

DOI: 10.24937/2542-2324-2022-2-400-116-126
УДК 621.314.2+629.584:007.52

В.А. Герасимов, А.В. Комлев, А.Ю. Филоженко
Институт проблем морских технологий ДВО РАН, Владивосток, Россия

НОВАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕСКОНТАКТНОГО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ ПОДВОДНОГО РОБОТА

Объект и цель научной работы. Объектом исследования является специальный силовой высокочастотный трансформатор, который является функционально необходимым элементом системы бесконтактного заряда аккумуляторных батарей (АБ) автономного подводного робота. Наличие разделяющихся первичной и вторичной частей трансформатора сопровождается немагнитным зазором между обмотками и межосевым смещением. Это определяет особенности расчета его конструкции и требует специальной методики, разработка которой и стала целью исследования. Методика обеспечивает получение конструктивных параметров трансформатора, выполненного на ферритовом магнитопроводе чашечного типа и оптимизированного по передаваемой удельной мощности с учетом особенностей применения на борту подводного робота.

Материалы и методы. В методике предложена система относительных единиц с базовой величиной в виде наружного диаметра сердечника. Методика основана на использовании коэффициента магнитной связи между обмотками и относительной индуктивности витка обмотки, полностью определяющих электромагнитные свойства трансформатора как функций относительных значений зазора и межосевого смещения между обмотками [1]. Расчеты выполняются с использованием математического моделирования в программном пакете Ansys Maxwell и Solidworks. Конструктивные параметры трансформатора, обеспечивающие максимальную мощность заряда, определяются максимальным значением ампер-витков, связанным с допустимым нагревом провода при полном использовании окна магнитопровода.

Основные результаты. Результатами расчета являются число витков и сечение провода обмоток, а также частота инвертора при заданном напряжении питания и принятом типоразмере ферритового магнитопровода чашечного типа. Рассчитанные параметры трансформатора должны обеспечивать передачу максимальной активной мощности при допустимом перегреве обмоток и заданных значениях немагнитного зазора и межосевого смещения. Пример расчета и натуральный эксперимент подтверждают справедливость принятых решений и выводов.

Заключение. Применение в составе системы трансформатора, выполненного по предлагаемой методике, позволяет повысить общую эффективность использования автономного подводного робота.

Ключевые слова: система бесконтактного заряда, подводный робот, высокочастотный трансформатор, немагнитный зазор, ампер-витки, допустимый перегрев, конструктивные параметры.

Авторы заявляют об отсутствии возможных конфликтов интересов.

DOI: 10.24937/2542-2324-2022-2-400-116-126
UDC 621.314.2+629.584:007.52

V.A. Gerasimov, A.V. Komlev, A.Yu. Filozhenko
Institute of Marine Technologies, Far Eastern Branch of the Russian Academy of Sciences, Vladivostok, Russia

NEW DESIGN METHOD FOR POWER TRANSFORMER IN CONTACTLESS CHARGING OF STORAGE BATTERIES FOR UNDERSEA ROBOT

Object and purpose of research. The research object is a special power transformer, which is a necessary functional element of the contactless battery charging system for autonomous undersea robots. There are separate primary and sec-

Для цитирования: Герасимов В.А., Комлев А.В., Филоженко А.Ю. Новая методика расчета силового трансформатора для системы бесконтактного заряда аккумуляторных батарей подводного робота. Труды Крыловского государственного научного центра. 2022; 2(400): 116–126.

For citations: Gerasimov V.A., Komlev A.V., Filozhenko A.Yu. New design method for power transformer in contactless charging of storage batteries for undersea robot. Transactions of the Krylov State Research Centre. 2022; 2(400): 116–126 (in Russian).

ondary parts of the transformer with a non-magnetic gap between windings and center-to-center shift. It is to be taken into account during its design and requires a special purpose method, which is the focus of this study. The suggested method makes it possible to achieve the design parameters for the transformer using a ferrite cup-shaped magnetic conductor optimized for specific power, taking into account onboard undersea robot specifics.

Materials and methods. The method suggests a system of relative units with a basic value of the outside core diameter. The method is based on the coefficient of magnetic coupling between windings and relative turn inductance completely defining the transformer electromagnetic properties as a function of relative gap and center-to-center shift between windings [1]. Calculations are done using mathematical modeling in Ansys Maxwell and Solidworks software packages. Design parameters of the transformer to provide maximum charge power are determined by maximum ampere turns related to admissible overheating of magnetic conductor with a full use of magnetic conductor aperture.

Main results. The number of ampere turns and cross-section of windings are calculated, as well as the inverter frequency is determined at a given supply voltage and range of ferrite cup-shaped magnetic conductors. The calculated transformer parameters have to ensure the maximum wattage at admissible overheating of windings and given non-magnetic gaps and center-to-center shifts. A case study and full-scale experiment has confirmed the choice of solutions and drawn conclusions.

Conclusion. The use of the transformer designed by this method in the system raises the total efficiency of autonomous undersea robots.

Keywords: contactless charging system, undersea robot, high-frequency converter, non-magnetic gap, ampere turns, admissible overheating, design parameters.

The authors declare no conflicts of interest.

Введение

Introduction

Применение способа бесконтактной передачи электроэнергии приобретает повышенную актуальность при заряде аккумуляторных батарей подводного робота как автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА) в режиме длительного подводного базирования [2–4].

Основные функциональные элементы системы бесконтактного заряда (СБЗ) показаны на рис. 1, где обозначено: И – инвертор, Т – высокочастотный силовой трансформатор, В – выпрямитель, ЗУ – зарядное устройство, C_1 , C_2 – фильтрующие конденсаторы, АБ – аккумуляторная батарея.

В подобной системе общая эффективность процесса передачи энергии в значительной мере определяется характеристиками специального трансформатора, который является необходимым элементом системы. Такой трансформатор имеет разделяющиеся первичную и вторичную части, представляющие собой герметичные оболочки с размещенными внутри обмотками.

Первичная часть трансформатора устанавливается на базе (например, на донном причальном устройстве), а вторичная – на борту АНПА. Подобное исполнение трансформатора обуславливает немагнитный зазор между обмотками, который определяется суммарной толщиной контактных стенок оболочек частей трансформатора. Кроме этого, возможно межосевое смещение между обмотками за счет погрешностей автоматического причаливания АНПА к базе [5].

Указанные обстоятельства приводят к пониженному значению коэффициент магнитной связи между обмотками, увеличению тока намагничивания трансформатора и, соответственно, к повышенным токовым нагрузкам силовых ключей инвертора, питающего трансформатор, и связанным с этим проблемам отвода тепловых потерь [6, 7].

Применение СБЗ на АНПА ставит актуальный вопрос повышения удельной мощности трансформатора, который можно решить при следующих постановках:

- прямая задача – максимальное уменьшение габаритов трансформатора при сохранении пере-

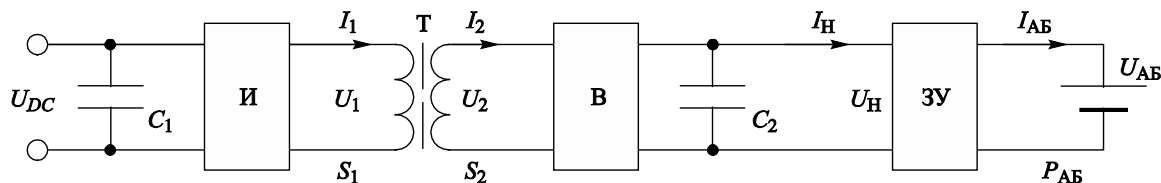


Рис. 1. Функциональная схема системы бесконтактного заряда аккумуляторных батарей

Fig. 1. Block diagram of contactless battery charging system

даваемой активной мощности и ограничении тепловых нагрузок допустимыми значениями;

- обратная задача – максимальное увеличение передаваемой активной мощности при сохранении массогабаритных ограничений по условиям размещения трансформатора на АНПА.

Указанные неоднозначность и условия применения ограничивают использование известной методики расчета трансформатора [8] и показывают актуальность ее модификации, что является целью настоящей работы.

Методика расчета трансформаторов системы бесконтактного заряда

Design method for transformers of contactless charging system

В основе методики лежит использование коэффициента магнитной связи k между обмотками и относительной магнитной проницаемости μ_R обмотки. Практика показала, что именно эти два параметра способствуют полной идентификации характеристик трансформатора, являются максимально обобщенными и легко измеряются в натурном эксперименте. Причем в методике учитывается влияние на указанные параметры зазора h между обмотками и межосевого смещения s обмоток трансформатора.

Как показали исследования [8], чашечные сердечники являются геометрически подобными, что позволяет применить систему относительных единиц с базовой величиной в виде наружного диаметра сердечника D . При этом в исходной методике введено понятие относительной магнитной проницаемости обмотки трансформатора, которая представляет собой относительную индуктивность витка, приводится к базовой величине D и используется в виде:

$$\mu_R = \frac{L}{\mu_0 \cdot w^2 \cdot D}, \quad (1)$$

где L – собственная индуктивность обмотки; w – число витков обмотки; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, D – наружный диаметр сердечника.

В методике также используются понятия относительного зазора δ и относительного смещения σ , которые, как и μ_R , определяются в отношении к наружному диаметру D сердечника

$$\delta = \frac{h}{D}, \quad \sigma = \frac{s}{D}. \quad (2)$$

Определение параметров μ_R и k , при которых должна обеспечиваться передача требуемой мощности при установленных исходных данных, выполняется с использованием математического моделирования. Вычисления проводятся в программном пакете Maxwell, при этом получаются двумерные массивы значений коэффициента k и относительной индуктивности витка μ_R в функции относительных значений зазора δ смещения σ , которые аппроксимируются полиномами

$$k = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m a_{ij} \cdot \delta^i \cdot \sigma^j, \quad (3)$$

$$\mu_R = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m b_{ij} \cdot \delta^i \cdot \sigma^j, \quad (4)$$

где a_{ij} , b_{ij} – коэффициенты аппроксимирующих полиномов; n , m – степени полиномов.

Следует отметить, что найденные полиномы (3), (4) соответствуют определенному типу сердечника, например, чашечного типа. Для других типов сердечников эти полиномы будут иметь иной вид [9], но общий подход к решению останется неизменным.

Заданными для расчета трансформатора в исходной методике являются следующие параметры: номинальный ток I_{AB} заряда и конечное напряжение U_{AB} полностью заряженной аккумуляторной батареи, т.е. значение номинальной передаваемой мощности P_{AB} при максимальном зазоре δ между обмотками и межосевым смещением σ . Зазор δ вычисляется суммарной толщиной контактных стенок оболочек трансформатора плюс возможные погрешности автоматического причаливания, которые определяют также смещение σ .

В результате расчета определяются конструктивные параметры трансформатора, обеспечивающие решение поставленной задачи – бесконтактной передачи заданного значения активной мощности. Под конструктивными параметрами здесь понимаются параметры провода и числа витков обмоток трансформатора, диаметр сердечника (чашечного) или диаметр и количество пар сердечников, входящих в состав эквивалентного трансформатора в случае принятия решения о распараллеливании канала передаваемой мощности.

В модифицированной методике расчета также используются полиномы (3) и (4). Причем они дополнительно применяются для установления связи между мощностью P_{AB} заряда, коэффициентом k магнитной связи, индуктивностью L_B витка, а также

ампер-витками (иначе, магнитодвижущей силой – МДС) обмотки и частотой инвертора f .

Можно показать, что напряжение U_{2H} вторичной обмотки, ток I_{2H} вторичной обмотки и ток I_{1H} первичной обмотки, принятые в качестве номинальных значений и соответствующие максимальной передаваемой мощности, определяются выражениями [10]:

$$U_{2H} = \frac{k \cdot w_2}{\sqrt{3} \cdot w_1} U_1, \quad (5)$$

$$I_{2H} = \frac{k_T \cdot k \cdot U_1}{12 \cdot f \cdot w_1 \cdot w_2 \cdot L_B (1 - k^2)}, \quad (6)$$

$$I_{1H} = \frac{U_1 \cdot (1 - k^2 / \sqrt{3})}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot w_1^2 \cdot L_B \cdot (1 - k^2)}, \quad (7)$$

где w_1 , w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно; U_1 – действующее напряжение первичной обмотки; $k = k(\delta, \sigma)$ – коэффициент магнитной связи, определяемый полиномом (3); $L_B = \mu_0 \cdot \mu_R(\delta, \sigma) \cdot D$ – индуктивность витка, обусловленная относительной индуктивностью витка $\mu_R(\delta, \sigma)$, которая определяется полиномом (4) с последующим умножением на константу $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м и диаметр сердечника D .

Вместе с тем максимальная активная мощность P_{AB} для заряда АБ определяется как

$$P_{AB} = U_{AB} \cdot I_{AB}, \quad (8)$$

где конечное напряжение U_{AB} полностью заряженной аккумуляторной батареи и номинальный ток I_{AB} заряда АБ определяют соответствующие требования к номинальному напряжению U_{2H} вторичной обмотки трансформатора и к действующему значению тока I_{2H} вторичной обмотки.

$$U_{2H} = k_{3Y} \cdot U_{AB}, \quad (9)$$

$$I_{2H} = \frac{k_T}{\eta_{3Y} \cdot k_{3Y}} \cdot I_{AB}, \quad (10)$$

где k_{3Y} – минимально допустимое значение коэффициента преобразования ЗУ, которое определяется необходимым запасом по напряжению для гарантированного обеспечения напряжения U_{AB} на выходе ЗУ при сопутствующих потерях (на диодах выпрямителя, ключах преобразователя ЗУ, проводах и др.); k_T – коэффициент выпрямления, равный отношению действующего значения вторичного тока трансформатора к среднему значению тока на выходе выпрямителя; η_{3Y} – КПД зарядного устрой-

ства. Для треугольной симметричной формы вторичного тока трансформатора $k_T = 2 / \sqrt{3}$.

Используя выражения (5) и (6) с заменой в них напряжения U_1 на первичной обмотке через первичный ток I_{1H} (7), можно установить аналитическую связь между передаваемой максимальной активной мощностью P_{AB} (8) и параметрами трансформатора для заданных значений относительного зазора δ между обмотками и межосевого смещения σ , которые участвуют в определении коэффициента $k(\delta, \sigma)$ магнитной связи (3) и относительной индуктивности $\mu_R(\delta, \sigma)$ витка (4).

$$P_{AB} = 4\sqrt{3} \cdot \eta_{3Y} \cdot f \cdot L_B \cdot F_{1H}^2 \cdot \frac{k^2(1 - k^2)}{(\sqrt{3} - k^2)^2}, \quad (11)$$

где $F_{1H} = I_{1H} \cdot w_1$ – МДС первичной обмотки при номинальном токе I_{1H} этой обмотки.

Из последнего выражения следует вывод, что максимальная передаваемая активная мощность определяется частотой инвертора f , индуктивностью витка обмотки L_B , МДС F_{1H} первичной обмотки и коэффициентом k магнитной связи между обмотками трансформатора.

В то же время габаритные полные мощности S_{1H} и S_{2H} первичной и вторичной обмоток соответственно определяются выражениями

$$S_{1H} = \left(\frac{3}{k^2} - \sqrt{3} \right) \cdot \frac{P_{AB}}{\eta_{3Y}}, \quad (12)$$

$$S_{2H} = \frac{k_T}{\eta_{3Y}} \cdot P_{AB}. \quad (13)$$

Анализ выражений (12) и (13) с учетом указанного значения $k_T = 2 / \sqrt{3}$ приводит к выводу, что полная мощность S_{1H} первичной обмотки превышает полную мощность S_{2H} вторичной обмотки, и эта разница будет тем больше, чем меньше коэффициент k магнитной связи между обмотками. Поскольку наличие немагнитного зазора, понижающего k , является характерным свойством трансформатора системы бесконтактного заряда, которое также усиливается возможным межосевым смещением между обмотками, то загрузка первичной обмотки всегда будет существенно больше, чем вторичной. Этот фактор определяет использование МДС именно первичной обмотки в выражении (11).

Использование МДС F_{1H} первичной обмотки для расчета передаваемой мощности и, как будет показано ниже, для определения параметров обмоток из условия ограничения их тепловых нагрузок

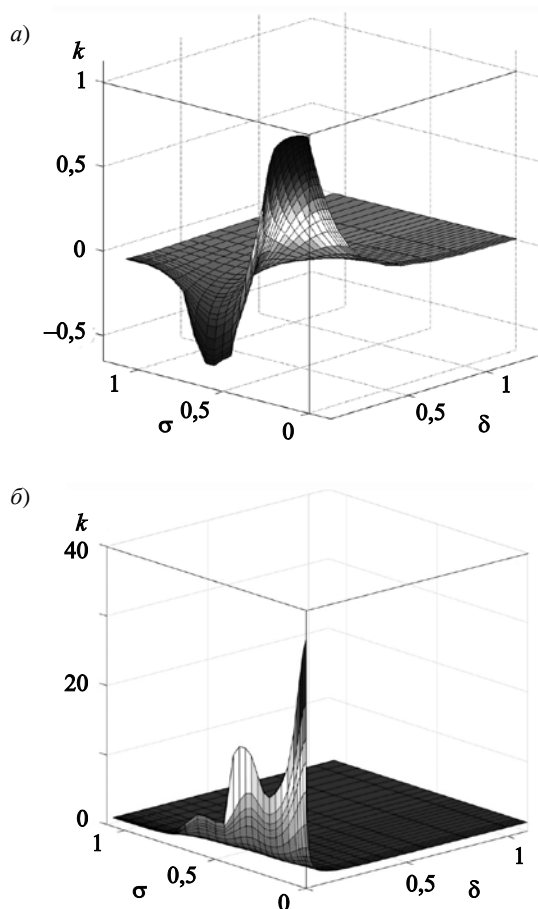


Рис. 2. Зависимости электромагнитных параметров трансформатора от зазора δ и смещения σ :
 а) коэффициент k магнитной связи между обмотками;
 б) относительная индуктивность витка μ_R обмотки

Fig. 2. Transformer electromagnetic parameters versus gap δ and shift σ :
 а) coefficient k of magnetic coupling between windings;
 б) relative inductance of winding turn μ_R

допустимыми является основным отличием предлагаемой модифицированной методики.

Наглядное представление о зависимостях коэффициента связи k и относительной индуктивности витка μ_R обмотки от зазора δ и смещения σ , рассчитанных по (3) и (4), дают графики, приведенные на рис. 2. Следует заметить, что эти графики, представленные в относительных единицах, справедливы для сердечников чашечного типа широкого набора типоразмеров, что объясняется отмеченным выше геометрическим подобием этих сердечников.

Анализ геометрических соотношений чашечных сердечников, представленных в документации

производителей, показывает, что отмеченное подобие с достаточной для практики точностью выдерживается для диапазона внешних диаметров D сердечников от 25 до 150 мм.

Это является некоторым ограничением применения предлагаемой методики расчета. Однако, учитывая, что СБЗ с трансформатором на сердечниках в указанном диапазоне размеров способна передавать мощность от сотен ватт до нескольких десятков киловатт, полностью перекрывая потенциальные потребности электрообеспечения АНПА, указанное ограничение можно считать несущественным.

Определение конструктивных параметров трансформатора из условия допустимого перегрева обмоток

Estimation of the transformer design parameters to keep overheating of windings within admissible limits

Как следует из выражения (11), передаваемая активная мощность пропорциональна квадрату МДС первичной обмотки. Вместе с тем максимальную МДС обмотки можно определить из допустимого перегрева, связанного с условиями ее охлаждения.

Допустимый перегрев $\Delta\theta$ обмотки определяется тепловой мощностью W , выделяемой в обмотке, и тепловым сопротивлением R_T между обмоткой и окружающей средой.

$$\Delta\theta = \theta_M - \theta = R_T \cdot W, \quad (14)$$

где θ_M , θ – максимально допустимая температура провода обмотки и температура окружающей среды соответственно.

Тепловое сопротивление R_T удобнее представить в виде удельного теплового сопротивления

$$\rho_T = R_T \cdot S_{\Delta}, \quad (15)$$

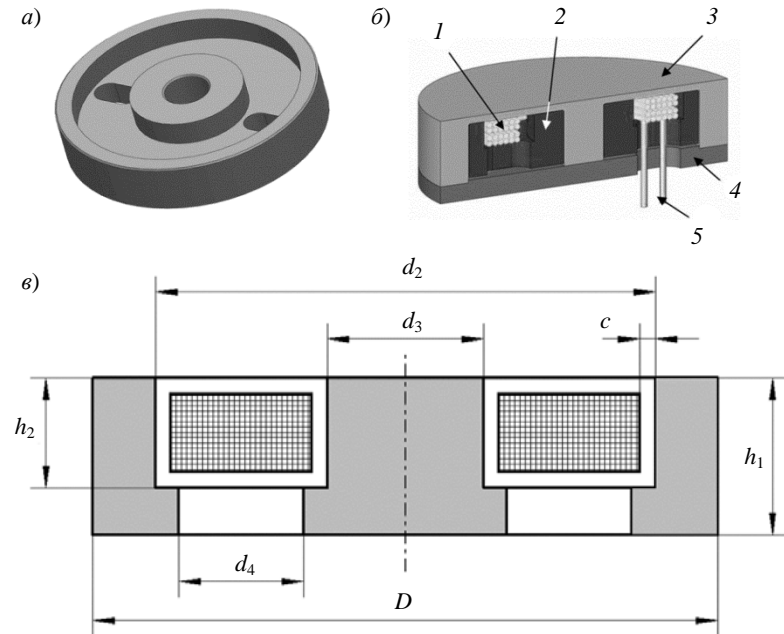
где принято $S_{\Delta} = \pi \cdot D^2/4$ – эквивалентная площадь теплоотдачи ферромагнитного сердечника.

При этом учитывается, что сердечник установлен в прочную герметичную оболочку, состоящую из немагнитного корпуса и металлической крышки (рис. 3б), через которую и происходит в основном отдача тепла в окружающую среду.

Как показали эксперименты и математическое моделирование, удельное тепловое сопротивление практически не зависит от размеров сердечника

Рис. 3. Трансформатор системы бесконтактного заряда:
а) общий вид ферритового сердечника;
б) упрощенное изображение поперечного сечения трансформатора (1 – обмотка, 2 – сердечник, 3 – немагнитный корпус, 4 – металлическая крышка, 5 – выводы обмотки);
в) расчетная схема

Fig. 3. Transformer of contactless charging system:
а) general view of ferrite core;
б) simplified representation of transformer cross-section (1 – winding, 2 – core, 3 – non-magnetic casing, 4 – metal cover, 5 – winding outputs);
в) calculation scheme



и рассеиваемой мощности, а также от температуры обмотки и окружающей воды, в которой работает АНПА. Если металлическая крышка оболочки трансформатора крепится к массивному радиатору в виде корпуса АНПА, то удельное тепловое сопротивление оказывается постоянным и при нахождении трансформатора на воздухе (если можно пренебречь влиянием конвекционных потоков между корпусом и окружающим воздухом).

Рассеиваемую тепловую мощность W обмотки в ваттах можно определить выражением

$$W = \rho \cdot \frac{l}{s} \cdot I^2, \quad (16)$$

где $\rho = \rho_{20} (1 + \alpha (\theta_M - 20^\circ \text{C}))$ – удельное электрическое сопротивление меди обмотки при максимальной температуре θ_M , Ом/м; I – ток обмотки, А; l – длина провода обмотки, м; s – сечение провода обмотки, м²; ρ_{20} – удельное сопротивление меди при 20 °С, Ом/м; тепловой коэффициент сопротивления меди, $\alpha = 0,004 \text{ 1/}^\circ\text{C}$.

Вместе с тем тепловую мощность W обмотки можно связать с током обмотки и ее геометрическими размерами, т.к. размеры окна сердечника определяют максимально возможное активное сечение меди обмотки, исходя из полного заполнения сечения окна. Геометрические размеры обмотки определяются по расчетной схеме, полученной из поперечного сечения трансформатора (рис. 3в). При этом размерные соотношения используются в отно-

сительном виде с верхним индексом (*), т.е. в отношении к наружному диаметру D сердечника.

Для заданного сечения s провода обмотки его длина l пропорциональна числу витков w и диаметру среднего витка

$$l = \frac{\pi}{2} (d_2^* + d_3^*) w \cdot D, \quad (17)$$

где $d_2^* = d_2/D$ и $d_3^* = d_3/D$ – относительные наружный и внутренний диаметры окна сердечника в соответствии с расчетной схемой на рис. 3в.

В то же время площадь s сечения провода обмотки пропорциональна сечению окна обмотки (за вычетом толщины каркаса c), коэффициенту k_3 заполнения провода медью и обратно пропорциональна числу витков w обмотки, или

$$s = \frac{k_3}{w} \cdot (h_2^* - 2c^*) \cdot \left(\frac{d_2^* - d_3^*}{2} - 2c^* \right) \cdot D^2. \quad (18)$$

Подставив в (14) выражения (15)–(18), получим допустимый перегрев $\Delta\theta$, связанный с размерами сердечника и с МДС обмотки $F = I \cdot w$:

$$\Delta\theta = \frac{4(d_2^* + d_3^*)}{(h_2^* - 2c^*) \cdot (d_2^* - d_3^* - 4c^*)} \cdot \frac{\rho \cdot \rho_T}{k_3 \cdot D^3} \cdot F^2. \quad (19)$$

Выше было показано, что максимально возможная передаваемая активная мощность $P_{\text{АБ}}$ трансформатора ограничена допустимой нагрузкой

первичной обмотки. При этом указанную мощность можно получить из (11) путем замены в этом выражении МДС F_{1H} первичной обмотки на МДС F из формулы (19), где F в общем случае определяет допустимый перегрев при определенном удельном тепловом сопротивлении и заданных размерах сердечника.

$$P_{AB} = \frac{\sqrt{3} \cdot \eta_{3y} \cdot k_3 \cdot \mu_0 \cdot \Delta\theta \cdot (h_2^* - 2c^*)(d_2^* - d_3^* - 4c^*)}{\rho_T \cdot \rho \cdot (d_2^* + d_3^*)} \times \frac{\mu_r \cdot k^2(1-k^2)}{(\sqrt{3}-k^2)^2} \cdot f \cdot D^4. \quad (20)$$

Из выражения (20) следует, что максимальная активная мощность, передаваемая трансформатором, обуславливается допустимым перегревом $\Delta\theta$, удельным тепловым сопротивлением ρ_T трансформатора, диаметром D его сердечника, площадью сечения активной меди в окне, удельной индуктивностью μ_R витка, коэффициентом магнитной связи k между обмотками и частотой инвертора f .

Эта зависимость является основой для предлагаемого нового подхода к расчету конструктивных параметров трансформатора системы бесконтактного заряда АБ.

Учет паразитной индуктивности внешних цепей трансформатора

Consideration of stray inductance in transformer external circuits

Для повышенных частот, которые применяются в СБЗ, обмотки трансформатора содержат малое число витков и имеют сравнительно малую индуктивность.

При этом паразитные индуктивности L_{Π} внешних цепей, связывающих первичную обмотку с выходом инвертора или вторичную обмотку – с входом выпрямителя, могут оказаться соизмеримыми с собственными индуктивностями соответствующих обмоток. Паразитная индуктивность увеличивает индуктивность рассеяния и приводит к увеличению статизма внешней характеристики трансформатора, что снижает общую эффективность системы передачи электроэнергии. Для обеспечения повышенной эффективности работы СБЗ необходимо ограничивать соотношение между значениями индуктивностей L_{Π} внешних цепей обмотки (к ним относятся подводящие провода, а также индуктивность выхода инвертора – для первичной обмотки

и индуктивность входа выпрямителя – для вторичной) и собственной индуктивностью L обмотки.

Указанное соотношение можно определить коэффициентом паразитной индуктивности $k_{LS} = L_{\Pi}/L$, который не должен превышать заданного значения. Для определенной паразитной индуктивности L_{Π} это достигается ограничением минимального значения L_{MIN} собственной индуктивности обмотки, что соответствует некоторому минимальному числу витков. Таким образом, с учетом выражения (1), принятому коэффициенту k_{LS} и имеющейся паразитной индуктивности L_{Π} можно поставить в соответствие минимальное значение собственной индуктивности обмотки

$$L_{\text{MIN}} = \frac{L_{\Pi}}{k_{LS}} = \mu_0 \cdot \mu_R \cdot D \cdot w_{\text{MIN}}^2,$$

откуда в общем случае минимальное число витков w_{MIN} обмотки определится как

$$w_{\text{MIN}} = \sqrt{\frac{L_{\Pi}}{k_{LS} \cdot \mu_0 \cdot \mu_R \cdot D}}. \quad (21)$$

Поскольку первичная обмотка трансформатора оказывается более загруженной (за счет увеличенного тока намагничивания), то целесообразно первым шагом определять минимальное число витков $w_{1\text{MIN}}$ именно для этой обмотки. Если, используя (5) и (9), ввести понятие «коэффициент трансформатора» $C_T = k_{3y} \cdot U_{AB} \cdot \sqrt{3} / k \cdot U_1$, то будут справедливыми следующие соотношения:

$$w_{1\text{MIN}} = w_{\text{MIN}} \text{ при } C_T > 1, \quad (22)$$

$$w_{1\text{MIN}} = \frac{w_{\text{MIN}}}{C_T} \text{ при } C_T < 1, \quad (23)$$

при этом коэффициент C_T численно равен отношению числа витков w_2 вторичной обмотки к числу витков w_1 первичной обмотки.

Выше было отмечено, что передаваемая СБЗ мощность ограничена первичной обмоткой трансформатора. Используя выражения (7), (22), (23), из условия полной загрузки первичной обмотки можно определить соответствующую частоту f_1 инвертора

$$f_1 = \frac{(\sqrt{3}-k^2) \cdot U_1}{12F_{1H} \cdot w_{\text{MIN}1} \cdot D \cdot \mu_0 \cdot \mu_R \cdot (1-k^2)} \text{ при } f_1 < f_{\text{MAX}}, \quad (24)$$

$$f_1 = f_{\text{MAX}} \text{ при } f_1 \geq f_{\text{MAX}}, \quad (25)$$

где f_{MAX} – максимальное значение частоты инвертора, определяемое технологическими и параметрическими ограничениями.

Таким образом, из (24) можно определить число витков w_1 первичной обмотки, соответствующее максимально допустимой нагрузке, т.е. принятым ампер-виткам F_{1H} в формуле (11).

$$w_1 = \frac{(\sqrt{3} - k^2) \cdot U_1}{12F_{1H} \cdot f_1 \cdot D \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot (1 - k^2)}. \quad (26)$$

Полученное значение округляется до целого (рабочего) числа витков w_{1P} , которое определяется произведением целого числа витков n_{1B} в слое и числа слоев n_{1C} . При этом минимальное число витков $n_{1B,MIN}$ в слое и соответствующее число слоев n_{1C} определяется геометрическими размерами магнитопровода, причем слой обмотки формируется вдоль высоты h_2 , а сечение выводов обмотки должно позволять их размещение в выводном отверстии с размером d_4 (рис. 3). В итоге принятые решения обеспечивают максимальное заполнение окна магнитопровода при максимальном значении МДС (ампер-витков) обмотки, что соответствует максимальной мощности первичной обмотки.

По найденному фактическому числу витков первичной обмотки выбирается провод прямоугольного сечения высотой $h_{ПР1}$ и шириной $b_{ПР1}$:

$$\begin{cases} h_{ПР1} \leq (h_2^* - 2c^*) \frac{D}{n_{B1}} \\ b_{ПР1} \leq (d_2^* - d_3^* - 4c^*) \frac{D}{2n_{C1}} \end{cases}. \quad (27)$$

По полученным параметрам провода и (14)–(18) уточняется допустимая МДС первичной обмотки

$$F_{1H} = \sqrt{\frac{\Delta\theta \cdot k_3 \cdot D \cdot h_{ПР1} \cdot b_{ПР1} \cdot w_1}{2\rho \cdot \rho_T \cdot (d_2^* + d_3^*)}}. \quad (28)$$

В соответствии с фактическим числом витков и уточненной МДС первичной обмотки определяется рабочая частота инвертора

$$f_P = \frac{(\sqrt{3} - k^2) \cdot U_1}{12F_{1H} \cdot w_{1P} \cdot D \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot (1 - k^2)}. \quad (29)$$

Число витков вторичной обмотки w_2 находится из соотношения $w_2 = w_{1P} \cdot C_i$ и округляется до целого числа витков w_{2P} , подобно аналогичной процедуре для первичной обмотки. Высота $h_{ПР2}$ и ширина $b_{ПР2}$ провода вторичной обмотки определяются

так же, как и для первичной обмотки по (27). Однако целесообразнее выбирать провода обмоток одинаковыми. Это возможно, если число витков вторичной обмотки не превосходит число витков первичной обмотки.

Уточненное значение передаваемой активной мощности определится из (11) с учетом (29):

$$P_{AB} = \frac{\eta_{3y} \cdot k^2 \cdot U_1^2}{12\sqrt{3} f_P \cdot w_{1P}^2 \cdot D \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot (1 - k^2)}. \quad (30)$$

Отличие первоначального значения мощности заряда полученной по (20) от уточненной (30) объясняется необходимостью округления числа витков обмоток до целого значения, при этом уточненная мощность (30) всегда будет меньше.

Пример

Example

Предложенная методика позволяет решить задачу повышения удельной мощности трансформатора двумя способами: минимизацией габаритов при заданной мощности заряда (прямая задача) или максимизацией мощности заряда при заданных массогабаритных ограничениях (обратная задача).

Авторский опыт разработки систем бесконтактного заряда АБ показывает, что специфика технических требований к такой системе, обусловленная условиями применения на АНПА, часто приводит к постановке обратной задачи, решение которой иллюстрируется приведенным ниже кейсом.

В качестве примера выполним расчет трансформатора при заданных массогабаритных ограничениях. Примем в качестве магнитопровода ферритовый сердечник чашечного типа PS68 [11], наружный диаметр которого составляет 68 мм. Кроме этого, исходными данными для расчета являются: зазор между обмотками 4,2 мм; максимальная частота инвертора 18 кГц; напряжение питания инвертора 200 В; номинальное напряжение АБ 62 В; температура окружающей среды 20 °С и максимальная температура обмотки 90 °С; суммарная паразитная индуктивность 0,877 мкГн. Указанные данные соответствуют одному из выполненных авторами технических решений системы бесконтактного заряда АБ АНПА и уже имеют конкретную практическую реализацию, что упрощает оценку достоверности предложенной методики.

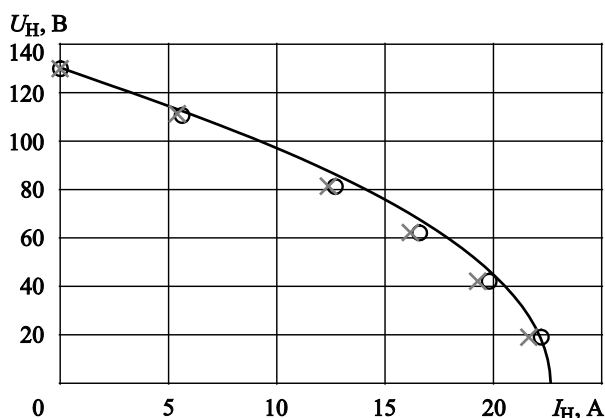


Рис. 4. Результаты расчета (сплошная линия), натуральных испытаний (маркеры крестом) и испытаний с уточненной частотой (круглые маркеры) трансформатора

Fig. 4. Results of calculations (solid line), full-scale experiments (crosses) and experiments with refined frequency (circles)

Порядок расчетов следующий. В соответствии с геометрическими размерами сердечника и заданным зазором между обмотками трансформатора определяются: по (19) допустимая МДС; по рис. 2 коэффициент связи и относительная индуктивность витка; по (21)–(23) минимальное число витков первичной обмотки. Далее из условия полной загрузки первичной обмотки по (24) и (25) определяются частота инвертора f_1 и число витков

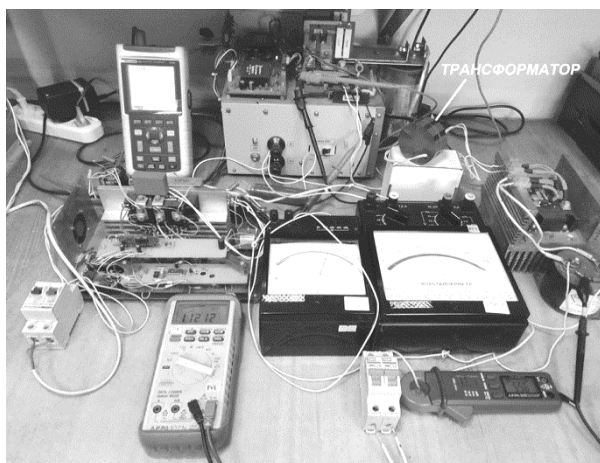


Рис. 5. Общий вид стенда для натуральных испытаний трансформатора

Fig. 5. General view of test bench for full-scale transformer experiments

первичной обмотки (26). Затем из полученного числа витков, в соответствии с необходимостью размещения целого числа слоев и витков в слое, уточняется фактическое число витков первичной обмотки.

По (27) определяются размеры провода, на основании которых выбирается соответствующий типоразмер. Для приведенного примера принят провод литцендрат прямоугольного сечения типа Rupalit profile 2,5×1,6 мм, с сечением по меди 2,36 мм² [12]. Далее по (28) уточняется допустимая МДС $F_{1н}$ первичной обмотки и определяется рабочая частота f_p инвертора по (29). Число витков вторичной обмотки рассчитывается через коэффициент трансформатора S_T и округляется до целого значения. Если нет ограничений, то провод вторичной обмотки выбирается таким же, как и для первичной обмотки.

В результате в соответствии с исходными данными и вычисленными параметрами трансформатора построена расчетная зависимость напряжения U_n на входе зарядного устройства от входного тока I_n , которая показана на рис. 4 сплошной линией. Там же приведены результаты натуральных испытаний трансформатора, изготовленного по результатам расчета. Эксперимент проводился в соответствии с принятой схемой системы бесконтактного заряда (рис. 1), при этом общий вид экспериментальной установки приведен на рис. 5.

Для повышения точности совпадения фактических параметров передачи энергии с заданными значениями параметров можно использовать подстройку частоты инвертора. При этом необходимо контролировать МДС первичной обмотки, которая не должна превышать допустимого значения. Так, полученному расчетному значению рабочей частоты f_p инвертора соответствуют экспериментальные точки, показанные маркерами-крестами. Уменьшение этой частоты на 2,6 %, т.е. до 17,5 кГц, приводит к увеличению МДС первичной обмотки и дает параметры передачи энергии, которые отмечены круглыми маркерами.

Отличие максимального значения передачи мощности в натурном эксперименте от результатов расчета не превышает 7 %. Указанное расхождение объясняется некоторыми допущениями (не учитываются активные потери мощности в обмотках и сердечнике трансформатора и в выпрямителе), а также приближениями в модели [1], что сказывается на точности определении расчетного коэффициента связи (3).

Заключение

Conclusion

Предложенная новая методика аналитического расчета силового высокочастотного трансформатора позволяет получить его конструктивные параметры, обеспечивающих передачу максимальной активной мощности при заданном межосевом смещении обмоток и определенном зазоре между ними.

Основой расчета является получение максимального значения ампер-витков первичной обмотки при полном использовании окна магнитопровода и допустимом перегреве провода. Результатом расчета являются число витков и сечение провода обмоток, а также значение частоты инвертора для заданного напряжения питания и выбранного типоразмера ферритового магнитопровода чашечного типа. Применение такого трансформатора в составе системы бесконтактного заряда аккумуляторных батарей позволяет повысить общую эффективность использования автономного подводного робота.

Список использованной литературы

1. Обеспечение передачи заданной мощности в системе бесконтактного заряда аккумуляторных батарей подводного аппарата // *Герасимов В.А., Красковский М.В., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И.* // Вестник Южно-Уральск. гос. ун-та. Серия: Энергетика. 2017. Т. 17, № 4. С. 48–58. DOI: 10.14529/power170406.
2. *Shi J., Li D., Yang C.* Design and analysis of an underwater inductive coupling power transfer system for autonomous underwater vehicle docking applications // *Journal of Zhejiang University. Science C.* 2014. Vol. 15, № 1. P. 51–62. DOI:10.1631/jzus.C1300171.
3. Расчет и моделирование преобразователя постоянного напряжения с промежуточным резонансным высокочастотным инвертором // *Мартынов А.А., Самсыгин В.К., Соколов Д.В.* [и др.] // Труды Крыловского гос. науч. центра. 2018. Вып. 4(386). С. 139–148. DOI: 10.24937/2542-2324-2018-4-386-139-148.
4. Подводное базирование автономных необитаемых подводных аппаратов на донных причальных устройствах / *Герасимов В.А., Филоженко А.Ю., Илларионов Г.Ю., Пашкеев С.В.* // Стратегическая стабильность. 2018. № 1(82). С. 30–36.
5. *Qu L., Sun D.* Research on Design of Plate-type Electromagnetic Coupler in Underwater Inductive Power Transmission // 7th International Conference on Mechanical and Electronics Engineering (ICMEE 2015) : proceedings of MATEC Web of Conferences. Tomsk, 2015. Vol. 31. P. 08004 (5 p.). DOI: 10.1051/mateconf/20153108004.

6. Устройство для бесконтактной передачи электроэнергии на подводный объект : пат. 2564199 Рос. Федерация / *Герасимов В.А., Кувшинов Г.Е., Попов О.С.* [и др.]. № 2014123766/02; заявл. 10.06.2014; опубл. 27.09.2015, Бюл. № 27. 11 с.
7. *Герасимов В.А., Комлев А.В., Филоженко А.Ю.* Средства повышения эффективности системы бесконтактного заряда аккумуляторных батарей автономного подводного аппарата // Подводные исследования и робототехника. 2020. № 1(31). С. 4–12. DOI: 10.37102/24094609.2020.31.1.001.
8. Методика расчета конструктивных параметров трансформатора бесконтактной системы заряда аккумуляторных батарей подводного аппарата / *Герасимов В.А., Комлев А.В., Красковский М.В., Филоженко А.Ю.* // Подводные исследования и робототехника. 2018. № 1(25). С. 21–29.
9. *Герасимов В.А., Красковский М.В., Филоженко А.Ю.* Методика расчета трансформатора с плоскими экранами для бесконтактной системы заряда аккумуляторных батарей подводного аппарата // Подводные исследования и робототехника. 2019. № 2(28). С. 13–22. DOI: 10.25808/24094609.2019.28.2.002.
10. Математическая модель устройства для бесконтактной передачи электроэнергии на подводный объект / *Герасимов В.А., Копылов В.В., Кувшинов Г.Е.* [и др.] // Подводные исследования и робототехника. 2012. № 2(14). С. 28–34.
11. Ferrites and accessories. PS 68×14.5 : Core and accessories. Type B65928, B65946 // TDK Electronics : [site]. URL: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/ps_68_14_5.pdf (Accessed: 29.11.2021).
12. Rupalit profile – прямоугольные многожильные провода // DACPOL : [сайт]. URL: <https://www.dacpol.eu/ru/rupalit-profile/product/rupalit-vshi-pryamougolnogo-profilya> (дата обращения: 29.11.2021).

References

1. Transfer of given power in the contactless charging of storage batteries of underwater vehicle / *V.A. Gerasimov, M.V. Kraskovsky, A.Yu. Filozhenko, P.I. Chepurin* // *Herald of South Ural State University. Seria: Energetika.* 2017. Vol. 17, no. 4. P. 48–58. DOI: 10.14529/power170406 (*in Russian*).
2. *Shi J., Li D., Yang C.* Design and analysis of an underwater inductive coupling power transfer system for autonomous underwater vehicle docking applications // *Journal of Zhejiang University. Science.* 2014. Vol. 15, no. 1. P. 51–62. DOI:10.1631/jzus.C1300171.
3. Calculation and modeling of a constant voltage converter with an intermediate resonance high-frequency inverter / *A.A. Martynov, V.K. Samsygin, D.V. Sokolov* [et al.] //

- Transactions of the Krylov State Research Centre. 2018. Vol. 4(386). P. 139–148. DOI: 10.24937/2542-2324-2018-4-386-139-148 (*in Russian*).
4. Underwater deployment of autonomous unmanned subsea vehicles on underwater mooring facilities / *V.A. Gerasimov, A.Yu. Filozhenko, G.Yu. Illarionov, S.V. Pashkeev* // Strategic stability. 2018. No. 1(82). P. 30–36 (*in Russian*).
 5. *Qu L., Sun D.* Research on Design of Plate-type Electromagnetic Coupler in Underwater Inductive Power Transmission // 7th International Conference on Mechanical and Electronics Engineering (ICMEE 2015) : proceedings of MATEC Web of Conferences. Tomsk, 2015. Vol. 31. P. 08004 (5 p.). DOI: 10.1051/mateconf/20153108004.
 6. A device for contactless transfer of electric power to an underwater object. Patent 2564199 of the Russian Federation / *V.A. Gerasimov, G.E. Kuvshinov, O.S. Popov* [et al.]. No. 2014123766/02; application on 10.06.2014; published on 27.09.2015. Bul No. 27. 11 p. (*in Russian*).
 7. *Gerasimov V.A., Komlev A.V., Filozhenko A.Yu.* Means for raising the efficiency of contactless charging of storage batteries of autonomous underwater vehicle / Underwater studies and robot technologies. 2020. No. 1(31). P. 4–12. DOI: 10.37102/24094609.2020.31.1.001 (*in Russian*).
 8. Method for calculation of design parameters for transformers in a contactless charging system of storage batteries for underwater vehicles / *V.A. Gerasimov, A.V. Komlev, A.Yu. Filozhenko* // Underwater studies and robot technologies. 2018. No. 1(25). P. 21–29 (*in Russian*).
 9. *Gerasimov V.A., Kraskovsky M.V., Filozhenko A.Yu.* Method for calculation of flat-panel transformer for contactless charging of storage batteries for underwater vehicles // Underwater studies and robot technologies. 2019. No. 2(28). P. 13–22. DOI: 10.25808/24094609.2019.28.2.002 (*in Russian*).
 10. Mathematical model of a device for contactless transfer of electric power to an underwater object / *V.A. Gerasimov, V.V. Kopylov, G.E. Kuvshinov* [et al.] // Underwater studies and robot technologies. 2012. No. 2(14). P. 28–34 (*in Russian*).
 11. Ferrites and accessories. PS 68×14.5 : Core and accessories. Type B65928, B65946 // TDK Electronics : [site].

- URL: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/ps_68_14_5.pdf (Accessed: 29.11.2021).
12. Rupalit profile – rectangular multicore conductors// DACPOL : [site]. URL: <https://www.dacpol.eu/ru/rupalit-profile/product/rupalit-vshi-pryamougolnogo-profililya> (Accessed: 29.11.2021) (*in Russian*).

Сведения об авторах

Герасимов Владимир Александрович, к.т.н., профессор, заведующий лабораторией энергетики подводных робототехнических комплексов ФГБУН «Институт проблем морских технологий ДВО РАН». Адрес: 690091, Россия, Владивосток, ул. Суханова, д. 5А. Тел.: +7 (423)243-25-87. E-mail: gerasimov@marine.febras.ru.

Комлев Антон Владимирович, к.т.н., старший научный сотрудник лаборатории энергетики подводных робототехнических комплексов ФГБУН «Институт проблем морских технологий ДВО РАН». Адрес: 690091, Россия, Владивосток, ул. Суханова, д. 5А. E-mail: kom86@bk.ru.

Филоженко Алексей Юрьевич, к.т.н., доцент, старший научный сотрудник лаборатории энергетики подводных робототехнических комплексов ФГБУН «Институт проблем морских технологий ДВО РАН». Адрес: 690091, Россия, Владивосток, ул. Суханова, д. 5А. E-mail: filozhenko_a@mail.ru.

About the authors

Vladimir A. Gerasimov, Cand. Sci. (Eng.), Prof., Head of Underwater Robotics Power Engineering Laboratory, Institute of Marine Technologies, Far Eastern Branch of the Russian Academy of Sciences. Address: 5a, st. Sukhanova, Vladivostok, Russia, post code 690091. Tel.: +7 (423) 243-25-87. E-mail: gerasimov@marine.febras.ru.

Anton V. Komlev, Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher, Underwater Robotics Power Engineering Laboratory, Institute of Marine Technologies, Far Eastern Branch of the Russian Academy of Sciences. Address: 5a, st. Sukhanova, Vladivostok, Russia, post code 690091. E-mail: kom86@bk.ru.

Aleksey Yu. Filozhenko, Cand. Sci. (Eng.), Ass. Prof., Senior Researcher, Underwater Robotics Power Engineering Laboratory, Institute of Marine Technologies, Far Eastern Branch of the Russian Academy of Sciences. Address: 5a, st. Sukhanova, Vladivostok, Russia, post code 690091. E-mail: filozhenko_a@mail.ru.

Поступила / Received: 15.12.21

Принята в печать / Accepted: 04.05.22

© Герасимов В.А., Комлев А.В., Филоженко А.Ю., 2022