

УДК 621.314

Анализ способов баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока в однофазном трехуровневом преобразователе*

С.В. БРОВАНОВ¹, Е.В. ГРИШАНОВ²

¹ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, доктор технических наук, доцент. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru

² 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, аспирант. E-mail: grev88@yandex.ru

Данная работа посвящена сравнению способов баланса напряжений на конденсаторах в однофазном трехуровневом полупроводниковом преобразователе с фиксирующими диодами при реализации различных видов широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Основными видами ШИМ, используемыми в силовых преобразователях, являются векторная и скалярная, каждая из которых имеет ряд характерных свойств. Особенностью многоуровневых схем преобразователей является возможность разбаланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока (ЗПТ). При этом от вида используемой ШИМ во многом зависит скорость сведения напряжений на конденсаторах преобразователя. Представленная работа ставит перед собой задачу выявить скоростные показатели обеспечения выравнивания напряжений на конденсаторах ЗПТ однофазного трехуровневого преобразователя при различных видах ШИМ.

В работе предложена методика, позволяющая провести сравнение способов баланса напряжения на конденсаторах ЗПТ в однофазном трехуровневом преобразователе. Данная методика предполагает разделение периода выходного напряжения преобразователя при инверторной схеме преобразователя или периода питающей сети при выпрямительной схеме преобразователя на интервалы, за время действия которых определяются приращения напряжений на конденсаторах ЗПТ. В дальнейшем происходит процесс суммирования данных напряжений по интервалам. Скорость баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока определяется величинами приращения напряжений на конденсаторах до необходимого уровня за период времени.

В результате были получены скоростные показатели по устранению разбаланса напряжений на конденсаторах в однофазном трехуровневом преобразователе при различных видах ШИМ.

Все теоретические выкладки были проверены математическим моделированием в ПО MathCAD, а также имитационным моделированием в ПО Psim.

* Статья получена 30 июля 2014 г.

Работа выполнена в рамках программы стратегического развития НГТУ, тема «Повышение энергетической эффективности статических компенсаторов неактивной мощности, реализуемых на базе параллельно включенных многоуровневых преобразователей».

Ключевые слова: трехуровневый полупроводниковый преобразователь, скалярная ШИМ, векторная ШИМ, весовой коэффициент, образующий вектор, коммутационная функция, комбинация состояния ключей (КСК), звено постоянного тока

DOI: 10.17212/1814-1196-2015-1-213-230

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в мире сильно возросло электропотребление. При существующих генерирующих мощностях возникает определенный дефицит для обеспечения растущего спроса на электрическую энергию. При этом большинство из имеющихся генерирующих станций оказывают отрицательное воздействие на окружающую среду. Одним из решений вышеотмеченных проблем может быть использование систем генерирования электрической энергии на базе возобновляемых источников энергии. Данные системы, как правило, требуют применения полупроводниковых преобразователей, в том числе однофазных трехуровневых с фиксирующими диодами (ОТП) [1–9], рис. 1.

ОТП содержит звено постоянного тока в виде конденсаторного делителя напряжения – $C1$ и $C2$. Несмотря на то что данный тип преобразователя способен формировать на выходе переменное напряжение высокого качества, он имеет отрицательное свойство, характеризующееся возможностью возникновения разбаланса напряжений на конденсаторах [10].

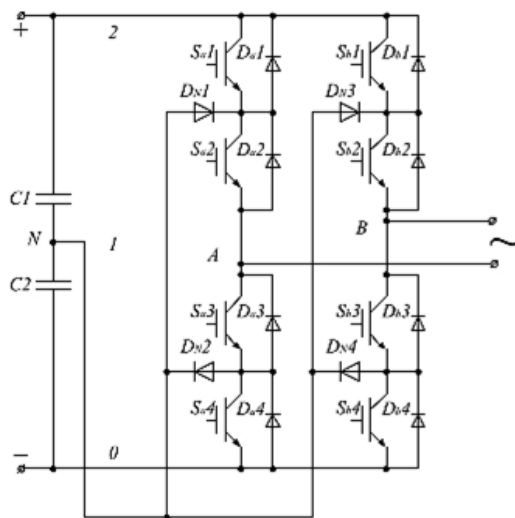


Рис. 1. Однофазный трехуровневый инвертор с фиксирующими диодами

Для обеспечения равенства этих напряжений разработчиками используются различные способы баланса напряжений на конденсаторах как при скалярной ШИМ, так и при векторной ШИМ. Для скалярной ШИМ известны три основных способа баланса напряжений. В первом способе процесс баланса осуществляется вводом постоянной составляющей в модулирующую

щий сигнал [11, 12], которая пропорциональна разнице напряжений на конденсаторах. Во втором способе процесс баланса производится путем изменения амплитуды опорных сигналов пропорционально разнице напряжений на конденсаторах [13]. Третий представляет собой совокупность первого и второго способов [14]. При векторной ШИМ осуществление баланса напряжений производится путем перераспределения длительностей комбинаций состояний ключей (КСК), отвечающих за заряд и разряд конденсаторов ЗПТ.

Однако в существующем многообразии работ не представлены какие-либо характеристики, позволяющие сравнить и осуществить выбор наилучшего способа баланса напряжений на конденсаторах. Для проведения сравнительного анализа способов баланса напряжений на конденсаторах целесообразно задаться некоторым оценочным критерием. Как уже отмечалось выше, этим критерием может служить скорость сведения напряжений на конденсаторах, т. е. изменение напряжений U_{C1} , U_{C2} до уровней, средние значения которых за период T выходного напряжения преобразователя при инверторной схеме или за период питающей сети при выпрямительной схеме становятся равными.

1. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПОСОБОВ БАЛАНСА НАПРЯЖЕНИЙ НА КОНДЕНСАТОРАХ $C1$ И $C2$

В рассматриваемом преобразователе (см. рис. 1) для анализа скорости баланса напряжений конденсаторов воспользуемся тремя условными уровнями напряжений ЗПТ, обозначаемыми как 2, 1 и 0. Уровень 2 соответствует всему напряжению звена постоянного тока – U_{dc} , уровень 1 соответствует половине напряжения U_{dc} , а уровень 0 – нулевому напряжению.

Работа трехуровневого преобразователя характеризуется набором из девяти КСК (2;1), (1;2), (1;0), (0;1), (2;0), (0;2), (2;2), (1;1), (0;0) [10], среди которых есть комбинации состояний, отвечающие за заряд конденсаторов, и комбинации, отвечающие за разряд конденсаторов. Совокупность всех КСК образует четыре состояния звена постоянного тока преобразователя, представленных на рис. 2. При этом каждому состоянию соответствует своя группа КСК.

Сравнение способов баланса напряжений на конденсаторах может быть проведено по скорости сведения U_{C1} и U_{C2} до требуемой величины и проведено по следующей методике.

1. Выделяются интервалы времени на периоде T , где в зависимости от глубины модуляции присутствует идентичный набор КСК.

2. На выделенных интервалах определяются комбинации состояний ключей, влияющие на заряд и разряд конденсаторов $C1$ и $C2$. При этом учитывается фаза переменного тока.

3. Определяются временные функции действия КСК, отвечающие за заряд и разряд конденсаторов на такте ШИМ.

4. Задается функция тока i_{\sim} звена переменного тока.

5. С учетом временных функций действия КСК и функции тока i_{\sim} записываются выражения, отражающие изменение напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ для каждого интервала времени на периоде T .

6. Для определения величин изменения напряжений на конденсаторах рассчитываются и суммируются значения напряжений конденсаторов на каждом интервале времени на периоде T .

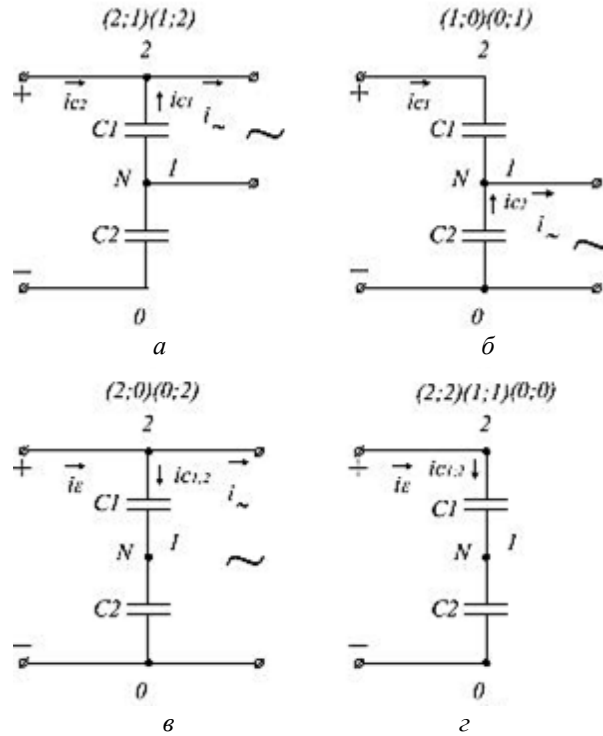


Рис. 2. Состояния ЗПТ однофазного трехуровневого преобразователя

Согласно вышеприведенной методике оценим различные способы баланса напряжений на конденсаторах.

Для этого примем глубину модуляции $M = 1$. В соответствии с принципом работы преобразователя на периоде T можно выделить восемь интервалов по идентичности наборов КСК.

I. Интервалу $0 \dots 60^\circ$ может соответствовать набор КСК вида $(2;1)$, $(2;0)$, $(1;0)$.

II. Интервалу $60 \dots 90^\circ$ может соответствовать набор КСК вида $(2;1)$, $(2;2)$, $(1;1)$, $(0;0)$, $(1;0)$.

III. Интервалу $90 \dots 120^\circ$ может соответствовать набор КСК вида $(1;2)$, $(2;2)$, $(1;1)$, $(0;0)$, $(0;1)$.

IV. Интервалу $120 \dots 180^\circ$ может соответствовать набор КСК вида $(1;2)$, $(0;2)$, $(0;1)$.

V. Интервалу $180 \dots 240^\circ$ может соответствовать набор КСК вида $(1;2)$, $(0;2)$, $(0;1)$.

VI. Интервалу $240 \dots 270^\circ$ может соответствовать набор КСК вида $(1;2)$, $(2;2)$, $(1;1)$, $(0;0)$, $(0;1)$.

VII. Интервалу $270...300^\circ$ может соответствовать набор КСК вида (2;1), (2;2), (1;1), (0;0), (1;0).

VIII. Интервалу $300...360^\circ$ может соответствовать набор КСК вида (2;1), (2;0), (1;0).

Можно заметить, что интервалам I, II, III и IV ставятся в соответствие интервалы VIII, VII, VI и V по их длительности и набору КСК. Таким образом, сравнительный анализ скорости сведения (баланса) напряжений на C1 и C2 по ранее описанной методике может быть осуществлен по первым четырем интервалам.

2. ВЕКТОРНАЯ ШИМ

Для векторной ШИМ четырем интервалам $[0...60^\circ]$, $[60...90^\circ]$, $[90...120^\circ]$, $[120...180^\circ]$ соответствуют четыре сектора, ограниченные образующими векторами (рис. 3), среди которых «нулевой» \bar{V}_0 , «средние» \bar{V}_1 , \bar{V}_3 и «длинные» \bar{V}_2 , \bar{V}_4 .

Известно, что в зависимости от функции переменного тока i_\sim , а именно его фазы, любой из конденсаторов может либо заряжаться, либо разряжаться. При направлении тока i_\sim , указанном на рис. 2, конденсатор C1 в течение времени действия комбинации (2;1) разряжается, а в течение времени действия комбинаций (1;0), (2;0) заряжается. Конденсатор C2 в течение времени действия комбинации (1;0) разряжается, а в течение времени действия комбинаций (2;1), (2;0) заряжается.

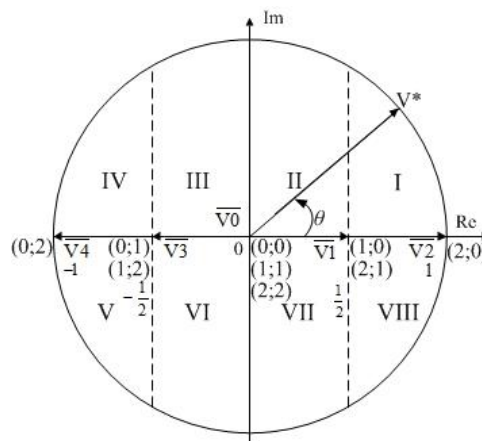


Рис. 3. Векторная диаграмма однофазного трехуровневого преобразователя

Запишем в общем виде выражения для напряжений на конденсаторах C1 и C2 на такте ШИМ в пределах первого интервала $[0...60^\circ]$:

$$u_{C1}^I = U_{C10} - i_\sim \left(\frac{Z}{X_{C1}} \right) \frac{T_{21}^I}{C1} + i_\sim \left(1 - \frac{Z}{X_{C2}} \right) \frac{T_{10}^I}{C2} + i_\sim \left(\frac{2Z}{X_{C2}} \right) \frac{2T_{20}^I}{C2}, \quad (1)$$

$$u_{C2}^I = U_{C20} - i_{\sim} \left(\frac{Z}{X_{C2}} \right) \frac{T_{10}^I}{C2} + i_{\sim} \left(1 - \frac{Z}{X_{C1}} \right) \frac{T_{21}^I}{C1} + i_{\sim} \left(\frac{2Z}{X_{C1}} \right) \frac{2T_{20}^I}{C1}, \quad (2)$$

где i_{\sim} – ток ЗПТ; Z – комплексное сопротивление звена переменного тока; X_C – реактивное сопротивление конденсаторов; U_{C10} , U_{C20} – начальные средние значения напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ соответственно; T_{21}^I , T_{10}^I , T_{20}^I – длительности комбинаций состояний (2;1), (1;0) и (2;0) на такте ШИМ соответственно (рис. 2).

Скорость изменения напряжения на любом из конденсаторов определим следующим образом:

$$V_c = \frac{\sum_{N=1}^{IV} \Delta u_c^N}{T}, \quad (3)$$

где N – номер временного интервала.

Для определения разницы напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ запишем:

$$\Delta u_{C12}^I = u_{C1}^I - u_{C2}^I = U_{C10} - U_{C20} - i_{\sim} \frac{T_{21}^I}{C1} + i_{\sim} \frac{T_{10}^I}{C2}. \quad (4)$$

Величина $U_{C10} - U_{C20}$ отражает разницу начальных значений напряжений на конденсаторах.

Аналогичным образом получаются выражения Δu_{C12} в течение остальных трех интервалов:

$$\Delta u_{C12}^{II} = -i_{\sim} \frac{T_{21}^{II}}{C1} + i_{\sim} \frac{T_{10}^{II}}{C2}, \quad (5)$$

$$\Delta u_{C12}^{III} = -i_{\sim} \frac{T_{12}^{III}}{C1} + i_{\sim} \frac{T_{01}^{III}}{C2}, \quad (6)$$

$$\Delta u_{C12}^{IV} = -i_{\sim} \frac{T_{12}^{IV}}{C1} + i_{\sim} \frac{T_{01}^{IV}}{C2}, \quad (7)$$

где T_{12} , T_{01} – длительности подключения комбинаций (1;2), (0;1) в соответствующих временных интервалах. Согласно выражениям (4)–(7), на скорость баланса влияют следующие параметры: амплитуда и фаза тока i_{\sim} и длительности действия комбинаций (2;1), (1;0), (1;2), (0;1), т. е. T_{21} , T_{10} , T_{12} , T_{01} .

Известно, что для векторной ШИМ (ВШИМ) на каждом малом интервале усреднения задающий вектор можно представить в виде суммы произведения образующего вектора на собственный весовой коэффициент. Весовой

коэффициент – это относительное время, которое соответствует длительности действия каждой КСК. Таким образом, процесс баланса напряжений на конденсаторах происходит за счет изменения пропорции весовых коэффициентов, отвечающих за заряд и разряд конденсаторов $C1$ и $C2$, или величины длительности действия комбинаций (2;1), (1;0) и (2;0), т.е. T_{21} , T_{10} и T_{12} , T_{01} .

Для получения величин T_{21} , T_{10} и T_{12} , T_{01} необходимо соответствующие весовые коэффициенты умножить на длительность такта ШИМ – T_S .

Вывод аналитических соотношений для весовых коэффициентов рассматриваемого преобразователя представлен в работе [15] и приведен в табл. 1, где i – номер сегмента, j – номер задающего вектора.

Таблица 1

Весовые коэффициенты

| Сегмент | Весовой коэффициент |
|---------|---|
| I, VIII | $\tau_{12}(\vartheta) = 2M \cos \vartheta - 1$ $\tau_{11}(\vartheta) = 2 - 2M \cos \vartheta$ |
| II, VII | $\tau_{21}(\vartheta) = 2M \cos \vartheta$ $\tau_{20}(\vartheta) = 1 - 2M \cos \vartheta$ |
| III, VI | $\tau_{33}(\vartheta) = -2M \cos \vartheta$ $\tau_{30}(\vartheta) = 1 + 2M \cos \vartheta$ |
| IV, V | $\tau_{44}(\vartheta) = -1 - 2M \cos \vartheta$ $\tau_{43}(\vartheta) = 2 + 2M \cos \vartheta$ |

Для рассматриваемого случая задающий вектор находится в первом сегменте (рис. 3), т.е. синтез его происходит при помощи КСК (2;1), (1;0) и (2;0). При этом КСК вида (2;1), (1;0) соответствует весовой коэффициент τ_{11} .

При условии баланса напряжений на конденсаторах распределение КСК (2;1) и (1;0) на такте ШИМ делится пополам, т.о. можно записать равенство

$$\frac{T_{21}^I}{T_S} = \frac{T_{10}^I}{T_S} = \frac{\tau_{11}^{(2;1)}}{2} = \frac{\tau_{11}^{(1;0)}}{2}. \quad (8)$$

При условии небаланса напряжений на конденсаторах возникает необходимость перераспределения весовых коэффициентов для КСК вида: (2;1) и (1;0). Таким образом, можно записать.

$$\frac{T_{21}^I}{T_S} = \frac{\tau_{11}(1+k)}{2}, \quad \frac{T_{10}^I}{T_S} = \frac{\tau_{11}(1-k)}{2}, \quad (9)$$

где $k \in [-1;1]$ – коэффициент, отражающий перераспределение весовых коэффициентов для КСК вида (2;1) и (1;0).

В силу того, что

$$\Delta U_C^* = \frac{U_{C10} - U_{C20}}{U_{dc}}, \quad (10)$$

$$\Delta U_C^* \in [-1; 1], \quad (11)$$

то перераспределение весовых коэффициентов может быть осуществлено по величине относительной разницы напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$. Тогда (9) примет вид

$$\frac{T_{21}^I}{T_S} = \frac{\tau_{11}(1 + \Delta U_C^*)}{2}, \quad \frac{T_{10}^I}{T_S} = \frac{\tau_{11}(1 - \Delta U_C^*)}{2}. \quad (12)$$

При этом для реализации ВШИМ длительность действия КСК (2;1), (1;0) и (2;0) на такте ШИМ должна изменяться в пределах от нуля до единицы и требует выполнения следующего соотношения:

$$\frac{T_{21}^I}{T_S} + \frac{T_{20}^I}{T_S} + \frac{T_{10}^I}{T_S} = 1. \quad (13)$$

Для оставшихся трех интервалов можно записать

$$\frac{T_{21}^{II}}{T_S} = \frac{\tau_{21}(1 + \Delta U_C^*)}{2}, \quad \frac{T_{10}^{II}}{T_S} = \frac{\tau_{21}(1 - \Delta U_C^*)}{2}, \quad (14)$$

$$\frac{T_{12}^{III}}{T_S} = \frac{\tau_{33}(1 + \Delta U_C^*)}{2}, \quad \frac{T_{01}^{III}}{T_S} = \frac{\tau_{33}(1 - \Delta U_C^*)}{2}, \quad (15)$$

$$\frac{T_{12}^{IV}}{T_S} = \frac{\tau_{43}(1 + \Delta U_C^*)}{2}, \quad \frac{T_{01}^{IV}}{T_S} = \frac{\tau_{43}(1 - \Delta U_C^*)}{2}. \quad (16)$$

Таким образом, подставляя выражения (12), (14), (15) в (4)–(7) и используя (3), можно определить скорость изменения напряжения на любом из конденсаторов. Оценка скорости баланса напряжения на конденсаторах ЗПТ для различных видов ШИМ будет представлена ниже.

3. БАЛАНС ПРИ СКАЛЯРНОЙ ШИМ

1. Рассмотрим способ баланса напряжений на $C1$ и $C2$, реализуемого путем смещения модулирующего сигнала. При данном способе, как было отмечено ранее, модулирующий сигнал суммируется с сигналом, пропорцио-

нальным разности напряжений на конденсаторах (рис. 4). В результате происходит смещение по уровню модулирующих функций $f_{\text{мод } A}(t)$ и $f_{\text{мод } B}(t)$, а соответственно изменение длительностей КСК (2;1), (1;0), отвечающих за заряд и разряд конденсаторов (рис. 5).

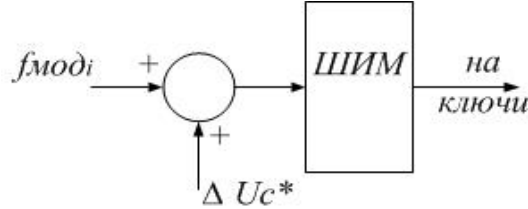


Рис. 4. Смещение по уровню модулирующего сигнала

Выражения для опорных сигналов (рис. 5) на интервале такта ШИМ можно записать в следующем виде:

$$f_{1\text{оп}}(t) = \frac{t}{T_s}, \quad f_{2\text{оп}}(t) = \frac{t}{T_s} - 1. \quad (17)$$

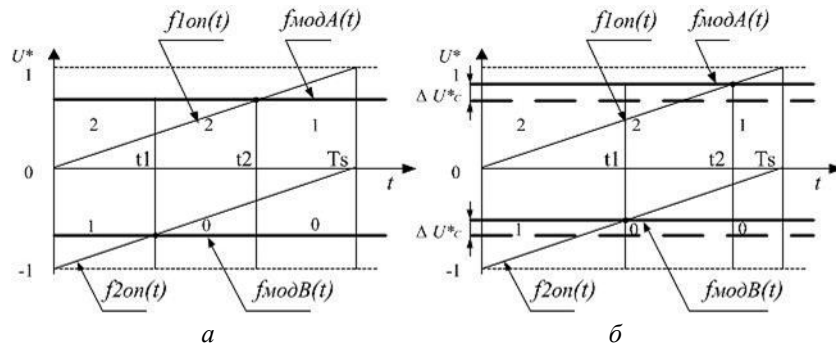


Рис. 5. Опорные и модулирующие сигналы:

а – при $U_{C10} = U_{C20}$; б – $U_{C10} \neq U_{C20}$

Рассматривая случай $U_{C10} \neq U_{C20}$, запишем выражения для модулирующих сигналов стоек преобразователя А и В:

$$f_{\text{мод } A}(t) = M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*; \quad f_{\text{мод } B}(t) = M \cos(\omega t + \pi) + \Delta U_C^*. \quad (18)$$

Приравнивая выражения (17) и (18) соответствующим образом, находим относительные моменты точек пересечения – t_1 и t_2 :

$$\begin{cases} \frac{t_1}{T_s} - 1 = M \cos(\omega t_1 + \pi) + \Delta U_C^*, \\ \frac{t_2}{T_s} = M \cos(\omega t_2) + \Delta U_C^*. \end{cases} \quad (19)$$

Можно заметить, что выражение для t_1 описывает время действия КСК вида (2;1), т. е. $T_{21}^I = t_1$. Тогда время действия для КСК (1;0) можно определить в виде $T_{10}^I = T_S - t_2$. С учетом этого (19) можно переписать в виде

$$\begin{cases} \frac{T_{21}^I}{T_S} = 1 - M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*, \\ \frac{T_{10}^I}{T_S} = 1 - M \cos(\omega t) - \Delta U_C^*. \end{cases} \quad (20)$$

Аналогичным образом получаются выражения для T_{21} , T_{10} и T_{12} , T_{01} второго и третьего интервалов:

$$\frac{T_{21}^{II}}{T_S} = M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*, \quad \frac{T_{10}^{II}}{T_S} = M \cos(\omega t) - \Delta U_C^*, \quad (21)$$

$$\frac{T_{12}^{III}}{T_S} = -M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*, \quad \frac{T_{01}^{III}}{T_S} = -M \cos(\omega t) - \Delta U_C^*, \quad (22)$$

$$\frac{T_{12}^{IV}}{T_S} = 1 + M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*, \quad \frac{T_{01}^{IV}}{T_S} = 1 + M \cos(\omega t) - \Delta U_C^*. \quad (23)$$

Выражения (20)–(23) в дальнейшем будут использованы для определения скорости баланса напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ при сдвиге модулирующего сигнала по уровню.

2. Рассмотрим способ баланса напряжений на конденсаторах, который реализуется путем изменения амплитуды опорного сигнала. Данный способ баланса отличается от предыдущего тем, что сигнал разницы напряжений на конденсаторах ΔU_C^* вводится не в модулирующие сигналы, а в опорные сигналы (рис. 6).

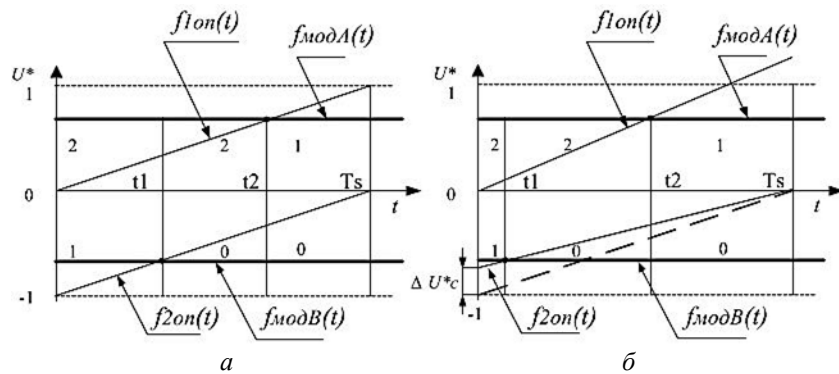


Рис. 6. Опорные и модулирующие сигналы:

a – при $U_{C10} = U_{C20}$; b – $U_{C10} \neq U_{C20}$

В этом случае выражения для опорных сигналов на интервале такта ШИМ можно записать в следующем виде:

$$f_{1\text{оп}}(t) = \frac{1 - \Delta U_C^*}{T_S} t; \quad f_{2\text{оп}}(t) = \frac{1 + \Delta U_C^*}{T_S} t - 1 - \Delta U_C^*. \quad (24)$$

Выражения для модулирующих сигналов стойки A и стойки B имеют вид:

$$f_{\text{мод } A}(t) = M \cos(\omega t); \quad f_{\text{мод } B}(t) = M \cos(\omega t + \pi). \quad (25)$$

Приравнивая выражения (24) и (25) соответствующим образом, находим относительные моменты точек пересечения t_1 и t_2 :

$$\begin{cases} \frac{t_1}{T_S} = \frac{M \cos(\omega t_1 + \pi) + 1 + \Delta U_C^*}{1 + \Delta U_C^*}, \\ \frac{t_2}{T_S} = \frac{M \cos(\omega t_2)}{1 - \Delta U_C^*}. \end{cases} \quad (26)$$

Можно заметить, что выражение для t_1 описывает длительность действия КСК (2;1). При этом $t_1 = T_{21}^I$. Для КСК (1;0) будет справедливо выражение $T_{10}^I = T_S - t_2$. С учетом этого (26) можно переписать в виде

$$\begin{cases} \frac{T_{21}^I}{T_S} = \left(1 - M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*\right) \frac{1}{1 + \Delta U_C^*}, \\ \frac{T_{10}^I}{T_S} = 1 - \left(\frac{M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*}\right). \end{cases} \quad (27)$$

Аналогичным образом получаются выражения для T_{21} , T_{10} и T_{12} , T_{01} , относящиеся ко II, III и IV интервалам:

$$\frac{T_{21}^{\text{II}}}{T_S} = \left(\frac{M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*}\right), \quad \frac{T_{10}^{\text{II}}}{T_S} = 1 - \frac{(1 - M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*)}{1 + \Delta U_C^*}, \quad (28)$$

$$\frac{T_{12}^{\text{III}}}{T_S} = -\left(\frac{M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*}\right), \quad \frac{T_{01}^{\text{III}}}{T_S} = 1 - \frac{(1 + M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*)}{1 + \Delta U_C^*}, \quad (29)$$

$$\frac{T_{12}^{\text{IV}}}{T_S} = \frac{(1 + M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*)}{1 + \Delta U_C^*}, \quad \frac{T_{01}^{\text{IV}}}{T_S} = 1 - \left(\frac{-M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*}\right). \quad (30)$$

Выражения (27)–(30) в дальнейшем будут использованы при определении скорости баланса напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ для способа баланса, где осуществляется изменение амплитуды опорного сигнала по уровню.

3. Рассмотрим способ баланса, реализуемый путем изменения амплитуды опорного сигнала и смещения модулирующего сигнала. Данный способ баланса напряжений на конденсаторах трехуровневого преобразователя представляет собой комбинацию двух предыдущих, в нем разница напряжений вводится и в модулирующие сигналы, и в опорные (рис. 7).

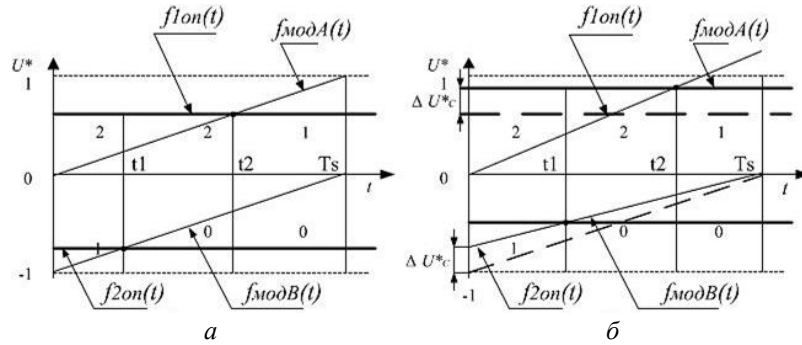


Рис. 7. Опорные и модулирующие сигналы:

a – при $U_{C10} = U_{C20}$; b – $U_{C10} \neq U_{C20}$

Для случая $U_{C10} \neq U_{C20}$ выражения для опорных сигналов на интервале такта ШИМ можно записать в следующем виде:

$$f_{1оп}(t) = \frac{1 + \Delta U_C^*}{T_S} t; \quad f_{2оп}(t) = \frac{1 - \Delta U_C^*}{T_S} t - 1 + \Delta U_C^*. \quad (31)$$

При этом выражения для модулирующих сигналов стоек A и B имеют вид

$$f_{мод A}(t) = M \cos(\omega t) + \Delta U_C^*; \quad f_{мод B}(t) = M \cos(\omega t + \pi) + \Delta U_C^*. \quad (32)$$

Приравнявая выражения (31) и (32) соответствующим образом, находим относительные моменты точек пересечения t_1 и t_2 :

$$\begin{cases} \frac{t_1}{T_S} = \frac{M \cos(\omega t_1 + \pi) + 1}{1 - \Delta U_C^*}, \\ \frac{t_2}{T_S} = \frac{M \cos(\omega t_2) + \Delta U_C^*}{1 + \Delta U_C^*}. \end{cases} \quad (33)$$

Очевидно, что $t_1 = T_{21}^I$, а $T_{10}^I = T_S - t_2$. С учетом этого (33) можно переписать в виде

$$\begin{cases} \frac{T_{21}^I}{T_S} = \frac{(1 - M \cos(\omega t))}{1 - \Delta U_C^*}, \\ \frac{T_{10}^I}{T_S} = 1 - \left(\frac{\Delta U_C^* + M \cos(\omega t)}{1 + \Delta U_C^*} \right). \end{cases} \quad (34)$$

Соответственно, выражения для T_{21} , T_{10} и T_{12} , T_{01} оставшихся трех интервалов запишутся в виде

$$\frac{T_{21}^{II}}{T_S} = \left(\frac{\Delta U_C^* + M \cos(\omega t)}{1 + \Delta U_C^*} \right), \quad \frac{T_{10}^{II}}{T_S} = 1 - \left(\frac{1 - M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*} \right), \quad (35)$$

$$\frac{T_{12}^{III}}{T_S} = \left(\frac{\Delta U_C^* - M \cos(\omega t)}{1 + \Delta U_C^*} \right), \quad \frac{T_{01}^{III}}{T_S} = 1 - \left(\frac{1 + M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*} \right), \quad (36)$$

$$\frac{T_{12}^{IV}}{T_S} = \frac{1 + M \cos(\omega t)}{1 - \Delta U_C^*}, \quad \frac{T_{01}^{IV}}{T_S} = 1 - \left(\frac{\Delta U_C^* - M \cos(\omega t)}{1 + \Delta U_C^*} \right). \quad (37)$$

Выражения (34)–(37) в дальнейшем будут использованы при определении скорости баланса напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ для комбинированного способа баланса.

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ СКОРОСТИ БАЛАНСА НАПРЯЖЕНИЙ НА КОНДЕНСАТОРАХ

Используя ранее полученные соотношения для T_{21}, T_{10} и T_{12}, T_{01} , проведем расчет скоростей сведения напряжений на конденсаторах $C1$ и $C2$ при различных видах ШИМ.

На рис. 8 показаны расчетные зависимости скоростей баланса напряжений при различных видах ШИМ и способах баланса. Здесь использованы следующие обозначения:

1 – способ баланса напряжений на конденсаторах, реализуемый путем смещения модулирующего сигнала по уровню;

2 – способ баланса напряжений на конденсаторах, который реализуется путем изменения амплитуды опорного сигнала;

3 – способ баланса напряжений на конденсаторах, реализуемый путем изменения амплитуды опорного сигнала и смещения модулирующего сигнала;

4 – способ баланса напряжений на конденсаторах при использовании ВШИМ.

Можно заметить, что максимальная скорость баланса напряжений конденсаторов имеет место при скалярной ШИМ (первый способ баланса), т. е. при смещении модулирующего сигнала по уровню. Это объясняется тем, что временные длительности комбинаций состояний ключей, отвечающие за заряд и разряд конденсаторов, становятся максимально возможными на такте ШИМ, чего не происходит во втором, третьем и четвертом способах баланса.

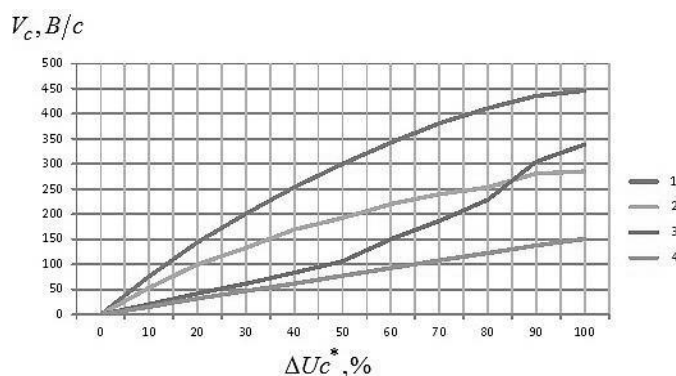


Рис. 8. Зависимости скоростей баланса напряжений на конденсаторах

В векторной ШИМ при использовании КСК «длинного» вектора для синтеза \overline{V}^* происходит сокращение временных длительностей комбинаций состояний ключей, отвечающих за заряд и разряд конденсаторов. Это отрицательно влияет на скорость баланса напряжений, и, как следствие, в этом случае скорость баланса напряжений наихудшая (рис. 8).

В табл. 2 приведены результаты, полученные с помощью имитационного моделирования в ПО «Psim». Результаты были получены при следующих параметрах модели: начальный уровень искажения $\Delta U_C^* = 100\%$; сопротивление нагрузки $R_H = 15\text{ Ом}$; индуктивность нагрузки $L_H = 3\text{ мГн}$; емкость конденсаторов ЗПТ $C1 = C2 = 4700\text{ мкФ}$; глубина модуляции $M = 1$; $\cos \varphi = 0,96$; частота ШИМ $f_{\text{ШИМ}} = 2000\text{ Гц}$; частота переменного напряжения $f = 50\text{ Гц}$.

Таблица 2

Скорость баланса

| Способ баланса | Скорость баланса, [В/с] |
|----------------|-------------------------|
| 1 | 1150 |
| 2 | 850 |
| 3 | 1000 |
| 4 | 700 |

Из приведенных результатов видно, что максимальной скоростью сведения напряжений конденсаторов обладает первый способ, а минимальной скоростью – четвертый способ. Эти данные подтверждают результаты, представленные на рис. 8.

ВЫВОДЫ

В ходе работы было достигнуто следующее.

Предложена методика, позволяющая оценить скорость сведения напряжений на конденсаторах ЗПТ при различных видах ШИМ.

Выявлены параметры, влияющие на скорость заряда и разряда конденсаторов C_1 и C_2 .

Показано, что максимальной скоростью баланса напряжений на конденсаторах обладает способ, основанный на смещении модулирующего сигнала по уровню, а минимальной – способ при реализации векторной ШИМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Tan P.C., Loh P.C. Holmes D.G. A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19, iss. 4. – P. 1043–1052. – doi: 10.1109/TPEL.2004.830038.
2. A new single-phase HF-link multilevel inverter / J. Beristain, J. Bordonau, O. Raventys, J. Rocabert, S. Busquets, M. Mata // IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC'05, 16 June 2005. – Recife, Brazilia, 2005. – P. 237–243. – doi: 10.1109/PESC.2005.1581630.
3. Wu H., He X. A novel single phase three-level power factor correction with passive lossless snubber // Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, 10–14 March, 2002. – Dallas, Texas, 2002. – Vol. 2. – P. 968–974. – doi: 10.1109/APEC.2002.989362
4. Sotoodeh P., Miller R.D. A new single-phase inverter with D-STATCOM capability for grid-connected small wind turbines // IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI 2013), 22–23 February 2013. – Champaign, Illinois, 2013. – P. 175–179. – doi: 10.1109/PECI.2013.6506054.
5. Dieckerhoff S., Bernet S., Krug D. Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2005. – Vol. 20, iss. 6. – P. 1328–1336. – doi: 10.1109/TPEL.2005.857534.
6. Rahmani S., Al-Haddad K. A single phase multilevel hybrid power filter for electrified railway applications // IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 9–13 July 2006. – Montreal, Quebec, 2006. – Vol. 2. – P. 925–930. – doi: 10.1109/ISIE.2006.295759.
7. A new single-phase multilevel current-source inverter / Y. Xiong, D. Chen, S. Deng, Z. Zhang // Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'04, Anaheim, California, 22–26 February 2004. – Piscataway, New Jersey: IEEE 2004. – Vol. 3. – P. 1682–1685. – doi: 10.1109/APEC.2004.1296091.
8. An active power filter implemented with multilevel single-phase NPC converters / P. Acuna, L. Moran, C. Weishaupt, J. Dixon // 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2011, 7–10 November 2011. – Melbourne, Victoria, 2011. – P. 4367–4372. – doi: 10.1109/IECON.2011.6120027.
9. An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter / V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, J. Dixon // 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'97 Record, 22–27 June 1997. – Saint Louis, Missouri, 1997. – Vol. 2. – P. 1121–1126. – doi: 10.1109/PESC.1997.616889.
10. Analysis on voltage unbalance between the inner and outer devices in three level IGBT converters / Z.-Y. Zhao, C.-J. Zhan, Y. Han, T. Xie, L.-B. Zhao // Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 27–29, 1999. – Hong Kong, China, 1999. – Vol. 1. – P. 218–224. – doi: 10.1109/PEDS.1999.794563.

11. Song W., Feng X., Smedley K. A carrier-based PWM strategy with the offset voltage injection for single-phase three-level neutral-point-clamped converters // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, iss. 3. – P. 1083–1095. – doi: 10.1109/TPEL.2012.2210248.
12. A carrier based PWM technique for capacitor voltage balancing of single-phase three-level neutral-point-clamped converters / I.S. Freitas, M.M. Bandeira, F. Salvardi, S.A. Silva, L. Barros, C.B. Jacobina, E.C. Santos // Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2014), 16–20 March 2014. – Fort Worth, Texas, 2014. – P. 2762–2766. – doi: 10.1109/APEC.2014.6803695.
13. Celanovic N., Celanovic I., Boroyevich D. The feedforward method of controlling three-level diode clamped converters with small DC-link capacitors // IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference PESC, 17–21 June 2001. – British Columbia, Canada, 2001. – Vol. 3. – P. 1357–1362. – doi: 10.1109/PESC.2001.954309.
14. Брованов С.В., Харитонов С.А., Дыбко М.А. Повышение энергоэффективности многоуровневых полупроводниковых преобразователей с емкостным делителем напряжения // Технічна електродинаміка. – 2011. – Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність, ч. 1. – С. 119–126.
15. A new approach for current calculation in a single-phase three-level NPC converter with space vector PWM / S. Brovanov, S. Kharitonov, M. Dybko, E. Grishanov // IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON 2010), Irkutsk, Listvyanka, Russia, 11–15 July 2010. – Irkutsk, 2010. – P. 639–644. – doi: 10.1109/SIBIRCON.2010.5555145.

Брованов Сергей Викторович, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой вычислительной техники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – разработка энергоэффективных систем преобразования электрической энергии. Имеет 87 публикаций. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru

Гришанов Евгений Валерьевич, аспирант Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – системы генерирования на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей. Имеет 5 публикаций. E-mail: grev88@yandex.ru

Voltage balance analysis of the three-level single phase converter*

S.V. BROVANOV¹, Ev.V. GRISHANOV²

¹ Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, D.Sc. (Eng.), professor. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru

² Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, postgraduate student. E-mail: grev88@yandex.ru

This work is devoted to the comparison of ways to balance the capacitor voltage in a single-phase three-level converter with clamping semiconductor diodes in the implementation of various types of pulse-width modulation (PWM). The main types of PWM used in power converters are space vector and carrier based PWM and each of them has a number of characteristic properties. A peculiarity of multilevel converter circuits is their ability to unbalance voltage in the DC bus capacitors (DCB). The speed of balancing voltage across the converter capacitors greatly depends on the type of PWM. The work aims at revealing performance characteristics to ensure the capacitor voltage balancing in a single-phase three-level DCB converters in different types of PWM. The paper proposes a method for comparing the capacitor voltage balancing methods in a single-phase three-level DCB converter. This technique involves dividing the

* Received 30 July 2014.

This work was done within the program of NSTU strategic development. The subject "Increasing power efficiency of static reactive compensators implemented on the basis of parallel multilevel converters".

period of the converter output voltage when the inverter circuit is used or dividing the period of the mains when the rectifier converter circuit is used into intervals during which the capacitor voltage increment across the DCB capacitors is determined. After that the process of summarizing voltage data by intervals is performed. The voltage speed balance across the capacitor of the DC link is determined by the capacitor voltage increment to the required level during a period of time. This resulted in high-speed performance to eliminate the voltage imbalance across the capacitor in the single-phase three-level converter for different types of PWM. All theoretical calculations have been verified by mathematical modeling using the MathCAD software as well as the Psim simulation modeling software.

Keywords: three-level semiconductor converter, carrier based PWM, space vector PWM, weighting factor, switching function, the combination of the key states, DC link, form vector

DOI: 10.17212/1814-1196-2015-1-213-230

REFERENCES

1. Tan P.C., Loh P.C. Holmes D.G. A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, vol. 19, iss. 4, pp. 1043–1052. doi: 10.1109/TPEL.2004.830038
2. Berestain J., Bordonau J., Raventys O., Rocabert J., Busquets S., Mata M. A new single-phase HF-link multilevel inverter. *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC'05*, Recife, Brazilia, 16 June 2005, pp. 237–243. doi: 10.1109/PESC.2005.1581630
3. Wu H., He X. A novel single phase three-level power factor correction with passive lossless snubber. *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002*, Dallas, Texas, 10–14 March, 2002, vol. 2, pp. 968–974. doi: 10.1109/APEC.2002.989362
4. Sotoodeh P., Miller R.D. A new single-phase inverter with D-STATCOM capability for grid-connected small wind turbines. *IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI 2013)*, Champaign, Illinois, 22–23 February 2013, pp. 175–179. doi: 10.1109/PECI.2013.6506054
5. Dieckerhoff S., Bernet S., Krug D. Power loss-oriented evaluation of high voltage IGBTs and multilevel converters in transformerless traction applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, vol. 20, iss. 6, pp. 1328–1336. doi: 10.1109/TPEL.2005.857534
6. Rahmani S., Al-Haddad K. A single phase multilevel hybrid power filter for electrified railway applications. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Quebec, 9–13 July 2006, vol. 2, pp. 925–930. doi: 10.1109/ISIE.2006.295759
7. Xiong Y., Chen D., Deng S., Zhang Z. A new single-phase multilevel current-source inverter. *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'04*, Anaheim, California, 22–26 February 2004. Piscataway, New Jersey, IEEE, 2004, vol. 3, pp. 1682–1685. doi: 10.1109/APEC.2004.1296091.
8. Acuna P., Moran L., Weishaupt C., Dixon J. An active power filter implemented with multilevel single-phase NPC converters. *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2011*, Melbourne, Victoria, 7–10 November 2011, pp. 4367–4372. doi: 10.1109/IECON.2011.6120027
9. Aburto V., Schneider M., Moran L., Dixon J. An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter. *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '97 Record*, 22–27 June 1997, Saint Louis, Missouri, 1997, vol. 2, pp. 1121–1126. doi: 10.1109/PESC.1997.616889
10. Zhao Z.-Y., Zhan C.-J., Han Y., Xie T., Zhao L.-B. Analysis on voltage unbalance between the inner and outer devices in three level IGBT converters. *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99*, Hong Kong, China, July 27–29, 1999, vol. 1, pp. 218–224. doi: 10.1109/PEDS.1999.794563
11. Song W., Feng X., Smedley K. A carrier-based PWM strategy with the offset voltage injection for single-phase three-level neutral-point-clamped converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, iss. 3, pp. 1083–1095. doi: 10.1109/TPEL.2012.2210248
12. Freitas I.S., Bandeira M.M., Salvadori F., Silva S.A., Barros L., Jacobina C.B., Santos E.C. A carrier based PWM technique for capacitor voltage balancing of single-phase three-level neutral-

point-clamped converters. Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2014), Fort Worth, Texas 16–20 March 2014, pp. 2762–2766. doi: 10.1109/APEC.2014.6803695

13. Celanovic N., Celanovic I., Boroyevich D. The feedforward method of controlling three-level diode clamped converters with small DC-link capacitors // IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference PESC 2001, British Columbia, Canada, 17–21 June 2001, vol. 3pp. 1357–1362. doi: 10.1109/PESC.2001.954309

14. Brovanov S.V., Kharitonov S.A., Dybko M.A. Povyshenie energoeffektivnosti mnogourovnevnykh poluprovodnikovyykh preobrazovatelei s emkostnym delitelem napryazheniya [Improving the energy efficiency of multi-level semiconductor converters with a capacitive voltage divider]. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichnyy vypusk "Sylova elektronika ta energoefektyvnist"*, ch. 1 – *Technical electrodynamics "Thematic issue "Power electronics and energy efficiency"*, pt. 1, 2011, pp. 119–126.

15. Brovanov S., Kharitonov S., Dybko M., Grishanov E. A new approach for current calculation in a single-phase three-level NPC converter with space vector PWM. *IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON 2010)*, Irkutsk, Listvyanka, Russia, 11–15 July 2010, pp. 639–644. doi: 10.1109/SIBIRCON.2010.5555145