

УДК 621.314

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ  
В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ НА ТРАНЗИСТОРАХ  
ТИПА MOSFET С ВЕКТОРНЫМ СПОСОБОМ УПРАВЛЕНИЯ****М.А. Дыбко, Е.В. Гришанов, С.В. Брованов, В.Г. Токарев**  
*Новосибирский государственный технический университет,*

На сегодняшний день широкое распространение получают различные электротехнические комплексы и системы с использованием устройств силовой электроники. К таким системам можно отнести системы автономного энергоснабжения на базе возобновляемых источников энергии, системы накопления электрической энергии, активные силовые фильтры и компенсаторы реактивной мощности. Ключевым элементом в составе данных комплексов и систем является силовой полупроводниковый преобразователь. Как правило, перечисленные системы преобразования электрической энергии имеют мощность от сотен киловатт до единиц мегаватт. В описываемых системах целесообразно применение высоковольтных многоуровневых полупроводниковых преобразователей. Процесс проектирования данных систем обязательно подразумевает расчет и анализ энергетических показателей качества преобразования электрической энергии, которые в большей степени определяются структурой и алгоритмом управления полупроводникового преобразователя. Одним из таких показателей является коэффициент полезного действия преобразователя, который показывают относительную долю статических и динамических потерь мощности в полупроводниковых приборах. И, если расчет статических потерь мощности в любых полупроводниковых приборах в настоящее время не вызывает затруднений, то с расчетом динамических потерь мощности дела обстоят иначе. На сегодняшний день существует множество различных методик расчета динамических потерь мощности в силовых полупроводниковых приборах. Однако есть ряд особенностей, характерных для расчета динамических потерь мощности в *MOSFET* транзисторах в многоуровневых полупроводниковых преобразователях. В частности, сложность определения энергии включения и выключения транзистора в многоуровневом преобразователе с векторной ШИМ.

В данной работе представлена методика оценки динамических потерь мощности в *MOSFET* транзисторах полупроводникового преобразователя. Представленная методика основана на методе переключающих функций и ориентирована на преобразователи, управляемые векторными способами ШИМ. Рассмотрен пример расчета динамических потерь мощности в трехфазном трехуровневом преобразователе напряжения. Проведены экспериментальные результаты, подтверждающие теоретически полученные результаты.

*Ключевые слова:* динамические потери мощности, КПД, векторная ШИМ, энергия включения/выключения транзистора, многоуровневый полупроводниковый преобразователь.

DOI: 10.17212/1727-2769-2017-3-52-63

**Введение**

В настоящее время высокие темпы развития силовой преобразовательной техники стали одним из ключевых факторов широкого распространения силовых полупроводниковых преобразователей в системах преобразования электрической энергии мощностью от сотен киловатт до единиц мегаватт. К таким системам можно отнести системы генерирования на базе возобновляемых источников,

---

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Правительства Новосибирской области в рамках научного проекта № 17-48-543169.

© 2017 М.А. Дыбко, Е.В. Гришанов, С.В. Брованов, В.Г. Токарев

накопители электрической энергии, активные силовые фильтры, компенсаторы и др. Жесткие требования к качеству преобразования электрической энергии в таких системах способствуют использованию высоковольтных многоуровневых полупроводниковых преобразователей, энергетические характеристики которых позволяют проектировать системы преобразования электроэнергии согласно поставленным требованиям [1–4].

Одним из наиболее распространенных типов многоуровневых преобразователей, зарекомендовавших себя в мощных системах преобразования энергии, является преобразователь с фиксирующими диодами (*англ. Diode-clamped topology*).

Проектирование подобных систем сопровождается выполнением различных НИР и НИОКР, целью которых зачастую являются анализ энергетических показателей системы и выявление энергооптимальных режимов ее работы. Одним из ключевых показателей является коэффициент полезного действия преобразователя, расчет которого предполагает расчет статических и динамических потерь мощности. Если расчет статических потерь в настоящее время не вызывает затруднений, то расчет динамических потерь в ряде случаев представляет серьезную проблему.

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. Однако предложенная методика расчета не позволяет определять энергию включения и выключения силовых транзисторов *MOSFET*.

Предлагаемая в этой работе методика позволяет учитывать специфику ВШИМ и является универсальной с точки зрения числа фаз преобразователя и количества уровней напряжения и позволяет учитывать энергию включения и выключения транзисторов преобразователя.

## 2. Исходные положения

Методику расчета динамических потерь с учетом определения энергии включения и выключения *MOSFET* транзисторов рассмотрим на примере трехфазной трехуровневой схемы выпрямителя (рис. 1).

Условимся считать положительным ток, вытекающий из источника ЭДС первичного источника питания (ПИП), а отрицательным – ток, втекающий в источник ЭДС ПИП.

Уровни напряжений, формирующихся на зажимах  $A$ ,  $B$ ,  $C$ , определяются комбинациями состояний силовых ключей  $VT1–VT12$ . 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*).

Все комбинации состояний ключей образуют набор образующих векторов [11] в виде правильного шестиугольника (рис. 2, *a*), разбитого на шестидесятиградусные сектора и треугольники (рис. 2, *b*).

Реализация векторной ШИМ в математических моделях представлена в работах [12–13].

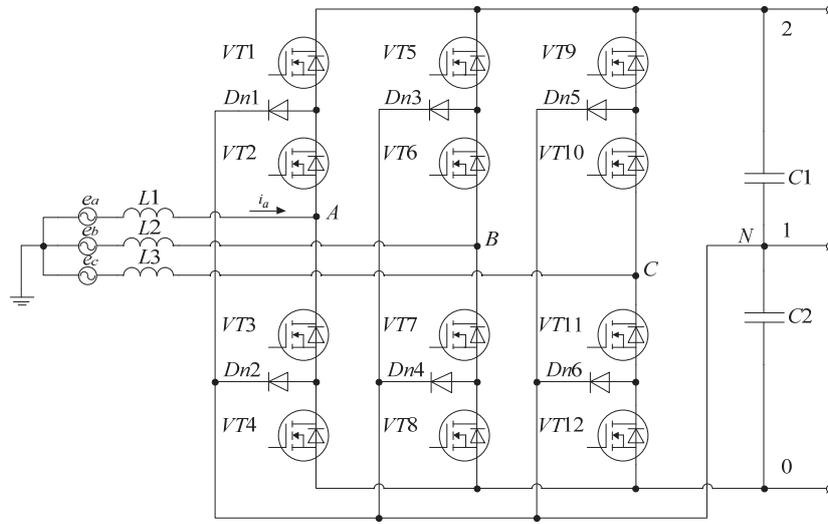


Рис. 1 – Трехфазный трехуровневый преобразователь

Fig. 1 – Three-phase three-level converter

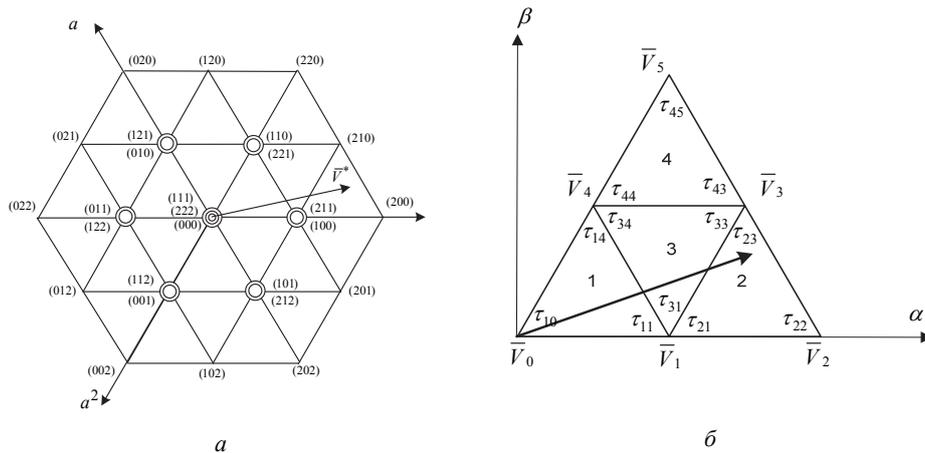


Рис. 2 – Комбинации состояний ключей и сектор образующих векторов в трехфазном трехуровневом преобразователе

Fig. 2 – Combinations of switch states and a sector of generating vectors in a three-phase three-level converter

### 3. Расчет динамических потерь мощности

Динамические потери в *MOSFET*-транзисторах с антипараллельными диодами определяются тремя видами коммутаций: включение транзистора, выключение транзистора и выключение антипараллельного диода.

Вне зависимости от вида коммутации мгновенная мощность потерь в процессе включения или выключения полупроводникового ключа определяется соотношением

$$P = v_{VT} i_c,$$

где  $v_{VT}$  и  $i_c$  – напряжение сток–исток транзистора и ток стока соответственно.

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

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

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.

Количество коммутаций можно подсчитать из анализа используемых последовательностей комбинаций состояний ключей в каждом из треугольников в секторе (рис. 2, б). В распространенных алгоритмах перебора образующих векторов, т. е. перебора комбинаций состояний ключей, количество коммутаций сведено к минимуму. Для этого в пределах одного сектора или треугольника устанавливают определенный порядок перебора комбинаций состояний ключей. Такой, чтобы при переходе от одной комбинации к другой происходило не более одной коммутации в силовой схеме. С другой стороны комбинации состояний ключей должны быть расположены симметрично относительно одной из них. Такая симметрия позволяет улучшить качество формируемого напряжения. Рассмотрим в качестве примера первый треугольник первого сектора, содержащий следующие комбинации состояний ключей: (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. В силу симметрии полупроводникового преобразователя будем принимать во 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 затворы транзисторов  $VT2$  и  $VT3$ , и в зависимости от направления протекания фазного тока будет проводить один из них. При подключении фазы к узлу «2» управляющие импульсы подаются на затворы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Становится очевидным, что при переходе от комбинации  $(1xx)$  к комбинации  $(2xx)$  управляющий импульс с ключа  $VT3$  снимается и он выключается, а появляется управляющий импульс на ключ  $VT1$  и он включается (следует учесть, что при отрицательном токе включается не транзистор, а его антипараллельный диод). Таким образом, на каждом интервале ШИМ в первом треугольнике транзистор  $VT1$  один раз включается и один раз выключается, транзистор  $VT2$  не ком-

мутируется, следовательно, в нем отсутствуют коммутационные потери, транзистор  $VT3$  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, определим временные промежутки, в течение 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 в  $m$ -й фазной стойке, определяющая интервал широтно-импульсной модуляции равна единице, если в заданном треугольнике рассматриваемый транзистор коммутируется, по крайней мере один раз, и равна нулю в противном случае. 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:

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

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:

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

Следующим этапом является вычисление энергии коммутации. Однако следует учесть, что энергия коммутации есть функция от напряжения и тока, протекающего в полупроводниковом приборе, которые в свою очередь различны для

каждой коммутации на интервале ШИМ, что затрудняет процедуру расчета динамических потерь. Необходимо иметь в виду тот факт, что зависимости энергии коммутации от мгновенного значения тока при фиксированном напряжении сток–исток транзистора целесообразно выбрать некоторое фиксированное значение этой энергии, усредненное на интервале ШИМ полупроводникового прибора. 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.

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

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

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

Следовательно, для определения динамических потерь необходимо определить энергию включения и выключения транзисторов. Определение  $E_{on}$ ,  $E_{off}$ ,  $E_{rr}$ , энергий для *MOSFET* транзистора производится в соответствии с [14]:

$$E_{on} = U_{VT} I_{sw}^T \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2},$$

$$E_{off} = U_{VT} I_{sw}^T \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2},$$

$$E_{rr} = \frac{U_{VD} Q_{rr}}{4},$$

где  $U_{VT}$  – напряжение сток–исток коммутируемого транзистора;  $t_{ri}$ ,  $t_{fi}$  – время нарастания и спада тока стока (значения, измеренные производителем при заданных параметрах);  $t_{ru}$ ,  $t_{fu}$  – время нарастания и спада напряжения сток–исток (значения, измеренные производителем при заданных параметрах);  $U_{VD}$  – напряжение прикладываемое к антипараллельному диоду во время обратного восстановления. Обычно  $U_{VD} \approx U_{VT}$ ,  $Q_{rr}$  – заряд обратного восстановления диода (справочный параметр),  $I_{sw}^T$  – коммутируемый транзистором ток. Параметры  $t_{ru}$ ,  $t_{fu}$  рассчитываются следующим образом [14]:

$$t_{ru} = \frac{t_{ru1} + t_{ru2}}{2},$$

$$t_{fu} = \frac{t_{fu1} + t_{fu2}}{2},$$

$$t_{ru1} = R_3 \left( U_{VT} - I_{sw}^T R_{DSon} \right) \left( \frac{C_{GD1}}{U_{pm}} \right),$$

$$t_{ru2} = R_3 \left( U_{VT} - I_{sw}^T R_{DSon} \right) \left( \frac{C_{GD2}}{U_{pm}} \right),$$

где  $R_3$  – сопротивление резистора в цепи затвора;  $U_{pm}$  – напряжение плато Миллера транзистора, справочный параметр;  $C_{GD1}$  – емкость «затвор–сток», определяемая графически из справочных данных (рис. 3) при заданном напряжении  $U_{VT}$ ;  $C_{GD2}$  – емкость «затвор–сток», также определяемая графически из справочных данных при напряжении «сток–исток», равном  $I_{sw}^T R_{DSon}$  (рис. 3). Параметры  $t_{fu1}$ ,  $t_{fu2}$  рассчитываются следующим образом [14]:

$$t_{fu1} = R_3 \left( U_{VT} - I_{sw}^T R_{DSon} \right) \left( \frac{C_{GD1}}{U_{DR} - U_{pm}} \right),$$

$$t_{fu2} = R_3 \left( U_{VT} - I_{sw}^T R_{DSon} \right) \left( \frac{C_{GD2}}{U_{DR} - U_{pm}} \right),$$

где  $U_{DR}$  – управляющее напряжение «затвор–исток» транзистора.

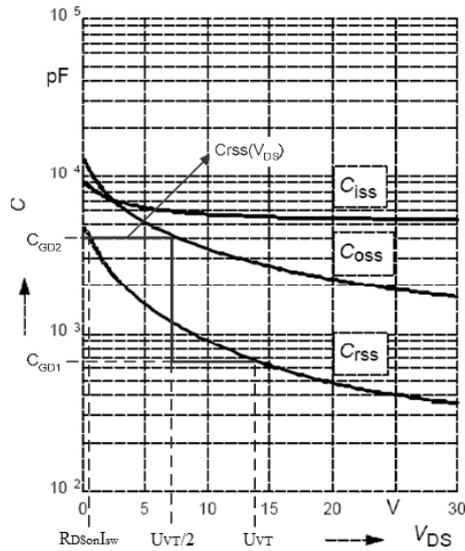


Рис. 3 – Определение величин емкостей  $C_{GD1}$  и  $C_{GD2}$

Fig. 3 – Determination of the capacitance values  $C_{GD1}$  and  $C_{GD2}$

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

$$P_{sw(mq)} = \frac{1}{T} \left( N_{on(mq)} E_{on} + N_{off(mq)} E_{off} + N_{rr(mq)} E_{rr} \right). \quad (7)$$

Запишем окончательный вариант формулы (7) через частоту основной гармоники:

$$P_{sw(mq)} = f_{(1)} \left( N_{on(mq)} E_{on} + N_{off(mq)} E_{off} + N_{rr(mq)} E_{rr} \right). \quad (8)$$

Таким образом, получено окончательное выражение для расчета динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с фиксирующими диодами под управлением векторной ШИМ с учетом определения энергии включения и выключения *MOSFET* транзистора.

#### 4. Результаты эксперимента

Для верификации полученного соотношения (8) для расчета динамических потерь было проведено экспериментальное исследование. Макетный образец представлен на рис. 4.



Рис. 4 – Экспериментальный образец

Fig. 4 – Experimental sample

В таблице приведены измеренные экспериментально и рассчитанные с помощью формулы (8) динамические потери для транзистора *IRFP460*. Расчет и экспериментальное исследование проводились для разных режимов работы транзистора.

Сопоставление результатов расчета и эксперимента

Режим		Расчет $P_{sw(расч.)}$ , Вт	Эксперимент $P_{sw(эксп.)}$ , Вт	Относительная ошибка, % $\frac{ P_{sw(расч.)} - P_{sw(эксп.)} }{P_{sw(эксп.)}} 100\%$
$U_{VT}$ , В	$f_{sw}$ , кГц			
40	10	0,036	0,058	37,9
50	20	0,128	0,141	9,2
60	20	0,206	0,21	1,9

Из анализа результатов, представленных в таблице, видно, что рассчитанные значения динамических потерь сопоставимы с результатами эксперимента. Значительное несоответствие результатов отмечено лишь в режиме с относительно малыми потерями. Разница в расчете и эксперименте существенно снижается при увеличении рабочего напряжения и частоты.

На рис. 5 представлены осциллограммы токов и напряжений *MOSFET* транзистора *IRFP460*.

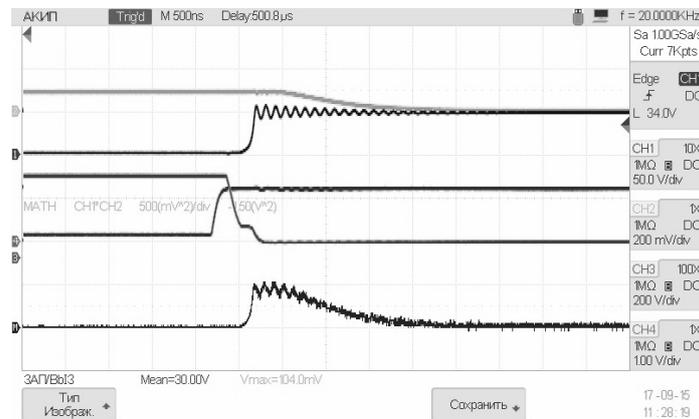


Рис. 5 – Осциллограммы токов и напряжений. Сверху вниз: ток транзистора, напряжение сток–исток транзистора, напряжение затвор–исток транзистора, инвертированный импульс управления, энергия выключения

Fig. 5 – Oscillograms of currents and voltages. Top down: transistor current, drain-source voltage transistor, gate-source voltage transistor, inverted control pulse, power off

### Заклучение

В данной работе была предложена методика оценки динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с фиксирующими диодами, основанная на методе переключающих функций. В отличие от ныне существующих методик расчета динамических потерь предложенный подход позволяет учитывать специфику алгоритмов векторной ШИМ, а также является инвариантным к числу уровней или фаз рассматриваемого преобразователя, учитывает энергию включения и выключения *MOSFET* транзистора.

Эффективность предложенной методики подтверждена результатами экспериментальных исследований.

Разработанный способ оценки 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. Recent advances and industrial applications of multilevel converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M.A. Perez, J.I. Leon // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2010. – Vol. 57, iss. 5. – P. 2553–2580.
2. The age of multilevel inverters arrives / L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, M.A.M. Prats // IEEE Industrial Electronics Magazine. – 2008. – Vol. 2, iss. 2. – P. 28–39.
3. A review on multilevel converter topologies for electric transportation applications / P. Qashqai, A. Sheikholeslami, H. Vahedi, K. Al-Haddad // Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC): Proceedings, Montreal, Quebec, 19–22 October 2015. – Piscataway, NJ: IEEE, 2015. – P. 1–6.
4. Jokinen M., Lipsanen A. Fundamental study of 2-level and 3-level frequency converters // Assignment on Converter Losses, Multilevel Topologies. – Smola, Norway, 2005. – P. 1–5.

5. Analytical calculation of the average and RMS currents in three-level NPC inverter with SPWM / Q.-Y. Meng, W.-M. Ma, C. Sun., G.-S. Jie, W. Qui // Proceedings of 35<sup>th</sup> Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2009, Porto, Portugal, 3–5 November 2009. – Porto, 2009. – P. 248–253.
6. Switching loss analysis of modulation methods used in neutral point clamped converters / D. Andler, S. Kouro, M. Perez, J. Rodriguez, B. Wu // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009, 20–24 September 2009, San Jose, California. – San Jose, 2009. – P. 2565–2571.
7. Analysis and comparison of conduction losses in neutral-point-clamped three-level inverter with PWM control / Q. Wang, Q. Chen, W. Jiang, C. Hu // Proceedings of International Conference on Electrical Machines and systems, October 8–11, Seoul, South Korea. – Seoul, 2007. – P. 143–148.
8. **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.
9. **Брованов С.В., Дыбко М.А.** Методика расчета токов силовых ключей многоуровневых полупроводниковых преобразователей // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2011. – № 1. – С. 84–94.
10. **Брованов С.В., Дыбко М.А.** Расчет динамических потерь в многоуровневых полупроводниковых преобразователях с емкостным делителем напряжения // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2011. – № 2. – С. 46–55.
11. **Брованов С.В.** Комбинации состояний ключей и анализ электромагнитных процессов в многоуровневых преобразователях // Электротехника. – 2009. – № 6. – С. 20–27.
12. Теоретический и практический аспекты реализации векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом выпрямителе / С.А. Харитонов, А.Н. Колесников, С.В. Брованов // Техническая электродинамика: тематический выпуск. – Киев, 2007. – Ч. 2. – С. 39–44.
13. **Брованов С.В., Гришанов Е.В.** Анализ скалярной и векторной широтно-импульсных модуляций для однофазных многоуровневых полупроводниковых преобразователей с фиксирующими диодами // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2014. – № 4. – С. 47–56.
14. **Graovac D., Purschel M., Kiep A.** MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters // Infineon Application Note. – 2006. – Vol. 1.1. – P. 1–23.

#### A TECHNIQUE FOR SWITCHING POWER LOSS CALCULATION IN MOSFET SEMICONDUCTOR POWER CONVERTERS WITH PWM CONTROL

**Dybko M.A., Grishanov E.V., Brovanov S.V., Tokarev V.G.**  
*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

At present electrical complexes based on power electronic devices are widely used. Such complexes include autonomous power supply systems based on renewable energy sources, power storage systems, active power filters and reactive power compensators. The key unit in the structure of these complexes is a semiconductor converter. High-voltage multilevel semiconductor converters are often used in these systems. The calculation and analysis of the energy transformation quality factors of the semiconductor converter are necessary to design such systems. Efficiency is the most important factor of energy transformation quality. While calculations of static losses in semiconductor devices do not present any difficulties, calculations of switching losses present a challenge. Nowadays, there exist many different methods for calculating switching losses in power semiconductor devices. However, there are a number of features that are typical for calculating switching losses in MOSFET transistors in multilevel semiconductor converters. A technique for estimating switching losses in MOSFET transistors of a semiconductor converter is proposed in this paper. This technique is based on the method of switching functions and is suitable for converters controlled by vector PWM methods. An example of calculation of switching

losses in a three-phase three-level voltage converter is considered. Experimental studies aimed at verifying theoretically obtained results have been carried out.

*Keywords:* switching losses, efficiency, space vector PWM, transistor energy switch on/off, multilevel semiconductor converter.

DOI: 10.17212/1727-2769-2017-3-52-63

#### REFERENCES

1. Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L.G., Wu B., Rodriguez J., Perez M.A., Leon J.I. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no. 5, pp. 2553–2580.
2. Franquelo L.G., Rodriguez J., Leon J.I., Kouro S., Portillo R., Prats M.A.M. The age of multilevel inverters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2008, vol. 2, iss. 2, pp. 28–39.
3. Qashqai P., Sheikholeslami A., Vahedi H., Al-Haddad K. A review on multilevel converter topologies for electric transportation applications. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC): Proceedings, Montreal, Quebec, 19–22 October 2015*, pp. 1–6.
4. Jokinen M., Lipsanen A. Fundamental study of 2-level and 3-level frequency converters. *Assignment on Converter Losses, Multilevel Topologies*, Smola, Norway, 2005, pp. 1–5.
5. Meng Q.-Y., Ma W.-M., Sun C., Jie G.-S., Qui W. Analytical calculation of the average and RMS currents in three-level NPC inverter with SPWM. *Proceedings IECON 2009. 35<sup>th</sup> Annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Porto, Portugal, 3–5 November 2009, pp. 248–253.
6. Andler D., Kouro S., Perez M., Rodriguez J., Wu B. Switching loss analysis of modulation methods used in neutral point clamped converters. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009*, 20–24 September 2009, San Jose, California, pp. 2565–2571.
7. Wang Q., Chen Q., Jiang W., Hu C. Analysis and comparison of conduction losses in neutral-point-clamped three-level inverter with PWM control. *Proceedings of International Conference on Electrical Machines and systems*, Seoul, South Korea, 8–11 October 2007, pp. 143–148.
8. 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.
9. Брованов С.В., Дыбко М.А. Методика расчёта токов силовых ключей многоразрядных полупроводниковых преобразователей [A new calculation technique for the switches currents in multilevel voltage source]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2011, no. 1, pp. 84–94.
10. Брованов С.В., Дыбко М.А. Расчёт динамических потерь в многоразрядных полупроводниковых преобразователях с емкостным делителем напряжения [Switching losses calculation in multilevel NPC converters]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2011, no. 2, pp. 46–55.
11. Брованов С.В. Комбинации состояний ключей и анализ электромагнитных процессов в многоразрядных преобразователях [Combinations of switch states and analysis of electromagnetic processes in multilevel converters]. *Elektrotehnika – Russian Electrical Engineering*, 2009, no. 6, pp. 20–27. (In Russian).
12. Kharitonov S.A., Kolesnikov A.N., Brovanov S.V. Теоретический и практический аспекты реализации векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом выпрямителе [Theoretical and practical aspects of realizing a vector PWM in a three-phase three-level rectifier]. *Tekhnicheskaya elektrodinamika. Tematicheskii vypusk [Tekhnichna elektrodinamika. Thematic issue]*. Kiev, 2007, pt. 2, pp. 76–79.
13. Брованов С.В., Гришианов Е.В. Анализ скалярной и векторной широтно-импульсной модуляции для однофазных многоразрядных полупроводниковых преобразователей с фиксированными диодами [Analysis of carrier-based and space vector pulse width modulation for single phase multilevel semiconductor converters with clamping diodes]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2014, no. 4, pp. 47–56.
14. Graovac D., Purschel M., Kiep A. MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters. *Infineon Application Note*, 2006, vol. 1.1, pp. 1–23.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Дыбко Максим Александрович** – родился в 1986 году, канд. техн. наук, доцент, заместитель заведующего кафедрой электроники электротехники, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: системы коррекции качества электрической энергии, алгоритмы управления. Опубликовано 37 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: dybko@corp.nst.ru).

**Dybko Maxim Aleksandrovitch** (b. 1986) – PhD, associate professor, deputy head of the Electronics and Electrical Engineering Faculty, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on the design of effective power converters. He is the author of 37 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: dybko@corp.nst.ru).



**Гришанов Евгений Валерьевич** – родился в 1988 году, младший научный сотрудник, кафедра электроники и электротехники, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: системы генерирования на базе МПП. Опубликовано 11 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: e.grishanov@corp.nstu.ru).

**Grishanov Evgenii Valer'evich** (b. 1988) – junior researcher, department of electronics and electrical engineering, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on generation systems based on NPC. He is the author of 11 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: e.grishanov@corp.nstu.ru).



**Брованов Сергей Викторович** – родился в 1964 году, д-р техн. наук, доцент, проректор по учебной работе, Новосибирский государственный технический университет. Область научных интересов: разработка энергоэффективных систем преобразования электрической энергии. Опубликовано 120 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru).

**Brovanov Sergei Viktorovich** (b. 1964) – PhD, professor, Vice Rector for Academic Activities, Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on designing effective power converters. He is the author of 120 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru).



**Токарев Вадим Геннадьевич** – родился в 1967 году, ст. преп. кафедры вычислительной техники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: активные силовые фильтры, инверторы напряжения, системы управления, цифровая обработка сигналов. Опубликовано 5 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: v.tokarev@corp.nstu.ru).

**Tokarev Vadim Gennadievich** (b. 1967) – senior lecturer at the computer engineering department, Novosibirsk State Technical University. His research interests include active power filters, voltage source converters, automation systems, and digital signal processing. He is a co-author of 5 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: v.tokarev@corp.nstu.ru).

Статья поступила 17 февраля 2017 г.  
Received February 17, 2017

## To Reference:

Dybko M.A., Grishanov E.V., Brovanov S.V., Tokarev V.G. Metodika rascheta dinamicheskikh poter' moshchnosti v poluprovodnikovykh preobrazovatelyakh na tranzistorakh tipa MOSFET s vektornym sposobom upravleniya [Switching losses calculation technique for MOSFET switches in power semiconductor converters controlled by space vector PWM]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2014, no. 3 (36), pp. 52–63. doi: 10.17212/1727-2769-2017-3-52-63