния КЗ; T_a – временной интервал активного состояния; T – период коммутации.

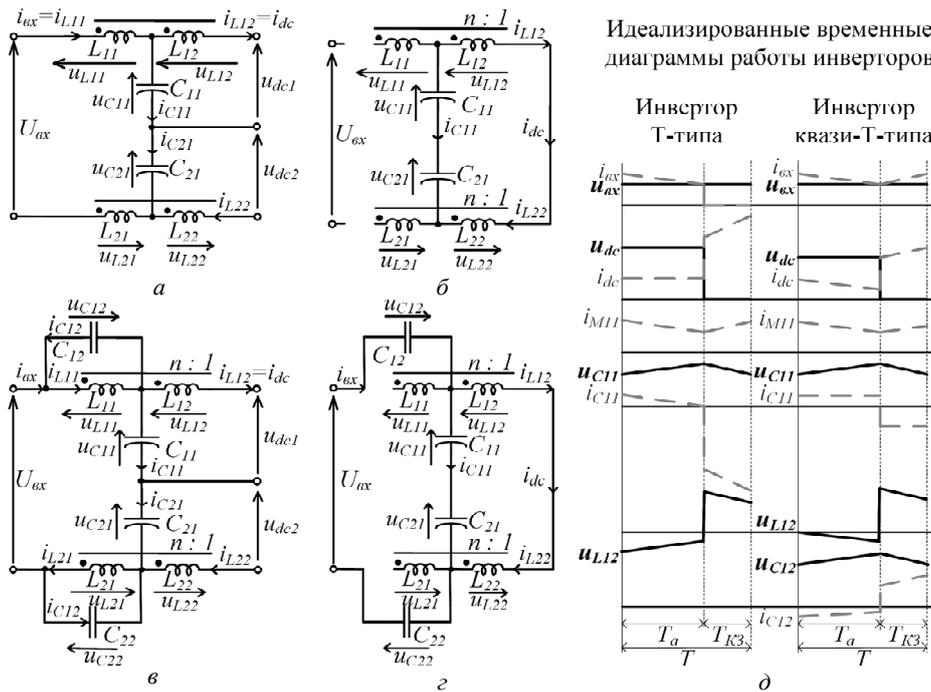


Рис. 2 – Эквивалентные схемы инвертора Т-типа: активное состояние (а); состояние короткого замыкания стоек (б). Эквивалентные схемы инвертора квази-Т-типа: активное состояние (в); состояние короткого замыкания стоек (г). Идеализированные временные диаграммы установившегося режима работы трехуровневых импедансных инверторов (д)

Fig. 2 – T-source inverter equivalent circuits: active state (a); shoot-through state (b). Quasi-T-source inverter equivalent circuits: active state (c); shoot-through state (d). Idealized time diagrams of the 3L T-source inverters (e)

Напряжение на конденсаторе U_{C11} , амплитудное значение напряжения в звене постоянного тока U_{dc} и коэффициент усиления B определяются из условия баланса напряжений на индуктивностях:

$$U_{C11} = \frac{U_{вх}}{2} \frac{(1-D)}{1-(n+1)D}, \quad D = \frac{T_S}{T}, \quad (1)$$

$$U_{dc} = U_{вх} \frac{1}{1-(n+1)D} = U_{dc1} + U_{dc2}, \quad (2)$$

$$B = \frac{U_{dc}}{U_{вх}} = \frac{1}{1-(n+1)D}. \quad (3)$$

Уравнения (1)–(3) справедливы для обеих схем. Напряжение на конденсаторе U_{C12} определяется подобным образом:

$$U_{C12} = \frac{U_{вх}}{2} \frac{nD}{1-(n+1)D}. \quad (4)$$

2. Расчет параметров импедансного инвертора Т-типа

Временные диаграммы токов и напряжений пассивных компонентов схемы на рис. 2, *д* приведены для того, чтобы уточнить принцип работы инвертора. На рисунке видно, что высокая частота ШИМ становится причиной появления высокочастотных пульсаций. Очевидно, что значения пассивных компонентов можно рассчитать, определив уровень высокочастотных пульсаций токов и напряжений. Для этого необходимо оценить средние значения токов и напряжений, а также размах их пульсации. Предполагая, что схема работает без потерь, можно утверждать, что средние значения входной и выходной мощностей равны

$$P_{вх\text{ ср}}^T = P_{dc\text{ ср}}^T = P. \quad (5)$$

Из уравнения (5) определяем средние значения входного тока ($I_{вх\text{ ср}}^T$) и тока ($I_{dc\text{ ср}}^{Ta}$):

$$I_{вх\text{ ср}}^T = \frac{P}{U_{вх}(1-D)} = BI_{dc\text{ ср}}^{Ta}, \quad (6)$$

$$I_{dc\text{ ср}}^{Ta} = \frac{P}{U_{вх}B(1-D)}. \quad (7)$$

Для интервала КЗ ($T_{КЗ}$) (см. рис. 2, *б*) можно записать следующее выражение:

$$L_{M11} \frac{di_{M11}}{dt} = U_{L11\text{ ср}}^{T_{КЗ}} = nU_{C11\text{ ср}}^{T_{КЗ}}. \quad (8)$$

Запишем уравнение для токов импедансного инвертора Т-типа на интервале T_a (см. рис. 2, *а*):

$$i_{вх} = i_{M11} - \frac{i_{dc}}{n}. \quad (9)$$

Используя уравнения (5) и (9), получаем

$$\frac{1}{T} \int_{T_a} U_{\text{вх}} \left(i_{M11} - \frac{i_{dc}}{n} \right) dt = \frac{1}{T} \int_{T_a} i_{dc} U_{\text{вх}} \cdot B \cdot dt. \quad (10)$$

Тогда можно выразить среднее значение тока индуктивности намагничивания в активном состоянии (T_a):

$$I_{M11\text{cp}}^{T_a} = I_{dc\text{cp}}^{T_a} \left(B + \frac{1}{n} \right). \quad (11)$$

Запишем условие для режима предельно непрерывного тока:

$$\frac{\Delta I_{M11}}{2} = I_{M11\text{cp}}^{T_{K3}}. \quad (12)$$

Поскольку ток в индуктивности будет непрерывным, можно записать, что $I_{M11\text{cp}}^{T_a} = I_{M11\text{cp}}^{T_{K3}}$ и, используя (8), (11) и (12), окончательное выражение для индуктивности L_{M11} записать как

$$L_{M11} \geq \frac{n^2 U_{\text{вх}}^2 DT(1-D)}{4P(1+n)(1-(n+1)D)}. \quad (13)$$

Рассчитанное по формуле (13) значение будет соответствовать минимальному допустимому значению индуктивности для нормальной работы схемы. Для уменьшения пульсаций тока величина индуктивности должна быть увеличена.

Для определения емкости, необходимо определить пульсации тока конденсатора. Ток, протекающий через конденсатор C_{11} на протяжении T_a , определяется как:

$$I_{C11\text{cp}}^{T_a} = C_{11} \frac{du_{C11}}{dt}, \quad (14)$$

Пульсации напряжения на конденсаторе C_{11} можно определить, как

$$\Delta U_{C11} \leq k_1 \cdot U_{C11\text{cp}}^{T_a}, \quad (15)$$

где k_1 – коэффициент пульсации напряжения конденсатора C_{11} .

Ток конденсатора C_{11} в течение активного интервала (T_a) выражается как

$$I_{C11\text{cp}}^{T_a} = I_{\text{вхср}}^{T_a} - I_{dc\text{cp}}^{T_a}. \quad (16)$$

Наконец, из (1), (7), (14), (15) и (16) может быть получено выражение величины емкости конденсатора C_{11} :

$$C_{11} \geq \frac{2PTD(1-(n+1)D)(n+1)}{k_1 U_{\text{вх}}^2 (1-D)}. \quad (17)$$

3. Расчет параметров импедансного инвертора квази-Т-типа

Для оценки величины пассивных компонентов импедансного инвертора квази-Т-типа также был проведен анализ установившегося режима работы инвертора. Единственное отличие заключалось в том, что в импедансном инверторе квази-

Т-типа обеспечивается работа в режиме непрерывного входного тока наряду с обеспечением режима непрерывного тока индуктивности намагничивания.

Следующие уравнения определяют напряжение и ток индуктивности намагничивания на интервале КЗ ($T_{КЗ}$) для импедансного инвертора квази-Т-типа (см. рис. 2, з):

$$L_{M11} \frac{di_{M11}}{dt} = U_{L11cp}^{T_{КЗ}} = n \cdot U_{C11cp}^{T_{КЗ}}, \quad (18)$$

$$I_{M11cp}^{T_{КЗ}} = \frac{I_{C12cp}^{T_{КЗ}} + I_{C11cp}^{T_{КЗ}}}{n}. \quad (19)$$

Уравнения для активного состояния (T_a) аналогичны (см. рис. 2, в):

$$I_{M11cp}^{T_a} = \frac{I_{dccp}^{T_a}}{n} + I_{dccp}^{T_a} + I_{C12cp}^{T_a} + I_{C11cp}^{T_a}, \quad (20)$$

$$I_{Ccp}^{T_a} \cdot T_a = I_{Ccp}^{T_{КЗ}} T_S, \quad (21)$$

где $I_{Ccp}^{T_a}$ – средний ток конденсатора на интервале активного состояния; $I_{Ccp}^{T_{КЗ}}$ – средний ток конденсатора на интервале КЗ.

Принимая во внимание то, что ток индуктивности намагничивания непрерывный ($I_{M11cp}^{T_a} = I_{M11cp}^{T_{КЗ}}$) и используя (7), (18), (19), (20), и (21), средний ток индуктивности намагничивания выражается как

$$I_{M11cp}^{T_{КЗ}} = \frac{P}{U_{вх}} \left(\frac{1+n}{n} \right). \quad (22)$$

Наконец, используя (1), (12), (18), и (22), можно записать выражение для выбора величины индуктивности намагничивания L_{M11} :

$$L_{M11} \geq \frac{n^2 \cdot U_{вх}^2 \cdot D \cdot T \cdot (1-D)}{4 \cdot P \cdot (1+n)(1-(n+1) \cdot D)}. \quad (23)$$

Можно заметить, что выражение (23) для импедансного инвертора квази-Т-типа совпадает с выражением (13) для инвертора Т-типа.

Для того чтобы определить величину емкостей конденсаторов, необходимо определить уровень пульсации напряжения на этих конденсаторах. Ток в конденсаторе на интервале T_a определяется, как в (14). Пульсации напряжения на конденсаторе C_{11} можно найти из (15).

Среднее значение входного тока ($I_{вхcp}^T$) определяется как

$$I_{вхcp}^T = P/U_{вх}. \quad (24)$$

Среднее значение тока i_{dc} ($I_{dccp}^{T_a}$) инвертора квази-Т-типа то же, что и у инвертора Т-типа и находится из выражения (7).

Следующие выражения справедливы для активного интервала (T_a) работы импедансного инвертора квази-Т-типа (рис. 2, в):

$$I_{C11cp}^{T_a} = I_{вх\ cp}^{T_a} - I_{dc\ cp}^{T_a}, \quad (25)$$

$$I_{C11cp}^{T_a} = \frac{P}{U_{вх}} \frac{D \cdot n}{(1-D)}. \quad (26)$$

Из (1), (18), (19) и (26) емкость C_{11} можно выразить как

$$C_{11} \geq \frac{2 \cdot P \cdot D \cdot n \cdot T \cdot (1 - (n+1) \cdot D)}{k_1 \cdot U_{вх}^2 \cdot (1-D)}. \quad (27)$$

Находим емкость конденсатора C_{12} . Выражение, определяющее условие непрерывности входного тока,

$$I_{вх\ cp}^{T_{КЗ}} = I_{вх\ cp}^T, \quad (28)$$

необходимо также учитывать следующее условие:

$$C_{12} \geq \frac{C_{11}}{n}. \quad (29)$$

Это выражение может быть подкреплено нижеследующим, принимая во внимание, что в любой момент времени:

$$U_{вх} = u_{C11} - u_{C12}, \quad (30)$$

$$\frac{1}{C_{11}} i_{C11} = \frac{1}{C_{12}} i_{C12}. \quad (31)$$

Ток конденсатора на протяжении КЗ состояния (T_S) инвертора квази-Т-типа может быть получен из рис. 2, з и будет следующим:

$$I_{C12cp}^{T_{КЗ}} = C_{12} \frac{du_{C12}}{dt}. \quad (32)$$

Пульсация напряжения на конденсаторе C_{12} определяется как

$$\Delta u_{C12} \leq k_2 \cdot U_{C12cp}^{T_{КЗ}}, \quad (33)$$

где k_2 – коэффициент пульсации напряжения на конденсаторе C_{12} . Принимая во внимание то, что соблюдается условие для получения непрерывного входного тока, может быть получено следующее выражение:

$$I_{C12cp}^{T_{КЗ}} = I_{вх\ cp}^{T_{КЗ}} = I_{вх\ cp}^T = \frac{P}{U_{вх}}. \quad (34)$$

Поскольку величина емкости C_{12} определяется из выражения (31), с учетом (4), (32), (33) и (34) можно вывести окончательное выражение для оценки коэффициента пульсации напряжения u_{C12} :

$$k_2 \geq \frac{2 \cdot P \cdot T \cdot (1 - (n+1) \cdot D)}{C_{12} \cdot U_{вх}^2 \cdot n}. \quad (35)$$

4. Обобщение полученных результатов

Результаты проведенного расчета (формулы (13), (17), (23), (29) и (35)) можно свести в табл. 1. В этой таблице приведены основные полученные формулы для выбора компонентов обеих схем. Также из табл. 1 можно сделать вывод о том, что сумма емкостей конденсаторов C_{11} и C_{12} схемы квази-Т-типа равна емкости конденсатора C_{11} схемы Т-типа. Таким образом, несмотря на большее количество конденсаторов во второй схеме, размер ее пассивных компонентов равен размеру пассивных компонентов схемы импедансного инвертора Т-типа. Из формул для расчета емкостей конденсаторов можно заметить, что величина емкости увеличивается с увеличением длительности интервала КЗ. Это значит, что усилительный режим работы схемы требует большой емкости конденсатора, тогда как в понижающем режиме работы можно обойтись без конденсатора.

Таблица 1 / Table 1

Правила выбора компонентов схем Т-импедансных инверторов

Components design guidelines of T-source inverters

Импедансный инвертор Т-типа	Импедансный инвертор квази-Т-типа
Индуктивность намагничивания L_{M11} $L_{M11} \geq \frac{n^2 U_{IN}^2 DT(1-D)}{4P(1+n)(1-(n+1)D)}$	
Емкость конденсатора C_{11} $C_{11} \geq \frac{2PDT(1-(n+1)D)}{k_1 U_{BX}^2 (1-D)} (n+1)$	Емкость конденсатора C_{11} $C_{11} \geq \frac{2PDT(1-(n+1)D)}{k_1 U_{BX}^2 (1-D)} n$
	Емкость конденсатора C_{12} $C_{12} \geq \frac{2PDT(1-(n+1)D)}{k_1 U_{BX}^2 (1-D)}$ Коэффициент пульсации u_{C12} $k_2 \geq \frac{2PT(1-(n+1) \cdot D)}{C_{12} U_{BX}^2 n}$

5. Результаты моделирования

Моделирование преобразователей проводилось в программе PSIM. Параметры моделирования, определенные в соответствии с выражениями, полученными в разделах 3–4, приведены в табл. 2. Результаты моделирования показаны на рис. 3. Предполагалось, что магнитосвязанные катушки не имеют индуктивности рассеяния и были приняты во внимание только потери проводимости.

Расчеты были проведены при условии непрерывного входного тока и тока индуктивности намагничивания L_{M11} с уровнем высокочастотных пульсаций 80 %. Емкости C_{11} и C_{21} были выбраны так, чтобы обеспечить коэффициент пульсации напряжения k_1 на уровне около 1 % и непрерывный входной ток.

В качестве алгоритма управления применялся алгоритм постоянного усиления ($D = \text{const}$). Полученные диаграммы токов и напряжений импедансного инвертора Т-типа показаны на рис. 3, а и в; аналогичные результаты для импедансного инвертора квази-Т-типа показаны на рис. 3, б и г. Величина выходных индуктивных фильтров $L_{\Phi a}$, $L_{\Phi b}$, $L_{\Phi c}$ приведена в табл. 2. Коэффициент гармоник выходного тока составил 3,5 %. Ток индуктивности намагничивания i_{LM11} и входной ток i_{BX} содер-

жат низкочастотную и высокочастотную пульсации. Низкочастотная пульсация имеет частоту в три раза большую частоты модулирующего сигнала, а высокочастотная пульсация имеет частоту ШИМ. Рис. 3, *з* показывает, что входной ток квази-T-импедансного инвертора является непрерывным в отличие от T-импедансного инвертора (рис. 3, *в*).

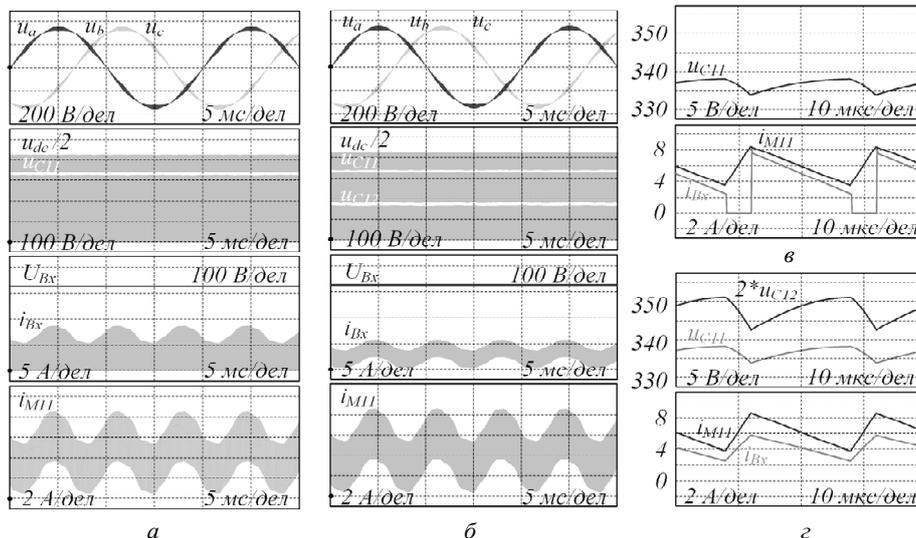


Рис. 3 – Результаты моделирования (сверху вниз), $f = 50$ Гц; инвертор T-типа (*а*): выходное напряжение, напряжение звена постоянного тока, напряжение на конденсаторе C_{11} , входное напряжение, входной ток, ток в индуктивности намагничивания; инвертор квази-T-типа (*б*): выходное напряжение, напряжение звена постоянного тока, напряжение на конденсаторе C_{11} , напряжение на конденсаторе C_{12} , входное напряжение, входной ток, ток в индуктивности намагничивания; $f = 50$ кГц; инвертор T-типа (*в*): напряжение на конденсаторе C_{11} , ток в индуктивности намагничивания, входной ток; инвертор квази-T-типа (*г*): напряжение на конденсаторе C_{12} , напряжение на конденсаторе C_{11} , ток в индуктивности намагничивания, входной ток

Fig. 3 – Modulation results (Top to Bottom), $f = 50$ Hz; T-source inverter (*a*): output voltage, dc-link voltage, capacitor C_{11} voltage, input voltage, input current, magnetizing inductor current; quasi-T-source inverter (*b*): output voltage, dc-link voltage, capacitor C_{11} voltage, capacitor C_{12} voltage, input voltage, input current, magnetizing inductor current; $f = 50$ KHz: T-source inverter (*c*): capacitor C_{11} voltage, magnetizing inductor current, input current; quasi-T-source inverter (*d*): capacitor C_{12} voltage, capacitor C_{11} voltage, magnetizing inductor current, input current

Таблица 2 / Table 2

Компоненты и параметры трехфазных трехуровневых импедансных инверторов T-типа

Components and parameters for three-phase three-level T-source inverters

Схема	T-тип	Квази-T-тип
$U_{\text{вых}}$ – действующее значение выходного напряжения	Три фазы 230 В	
D – длительность интервала КЗ	0,2	
n – коэффициент трансформации	2	
$U_{\text{вх}}$ – входное напряжение	325 В	
P – выходная мощность	1000 Вт	
T – период коммутации	20 мкс	

Окончание табл. 2

Схема	Т-тип	Квази-Т-тип
M – модуляция	0,8	
k_1 – коэффициент пульсации напряжения C_{11}	1,3 %	1,3 %
k_2 – коэффициент пульсации напряжения C_{12}	-----	2,5 %
k_3 – коэффициент пульсации тока L_{M11}	82 %	82 %
C_{11} – емкость	11,4 мкФ	7,6 мкФ
C_{12} – емкость	-----	3,8 мкФ
L_{M11} – индуктивность намагничивания	563,4 мкФ	563,4 мкФ
$L_{\phi a}, L_{\phi b}, L_{\phi c}$ – индуктивность выходных фильтров	3 мГн	

Заключение

Данная статья содержит сравнительный анализ двух топологий: схем трех-уровневого импедансного инвертора с блокирующими диодами Т-типа и квази-Т-типа. В результате проведенного анализа показано, что импедансный инвертор квази-Т-типа имеет лучшие характеристики, благодаря тому, что данная схема может потреблять от источника питания непрерывный входной ток, что позволяет повысить ресурс эксплуатации СБ. Недостатком этой схемы является то, что в ней используется в два раза большее количество конденсаторов, что в свою очередь может уменьшить надежность схемы. Однако суммарная емкость конденсаторов схемы квази-Т-типа будет такой же, как у схемы Т-типа. Также одинаковой оказалась величина индуктивности обеих схем. Кроме того, в результате проведенного анализа получены рекомендации по выбору пассивных компонентов схем. Эти результаты могут быть использованы при инженерном проектировании импедансных инверторов Т-типа и квази-Т-типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yan H., Zhou Z., Lu H. Photovoltaic industry and market investigation // 2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply. – Nanjing, China: IEEE, 2009. – P. 1–4.
2. Renewables 2014 global status report / J.L. Savin, research direction. – Paris: REN21 Secretariat, 2014.
3. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
4. Rashid M.H. Power electronics handbook: devices, circuits and applications. – Burlington, MA: Academic Press, 2010.
5. Peng F.Z. Z-source inverter // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39, iss. 2. – P. 504–510.
6. Anderson J., Peng F.Z. Four quasi-Z-source inverters // PESC 08: 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, Greece, 15–19 June 2008: proceedings. – Piscataway, NJ: IEEE, 2008. – P. 2743–2749.
7. Impedance-source networks for electric power conversion. Pt. 1. A topological review / Y.P. Siwakoti, F.Z. Peng, F. Blaabjerg, P.C. Loh, G.E. Town // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – Vol. 30, iss. 2. – P. 699–716.
8. Single phase three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter / O. Husev, C. Roncero-Clemente, E. Romero-Cadaval, D. Vinnikov, S. Stepenko // IET Power Electronics. – 2015. – Vol. 8, iss. 1. – P. 1–10.
9. Three-level Z-source inverters using a single LC impedance network / P.C. Loh, S.W. Lim, F. Gao, F. Blaabjerg // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, iss. 2. – P. 706–711.
10. New type LCCT-Z-source inverters / M. Adamowicz, R. Strzelecki, F.Z. Peng, J. Guzinski, H. Abu-Rub // Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), 30 Aug. – 01 Sept. 2011, Birmingham, UK. – Piscataway, NJ: IEEE, 2011. – P. 1–10.

11. Patent Application P386084 PL. The buck-boost inverter circuit especially designed for single-stage power conversion / R. Strzelecki, M. Adamowicz, B. Balkowski, N. Strzelecka. – 2008.
12. **Shults T.E., Husev O.O., Zakis J.G.** Overview of impedance source networks for voltage source inverters // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2015), Erlagol, Altai, Russia 29 June – 3 July 2015. – Novosibirsk, 2015. – P. 514–520.
13. **Zakis J., Vinnikov D., Bisenieks L.** Some design considerations for coupled inductors for integrated buck-boost converters // 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG). – Piscataway, NJ: IEEE, 2011. – P. 1–6.
14. New type T-source inverter / R. Strzelecki, M. Adamowicz, N. Strzelecka, W. Bury // 2009 Compatibility and Power Electronics. – Piscataway, NJ: IEEE, 2009. – P. 191–195.
15. Trans-Z-source and Γ -Z-source neutral-point-clamped inverters / W. Mo, P.C. Loh, F. Blaabjerg, P. Wang // IET Power Electronics. – 2015. – Vol. 8, iss. 3. – P. 371–377.
16. **Nordvall A.** Multilevel inverter topology survey: MS thesis / Chalmers University of Technology. – Göteborg, Sweden, 2011.
17. Recent advances and industrial applications of multilevel converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, iss. 8. – P. 2553–2580.
18. **Rodriguez J., Lai J.S., Peng F.Z.** Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – Vol. 49, iss. 4. – P. 724–738.
19. **Qian W., Peng F.Z., Cha H.** Trans-Z-source inverters // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2011. – Vol. 26, iss. 12. – P. 3453–3463.
20. Patent Application P386085 PL. Multi-level inverter circuit especially for voltage boost / R. Strzelecki, M. Adamowicz, B. Balkowski, N. Strzelecka. – 2010.
21. Trans-Z-source-like inverter with built-in dc current blocking capacitors / M. Adamowicz, J. Guzinski, D. Vinnikov, N. Strzelecka // 2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE). – Piscataway, NJ: IEEE, 2011. – P. 137–143.
22. **Witulski A.F.** Introduction to modeling of transformers and coupled inductors // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1995. – Vol. 10, vol. 3. – P. 349–357.
23. **Valchev V.C., Bossche A. van den.** Inductors and transformers for power electronics. – Boca Raton: CRC press, 2005.

COMPARATIVE ANALYSIS OF THREE-PHASE THREE-LEVEL T- SOURCE INVERTERS

Shults T.E.¹, Gusev O.O.²

¹*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

²*Chernihiv National University of Technology, Chernihiv, Ukraine*

This paper presents a steady state analysis of the three-level three-phase T-source Neutral-Point-Clamped inverter and quasi-T-source Neutral-Point-Clamped inverter topologies. This sort of inverters is used for solar photovoltaic power generation. They can work in bucking and boosting modes and do not suffer from short circuits. Guidelines for component design of recently proposed topologies are proposed. T-source inverter and quasi-T-source inverter are described and compared. A comparative analysis shows that the quasi-T-source inverter has the same parameters of passive components as the T-source inverter, though their number is bigger. The output voltage quality along with the boost performance is identical. However, the quasi-T-source inverter consumes a continuous input current.

Keywords: photovoltaic panels; inverter; impedance network; component.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-3-115-127

REFERENCES

1. Yan H., Zhou Z., Lu H. Photovoltaic industry and market investigation. *2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, Nanjing, China, IEEE, 2009, pp. 1–4.

2. Savin J.L., research direction. *Renewables 2014 global status report*. Paris, REN21 Secretariat, 2014.
3. Zinov'ev G.S. *Osnovy silovoi elektroniki* [Power electronics]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2003.
4. Rashid M.H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Burlington, MA, Academic Press, 2010.
5. Peng F.Z. Z-source inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, 2003, vol. 39, iss. 2, pp. 504–510.
6. Anderson J., Peng F.Z. Four quasi-Z-source inverters. *PESC 08: 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece, 15–19 June 2008: proceedings, pp. 2743–2749.
7. Siwakoti Y.P., Peng F.Z., Blaabjerg F., Loh P.C., Town G.E. Impedance-source networks for electric power conversion. Pt. 1. A topological review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, iss. 2, pp. 699–716.
8. Husev O., Roncero-Clemente C., Romero-Cadaval E., Vinnikov D., Stepenko S. Single phase three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter. *IET Power Electronics*, 2015, vol. 8, iss. 1, pp. 1–10.
9. Loh P.C., Lim S.W., Gao F., Blaabjerg F. Three-level Z-source inverters using a single LC impedance network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 22, iss. 2, pp. 706–711.
10. Adamowicz M., Strzelecki R., Peng F.Z., Guzinski J., Abu-Rub H. New type LCCT-Z-source inverters. *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 30 Aug. – 01 Sept. 2011, Birmingham, UK, pp. 1–10.
11. Strzelecki R., Adamowicz M., Balkowski B., Strzelecka N. *The buck-boost inverter circuit especially designed for single-stage power conversion*. Patent Application PL, no. P386084, 2008.
12. Shults T.E., Husev O.O., Zakis J.G. Overview of impedance source networks for voltage source inverters. *16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2015)*, Erlagol, Altai, Russia 29 June – 3 July 2015. Novosibirsk, 2015, pp. 514–520.
13. Zakis J., Vinnikov D., Bisenieks L. Some design considerations for coupled inductors for integrated buck-boost converters. *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*. Piscataway, NJ, IEEE, 2011, pp. 1–6.
14. Strzelecki R., Adamowicz M., Strzelecka N., Bury W. New type T-source inverter. *2009 Compatibility and Power Electronics*. Piscataway, NJ, IEEE, 2009, pp. 191–195.
15. Mo W., Loh P.C., Blaabjerg F., Wang P. Trans-Z-source and Γ -Z-source neutral-point-clamped inverters. *IET Power Electronics*, 2015, vol. 8, iss. 3, pp. 371–377.
16. Nordvall A. *Multilevel inverter topology survey*: MS thesis. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden, 2011.
17. Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, iss. 8, pp. 2553–2580.
18. Rodriguez J., Lai J.S., Peng F.Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2002, vol. 49, iss. 4, pp. 724–738.
19. Qian W., Peng F.Z., Cha H. Trans-Z-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, vol. 26, iss. 12, pp. 3453–3463.
20. Strzelecki R., Adamowicz M., Balkowski B., Strzelecka N. *Multi-level inverter circuit especially for voltage boost*. Patent Application PL, no. P386085, 2010.
21. Adamowicz M., Guzinski J., Vinnikov D., Strzelecka N. Trans-Z-source-like inverter with built-in dc current blocking capacitors. *2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE)*. Piscataway, NJ, IEEE, 2011, pp. 137–143.
22. Witulski A.F. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1995, vol. 10, iss. 3, pp. 349–357.
23. Valchev V.C., Bossche A. van den. *Inductors and transformers for power electronics*. Boca Raton, CRC press, 2005.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Шульц Татьяна Евгеньевна – родилась в 1991 году, младший науч. сотр., кафедра электроники и электротехники, Новосибирский государственный технический университет (НГТУ). Область научных интересов: силовая электроника. Опубликовано 7 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20 к. 4. Email: shulcz.2012@corp.nstu.ru).

Shults Tatiana Evgenyevna (b. 1991) – junior researcher, department of electronics and Electrical Engineering, NSTU. Her research interests are currently focused on power electronic systems. She is the author of 7 scientific papers. (Address: 20/4, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: shulcz.2012@corp.nstu.ru).



Гусев Александр Александрович – родился в 1986 году, канд. техн. наук, доцент, кафедра биометрических радиоэлектронных аппаратов и систем, Черниговский национальный технологический университет. Область научных интересов: силовая электроника. Опубликовано более 70 научных работ. (Адрес: 14027, Украина, Чернигов, улица Шевченка, дом 95. Email: gsfki@ukr.net).

Husev Oleksandr Oleksandrovich (b. 1986) – Candidate of Sciences (Eng), associate professor, department of biomedical radioelectronic apparatuses and systems, Chernihiv National University of Technology. His research interests are currently focused on power electronic systems. He is the author over 70 scientific papers. (Address: 95, Shevchenka St., Chernihiv, 14027, Ukraine. Email: gsfki@ukr.net).

*Статья поступила 29 августа 2016 г.
Received August 29, 2016*

To Reference:

Shults T.E., Gusev O.O. Sravnitel'nyi analiz trekhfaznykh trekhurovnevykh kvaziimpedansnykh inverterov T-tipa [Three phase three level T-source inverters comparative analysis]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2016, no. 3 (32), pp. 115–127. doi: 10.17212/1727-2769-2016-3-115-127