

УДК 621.314

РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ В МНОГОУРОВНЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ С ЕМКОСТНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ**С.В. Брованов, М.А. Дыбко***Новосибирский государственный технический университет
sbv793@yandex.ru*

В работе представлена методика расчета динамических (коммутационных) потерь в полупроводниковых многоуровневых преобразователях с емкостными делителями напряжения. Представленная методика, основанная на методе переключающих функций, ориентирована на преобразователи, управляемые векторными алгоритмами ШИМ.

Рассмотрен пример расчета динамических потерь в трехфазном трехуровневом преобразователе напряжения.

Ключевые слова: динамические потери, КПД, векторная ШИМ.

1. Введение

В настоящее время к системам преобразования, а также накопления электрической энергии предъявляются жесткие требования по энергетической эффективности и качеству преобразования электрической энергии. При проектировании авиационных систем генерирования, систем автономного энергоснабжения, систем накопления электрической энергии, используемых в интеллектуальных энергетических сетях (*Smart grid*), перед разработчиками стоит непростая задача поиска компромисса между выполнением требований к энергетической эффективности, оцениваемой в частности по КПД, качеству преобразования электрической энергии и выдержке требуемых массогабаритных и стоимостных показателей системы.

Одним из возможных вариантов решения данной задачи является использование многоуровневых полупроводниковых преобразователей, преимуществами которых являются более высокие энергетические показатели по сравнению с традиционными двухуровневыми инверторами и выпрямителями [1, 2]. Использование многоуровневых преобразователей позволяет существенно снизить массу и габариты емкостных и индуктивных фильтров при неизменной частоте ШИМ, что приводит к уменьшению совокупной стоимости преобразователя [3].

Среди известных типов многоуровневых преобразователей хорошо зарекомендовали себя так называемые преобразователи с емкостными делителями напряжения (в зарубежной литературе именуемые как *Neutral Point Clamped* или *Diode-clamped converters*). Это объясняется тем, что

Работа выполнена в рамках федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2012 годы».

© 2011 С.В. Брованов, М.А. Дыбко

данный класс преобразователей не требует нескольких гальванически связанных источников или сравнительно большого количества конденсаторов [1]. Поэтому область применения многоуровневых преобразователей с емкостными делителями напряжения на сегодняшний день включает в себя такие системы, как электропривод, системы автономного энергообеспечения, в том числе и на базе возобновляемых источников, системы накопления электрической энергии, системы поддержания требуемого качества электрической энергии в промышленных и бытовых электрических сетях и др. [1, 2]. В этой связи актуальной становится задача разработки общей методики электромагнитного анализа упомянутых систем на базе многоуровневых преобразователей с точки зрения расчета основных энергетических показателей, таких как КПД, коэффициенты гармоник, коэффициент мощности, и т.п. [4].

Среди перечисленных показателей до сих пор узким местом остается расчет коэффициента полезного действия полупроводникового преобразователя. Расчет КПД, как известно, сводится к вычислению статических и динамических потерь в силовых ключах преобразователя. На сегодняшний день существует несколько подходов к расчету потерь мощности в преобразователях [5–8], однако, большинство из них не учитывает специфики векторных алгоритмов ШИМ и не является универсальным, т.е. не может быть использовано для m -фазного n -уровневого преобразователя. В ранее опубликованных работах [9, 10] авторами была предложена методика анализа электромагнитных процессов в преобразователях, которая предполагает создание математических моделей на базе метода переключающих функций и комбинаций состояний ключей. Также в [9] была предложена методика расчета статических потерь на основе математических моделей с использованием метода переключающих функций. Данная работа посвящена разработке методики расчета динамических потерь на базе математических моделей, предложенных ранее в [9], и методе переключающих функций. Предлагаемая методика позволяет учитывать специфику ВШИМ и является универсальной с точки зрения числа фаз преобразователя и количества уровней напряжения.

2. Исходные положения

Общие принципы предлагаемой методики рассмотрим на примере трехфазной трехуровневой схемы выпрямителя, рис. 1. Условимся считать положительным ток, вытекающий из источника ЭДС первичного источника питания (ПИП), а отрицательным, когда ток втекает в источник ЭДС ПИП.

Уровни напряжений, формирующихся на зажимах A , B , C , определяется комбинациями состояний ключей. Условимся каждую комбинацию обозначать набором цифр исходя из количества фаз и узлов звена постоянного тока, т.е. в каждом наборе будет m цифр от 0 до n . Например, в трехфазном трехуровневом преобразователе три фазы и три узла в звене постоянного тока, поэтому все комбинации состояний ключей обозначаются тремя цифрами от 0 до 2, рис. 2, *a*.

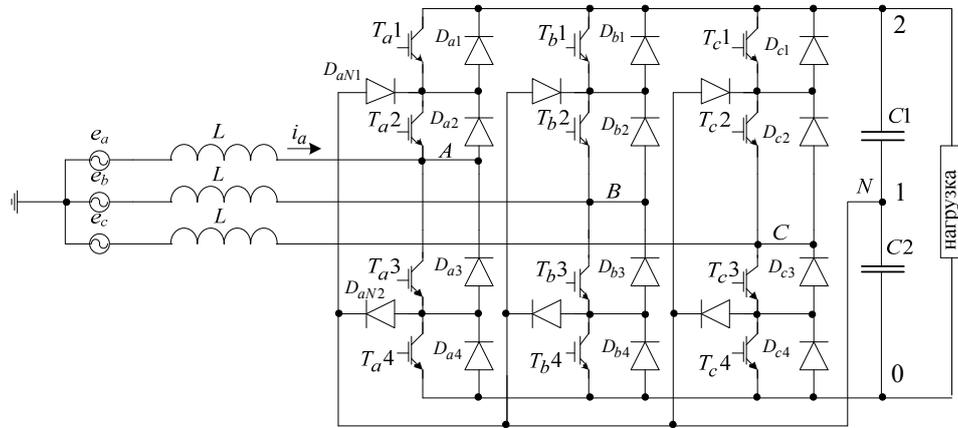


Рис. 1. Трехфазный трехуровневый выпрямитель

Все комбинации состояний ключей образуют набор образующих векторов [11], в виде правильного шестиугольника рис. 2, а, разбитого на шестидесятиградусные сектора и треугольники, рис. 2, б.

При реализации векторной ШИМ задающий вектор \vec{V}^* представляется в виде линейной комбинацией образующих векторов [12]

$$V^* = \sum_1^3 \tau_{jk} V_k,$$

где τ_{jk} – весовой коэффициент образующего вектора V_k , j – номер треугольника в секторе, k – номер образующего вектора в треугольнике.

Для задания границ расположения задающего вектора в любом j -м треугольнике определяют *переключающую функцию треугольника*

$$F_j = \begin{cases} 1, & \vec{V}^* \in \Delta_j \\ 0, & \vec{V}^* \notin \Delta_j \end{cases}.$$

Поскольку динамические потери определяются числом коммутаций, то введем также переключающую функцию силового ключа:

$$F_{S(mq)} = \begin{cases} 1, & \text{ключ замкнут;} \\ 0, & \text{ключ разомкнут.} \end{cases}$$

3. Расчет динамических потерь

В качестве силовых ключей в преобразователях, как правило, используют модули *IGBT* или *MOSFET* с антипараллельными диодами. Динамические потери при этом определяются, в основном, тремя видами коммутаций: включение транзистора, выключение транзистора и выключение антипараллельного диода, рис. 3.

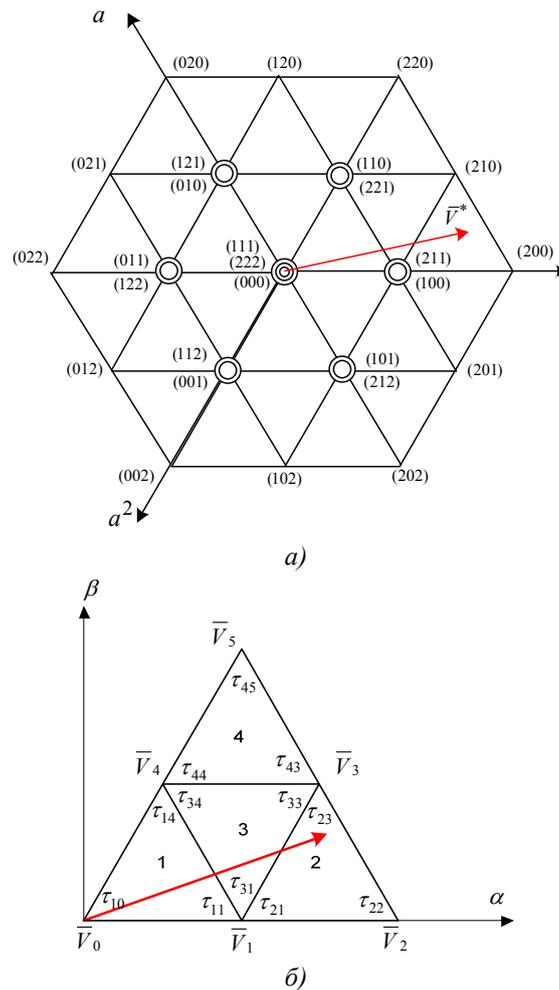


Рис. 2. Комбинации состояний ключей и сектор образующих векторов в трехфазном трехуровневом преобразователе

Вне зависимости от вида коммутации мгновенная мощность потерь в процессе включения или выключения полупроводникового ключа определяется соотношением $p = v_{ce} \cdot i_c$, где v_{ce} и i_c – напряжение коллектор–эмиттер и ток коллектора соответственно.

Тогда энергия, выделяющаяся за один интервал коммутации, будет определяться площадью под кривой мгновенной мощности в течение этого интервала, рис. 3:

$$E = \int_0^{t_{sw}} p dt ,$$

где t_{sw} – длительность интервала коммутации в общем случае.

Следовательно, коммутационные потери на периоде основной гармоники будут определяться суммарной энергией потерь за этот период:

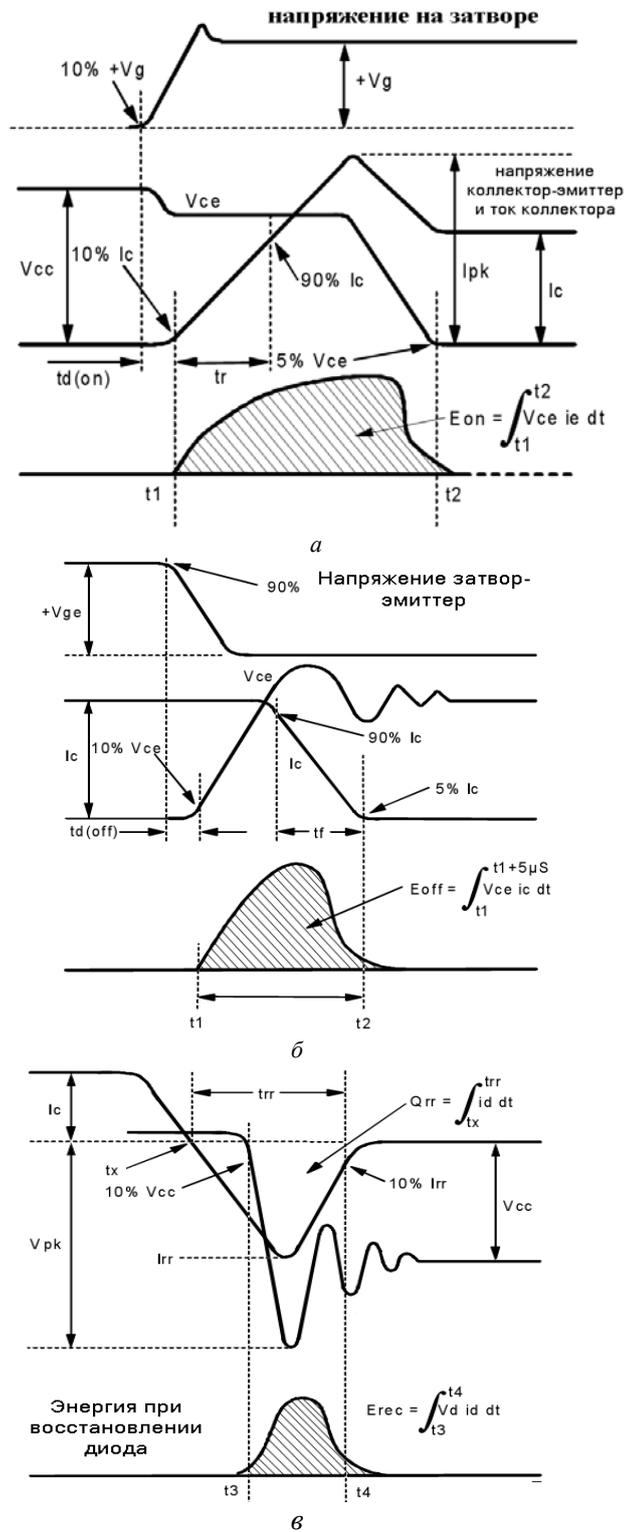


Рис. 3. Основные виды коммутаций в модуле IGBT

$$P_{sw} = \frac{1}{T} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N_{on}} E_{on} + \sum_{i=1}^{N_{off}} E_{off} + \sum_{i=1}^{N_{rr}} E_{rr} \right), \quad (1)$$

где T – период основной гармоники, N_{on} – число включений транзистора, N_{off} – число выключений транзистора, N_{rr} – число выключений антипараллельного диода. Из соотношения (1) видно, что для расчета динамических потерь необходимо знать энергию, выделяющуюся при одной коммутации каждого типа и число коммутаций за один период основной гармоники. Таким образом, для вычисления динамических потерь необходимо определить число коммутаций и энергию, рассеиваемую при каждой коммутации. Отметим, что в случае скалярной ШИМ число коммутаций на периоде основной гармоники, как правило, приравнивается к половине кратности частоты ШИМ к частоте основной гармоники, однако в случае векторной ШИМ такой подход был бы неверным, поскольку в данном случае ключи коммутируются не на всем интервале проводимости.

Количество коммутаций можно подсчитать из анализа используемых последовательностей комбинаций состояний ключей в каждом из треугольников в секторе, рис. 2, б. Рассмотрим в качестве примера первый треугольник первого сектора, содержащий следующие комбинации состояний: (200), (211), (200), (210). Пусть задана следующая симметричная последовательность переключения указанных комбинаций состояний ключей:

$$(100) \rightarrow (200) \rightarrow (210) \rightarrow (211) \rightarrow (210) \rightarrow (200) \rightarrow (100). \quad (2)$$

В такой последовательности система управления переключает комбинации состояний в течение одного интервала ШИМ пока задающий вектор находится в данном треугольнике, т.е. пока $F_1 = 1$. В силу симметрии полупроводникового преобразователя будем принимать в внимание только изменения комбинаций в фазной стойке A . Это значит, что с точки зрения фазной стойки A последовательность (2) будет выглядеть следующим образом: (1xx) \rightarrow (2xx) \rightarrow (1xx). Из рис. 1 видно, что при подключении фазы A к узлу «1» звена постоянного тока, управляющие импульсы подаются на ключи T_{a2} и T_{a3} , и, в зависимости от направления фазный ток протекает через один из них. При подключении фазы к узлу «2» управляющие импульсы подаются на ключи верхней полустойки фазы A , т.е. T_{a1} и T_{a2} . Становится очевидным, что при переходе от комбинации (1xx) к комбинации (2xx) управляющий импульс с ключа T_{a3} снимается и он выключается, одновременно появляется управляющий импульс на ключ T_{a1} и он включается (следует учесть, что при отрицательном токе включается не транзистор, а его антипараллельный диод). Логично предполо-

жить, что при обратной смене комбинаций транзистор T_{a1} выключается, а T_{a3} – включается. Таким образом, на каждом интервале ШИМ в первом треугольнике *IGBT* модуль $T_{a1}D_{a1}$ один раз включается и один раз выключается, модуль $T_{a2}D_{a2}$ не коммутируется, следовательно, в нем отсутствуют коммутационные потери при $F_1 = 1$, модуль $T_{a3}D_{a3}$ один раз включается и один раз выключается. Таким образом, следуя описанной методике можно определить количество коммутаций каждого модуля на интервале ШИМ в каждом треугольнике.

Для подсчета полного числа коммутаций, т.е. числа коммутаций за один период основной гармоники воспользуемся введенными ранее переключающими функциями треугольников и определим временные промежутки, в течении которых ключ коммутируется. В дальнейшем будем называть их *интервалами широтно-импульсной модуляции*. Определим интервалы широтно-импульсной модуляции в виде переключающих функций, удовлетворяющих следующим условиям:

$$F_{sw(mq)} = \begin{cases} 1, & N_{on} > 0 \vee N_{off} > 0 \vee N_{rr} > 0; \\ 0, & N_{on} = 0 \wedge N_{off} = 0 \wedge N_{rr} = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Выражение (3) следует читать следующим образом: переключающая функция $F_{sw(mq)}$ q -го транзисторного модуля в m -ой фазной стойке, определяющая интервал широтно-импульсной модуляции равна единице, если в заданном треугольнике рассматриваемый модуль коммутируется по крайней мере один раз и равна нулю в противном случае. Аналитически эту функцию можно представить как сумму соответствующих переключающих функций треугольников, которые должны удовлетворять условиям формулы (3). Заметим, что полученная переключающая функция не учитывает направления тока в ключе, и может принимать единичные значения на всем интервале основной гармоники. Для получения переключающей функции интервалов ШИМ транзистора и его антипараллельного диода используем переключающую функцию положительной полуволны фазного тока [9]:

$$F_I = \begin{cases} 1, & i_a \geq 0; \\ 0, & i_a < 0. \end{cases} \quad (4)$$

Тогда с учетом (4) и (3) можно получить выражение для интервалов ШИМ транзисторов и антипараллельных диодов:

$$\begin{cases} F_{sw(mq)}^T = F_{sw(mq)} \cdot F_I; \\ F_{sw(mq)}^D = F_{sw(mq)} \cdot (1 - F_I). \end{cases}$$

Число коммутаций на интервалах ШИМ полупроводниковых приборов можно рассчитать из пропорции:

$$N_{on(mq)} = N_{off(mq)} = \frac{a \cdot \Delta_{sw(mq)}^T}{2\pi}, \quad N_{rr(mq)} = \frac{a \cdot \Delta_{sw(mq)}^D}{2\pi}, \quad (5)$$

где a – кратность частоты ШИМ к частоте основной гармоники, $\Delta_{sw(mq)}^T$

и $\Delta_{sw(mq)}^D$ – длительности интервалов $F_{sw(mq)}^T$ и $F_{sw(mq)}^D$ соответственно, выраженные в радианах. Значения длительностей интервалов ШИМ можно легко вычислить, используя соотношения:

$$\Delta_{sw(mq)}^T = \int_0^T F_{sw(mq)}^T d\vartheta, \quad \Delta_{sw(mq)}^D = \int_0^T F_{sw(mq)}^D d\vartheta.$$

Следующим этапом является вычисление энергии коммутации. Дискретные значения энергии коммутации для фиксированного значения обратного напряжения и тока являются справочными параметрами и обычно приводятся в паспортных данных транзисторных модулей. Однако следует учесть, что энергия коммутации линейно зависит как от обратного напряжения так и от тока полупроводникового прибора, отсюда следует, что количество различных значений для энергии коммутации будет равно количеству коммутаций, что затрудняет процедуру расчета динамических потерь. Однако ввиду линейной зависимости энергии коммутации от мгновенного значения тока при фиксированном обратном напряжении целесообразно выбрать некоторое фиксированное значение этой энергии, усредненное на интервале ШИМ полупроводникового прибора. В паспортных данных транзисторных модулей, как правило, приводится зависимость вида $E = f(i_c)$, поэтому, для выбора из этой зависимости средней энергии коммутации нужно рассчитать среднее значение коммутируемого тока. Так как величина коммутируемого тока равна мгновенному значению фазного тока, протекающего через ключ в момент коммутации, рационально будет рассчитать среднее значение коммутируемого тока по огибающей тока ключа на интервале широтно-импульсной модуляции рассматриваемого ключа, т.е.:

$$I_{sw}^T = \frac{1}{\Delta_{sw(mq)}^T} \int_0^T i_a \cdot F_{sw(mq)}^T dt, \quad I_{sw}^D = \frac{1}{\Delta_{sw(mq)}^D} \int_0^T i_a \cdot F_{sw(mq)}^D dt.$$

Далее, подставляя найденные значения среднего коммутируемого тока, находим и среднюю энергию коммутации для каждого из трех видов коммутаций:

$$E_{on} = f_{on}(I_{sw}^T), \quad E_{off} = f_{off}(I_{sw}^T), \quad E_{rr} = f_{rr}(I_{sw}^D). \quad (6)$$

Тогда с учетом (5) и (6) формула (1) приобретает вид:

$$P_{sw(mq)} = \frac{1}{T} \cdot \frac{U_{ce}}{U_{ce_ds}} \cdot \left(N_{on(mq)} \cdot E_{on} + N_{off(mq)} \cdot E_{off} + N_{rr(mq)} \cdot E_{rr} \right), \quad (7)$$

где U_{ce} – обратное напряжение коллектор–эмиттер в рассматриваемой схеме, U_{ce_ds} – базовое обратное напряжение коллектор–эмиттер, справочный параметр. Введем обозначение $U_{ce}^* = \frac{U_{ce}}{U_{ce_ds}}$ и запишем окончательный вариант формулы (7) через частоту основной гармоники:

$$P_{sw(mq)} = f_{(1)} \cdot U_{ce}^* \cdot \left(N_{on(mq)} \cdot E_{on} + N_{off(mq)} \cdot E_{off} + N_{rr(mq)} \cdot E_{rr} \right), \quad (8)$$

Таким образом, получено окончательное выражение для расчета динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с емкостными делителями напряжения под управлением векторной ШИМ.

4. Результаты моделирования

Для верификации теоретических наработок по проблеме расчета динамических потерь в многоуровневых преобразователях было проведено компьютерное моделирование трехфазного трехуровневого выпрямителя с емкостным делителем напряжения в виртуальной среде *PowerSIM 9.0*.

В таблице приведены измеренные в модели и рассчитанные с помощью формулы (8) динамические потери для ключей фазной стойки A , $T_{a1}D_{a1}$ и $T_{a2}D_{a2}$. Расчет и моделирование проводились для разных режимов глубины модуляции, кратности и коэффициента сдвига. В моделируемой схеме частота основной гармоники составляет 50Гц, мощность нагрузки – 2кВт.

Сопоставление результатов расчета и моделирования

Режим			Расчет, Вт		Модель, Вт		Относительная погрешность, %	
M	$\cos \varphi$	a	$T_{a1}D_{a1}$	$T_{a2}D_{a2}$	$T_{a1}D_{a1}$	$T_{a2}D_{a2}$	$T_{a1}D_{a1}$	$T_{a2}D_{a2}$
0,8	1,0	50	1,237	0,001	1,230	0,008	0,56	87,5
0,9	0,7	200	5,043	0,977	4,877	1,125	3,4	13,16
1,0	0,8	100	2,931	0,310	2,801	0,307	4,6	0,98

Из анализа результатов, представленных в таблице, видно, что рассчитанные значения динамических потерь сопоставимы с результатами моделирования. Значительное несоответствие результатов отмечено лишь в режиме, где величина динамических потерь пренебрежимо мала.

Выводы

Предложена методика расчета динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с емкостными делителями напряжения, основанная на методе переключающих функций. В отличие от существующих способов расчета динамических потерь предложенный подход позволяет учитывать специфику алгоритмов векторной ШИМ, а также является инвариантным к числу уровней или фаз рассматриваемого преобразователя. Эффективность предложенной методики подтверждена результатами компьютерного моделирования.

Разработанный способ расчета динамических потерь может быть использован как одна из основ для разработки методики анализа электромагнитных процессов в системах преобразования электрической энергии на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] **Kouro S., Malinowski M., Pou J. and others.** Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel converters // *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, – 2010. – Vol. 57. – No. 5. – P. 2553–2580
- [2] **Leopoldo G. Franquelo, Jose Rodriguez, Jose I. Leon et al.** The age of Multilevel Inverters arrives// *IEEE industrial Electronics Magazine*. – June 2008. – P. 28–39.
- [3] **Markku Jokinen and Anssi Lipsanen.** Fundamental Study of 2-level and 3-level Frequency Converters. Assignment on converter losses, multilevel topologies, Smola, Norway. – 2005. – P. 1–5.
- [4] **Зиновьев Г. С.** Основы силовой электроники // 4-е изд., испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2009. – 672 с.
- [5] **Meng Qing-yun, Ma Wei-ming, Sun Chi, Jie Gui-sheng, Qi Wei.** Analytical equations of the Average and RMS currents in Three-Level NPC Inverter with SPWM // *Proc. of 35th Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2009*, Porto, Portugal. – P. 248–253.
- [6] **Daniel Andler, Samir Kouro, Marcelo Perez, Jose Rodriguez and Bin Wu.** Switching Loss Analysis of Modulation Methods Used in Neutral Point Clamped Converters // *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009*. – P. 2565–2571
- [7] **Qunjing Wang, Quan Chen, Weidong Jiang, Cungang Hu.** Analysis and Comparison of Conduction Losses in Neutral-Point-Clamped Three-level Inverter with PWM control // *Proc. of International Conference on Electrical Machines and systems, Oct 8–11, Seul, Korea*. – 2007. – P. 143–148.
- [8] **Sibylle Dieckerhoff, Steffen Bernet, Dietmar Krug.** Power Loss-Oriented Evaluation of high Voltage IGBTs and Multilevel converters in Transformerless Traction Applications // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – Vol 20. – No. 6. – November 2005. – P. 1328–1336
- [9] **Брованов С.В., Дыбко М.А.** Методика расчета токов силовых ключей многоуровневых полупроводниковых преобразователей // *Доклады академии наук высшей школы РФ*. – 2011. – №1. – С. 84–94.
- [10] **Dybko M.A., Brovanov S.V., Geist A.V., Kostin V.U.** Mathematical Models for Analysis of the Energy Quality Performance in Three-phase Four-level NPC converters // *Proc. Of International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 2010. – P. 457–464.
- [11] **Брованов С.В.** Комбинации состояний ключей и анализ электромагнитных процессов в многоуровневых преобразователях // *Электротехника*, – 2009, – №6, С.20–27
- [12] **Брованов С. В.** Теоретический и практический аспекты реализации векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом выпрямителе // *Технічна електродинаміка. Тематический выпуск. Ч.3*, Київ, 2007, С. 76–79.

Brovanov S.V., Dybko M.A.

SWITCHING LOSSES CALCULATION IN MULTILEVEL NPC CONVERTERS

The paper presents a new method to calculate the switching losses in multi-level converters. Presented technique is based on the switching functions method and oriented towards Space Vector PWM control.

As an example a three-phase three level converter is considered.

Key words: Switching losses, Efficiency, Space vector PWM.

Статья поступила 15 июня 2011 г.