

**Мощный импульсный преобразователь постоянного тока
на карбид-кремниевых транзисторах**

*А. Н. Варюхин, М. В. Гордин, А. В. Дутов, С. И. Мошкунов,
В. Ю. Хомич, Е. А. Шершунова*

Описан принцип работы мощного понижающего преобразователя напряжения мощностью 16 кВт для использования в составе силовой установки гибридных летательных аппаратов. Преобразователь работает в диапазоне входных напряжений 1000–1300 В и диапазоне выходных 800–1000 В с ограничением по току в 20 А. Коэффициент полезного действия созданного преобразователя составляет около 99 %.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, гибридная силовая установка, заряд аккумуляторной батареи.

DOI: 10.51368/1996-0948-2021-1-75-81

Введение

В последнее время бурно растет число промышленных и пассажирских авиаперевозок, что оказывает существенную нагрузку на экологическую ситуацию. Постепенный переход к электрификации разных систем летательных аппаратов вплоть до полной замены

иных источников энергии на борту способен по большей части решить эту проблему. На сегодняшний момент большую дальность полета можно обеспечить путем использования гибридной летательной установки, в которой для создания тяги помимо электрической энергии используется и энергия от двигателя внутреннего сгорания [1–5]. Такая концепция может предполагать использование энергии как от генератора переменного тока, так и от аккумуляторных батарей и топливных элементов. В этом случае работу генератора обеспечивает двигатель внутреннего сгорания. В зависимости от числа оборотов генератора на его выходе формируется определенный уровень напряжения, который после преобразования отправляется на DC-шину. Дополнительную энергию на борту могут обеспечивать суперконденсаторы, топливные элементы и аккумуляторные батареи [6–8]. Кроме того, аккумуляторные батареи способны перезаряжаться во время полета, что позволяет запасать на борту дополнительную энергию, необходимую для экстренного маневрирования, взлета и посадки.

Для уменьшения массогабаритных размеров и стоимости в авиастроении на борту используют шину постоянного напряжения в

Варюхин Антон Николаевич¹, нач. отдела эл. сил. установок, к.т.н.

Гордин Михаил Валерьевич¹, ген. директор ФГУП «ЦИАМ им. П. И. Баранова», к.т.н.

Дутов Андрей Владимирович¹, ген. директор, д.т.н.

Мошкунов Сергей Игоревич², зам. директора по науке, д.т.н., член-корр. РАН

Хомич Владислав Юрьевич², научн. руководитель, д.ф.-м.н., академик РАН

Шершунова Екатерина Александровна², зав. лаб., к.т.н.
E-mail: eshershunova@ieeras.ru

¹ Федеральное государственное бюджетное учреждение «Национальный исследовательский центр «Институт имени Н. Е. Жуковского».

Россия, 140180, МО, г. Жуковский, ул. Жуковского, 1.
E-mail: info@nrczh.ru

² Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт электрофизики и электроэнергетики РАН.

Россия, 191186, Санкт-Петербург, Дворцовая наб., 18.

Статья поступила в редакцию 07 декабря 2020 г.

© Варюхин А. Н., Гордин М. В., Дутов А. В., Мошкунов С. И., Хомич В. Ю., Шершунова Е. А., 2021

270 В, после которой стоит ряд преобразователей, обеспечивающий разными уровнями напряжения маломощную нагрузку систем управления и обеспечения на борту. Перспективные исследования показывают, что электрификации пассажирских самолетов мегаваттной мощности способствует дальнейшее увеличение напряжения, что позволит избежать использования тяжелых силовых кабелей на килоамперные токи, и, следовательно, снизить общую массу силовой установки [9].

В данной работе описан мощный импульсный понижающий преобразователь, собранный на современной компонентной базе, работающий при входных напряжениях 1000–

1300 В с ограничением по выходному току в 20 А, который может быть использован для заряда аккумуляторной батареи.

Принцип работы преобразователя

Принцип работы преобразователя удобно пояснить с помощью блок-схемы, представленной на рис. 1. Условно можно разделить схему преобразователя на две части: схему управления СУ, показанную на рисунке штриховкой (СУ выполнена на отдельной плате) и силовую преобразовательную часть, которая также выполнена на отдельной плате за исключением дросселя.

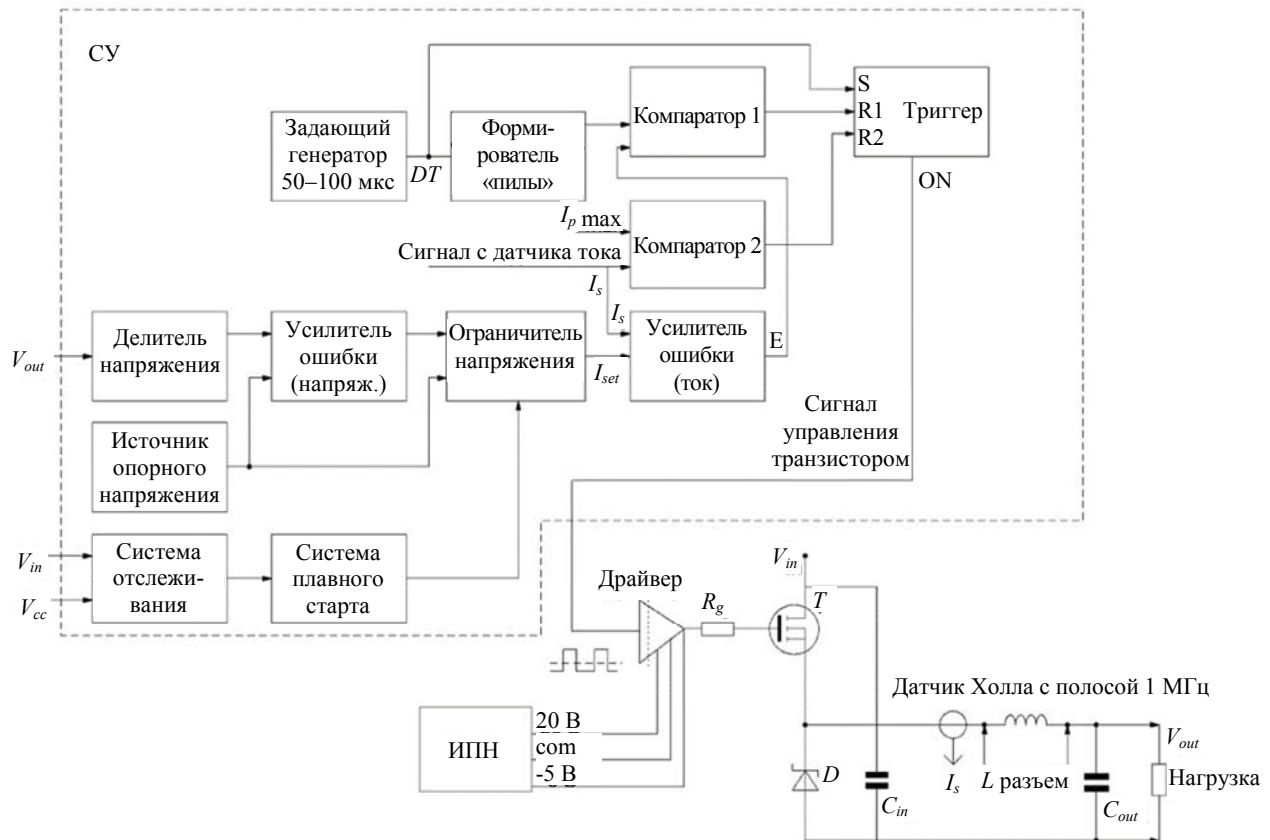


Рис. 1. Блок-схема преобразователя напряжения.

Преобразователь начинает работать при наличии питания V_{cc} и определенного уровня входного напряжения V_{in} . В начале работы при подаче напряжения V_{in} на вход системы отслеживания запускается система плавного старта. Сигнал после ограничения идет на усилитель ошибки по току. При наличии напряжения на выходе V_{out} схема запускается автоматически после сравнения выходного и опорного напряжения.

Полученный сигнал напряжения после делителя I_{set} , определяющий уровень выходного тока, подается на вход усилителя ошибки (по току), куда также приходит после делителя пересчитанный сигнал с датчика тока I_s , находящегося в силовой цепи и измеряющего значение тока в дросселе L .

В компараторе 1 происходит широтно-импульсная модуляция посредством сравнения сформированных пилообразных импуль-

сов с уровнем сигнала, приходящего с усилителя ошибки. На его выходе формируются импульсы нужной длительности для управления транзистором T в зависимости от уровней входного и выходного напряжения. Компаратор 2 защищает схему от резких скачков тока в цепи.

Импульсы управления транзистором силовой части ON запускаются триггером, по сигналу DT , поступающему с задающего генератора. Сброс триггера осуществляется сигналом от компаратора 1.

Сформированный сигнал ON поступает на гальванически развязанный 10-амперный драйвер управления транзистором T . Драйвер формирует на выходе биполярные импульсы напряжения с размахом от -5 В до $+20$ В. Питание драйвера реализовано посредством гальванически развязанного источника (ИПН). Резистор в цепи управления транзистором R_g ограничивает ток в затворе и позволяет управлять быстродействием транзистора. Выбор сопротивления является результатом компромисса, поскольку быстрое переключение уменьшает переключательные потери, но увеличивает электромагнитные наводки.

Понижающий преобразователь выполнен по асинхронной схеме, то есть таковой, где в качестве одного из двух ключей используется диод [10]. В качестве силовых твердотельных приборов были выбраны карбид-кремниевые компоненты фирмы Cree на 1700 В, позволяющие работать при напряжениях до 1300 В и токах до 25 А: транзистор C2M0045170D [11] и диод Шоттки C2D25170H [12].

По сравнению с синхронной схемой, где оба ключа – полевые транзисторы, данная схема более проста и имеет меньшие переключательные потери. Последнее обстоятельство с избытком компенсирует несколько более высокое падение на диоде по сравнению с таковым на полевом транзисторе. Следует отметить, что асинхронная схема оказалась оптимальной именно для данной задачи однонаправленного преобразователя на карбид-кремниевых ключах с коммутируемыми напряжениями выше 1000 В. Однако, интересно заметить, что аналогичные выводы были сделаны в работе [10] при сильно отличающихся условиях.

Ток в дросселе преобразователя L измеряется датчиком Холла с полосой 1 МГц, что

позволило реализовать управление преобразователем посредством контроля среднего тока через дроссель [13] и оперативно ограничивать ток в дросселе при коротком замыкании выхода.

В силовой части установлены выходные конденсаторы для сглаживания пульсаций C_{out} . Для уменьшения пульсаций на входе возможно также подсоединение входных конденсаторов C_{in} .

Номинал индуктивности дросселя в 250 мкГн был рассчитан на основании данных о предельном выходном токе в 20 А с допущением его пульсаций до 25 %. Номинал выходных конденсаторов рассчитан, исходя из пульсаций выходного напряжения в 2 %.

Преобразователь работает на частоте повторения импульсов 100 кГц при принудительном жидкостном охлаждении силовых компонентов.

Расчет к.п.д. преобразователя

Для расчета к.п.д. преобразователя задавался диапазон входного напряжения V_{in} от 800 до 1300 В, значение выходного напряжения V_{out} 800 В. Максимальная мощность преобразователя P_{out} равна 16 кВт. Индуктивность дросселя L принималась равной 250 мкГн. Характеристики твердотельных приборов определялись при температуре 100 °С и частоте $f = 100$ кГц из описания производителей [11, 12].

Расчет к.п.д. преобразователя был произведен по формуле (1):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{los}} \times 100 \%, \quad (1)$$

где P_{out} – выходная мощность преобразователя; P_{los} – мощность потерь.

Была произведена оценка зависимости мощности потерь от напряжения на входе преобразователя V_{in} для разных значений выходного тока I_{out} : 10, 15 и 20 А. Для нахождения суммарной мощности потерь в преобразователе $P_{los}(V_{in})$ были учтены мощности потерь в его основных элементах: транзисторе $P_T(V_{in})$, диоде $P_D(V_{in})$, дросселе P_L и конденсаторах P_{Cout} и $P_{Cin}(V_{in})$ [14, 15]:

$$P_{los}(V_{in}) = P_T(V_{in}) + P_D(V_{in}) + P_L + P_{Cout} + P_{Cin}(V_{in}). \quad (2)$$

Мощность потерь в транзисторе $P_T(V_{in})$ находилась по формуле (3) как сумма мощности потерь на переключение $P_{sw}(V_{in})$ (формула 4), обусловленной потерями при открытии $P_{on}(V_{in})$ (формула 5) и закрытии транзистора $P_{off}(V_{in})$ (формула 6) и мощности потерь на проводимость $P_{cT}(V_{in})$ (формула 8). Причем, мощность потерь при открытии обусловлена не только постепенным нарастанием управляющего напряжения, но и зарядом выходной эквивалентной ёмкости транзистора C_0 и паразитными потерями в диоде преобразователя C2D25170H, рассчитанными на основании графика энергии потерь $E_c(V_{in})$, приведённого в описании [12]. Выходная эквивалентная емкость транзистора C_o была определена через данные производителя при $V_{ds0} = 1000$ В и $V_{gs} = 0$ В (формула 7) [15].

$$P_T(V_{in}) = P_{sw}(V_{in}) + P_{cT}(V_{in}) \quad (3)$$

$$P_{sw}(V_{in}) = P_{on}(V_{in}) + P_{off}(V_{in}) \quad (4)$$

$$P_{on}(V_{in}) = \frac{\left(I_{out} - \frac{dI}{2}\right) \times V_{in} \times t_{on} \times f}{2} + V_{in}^2 \times C_o(V_{in}) \times f + E_c(V_{in}) \times f, \quad (5)$$

$$P_{off}(V_{in}) = \frac{\left(I_{out} + \frac{dI}{2}\right) \times V_{in} \times t_{off} \times f}{2}, \quad (6)$$

где t_{on} , t_{off} – времена переключений состояния транзистора, рассчитанные по методике, описанной в [14] с использованием данных производителя [11]; dI – значение пульсаций выходного тока.

$$C_o(V_{in}) = (C_{oss} - C_{rss}) \times \sqrt{\frac{V_{ds0}}{V_{in} - V_{out}}}, \quad (7)$$

где f – частота переключения; C_{oss} – емкость транзистора, обусловленная емкостью между стоком и истоком C_{ds} и емкостью между затвором и истоком C_{gd} ; C_{rss} – емкость между затвором и истоком C_{gd} .

$$P_{cT}(V_{in}) = R_{DSon} \times I_{Drms}^2(V_{in}), \quad (8)$$

где R_{DSon} – сопротивление канала транзистора в открытом состоянии; $I_{Drms}^2(V_{in}) = D^{1/2} \times I_{out}^2$ –

среднеквадратичное значение тока через транзистор; D – коэффициент заполнения импульсов.

Мощность потерь в диоде Шоттки $P_D(V_{in})$ (формула 9) обусловлена только потерями на проводимость $P_{cD}(V_{in})$, которые находятся по формуле (10).

$$P_D(V_{in}) = P_{cD}(V_{in}) \quad (9)$$

$$P_{cD}(V_{in}) = I_{Fav}(V_{in}) \times V_F + R_D \times I_{Frms}^2(V_{in}), \quad (10)$$

где I_{Fav} – средний прямой ток через диод; V_F – падение напряжения на диоде; I_{Frms}^2 – среднеквадратичное значение тока через диод; R_D – сопротивление диода [12].

Материалом сердечника для дросселя служил ферромагнетик N87 фирмы TDK [16]. Для обеспечения необходимой индуктивности расчет дросселя был произведен для трех соединенных вместе сердечников E55 и 15 витков медного провода диаметром 2 мм.

Мощность потерь в дросселе P_L состоит из мощности потерь в сердечнике $P_{Core}(V_{in})$, мощности потерь в проводах P_W , мощности потерь в проводах с учетом скин-эффекта P_{AC} :

$$P_L(V_{in}) = P_{Core}(V_{in}) + P_W + P_{AC}, \quad (11)$$

где $P_{Core}(V_{in})$ находится, исходя из формулы Штейнмеца (формула 12), и рассчитывается автоматически в программе, предоставляемой производителем [17].

$$P_{Core}(V_{in}) = K_F \times V_e \times p_v \left(\frac{f}{f_b}\right)^\alpha \times \left(\frac{B}{B_m(V_{in})}\right)^\beta, \quad (12)$$

где K_F – коэффициент, учитывающий форму сердечника; V_e – магнитный объем сердечника; p_v – плотность потерь при частоте f_b и пике магнитного потока B_m ; α и β – коэффициенты Штейнмеца для частоты и плотности потока, соответственно.

Мощность потерь на проводимость (P_W), обусловленная сопротивлением провода катушки R , находилась по формуле:

$$P_W = R \times I_{out}^2, \quad (13)$$

где R – сопротивление провода, найденное из удельного сопротивления и геометрии. P_{AC} –

мощность потерь при работе на высоких частотах повторения, обусловленная скин-эффектом, находилась по формуле (14).

$$P_{AC} = R_{AC} \times \left(\frac{dI}{2\sqrt{3}} \right)^2, \quad (14)$$

где R_{AC} – сопротивление провода, найденное с учетом изменения эффективной площади проводника из-за скин-эффекта. Второй множитель в формуле (14) равен среднеквадратичному значению тока через проводник.

Мощность потерь в конденсаторе C_{out} можно найти через фактор рассеяния DF по формуле (15).

$$P_C = DF \times \frac{I_{Crms}^2}{2\pi f C_{out}}, \quad (15)$$

где C_{out} – емкость конденсатора; I_{Crms}^2 – среднеквадратичное значение тока через конденсатор:

$$I_{Crms} = \frac{V_{out} \times (1-D)}{\sqrt{12} f L}. \quad (16)$$

Был проведен расчет потерь для керамических и пленочных конденсаторов с DF 0,025 и 0,001, соответственно, которые служили фильтрами на входе и выходе преобразователя, C_{in} и C_{out} , соответственно. Потери для пленочных конденсаторов составили десятки милливольт, а для керамических – сотни милливольт.

На основании расчета было построено семейство кривых, представляющих зависимости к.п.д. от входного напряжения при различном токе на выходе преобразователя. Результат расчета графически представлен на рис. 2.

Как видно из рис. 2, наибольший к.п.д. достигается при большем токе, т. е. при работе преобразователя на свою максимальную мощность. Кроме того, к.п.д. уменьшается при росте входного напряжения, что связано с ростом потерь на переключение. К.п.д. рассчитанного преобразователя составляет максимум 99,5%. При максимальном входном напряжении в 1300 В он принимает значение от 97,8 до 99,0% в зависимости от выходного тока преобразователя.

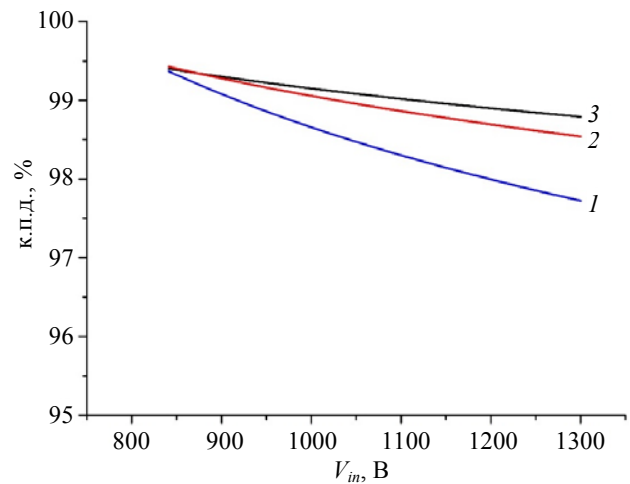


Рис. 2. Расчетная зависимость к.п.д. преобразователя от входного напряжения при различных значениях выходного тока: 1 – 10 А; 2 – 15 А; 3 – 20 А.

Тестирование работы преобразователя

Для тестирования работы преобразователя была собрана экспериментальная установка, включающая регулируемый модульный источник постоянного напряжения, сам преобразователь, эквивалентную регулируемую нагрузку мощностью 20 кВт.

На рис. 3. представлена типичная осциллограмма напряжения в средней точке (между транзистором и диодом – рис. 1) и тока через дроссель.

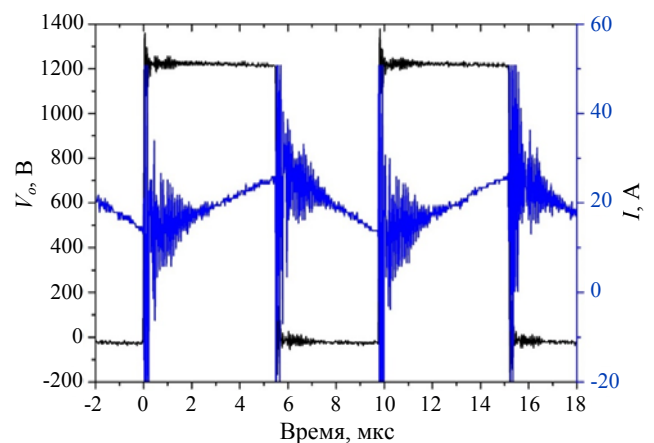


Рис. 3. Осциллограмма напряжения в средней точке (черная линия) и тока через дроссель (синяя линия) при $V_{in} = 1200$ В; $D = 60$ %.

В ходе эксперимента были также измерены входные и выходные токи и напряжения преобразователя. На основании экспериментально полученных напряжений и токов была построена зависимость к.п.д. преобразователя

от потребляемой мощности. Как видно из рис. 4, к.п.д. преобразователя колеблется от 98,2 % до 99,5 %, что неплохо согласуется с расчетными данными.

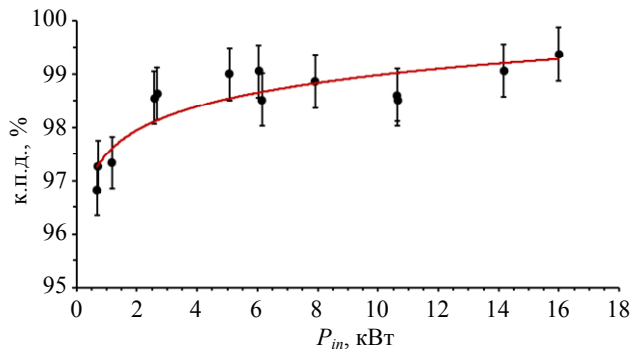


Рис. 4. Зависимость к.п.д. преобразователя от потребляемой мощности. Точками показаны экспериментальные данные, линией – расчетные.

Заключение

На примере понижающего преобразователя напряжения отработана схема управления выходными параметрами преобразователя мощностью 16 кВт на основе современных карбид-кремниевых полупроводниковых элементов. К.п.д. созданного преобразователя напряжения составляет около 99 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. Swaminathan N., Cao Y. // IEEE Transactions on Transportation Electrification. 2020. Vol. 6. № 4. P. 1740.
2. Варюхин А. Н., Захарченко В. С., Гелиев А. В., Гордин М. В., Киселев И. О., Журавлев Д. И., Загумен-

нов Ф. А., Казаков А. В., Вавилов В. Е. // Авиационные двигатели. 2020. № 3 (8). С. 5.

3. Wheeler P. Technology for the more and all electric aircraft of the future // IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA 2016). P. 1.

4. Sarlioglu B., Morris C. T. More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft // IEEE transactions on Transportation Electrification. 2015. Vol. 1. № 1. P. 54.

5. Варюхин А. Н., Гордин М. В., Захарченко В. С., Маланичев В. Е., Малашихин М. В., Мошкунцов С. И., Небогаткин С. В., Хомич В. Ю., Шершунцова Е. А. // Известия Российской академии наук. Энергетика. 2019. № 6. С. 121.

6. Khaligh A., Li Z. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2010. Т. 59. № 6. С. 2806.

7. Romeo G., Borello F., Cestino E. // IEEE Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. 2012. P. 1.

8. Burke A. F. // Proceedings of the IEEE. 2007. Vol. 95. № 4. P. 806.

9. Kreuzer O., Gerner M., Billmann M., Maer M. // IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC 2018). P. 220.

10. Salvatierra T., Ayachit A., Saini D. K., Kazimierczuk M. K. // IEEE 60th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 2017). P. 233.

11. <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/960/product/207/c2m0045170d.pdf>

12. <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/1401/C5D25170H.pdf>

13. Dixon L. Average current mode control of switching power supplies, Unitrode Power Supply Design Handbook. P. 5.1.

14. Graovac D., Purschel M., Kiep A. MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters, Infineon application note. 2006. Vol. 1. P. 1.

15. Kazimierczuk M. K. Pulse-width modulated DC-DC power converters. – John Wiley & Sons, 2015.

16. <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528882/71e02c7b9384de1331b3f625ce4b2123/pdf-n87.pdf>

17. <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/180490/design-support/design-tools/ferrite-magnetic-design-tool>

Powerful switching DC/DC converter on silicon carbide transistors

A. N. Varyukhin¹, M. V. Gordin¹, A. V. Dutov¹, S. I. Moshkunov², V. Yu. Khomich²,
and E. A. Shershunova²

¹National research center “Institute named after N.E. Zhukovsky”
1 Zhukovsky st., Zhukovsky, 140180, Russia

²Institute for Electrophysics and Electric Power RAS
18 Dvortsovaya nab., St.-Petersburg, 191186, Russia

Received December 07, 2020

The paper deals with the description of operational principles of powerful 16 kW step-down voltage converter for use in the power plant of hybrid aircraft. The BUCK-converter works in a range of input voltages from 1300 to 1000 V and output voltages from 800 to 1000 V with current limitation of 20 A. The efficiency of the converter is about 99 %.

Keywords: DC/DC voltage converter, hybrid power plant, battery charging.

REFERENCES

1. N. Swaminathan and Y. Cao, IEEE Transactions on Transportation Electrification **6** (4), 1740 (2020).
2. A. V. Varyukhin, V. S. Zakharchenko, A. V. Geliev, M. V. Gordin, I. O. Kiselev, D. I. Zhuravlev, F. A. Zagumennov, A. V. Kazakov, and V. E. Vavilov, Aviacionnye dvigateli, No. 3 (8), 5 (2020).
3. P. Wheeler, “Technology for the more and all electric aircraft of the future”, IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA 2016), p. 1.
4. B. Sarlioglu and C. T. Morris, “More electric aircraft: Review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft”, IEEE transactions on Transportation Electrification **1** (1), 54 (2015).
5. A. N. Varyukhin, M. V. Gordin, V. S. Zakharchenko, V. E. Malanichev, M. V. Malashin, S. I. Moshkunov, S. V. Nebogatkin, V. Yu. Khomich, and E. A. Shershunova, Izvestiya RAS. Energetika, No. 6, 121 (2019).
6. A. Khaligh and Z. Li, IEEE Transactions on Vehicular Technology **59** (6), 2806 (2010).
7. G. Romeo, F. Borello, and E. Cestino, IEEE Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. 2012. P. 1.
8. A. F. Burke, Proceedings of the IEEE **95** (4), 806 (2007).
9. O. Kreutzer, M. Gerner, M. Billmann, and M. Maer, IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC 2018), p. 220.
10. T. Salvatierra, A. Ayachit, D. K. Saini, and M. K. Kazimierczuk, IEEE 60th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 2017), p. 233.
11. <https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/960/product/207/c2m0045170d.pdf>
12. <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/1401/C5D25170H.pdf>
13. L. Dixon, Average current mode control of switching power supplies, Unitrode Power Supply Design Handbook. P. 5.1.
14. D. Graovac, M. Purschel, and A. Kiep, MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters, Infineon application note. **1**, 1 (2006).
15. M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. (John Wiley & Sons, 2015).
16. <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528882/71e02c7b9384de1331b3f625ce4b2123/pdf-n87.pdf>
17. <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/180490/design-support/design-tools/ferrite-magnetic-design-tool>