

СРАВНЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИМИТАЦИОННОГО КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Динамические потери и коэффициент полезного действия импульсного полупроводникового преобразователя зависят от схемы используемого преобразователя. Цель исследования заключается в том, чтобы показать, что при использовании схемы частотно-импульсного преобразователя можно уменьшить динамические потери и увеличить коэффициент полезного действия преобразователя относительно схемы широтно-импульсного преобразователя. Для анализа и сравнения полупроводниковых схем широтно-импульсного и частотно-импульсного преобразователей в статье применены методы имитационного моделирования. Описан принцип работы и основные отличия широтно-импульсного и частотно-импульсного преобразователей. Разработаны и смоделированы схемы широтно-импульсного и частотно-импульсного преобразователей в среде Matlab с использованием блоков из библиотеки Simulink / SimPowerSystem / Simscape. Смоделирован блок модели, рассчитывающий статические и динамические потери мощности IGBT-транзистора. Для расчета потерь мощности, а именно статических и динамических потерь, использован метод аппроксимации графиков потерь. Полученные математические зависимости достаточно точно описывают графики потерь мощностей IGBT-транзистора. В качестве IGBT-транзистора выбран силовой транзистор фирмы MITSUBISHI типа CM800HC-66H. Показано, что при использовании схемы частотно-импульсного преобразователя можно уменьшить динамические потери и увеличить коэффициент полезного действия преобразователя относительно схемы широтно-импульсного преобразователя. Проведя анализ полученных характеристик импульсных полупроводниковых преобразователей, было отмечено, что при изменении значений скажности от 0,1 до 0,5 коэффициент полезного действия частотно-импульсного преобразователя значительно превысил коэффициент полезного действия широтно-импульсного преобразователя. Это превышение сильнее проявилось при большей частоте коммутации импульсного полупроводникового преобразователя и большей мощности силовых ключей преобразователей.

Ключевые слова: импульсный полупроводниковый преобразователь, широтно-импульсная модуляция, частотно-импульсная модуляция, аппроксимация, динамические потери, коэффициент полезного действия, частота.

ВВЕДЕНИЕ

Использование преобразователей постоянного тока до настоящего времени играет важную роль в ряде отраслей науки и техники, таких как автоматизация промышленных установок, электрический транспорт, сварочные аппараты, бытовая техника, радиоэлектроника, радиотехника и т.п. В этих же областях появилась потребность в электроэнергии, отличающейся от промышленной по частоте, форме выходного напряжения или тока, числу фаз, возможности регулирования параметров электроэнергии. Эти задачи наиболее часто возникают при разработке регулируемого электропривода постоянного и переменного тока, на долю которого приходится около 60% всего потребления электроэнергии в стране [1].

Из всех существующих способов управления электроприводами в настоящее время лучшим считается способ управления с применением широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [1, 2]. Для управления электроприводами постоянного тока используются широтно-импульсные преобразователи (ШИП). Этот способ управления позволяет сформировать требуемые форму и амплитуду напряжения питания двигателя, добиться высокой плавности и большего диапазона регулирования угловой скорости при изменении нагрузки в широких пределах [2, 3].

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ И ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Широтно-импульсный модулятор представляет собой главный блок системы управления широтно-импульсного преобразователя. Широтно-импульсный преобразователь преобразует постоянное напряжение [4, 5] в импульсное, среднее значение которого (то есть его постоянную составляющую, выделяемую в нагрузке фильтрами) можно регулировать. Принцип регулирования выходного напряжения ШИП основан на периодическом замыкании и размыкании вентилях ключей – транзисторов или тиристоров. На **рис. 1** приведена простейшая базовая схема импульсного полупроводникового преобразователя (ИПП) с широтно-импульсным или частотно-импульсным управлением.

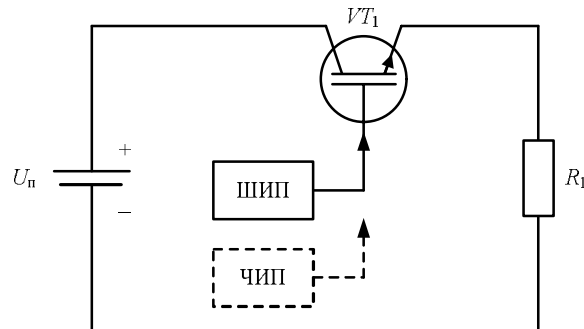


Рис. 1. Импульсный полупроводниковый преобразователь с широтно-импульсным или частотно-импульсным управлением

Схема состоит из транзистора VT_1 , который работает в режиме ключа, источника питания постоянного тока U_n и активной нагрузки R_1 . Показанная схема на **рис. 1** обеспечивает только однополярную модуляцию. При включении транзистора VT_1 (в режиме ключа) на нагрузке формируется положительный импульс напряжения. При выключении транзистора VT_1 формируется пауза напряжения на нагрузке (**рис. 2**).

В преобразователях высокого напряжения и большой мощности модули биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) стали одними из наиболее широко используемых силовых полупроводниковых приборов [4, 6-7]. Однако стремительное развитие силовой полупроводниковой техники приводит к увеличению номинальной мощности и уменьшению габаритов, что влечет за собой неизбежные проблемы с тепловыделением силовых электронных преобразователей.

Увеличение температуры влияет на качество соединения припоя и проволоочной связи, что в результате приводит к уменьшению срока службы силовых полупроводниковых компонентов.

Потери в ИПП в основном создаются IGBT-транзисторами и диодами. К основным потерям относятся статические (потери проводимости) и динамические (коммутационные) потери [8].

Статические потери происходят при включенном состоянии (или в устойчивом состоянии) IGBT-транзисторов. Статические потери P_{cond} можно рассчитать как произведение тока коллектора I_c и напряжения коллектора-эмиттера U_{ce} :

$$P_{cond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_c U_{ce}) dt, \quad (1)$$

где I_c – ток коллектора; U_{ce} – напряжение коллектора-эмиттера.

Динамические потери в IGBT-транзисторах происходят при переходе из одного установившегося режима в другой, то есть при переходе от выключенного состояния во включенное (динамические потери включения) и, наоборот, от включенного состояния в выключенное (динамические потери выключения) [6-9].

Величина средней мощности коммутационных потерь определяется как

$$P_{sw} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[(E_{on}(I_c) + E_{off}(I_c)) f \right] dt, \quad (2)$$

где $E_{on}(I_c)$ – энергия включения, которая зависит от величины тока коллектора; $E_{off}(I_c)$ – энергия выключения, которая тоже зависит от значения тока коллектора; f – частота коммутации.

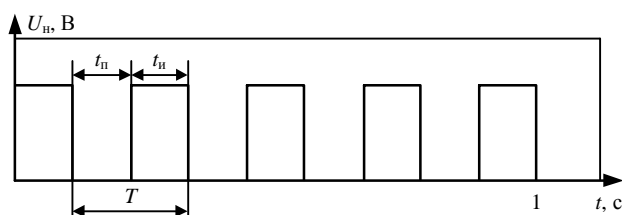


Рис. 2. Диаграммы напряжения ШИП при скважности 0,5 и частоте 5 Гц

В силовом преобразователе потери на переключение обычно вносят значительный вклад в общие потери схемы. Чтобы повысить надежность конструкции, необходимо точно рассчитать коммутационные потери.

Как видно из (2), динамические потери прямо пропорционально зависят от частоты коммутации: чем больше частота коммутации, тем больше динамические потери.

Для уменьшения динамических потерь, а следовательно, увеличения КПД ИПП можно использовать другой метод управления, который основывается на применении частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Способ управления с ЧИМ используется в частотно-импульсном преобразователе (ЧИП) [5, 9, 10].

При изменении скважности длительность импульса t_n выходного напряжения ШИП изменяется, при этом период импульсов T остается постоянным. Следовательно, частота ШИП остается постоянной.

В случае ЧИП длительность импульса t_n не изменяется, то есть остается постоянным. При этом частота коммутации ЧИП будет меньше, чем ШИП. Уменьшение частоты коммутации приводит к уменьшению динамических потерь и, соответственно, к увеличению КПД преобразователя.

На **рис. 3** показан график зависимости скважности γ от частоты импульсов. Как видно, при изменении скважности частота импульсов f у широтно-импульсного преобразователя остается постоянной. В то же время у частотно-импульсного преобразователя при изменении скважности частота импульсов меняется прямо пропорционально.

Основные отличия ЧИП от ШИП [5, 10, 11]:

- длительность импульса выходного напряжения ЧИП постоянна (длительность импульса выходного напряжения ШИП изменяется);
- период выходного напряжения ЧИП изменяется (период выходного напряжения ШИП постоянен);
- выходная частота ЧИП изменяется (выходная частота ШИП постоянна).

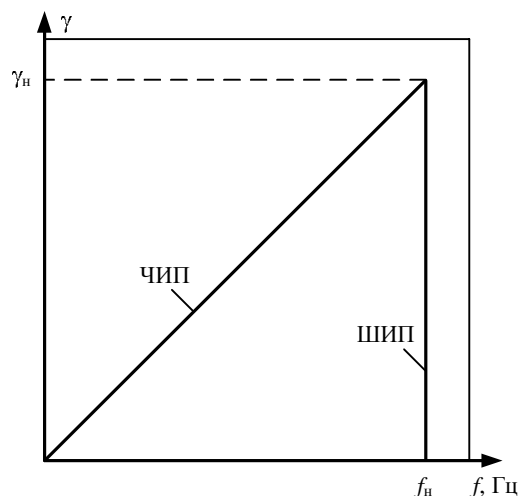


Рис. 3. График зависимости скважности от частоты импульсов

МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ ИПП С ШИП И ЧИП

В среде Matlab с использованием блоков из библиотеки Simulink/SimPowerSystem/Simscape [12-15] смоделированы схемы ШИП и ЧИП. Полученная модель показана на **рис. 4**.

Модели ИПП с ШИП и ЧИП содержат следующие блоки:

- Блок изменения скважности, которая регулируется с помощью напряжения управления. Напряжение управления в модели ШИП регулируется от 0 до 10 В, а в модели ЧИП – от 2 до 30 В.

Система управления в модели ШИП сконструирована с использованием блоков из библиотеки Simulink.

Система управления ЧИП сконструирована с использованием элементов библиотеки Simscape, которая показана на **рис. 5** и подробно описана в [16].

Simscape – это среда имитационного моделирования физических систем. Базовая библиотека блоков Simscape расширяется на несколько специализированных библиотек, таких как: Foundation Library, Driveline, Electrical, Fluids, Multibody и др. В данной среде можно моделировать электронные, электромеханические, электрические, механические, гидравлические, термальные и другие виды систем.

- Блок силовой схемы ШИП или ЧИП, который состоит из силового полупроводникового преобразователя, активной нагрузки R_n и силового (питающего) звена, представленного в виде батареи с напряжением 3300 В. В качестве силового полупроводникового преобразователя использовался IGBT-транзистор из фирмы MITSUBISHI типа CM800HC-66H, характеристики которого приведены в **табл. 1**.

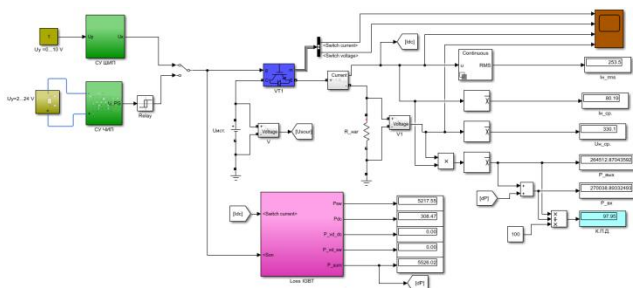


Рис. 4. Модель схемы импульсного полупроводникового преобразователя с ШИП- и ЧИП-управлением

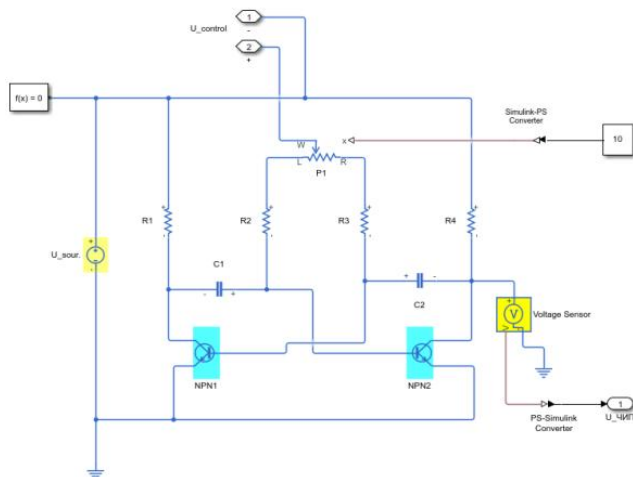


Рис. 5. Модель схемы системы управления ЧИП

Таблица 1

Основные характеристики IGBT-транзистора

Марка	$I_{c.n.}$, А	$V_{ce.n.}$, В	$V_{ce.sat.}$, В	$E_{on.}$, Дж	$E_{off.}$, Дж
CM800HC-66H	8800	3300	3,6	1,1	11,05

• Блок расчета потерь мощности ИПП с ШИП и ЧИП показан на **рис. 4**. Расчет потерь мощности IGBT разными методами подробно описан в [4-9, 12-19]. В [6] использован расчет потерь мощности IGBT методом аппроксимации графиков потерь. Энергетические графики зависимостей $U_{ce}(I_c)$, $E_{on}(I_c)$, $E_{off}(I_c)$ из документации (характеристики помечены цифрой 1) и после аппроксимации (характеристики помечены цифрой 2) показаны на **рис. 6** и **7**. Используя данный метод расчета, можно определить статические потери, динамические потери, суммарные потери IGBT-транзистора и КПД преобразователя. На **рис. 8** показана блок-модель расчета статических потерь IGBT-транзистора.

Аппроксимация графиков потерь мощности IGBT-транзистора типа CM800HC-66H проведена уравнениями (3-5):

$$U_{ce}(I_c) = -1,29I^4 + 5,297I^3 - 7,796I^2 + 7,22936I + 0,8666; \quad (3)$$

$$E_{on}(I_c) = -0,1002I^3 + 1,237I^2 + 0,5766I + 0,138; \quad (4)$$

$$E_{off}(I_c) = 1,2243I + 0,284. \quad (5)$$

Полученные математические зависимости (3-5) достаточно точно описывают энергетические графики потерь мощности IGBT-транзистора.

Результаты моделирования статических потерь IGBT-транзистора приведены на **рис. 9**.

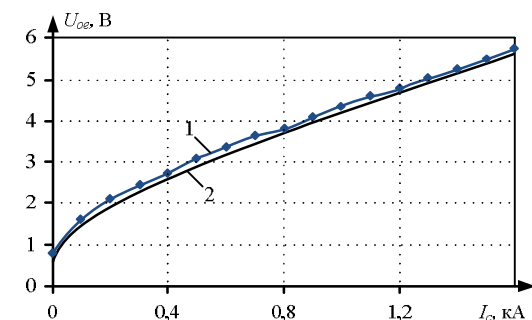


Рис. 6. Напряжение насыщения коллектор-эмиттера силового транзистора типа CM800HC-66H: 1 – из документации; 2 – после аппроксимации

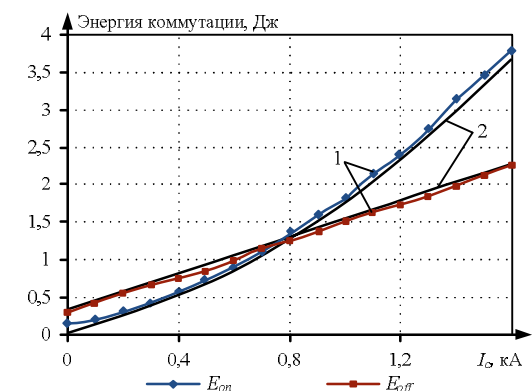


Рис. 7. Энергетические характеристики переключения силового транзистора типа CM800HC-66H: 1 – из документации; 2 – после аппроксимации

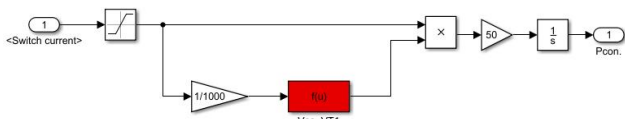


Рис. 8. Блок-модель расчета статических потерь IGBT-транзистора типа CM800HC-66H

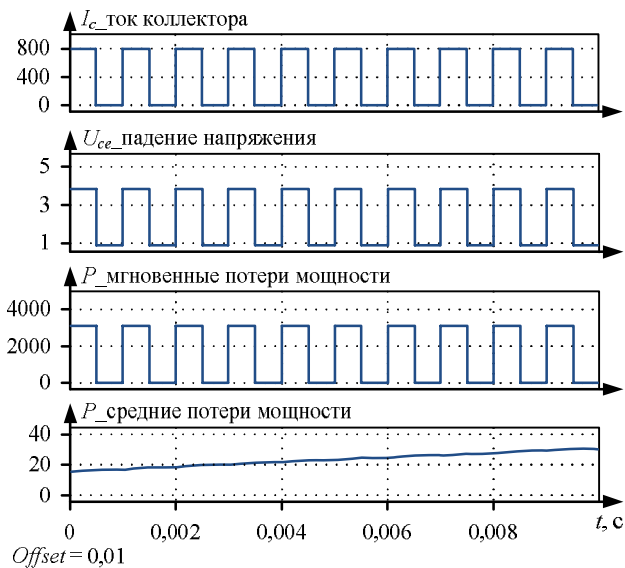


Рис. 9. Диаграммы статических потерь IGBT-транзистора типа CM800HC-66H

СРАВНЕНИЕ И АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ СХЕМ ШИП И ЧИП

На рис. 10 и 11 показаны диаграммы токов и напряжений схем ШИП и ЧИП, полученных в результате моделирования на активную нагрузку при скважности 0,5. Как видно из диаграммы ШИП (см. рис. 10), при скважности 0,5 частота коммутации равна 2 кГц. А в случае ЧИП при скважности 0,5 частота коммутации уменьшается на 50%, то есть будет равна 1 кГц.

Анализ потерь, полученных при моделировании схем полупроводниковых преобразователей в режимах ШИП и ЧИП при разных скважностях γ , приведен в табл. 2.

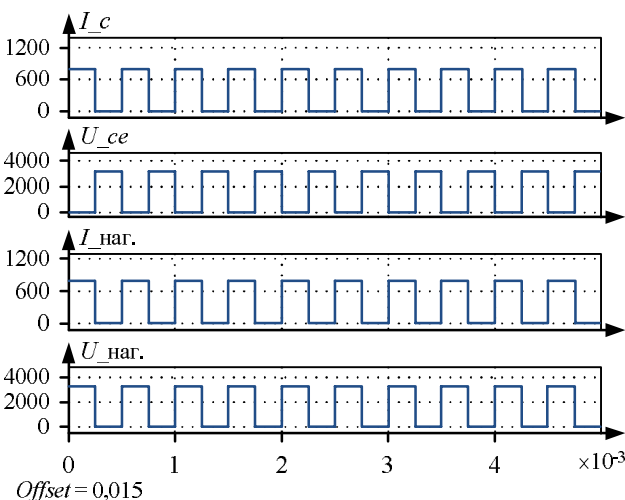


Рис. 10. Временные диаграммы ШИП при скважности 0,5 и частоте коммутации 2 кГц

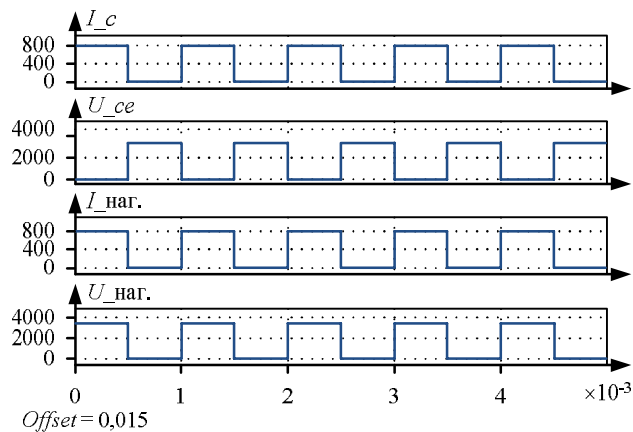


Рис. 11. Временные диаграммы ЧИП при скважности 0,5 и частоте коммутации 1 кГц

Таблица 2
Потери схем ШИП и ЧИП при частоте 2 кГц

γ	f , кГц		$I_{ср}$, кА	I_{rms} , кА	$I_{пикс}$, кА	P_{sw} , кВт		P_{dc} , кВт	КПД, %	
	ШИП	ЧИП				ШИП	ЧИП		ШИП	ЧИП
1	2	2	0,8	0,8	0,8	5,217	5,217	3,078	99,69	99,69
0,9	2	1,8	0,72	0,76	0,8	5,217	4,695	2,775	99,67	99,689
0,6	2	1,2	0,48	0,62	0,8	5,217	3,130	1,850	99,56	99,6885
0,3	2	0,6	0,24	0,43	0,8	5,217	1,565	0,925	99,23	99,688
0,1	2	0,2	0,08	0,25	0,8	5,217	0,521	0,308	97,95	99,687

На рис. 12-13 показаны диаграммы, где сравниваются динамические потери, а также КПД ШИП и ЧИП. В ШИП при изменении скважности от максимального значения в сторону уменьшения частота коммутации не меняется. При неизменной частоте коммутации динамические потери остаются постоянными, что приводит к уменьшению КПД преобразователя при низких скважностях.

В ЧИП по мере уменьшения скважности от максимального значения к минимальному частота коммутации уменьшается прямо пропорционально. Это приводит к уменьшению динамических потерь и значительно меньшему снижению КПД ЧИП по сравнению с ШИП.

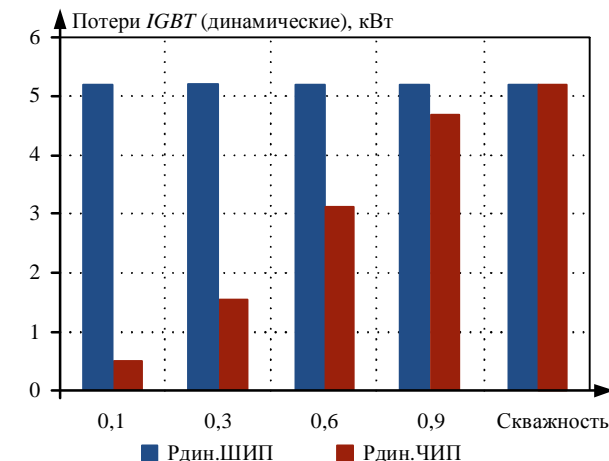


Рис. 12. Динамические потери IGBT в ШИП (частота коммутации 2 кГц) и ЧИП (максимальная частота 2 кГц)

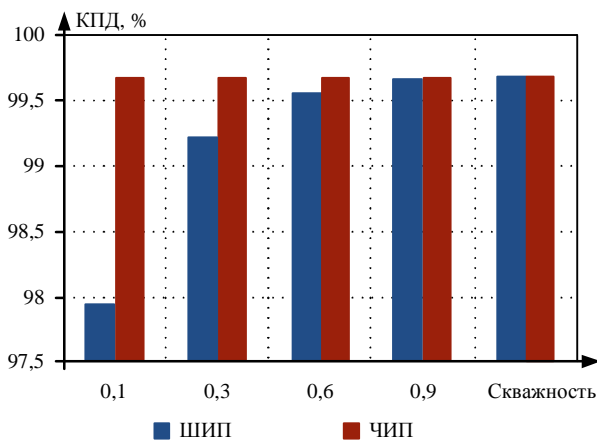


Рис. 13. Сравнение КПД ШИП (частота коммутации 2 кГц) и ЧИП (максимальная частота 2 кГц)

Проводя анализ полученных характеристик преобразователей, можно увидеть, что при изменении скважности от 0,1 до 0,5 КПД ЧИП значительно превышает КПД ШИП. Это превышение сильнее ощущается при большей частоте коммутации преобразователей. Например, при скважности 0,1 и частоте 2 кГц КПД ЧИП получается на 1,737 % больше, чем у ШИП; при 4 кГц КПД ЧИП получается на 3,5 % больше, чем у ШИП.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны модели схем ИПП с ШИП и ЧИП в среде Matlab с использованием блоков из библиотеки Simulink/SimPowerSystem/Simscape. Смоделирован блок расчета потерь мощности IGBT, где рассматриваются статические и динамические потери силового ключа на IGBT-транзисторе. Для расчета потерь мощности использован метод аппроксимации графиков потерь. Полученные математические зависимости достаточно точно описывают графики потерь мощностей IGBT-транзистора. В качестве IGBT-транзистора выбран силовой транзистор фирмы MITSUBISHI типа CM800HC-66H. Показано, что при использовании схемы ЧИП можно уменьшить динамические потери и увеличить КПД преобразователя относительно схемы ШИП. Проводя анализ полученных характеристик преобразователей, можно увидеть, что при изменении скважности от 0,1 до 0,5 КПД ЧИП значительно превышает КПД ШИП. Это превышение сильнее проявилось при большей частоте коммутации импульсного полупроводникового преобразователя и большей мощности силовых ключей преобразователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кругликов О.В., Макаров Л.Н., Пискунов С.В. Разработка, производство и применение энергоэффективных электрических машин и приводов // *Электротехника*. 2015. № 3. С. 4-8.
2. Дунаев М.П., Довудов С.У. Моделирование схемы широтно-импульсного преобразователя // *Повышение эффективности производства и использования электроэнергии в условиях Сибири: труды Всероссийской научно-практической конференции*. Иркутск: ИРНИТУ, 2019. С. 3-6.
3. Герман-Галкин С.Г. Широтно-импульсные преобразователи. Л.: Энергия, 1979. 96 с.
4. Ivakhno V., Zamaruev V.V., Ilina O. Estimation of semiconductor switching losses under hard switching using Matlab/Simulink subsystem // *Electrical, Control and Com-*

munication Engineering. 2013. Vol. 2. Iss. 1. Pp. 20-26. doi: 10.2478/ecce-2013-0003.

5. Modeling of conduction and switching losses for IGBT and FWD based on SVPWM in automobile electric drives / Y. Zhu, M. Xiao, X. Su, G. Yang, K. Lu, Z. Wu // *Applied Sciences*. 2020. No. 10(13). 4539. doi: 10.3390/app10134539.
6. Calculation of static and dynamic losses in power IGBT transistors by polynomial approximation of basic energy characteristics / Plakhtii O.A., Nerubatskyi V.P., Hordienko D.A., Khoruzhevskyi H.A. // *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. No. 2. Pp. 82-88. doi: 10.33271/nvngu/2020-82.
7. The IGBT losses analysis and calculation of inverter for two-seat electric aircraft application / K. Wei, C. Zhang, X. Gong, T. Kang // *Energy Procedia*. 2017. Vol. 105. Pp. 2623-2628. doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.756.
8. Дунаев М.П., Довудов С.У. Моделирование однофазного двухуровневого автономного инвертора напряжения с частотно-импульсной модуляцией // *Информационные и математические технологии в науке и управлении*. 2020. № 2 (18). С. 134-143. doi: 10.38028/ESI.2020.18.2.011.
9. Baodong B., Dezhi C. Inverter IGBT loss analysis and calculation // *International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, Cape Town, 2013. Pp. 563-569. doi: 10.1109/ICIT.2013.6505733.
10. Approximate novel loss formulae estimation for optimization of power controller of DC/DC converter / A. Shahin, A. Payman, J. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar // *IECON 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, 2010. Pp. 373-378. doi: 10.1109/IECON.2010.5674999.
11. Дунаев М.П. Резонансные инверторы для управления электроприводами. Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2004. 103 с.
12. Blinov A., Vinnikov D., Jalakas T. Loss calculation methods of half-bridge square-wave inverters // *Elektronika Ir Elektrotechnika*. 2011. No. 7(113). Pp. 9-14. doi: 10.5755/j01.eee.113.7.604.
13. Alemi P., Lee D. Power loss comparison in two- and three-level PWM converters // *8th International Conference on Power Electronics (ECCE Asia)*, IEEE, 2011. Pp. 1452-1457. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944455.
14. Довудов С.У., Дунаев М.П. Анализ энергетических показателей импульсных преобразователей // *Вестник Иркутского государственного технического университета*. 2020. Т. 24. № 2. С. 345-355. doi: 10.21285/1814-3520-2020-2-345-355.
15. Shirahama H., Muto T. A novel power loss calculation method for power converters by transforming switching-loss into impulse-waveforms // *21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, 2018. Pp. 2226-2229. doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549134.
16. Дунаев М.П., Довудов С.У. Моделирование схемы частотно-импульсного преобразователя // *Информационные и математические технологии в науке и управлении*. 2019. № 3(15). С. 144-152. doi: 10.25729/2413-0133-2019-3-13.
17. Жемеров Г.Г., Ивахно В.В., Ковальчук О.И. Расчет мощности потерь и температуры структуры транзисторно-диодных модулей при компьютерном моделировании преобразователей // *Электротехника и электромеханика*. 2011. №4. С. 21-28.
18. Bouzida A., Abdelli R., M'hamed O. Calculation of IGBT power losses and junction temperature in inverter drive // *8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC-2016)*, IEEE, 2016. Pp. 768-773. doi: 10.1109/ICMIC.2016.7804216.
19. Simple methods to calculate IGBT and diode conduction and switching losses / G. Feix, S. Dieckerhoff, J. Allmeling, J. Schonberger // *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, IEEE, 2009. Pp. 1-8. <https://ieeexplore.ieee.org/document/5278746>.

Поступила в редакцию 14 января 2021 г.

INFORMATION IN ENGLISH

COMPARING THE ENERGY PERFORMANCE OF PULSED DC CONVERTERS ACCORDING TO THE RESULTS OF COMPUTER SIMULATION

Mikhail P. Dunaev

D.Sc. (Engineering), Professor, Department of Electric Drive and Electric Transport, Irkutsk National Research Technical University, Irkutsk, Russia. E-mail: mdunaev10@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1523-5553>.

Sarfaro U. Dovudov

Postgraduate student, Department of Electric Drive and Electric Transport, Irkutsk National Research Technical University, Irkutsk, Russia. E-mail: dsu_1991@mail.ru. ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5600-4615>.

Dynamic losses and efficiency of a pulse semiconductor converter depend on the circuit of the converter used. The aim of the study is to show that when a pulse-frequency converter circuit is used, it is possible to reduce dynamic losses and increase the efficiency of the converter relative to the pulse-width converter circuit. To carry out the analysis and comparison of semiconductor circuits of pulse-width and pulse-frequency converters, the methods of simulation are used in the article. The principle of operation and the main differences between pulse-width and pulse-frequency converters are described. The schemes of pulse-width and pulse-frequency converters in the Matlab environment were developed and modeled using blocks from the Simulink/SimPowerSystem/Simscape library. A model block is simulated that calculates the static and dynamic power losses of the IGBT. To calculate power losses, namely static and dynamic losses, the method of approximating the loss graphs was used. The obtained mathematical dependences describe quite accurately the graphs of the power losses of the IGBT transistor. A power transistor of the MITSUBISHI company of the CM800HC-66H type was selected as an IGBT-transistor. It is shown that using a pulse-frequency converter circuit can reduce dynamic losses and increase the efficiency of the converter relative to the pulse-width converter circuit. After analyzing the obtained characteristics of pulse semiconductor converters, it was noted that when the duty ratio changed from 0.1 to 0.5, the efficiency of the pulse-frequency converter significantly exceeded the efficiency of the pulse-width converter. This increase was more pronounced at a higher switching frequency of a pulsed semiconductor converter and a higher power of the power switches of the converters.

Keywords: pulse semiconductor converter, pulse-width modulation, pulse-frequency modulation, approximation, dynamic loss, efficiency, frequency.

REFERENCES

- Kruglikov O.V., Makarov L.N., Piskunov S.V. Development, production and application of energy efficient electrical machines and drives. *Elektrotehnika* [Russian Electrical Engineering], 2015, no. 3, pp. 4-8. (In Russian)
- Dunaev M.P., Dovudov S.U. Modeling a Pulse-Width Converter Circuit. *Trudy Vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii "Povyshenie effektivnosti proizvodstva i ispol'zovaniya elektroenergii v usloviyakh Sibiri"* [Proceedings of the All-Russian Scientific and Practical Conference "Increasing the Efficiency of Production and Use of Electricity in Siberia"]. Irkutsk, Irkutsk National Research Technical University Publ., 2019, vol. 1, pp. 3-6. (In Russian)
- German-Galkin S.G. *Shirotno-impul'snyye preobrazovateli* [Pulse-width converters]. Leningrad, Energy Publ., 1979. 96 p. (In Russian)
- Ivakhno V., Zamaruev V.V., Ilina O. Estimation of semiconductor switching losses under hard switching using Matlab/Simulink subsystem. *Electrical, Control and Communication Engineering*. 2013. Vol. 2. Iss. 1. Pp. 20-26. doi: 10.2478/ecce-2013-0003.
- Zhu Y., Xiao M., Su X., Yang G., Lu K., Wu Z. Modeling of conduction and switching losses for IGBT and FWD based on SVPWM in automobile electric drives. *Applied Sciences*. 2020. No. 10(13). 4539. doi: 10.3390/app10134539.
- Plakhtii O.A., Nerubatskyi V.P., Hordienko D.A., Khoruzhevskiy H.A. Calculation of static and dynamic losses in power IGBT transistors by polynomial approximation of basic energy characteristics. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. No.2. Pp. 82-88. doi: 10.33271/nvngu/2020-82.
- Wei K., Zhang C., Gong X., Kang T. The IGBT losses analysis and calculation of inverter for two-seat electric aircraft application. *Energy Procedia*. 2017. Vol. 105. Pp. 2623-2628. doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.756.
- Dunaev M.P., Dovudov S.U. Simulation of a single-phase two-level autonomous voltage inverter with pulse frequency modulation. *Informatsionnye i matematicheskiye tekhnologii v nauke i upravlenii* [Information and mathematical technologies in science and management], 2020, no. 2(18), pp. 134-143. (In Russian) doi: 10.38028/ESI.2020.18.2.011
- Baodong B., Dezhi C. Inverter IGBT loss analysis and calculation. 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Cape Town, South Africa. 2013. Pp. 563-569. doi: 10.1109/ICIT.2013.6505733
- Shahin A., Payman A., Martin J., Pierfederici S., Meibody-Tabar F. Approximate novel loss formulae estimation for optimization of power controller of DC/DC converter. *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, USA. 2010. Pp. 373-378. doi: 10.1109/IECON.2010.5674999.
- Dunaev M.P. *Rezonansnyye invertory dlya upravleniya elektropriivodami* [Resonant inverters controlling electric drives]. Irkutsk, Irkutsk National Research Technical University Publ., 2004. 103 p. (In Russian)
- Blinov A., Vinnikov D., Jalakas T. Loss calculation methods of half-bridge square-wave inverters. *Elektronika Ir Elektrotehnika*. 2011. No. 7(113). Pp. 9-14. doi: 10.5755/j01.eee.113.7.604.
- Alemi P., Lee D. Power loss comparison in two- and three-level PWM converters. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, Korea (South). 2011. Pp. 1452-1457. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944455.
- Dovudov S.U., Dunaev M.P. Analysis of energy indicators of pulse converters. *Vestnik Irkutskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Proceedings of Irkutsk State Technical University], 2020, vol. 24, no 2, pp. 345-355. doi: 10.21285/1814-3520-2020-2-345-355 (In Russian)
- Shirahama H., Muto T. A novel power loss calculation method for power converters by transforming switching-loss into impulse-waveforms. 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Jeju, Korea (South). 2018. Pp. 2226-2229. doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549134.
- Dunaev M.P., Dovudov S.U. Simulation of the frequency-

- pulse converter circuit. *Informatsionnyye i matematicheskiye tekhnologii v nauke i upravlenii* [Information and mathematical technologies in science and management], 2019, no. 3 (15), pp. 144-152. doi: 10.25729/2413-0133-2019-3-13. (In Russian)
17. Zhemerov G.G., Ivakhno V.V., Kovalchuk O.I. Calculation of power losses and temperature of the structure of transistor-diode modules in computer modeling of converters. *Elektrotehnika i elektromekhanika* [Electrical Engineering & Electromechanics], 2011, no. 4, pp. 21-28. (In Russian)
 18. Bouzida A., Abdelli R., M'hamed O. Calculation of IGBT power losses and junction temperature in inverter drive. 2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), Algiers, Algeria. 2016. Pp. 768-773. doi: 10.1109/ICMIC.2016.7804216.
 19. Feix G., Dieckerhoff S., Allmeling J., Schonberger J. Simple methods to calculate IGBT and diode conduction and switching losses. 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain. 2009. Pp. 1-8.
-
- Дунаев М.П., Довудов С.У. Сравнение энергетических показателей импульсных преобразователей постоянного тока по результатам имитационного компьютерного моделирования // Электротехнические системы и комплексы. 2021. № 1(50). С. 35-41. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1\(50\)-35-41](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1(50)-35-41)
- Dunaev M.P., Dovudov S.U. Comparing the Energy Performance of Pulsed DC Converters According to the Results of Computer Simulation. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2021, no. 1(50), pp. 35-41. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1\(50\)-35-41](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2021-1(50)-35-41)
-