

ОБРАТНОХОДОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО ТОНКИМ ПРОВОДНЫМ ЛИНИЯМ

М.А. Ромащенко, Н.Ю. Веретенников, А.В. Гудков

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается задача передачи мощности порядка 60 Вт от аккумуляторного источника с применением тонкого проводника для обеспечения питания подвижных объектов. Проведен анализ потерь в линии и показано, что эффективным способом их снижения является повышение питающего напряжения. Для этого предлагается использовать импульсный преобразователь постоянного напряжения выполненный по топологии обратноходового преобразователя. Показано, что основным элементом такого преобразователя является магнитный компонент (высокочастотный трансформатор) и выполнен расчет его параметров, обеспечивающих работу в граничном режиме тока. Для подтверждения корректности проведенного анализа и выбранных рабочих режимов преобразователя была синтезирована его модель в среде схемотехнического проектирования LTspice. Представлены полученные по результатам выполненного моделирования осциллограммы токов первичной и вторичной обмоток трансформатора, а также осциллограммы напряжений на силовом транзисторе и выпрямительном диоде. Установлено, что предложенное решение позволяет повысить напряжение линии до 110 В, тем самым снизить токи и уменьшить потери мощности при длине линии до 400 м. Полученные результаты подтверждают корректность расчетов и демонстрируют эффективность применения обратноходовых преобразователей в системах питания подвижных объектов при помощи тонких проводных линий

Ключевые слова: обратноходовый преобразователь, подвижные объекты, импульсные источники питания, тонкая проводная линия

Благодарности: работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2025-0002)

Введение

Передача электрической энергии по проводным линиям остаётся одной из ключевых задач современной электроники. В условиях, когда требуется обеспечить питание подвижных объектов при ограниченных габаритах и весе проводников возникает необходимость использования тонких проводов. Однако уменьшение сечения проводника неизбежно приводит к росту его активного сопротивления, что влечёт за собой значительные потери мощности, падение напряжения на линии и снижение эффективности всей системы.

Одним из способов повышения эффективности передачи энергии на расстояние является использование преобразователей постоянного тока, позволяющих увеличить напряжение на линии и, соответственно, уменьшить ток, а значит и тепловые потери в проводе. Среди различных топологий преобразователей особый интерес представляет обратноходовый преобразователь отличающийся простотой конструкции, возможностью обеспечения гальванической развязки и эффективной работы в широком диапазоне напряжений питания.

Целью данной статьи является подробное рассмотрение практических аспектов проектирования системы передачи энергии для подвижных объектов по тонкой проводной линии питания с использованием обратноходового преобразователя.

Анализ потерь в питающей линии

Рассмотрим процесс передачи электрической энергии от аккумуляторной батареи (АКБ) с номинальным напряжением 24 В, расположенной на базовой станции управления подвижным объектом, посредством кабеля Ethernet на расстоянии 400 м. Нагрузкой является потребитель мощностью 50 Вт. Для организации линии питания задействуются две витые пары сечением жилы 0,5 мм² каждая. В результате эквивалентное сечение проводников S , используемых для подачи напряжения и обратного проводника (нулевой шины), составляет 1 мм². При этом эквивалентное расстояние l , используемое для расчетов, равняется 800 м. Таким образом, сопротивление шины питания равняется

$$R_{bus} = \rho \frac{l}{S} = 14,4 \text{ Ом}, \quad (1)$$

где $\rho = 0,018 \cdot 10^{-6}$ Ом·м. — удельное сопротивление меди.

Согласно стандарту IEEE 802.3bt технологии PoE поддерживаемое напряжение на шине питания достигает 57 В [1]. В то же время, для кабелей категории 5 установлено предельно допустимое значение рабочего напряжения 125 В. Следовательно, в рассматриваемом случае с целью снижения токов в проводниках, и, как следствие, омических потерь целесообразно повысить напряжение питания до уровня 110 В. В таком случае ток в линии должен удовлетворять условию

$$P_n = I_{bus}(V_{bus} - I_{bus}R_{bus}), \quad (2)$$

где P_n — мощность нагрузки,
 I_{bus} — ток линии питания,
 V_{bus} — напряжение питания.

Проводя анализ (2) было получено $I_{bus} = 0,487$ А, что соответствует падению напряжения на линии 7 В, и напряжению на нагрузке — 103 В. Таким образом, потери мощности в линии питания составят 3,41 Вт или 6,83 % от начальной мощности источника, что можно считать допустимым для питающей линии такой длины.

Расчет обратноходового трансформатора

В качестве повышающего преобразователя напряжения АКБ до напряжения промежуточной шины рассмотрим обратноходовый преобразователь с выходным напряжением 110 В. Для учета возможных потерь в понижающем преобразователе на стороне потребителя, зададим выходную мощность равную 60 Вт. Поскольку напряжение на выводах АКБ изменяется в процессе зарядно-разрядных циклов, выберем диапазон входных напряжений преобразователя в пределах от 18 до 36 В.

Ключевым элементом обратноходового преобразователя является магнитный компонент (обычно трансформатор со зазором в магнитопроводе), который работает в различных режимах в зависимости от параметров нагрузки, частоты переключения и коэффициента заполнения импульса управляющего сигнала ШИМ (широтно-импульсного модулятора) [2]. Можно выделить три режима работы: режим разрывных токов (Discontinuous Conduction Mode, DCM), непрерывного тока (Continuous Conduction Mode, CCM) и граничный режим (Boundary Conduction Mode, BCM) [3, 4].

При расчете магнитного компонента преобразователя выберем его индуктивность таким образом, чтобы при номинальном входном напряжении 24 В и полной нагрузке обеспечивал

ся граничный режим работы магнитного компонента. Регулировочная характеристика обратноходового преобразователя выглядит следующим образом

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{k_{tr}} \frac{D}{1-D} - V_f,$$

где V_{out} — выходное напряжение преобразователя,

V_{in} — входное напряжение преобразователя,

$k_{tr} = N_1/N_2$ — коэффициент трансформации,

D — коэффициент заполнения импульса ШИМ,

V_f — падение на выпрямительном диоде.

Наиболее эффективный режим работы преобразователя с точки зрения пиковых и среднеквадратичных токов обеспечивается при $D=0,5$. Тогда можно найти коэффициент трансформации как

$$k_{tr} = \frac{V_{in}}{V_{out} + V_f} \frac{D}{1-D}.$$

Подставив значения $V_{in}=24$ В, $V_{out}=110$ В, $V_f=0,6$ В, $D=0,5$, получим оптимальное значение коэффициента трансформации $k_{tr} = 0,217$.

В [5] показан способ расчета трансформатора с использованием накопленной в магнитопроводе энергии. Согласно данному подходу, вся энергия, накопленная в сердечнике в течение открытого состояния транзистора (время импульса), должна быть полностью передана за время закрытого состояния транзистора (время паузы). В настоящей работе предлагается использовать другой метод. Поскольку ток в магнитном компоненте в момент начала нового такта работы должен быть равен нулю, рассчитаем токи в обмотках трансформатора и выберем необходимые значения индуктивностей обмоток.

Если пренебречь потерями в преобразователе, то средний входной ток можно определить как

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{V_{in}},$$

где P_{out} — выходная мощность преобразователя. Для нашего случая средний входной ток равен 2,5 А.

Поскольку ток в первичной обмотке начинается из нуля, то пиковый ток в первичной обмотке определяется выражением

$$I_{peak\ pri} = \frac{2I_{in}}{D}.$$

Необходимая индуктивность первичной обмотки определяется условием достижения пикового значения тока $I_{peak\ pri}$ за время открытого состояния транзистора t_{on} . Поскольку во время прямого такта (когда ключ открыт) к обмотке прикладывается постоянное напряжение V_{in} , то можно найти изменение тока как

$$\Delta I = \frac{V_{in} t_{on}}{L_{pri}},$$

где L_{pri} – индуктивность первичной обмотки трансформатора. Поскольку ток в обмотке в граничном режиме начинает нарастать с нуля, то $\Delta I = I_{peak\ pri}$. Отсюда

$$L_{pri} = \frac{V_{in} t_{on}}{I_{peak\ pri}}.$$

При выбранной частоте переключения транзистора $f_{sw} = 270$ кГц и коэффициенте заполнения $D = 0.5$ время открытого состояния составит

$$t_{on} = \frac{D}{f_{sw}} = 1,834 \text{ мкс.}$$

Подстановка численных значений дает требуемую индуктивность первичной обмотки $L_{pri} = 4,1$ мкГн. Индуктивность вторичной обмотки определяется через коэффициент трансформации k_{tr} :

$$L_{sec} = \frac{L_{pri}}{k_{tr}^2} = 83 \text{ мкГн.}$$

Для реализации обратноходового трансформатора выберем сердечник с зазором RM8-3C94-A250 [6, 7]. По известному значению параметра $A_L = 250$ нГн/виток² найдем требуемое количество витков первичной обмотки

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}}.$$

Округлив полученное значение до целого числа, получим 4 витка в первичной обмотке. Количество витков вторичной обмотки найдем исходя из требуемого коэффициента трансформации

$$N_2 = \frac{N_1}{k_{tr}}.$$

Округлив до целого, получим значение 18 витков. Таким образом, фактический коэффициент трансформации равен 0,22.

Подставив количество витков N_1 , найдем фактическое значение индуктивности первичной обмотки

$$L_{pri} = A_L N_1^2 = 4 \text{ мкГн.}$$

Аналогично пересчитаем $L_{sec} = 81$ мкГн.

Для проверки корректности выбора сердечника определяется размах индукции в магнитопроводе, создаваемый в течение прямого такта работы преобразователя. Он рассчитывается по формуле

$$\Delta B = \frac{V_{in} t_{on}}{A_e N_1},$$

где $A_e = 63$ мм² — эффективная площадь сечения сердечника. В рассматриваемом случае расчетный размах индукции равен 0,168 Тл, что намного меньше индукции насыщения материала.

Определим максимальное напряжение на силовом транзисторе и диоде. Во время прямого такта, когда транзистор открыт, выпрямительный диод не проводит ток. В это время к нему прикладывается напряжение

$$V_{VD} = \frac{V_{in}}{k_{tr}} + V_{out}.$$

В интервале закрытого состояния транзистора на нем формируется напряжение

$$V_{VT} = V_{in} + (V_{out} + V_f) k_{tr}.$$

Подставив максимальное входное напряжение 36 В получим $V_{VT} = 59,27$ В, $V_{VD} = 281,1$ В.

Следует отметить, что приведенные значения являются теоретическими и не учитывают перенапряжения, возникающие при коммутации из-за индуктивности рассеяния. В реальных условиях амплитуда выбросов напряжения на силовом транзисторе и диоде может составлять 20–50 % от расчетного значения. Таким образом, для транзистора следует закладывать рабочее напряжение 100 В, а для диода — 400 В.

В качестве дополнительных мер защиты от перенапряжений рекомендуется применение схем демпфирования, таких как RCD-снаббер или RC-демпфер), что позволит ограничить выбросы и снизить нагрузку на силовые компоненты.

Моделирование преобразователя

Для подтверждения корректности расчетов и анализа рабочих режимов преобразователя была синтезирована его модель в среде LTspice.

На рис. 1 представлена схема обратного преобразователя. В качестве ШИМ-контроллера выбрана микросхема LT1243. Основным преимуществом этой микросхемы является простота реализации, а также наличие встроенного выходного драйвера до 1А, что позволяет управлять силовым транзистором напрямую, без использования внешнего драйвера.

Питание контроллера осуществляется от вспомогательной обмотки L3, что обеспечивает поддержание напряжения $V_{aux} \approx 14$ В при установившемся режиме. В начальный момент времени питание обеспечивается за счет резистора R11 и стабилитрона D3 (BZX84C15L).

Силовая часть построена на MOSFET транзисторе BSC060N10NS3, коммутирующим ток первичной обмотки L1 = 4 мГн. Вторичная

обмотка L2 = 81 мГн обеспечивает передачу накопленной в магнитопроводе энергии в нагрузку через диод D1 (RFN10NS4S) и фильтрующий конденсатор C2 = 4,7 мкФ. Для учета коммутационных выбросов на транзисторе и диоде между обмотками трансформатора задан коэффициент связи 0,985, что соответствует индуктивности рассеяния 2,98% и близко к реальным значениям.

Для ограничения выбросов напряжения, возникающих при коммутации силового транзистора вследствие индуктивности рассеяния, в схеме предусмотрен RCD-снаббер, состоящий из элементов D4, R12, C9 и R13, C10, D5, а также демпферы R14, C11 и R19, C13, D6. Подробно методика подбора номиналов демпфирующих цепей описана в [5]. Данные цепи выполняют функцию рассеивания остаточной энергии магнитного поля, снижая амплитуду коммутационных выбросов и уменьшая уровень электромагнитных помех, генерируемых преобразователем.

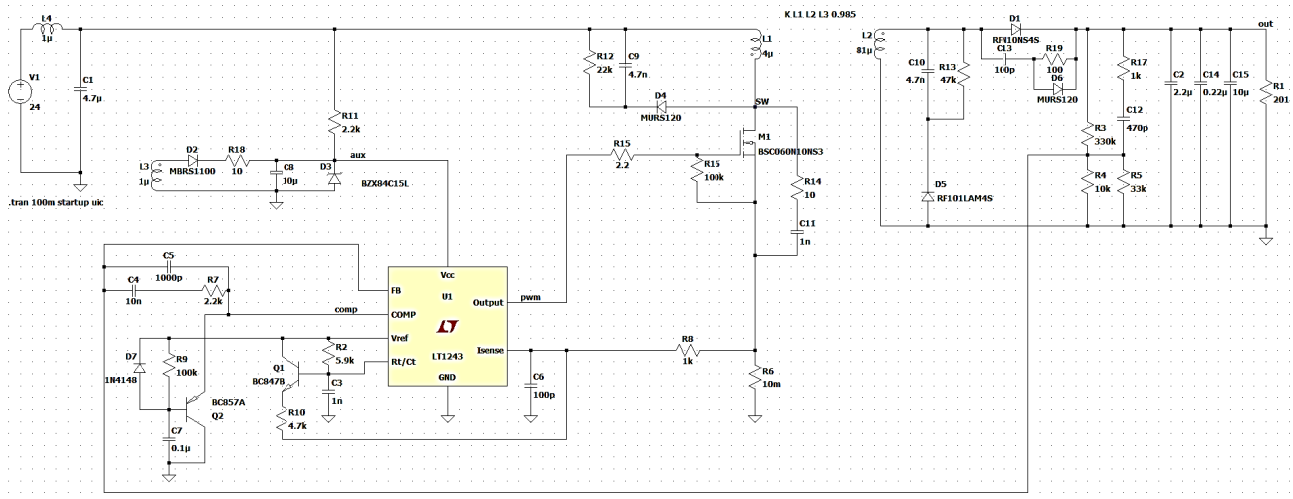


Рис. 1. Принципиальная схема моделируемого обратного преобразователя

Система стабилизации выходного напряжения реализована по классической схеме без гальванической развязки. Делитель напряжения R3 – R5 формирует сигнал обратной связи, пропорциональный уровню выходного напряжения, который передается на вывод FB контроллера. Цепь из резистора R9, конденсатора C7, и транзистора Q2 (BC857A) обеспечивает плавный пуск преобразователя, предотвращая заброс выходного напряжения при включении.

На рис. 2 представлены полученные в результате моделирования осциллограммы токов первичной и вторичной обмоток трансформатора. Сверху изображен ток первичной обмотки, снизу – ток вторичной обмотки. Колебания

токов в моменты переключения силового транзистора обусловлены воздействием индуктивности рассеяния трансформатора, а также паразитных емкостей переходов транзистора и выпрямительного диода.

В процессе открытого состояния силового ключа ток в первичной обмотке линейно возрастает, что соответствует накоплению энергии в сердечнике. После запирающего транзистора накопленная энергия передается во вторичную обмотку, где формируется ток противоположного направления. По мере разряда магнитного потока ток вторичной обмотки плавно снижается до нулевого значения к началу следующего цикла переключения.

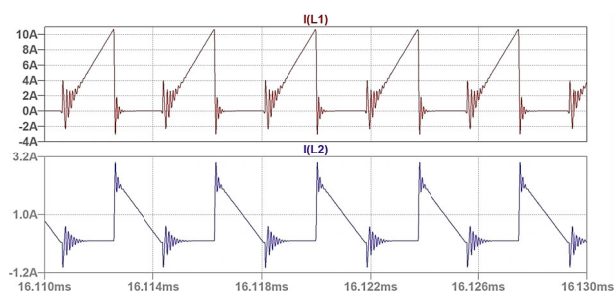


Рис. 2. Осциллограммы токов в трансформаторе

Такой характер токов соответствует граничному режиму работы преобразователя (BCM). Пиковое значение тока первичной обмотки составляет 10,5 А, что достаточно близко к расчетному значению.

На рис. 3 приведены полученные в результате моделирования осциллограммы напряжений на силовом транзисторе и выпрямительном диоде.

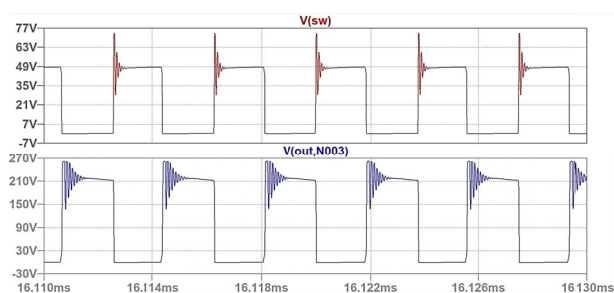


Рис. 3. Осциллограммы напряжений на силовом транзисторе (сверху) и диоде (снизу)

Максимальное значение напряжения на стоке транзистора достигает 73 В, тогда как на выпрямительном диоде наблюдается амплитуда 270 В. При повышении входного напряжения до максимального амплитуда коммутационных выбросов возрастает: напряжение на транзисторе достигает 75,5В а на диоде – 326 В. Полученные значения подтверждают необходимость выбора элементов с запасом по напряжению, что обеспечивает надежность работы преобразователя и предотвращает пробой полупроводниковых приборов при переходных процессах.

Заключение

В работе рассмотрены практические аспекты проектирования и моделирования обратноходового преобразователя, предназначенного для передачи энергии к подвижным объектам по тонким проводным линиям питания.

В результате выполненных расчетов определены оптимальные параметры магнитного компонента, обеспечивающие работу устройства в граничном режиме тока (BCM), при котором достигается компромисс между величиной пиковых токов и потерями на переключение силовых элементов.

Расчетные значения индуктивностей и коэффициента трансформации, а также корректность выбора силовых полупроводниковых приборов, подтверждены численным моделированием в среде LTspice. Моделирование показало, что при входном напряжении в диапазоне 18–36 В и выходной мощности 60 Вт преобразователь обеспечивает формирование стабилизированного выходного напряжения 110 В.

Результаты проведенного исследования показывают, что предложенная методика расчета и моделирования обратноходовых преобразователей обеспечивает достижение высоких энергетических показателей при сохранении компактных размеров и упрощенной топологии схемы. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании преобразователей малой и средней мощности.

Перспективным направлением дальнейших исследований является повышение эффективности преобразователя за счет обеспечения мягкого переключения полупроводниковых компонентов и снижения динамических потерь во всем диапазоне работы преобразователя.

Литература

1. IEEE Standard for Ethernet/ URL: https://standards.ieee.org/ieee/802.3-2022_Cor_1/11529 свободный (дата обращения: 04.10.2025).
2. Ромащенко М.А., Гудков А.В. Современные подходы к диагностике и ремонту маломощных импульсных источников питания // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17. № 6. С. 81-86.
3. Simulation of flyback converter for continuous and discontinuous mode of operation / I. Khan [et al.] // IEEE International Conference on MOOC, Innovation and Technology in Education (MITE), Patiala, India, 2014, pp. 77-83.
4. Erickson R.W. Fundamentals of Power Electronics / Erickson R.W., Maksimovic D. Cham: Springer, 2020. 1084 p.
5. Макашов Д. Обратноходовый преобразователь/ URL: <https://bludger.narod.ru/smpps/Flyback-R01.pdf> свободный (дата обращения: 04.10.2025).
6. RM8-I URL: https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr_ds/RM8_I.pdf свободный (дата обращения: 04.10.2025).
7. 3C94 URL: <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c94.pdf> свободный (дата обращения: 04.10.2025).

Информация об авторах

Ромашенко Михаил Александрович – д-р техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kopr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>

Веретенников Николай Юрьевич – младший научный сотрудник, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: Veretennikov.nik@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6746-2371>

Гудков Андрей Владимирович – соискатель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: andrej23vm@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-7285-5016>

**FLYBACK VOLTAGE CONVERTER FOR POWER SUPPLY
OF MOVING OBJECTS VIA THIN WIRE LINES**

M.A. Romashchenko, N.Yu. Veretennikov, A.V. Gudkov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this paper examines the problem of transmitting approximately 60 W of power from a battery source using a thin conductor to power moving objects. We conducted an analysis of line losses, demonstrating that increasing the supply voltage is an effective way to reduce them. We propose a pulsed DC-DC converter implemented using a flyback converter topology for this purpose. We show that the key element of such a converter is a magnetic component (a high-frequency transformer), and its parameters are calculated to ensure operation in the current limit mode. To validate the analysis and the selected operating modes of the converter, we synthesized a model in the LTspice circuit design environment. We give the oscillograms of the currents in the primary and secondary windings of the transformer, as well as oscillograms of the voltages on the power transistor and rectifier diode, obtained from the simulation results. We found that the proposed solution allows for increasing line voltage to 110 V, thereby reducing currents and power losses over line lengths of up to 400 m. The results confirm the accuracy of the calculations and demonstrate the effectiveness of flyback converters in power supply systems for mobile objects using thin wire lines

Key words: flyback converter, moving objects, switching power supplies, thin wire line

Acknowledgments: the work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. FZGM-2025-0002)

References

1. IEEE Standard for Ethernet, available at: https://standards.ieee.org/ieee/802.3-2022_Cor_1/11529 free (date of access: 04.10.2025).
2. Romashchenko M.A., Gudkov A.V. "Modern approaches to diagnostics and repair of low-power switching power supplies", Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta), 2021, vol. 17, no. 6, pp. 81-86.
3. Khan I. et al. "Simulation of flyback converter for continuous and discontinuous mode of operation", *IEEE International Conference on MOOC, Innovation and Technology in Education (MITE)*, Patiala, India, 2014, pp. 77-83.
4. Erickson R.W., Maksimovic D. "Fundamentals of power electronics", Cham: Springer, 202, 1084 p.
5. Makashov D. "Flyback converter", available at: <https://bludger.narod.ru/smpps/Flyback-R01.pdf> free (date of access: 04.10.2025).
6. RM8-I, available at: https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr_ds/RM8_I.pdf free (date of access: 04.10.2025).
7. 3C94, available at: <https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c94.pdf> free (date of access: 04.10.2025).

Submitted 20.09.2025; revised 11.11.2025

Information about the authors

Mikhail A. Romashchenko, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kopr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>

Nikolay Yu. Veretennikov, Junior Researcher, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: Veretennikov.nik@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6746-2371>

Andrey V. Gudkov, PhD applicant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: andrej23 vm@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0009-0003-7285-5016>