

ОБЕСПЕЧЕНИЕ МАКСИМАЛЬНОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА СИСТЕМЫ БЕСКОНТАКТНОГО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ АВТОНОМНОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА

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

Объектом исследования является специальный силовой высокочастотный трансформатор, который является функционально необходимым элементом системы бесконтактного заряда аккумуляторных батарей автономного подводного аппарата. Наличие разделяющихся первичной и вторичной частей трансформатора сопровождается немагнитным зазором между обмотками и межосевым смещением, которые снижают коэффициент магнитной связи. Повышение удельной мощности трансформатора способствует уменьшению массы системы при передаче заданного значения активной мощности заряда. В работе 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. Расчеты выполняются с использованием математического моделирования в программных пакетах Ansys Maxwell и Solidworks. Целью расчета являются конструктивные параметры трансформатора, обеспечивающие его максимальную удельную мощность и определяемые максимальным значением ампер-витков при допустимом нагреве провода и полном использовании окна сердечника. Результатами расчета являются число витков и сечение провода обмоток, а также частота инвертора при заданном напряжении питания и принятом типоразмере сердечника в виде ферритового магнитопровода чашечного типа. Рассчитанные параметры трансформатора обеспечивают максимальную удельную мощность при допустимом перегреве обмоток и заданных значениях немагнитного зазора и межосевого смещения. Применение в составе системы бесконтактной передачи электроэнергии трансформатора, выполненного по предлагаемой методике, позволяет повысить общую эффективность использования автономного подводного аппарата.

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

Введение

Применение способа бесконтактной передачи электроэнергии приобретает повышенную актуальность при заряде аккумуляторных батарей автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА) в режиме его длительного подводного базирования [1–4].

Основные функциональные элементы системы бесконтактного заряда (СБЗ) пока-

заны на рис. 1, где обозначено: И – инвертор, Т – высокочастотный силовой трансформатор, В – выпрямитель, ЗУ – зарядное устройство, С1, С2 – фильтрующие конденсаторы, АБ – аккумуляторная батарея.

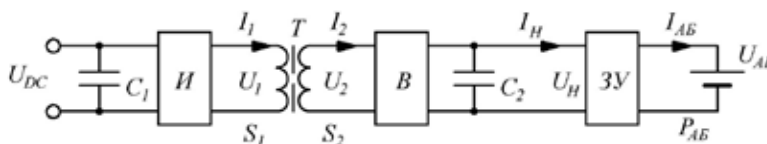


Рис. 1. Функциональная схема системы бесконтактного заряда АБ

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, которые представляют собой герметичные оболочки с размещенными внутри обмотками. Первичная часть трансформатора устанавливается на базе (например, на донном причальном устройстве), а вторичная часть – на борту АНПА. Подобное исполнение трансформатора обуславливает немагнитный зазор между обмотками, который определяется суммарной толщиной контактных стенок оболочек трансформатора. Кроме этого, возможно наличие межосевого смещения между обмотками за счет погрешностей автоматического причаливания АНПА к базе [5]. Указанные обстоятельства приводят к пониженному значению коэффициента магнитной связи между обмотками, увеличению тока намагничивания трансформатора и, соответственно, к повышенным токовым нагрузкам силовых ключей инвертора, питающего трансформатор, и связанных с этим проблемам отвода тепловых потерь [6, 7].

Применение СБЗ на АНПА ставит актуальную задачу повышения удельной мощности трансформатора, которая может иметь решения при следующих постановках:

- «прямая задача» – максимальное уменьшение габаритов трансформатора при сохранении передаваемой 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.

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

■ Методика расчета трансформаторов СБЗ

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 указан-

ные 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 было введено понятие относительной магнитной проницаемости (относительной индуктивности витка) обмотки трансформатора, которая приводится к этой базовой величине 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; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость вакуума, D – наружный диаметр сердечника.

В предлагаемой 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 и 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) и (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.

В предлагаемой методике расчета также, как и в исходной, используются полиномы (3) и (4), причем они дополнительно используются для установления связи между мощностью P_{AB} заряда, коэффициентом k магнитной связи, индуктивностью L_B витка, а так-

же 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]:

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

$$I_{2i} = \frac{k_{\delta} \cdot k \cdot U_1}{12 \cdot f \cdot w_1 \cdot w_2 \cdot L_{\delta} (1 - k^2)}, \quad (6)$$

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

где w_p , w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно; U_1 – действующее напряжение первичной обмотки; $k = k(\delta, \sigma)$ и $L_B = \mu_0 \cdot \mu_R(\delta, \sigma) \cdot D$ – коэффициент магнитной связи и индуктивность витка соответственно, определяемые полиномами (3) и (4).

Вместе с тем активная мощность $P_{AB \max}$ 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 тока, равный отношению действующего значения вторичного тока трансформатора к среднему значению тока на выходе выпрямителя; η_{3Y} – КПД зарядного устройства. 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 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 $F_{1i} = I_{1i} \cdot w_1$ – МДС первичной обмотки при номинальном токе I_{1H} этой обмотки.

В то же время 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 всегда 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 коэффициент k , является характерным свойством трансформатора системы бесконтактного заряда, которое также усиливается возможным межосевым смещением между обмотками, то токовая нагрузка первичной обмотки всегда будет 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 допустимыми является основным отличием предлагаемой 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

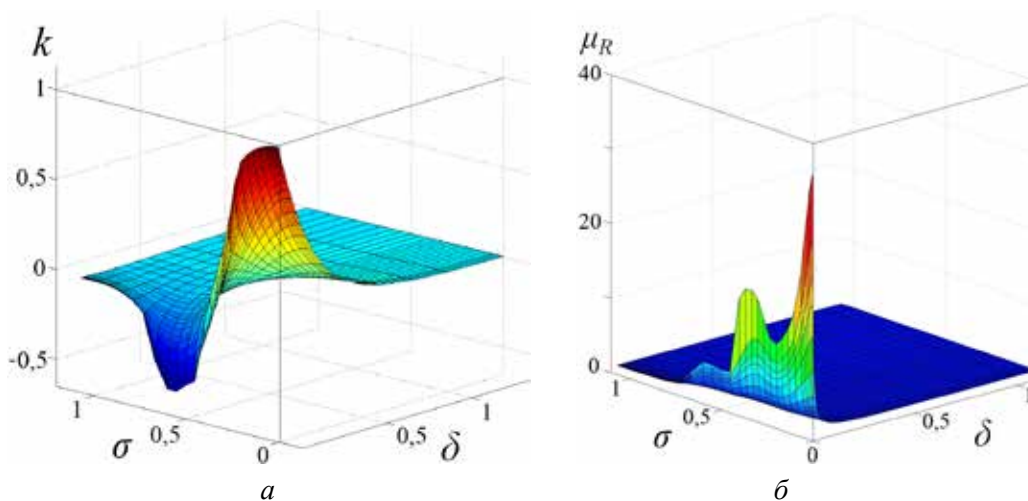


Рис. 2. Зависимости электромагнитных параметров трансформатора от зазора δ и смещения σ : а – коэффициент k магнитной связи между обмотками; б – относительная индуктивность витка μ_R обмотки

достаточной для практики точностью выдерживается для диапазона внешних диаметров D сердечников примерно 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 возможные реальные потребности электрообеспечения АНПА, указанное ограничение можно считать несущественным.

Определение конструктивных параметров трансформатора из условия допустимого перегрева обмоток. 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

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

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

При этом учитывается, что сердечник установлен в прочную герметичную оболочку, состоящую из немагнитного корпуса и металлической крышки (см. рис. 3, б), 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 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 аппарата и окружающим воздухом).

Рассеиваемую тепловую мощность W обмотки можно определить выражением

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

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

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, показанного на рис. 3, в. При этом размерные соотношения используются в относительном 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. 3, в.

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_{ABmax} трансформатора ограничена допустимой загрузкой первичной обмотки. При этом указанную мощность можно получить из (11) путем замены в этом выражении МДС F_{IH} 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.

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

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 сече-

ния 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 с максимальной удельной мощностью для системы бесконтактного заряда АБ.

Учет паразитной индуктивности внешних цепей трансформатора. Для повышенных частот, которые применяются в СБЗ, обмотки трансформатора содержат малое число витков и имеют сравнительно малую индуктивность. При этом паразитные индуктивности L_{II} внешних цепей, связывающих первичную обмотку с выходом инвертора, или вторичную обмотку – с входом выпрямителя, могут оказаться соизмеримыми с собственными индуктивностями соответствующих обмоток.

Паразитная индуктивность, которая включена последовательно с обмоткой, 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_{II} внешних цепей обмотки (к ним относятся подводящие провода и, для первичной обмотки – индуктивность выхода инвертора, для вторичной – индуктивность входа выпрямителя) и собственной индуктивностью L обмотки. Указанное соотношение можно определить коэффициентом паразитной индуктивности $k_{LS} = L_{II}/L$, который не должен превышать некоторого заданного значения. Для некоторой паразитной индуктивности L_{II} 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 некоторой имеющейся паразитной индуктивности L_{II} можно поставить в соответствие минимально допустимое значение собственной индуктивности обмотки

$$L_{MIN} = \frac{L_{II}}{k_{LS}} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot D \cdot w_{MIN}^2,$$

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

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

Поскольку первичная обмотка трансформатора оказывается более загруженной (за счет увеличенного тока намагничивания), то целесообразно пер-

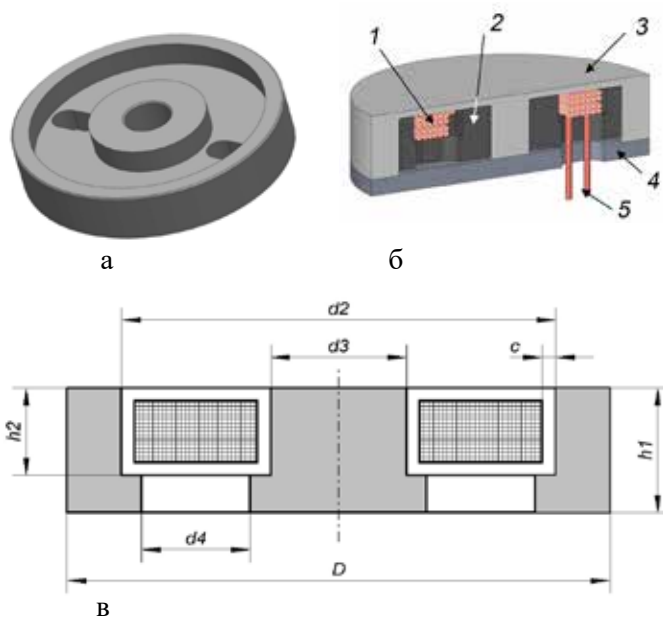


Рис. 3. Трансформатор системы бесконтактного заряда: а – общий вид ферритового сердечника; б – упрощенное изображение поперечного сечения трансформатора (1 – обмотка, 2 – сердечник, 3 – немагнитный корпус, 4 – металлическая крышка, 5 – выводы обмотки); в – расчетная схема

вым шагом определять минимальное число витков w_{1MIN} именно для этой обмотки. Если, используя (5) и (9), ввести понятие «коэффициент трансформатора» $C_T = k_{3V} \cdot U_{AB} \cdot \sqrt{3} / k \cdot U_1$, то будут справедливыми следующие соотношения:

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

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

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

$$f_1 = \frac{(\sqrt{3} - k^2) \cdot U_1}{12F_{1H} \cdot w_{MIN1} \cdot D \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot (1 - k^2)} \text{ при } f_1 < f_{MAX}, \quad (24)$$

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

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 литцендрат прямоугольного сечения высотой $h_{ПП1}$ и шириной $b_{ПП1}$:

$$\begin{cases} h_{ПП1} \leq (h_2^* - 2c^*) \frac{D}{n_{B1}} \\ b_{ПП1} \leq (d_2^* - d_3^* - 4c^*) \frac{D}{2n_{C1}} \end{cases} \quad (27)$$

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

$$F_{1H} = \sqrt{\frac{\Delta\theta \cdot k_3 \cdot D \cdot h_{ПП1} \cdot b_{ПП1} \cdot w_1}{2\rho \cdot \rho_T \cdot (d_2^* + d_3^*)}}. \quad (28)$$

В соответствии с фактическим числом витков и уточнённой 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 $w_2 = w_{1P} \cdot C_T$ и округляется до целого числа витков w_{2P} , подобно аналогичной процедуре для первичной обмотки. Высота $h_{ПП2}$ и ширина $b_{ПП2}$ провода вторичной обмотки определяются также, как и для первичной обмотки, по (27). Однако целесообразнее выбирать провода обмоток одинаковыми. Это возможно, если число витков вторичной обмотки не превосходит числа витков первичной обмотки.

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

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

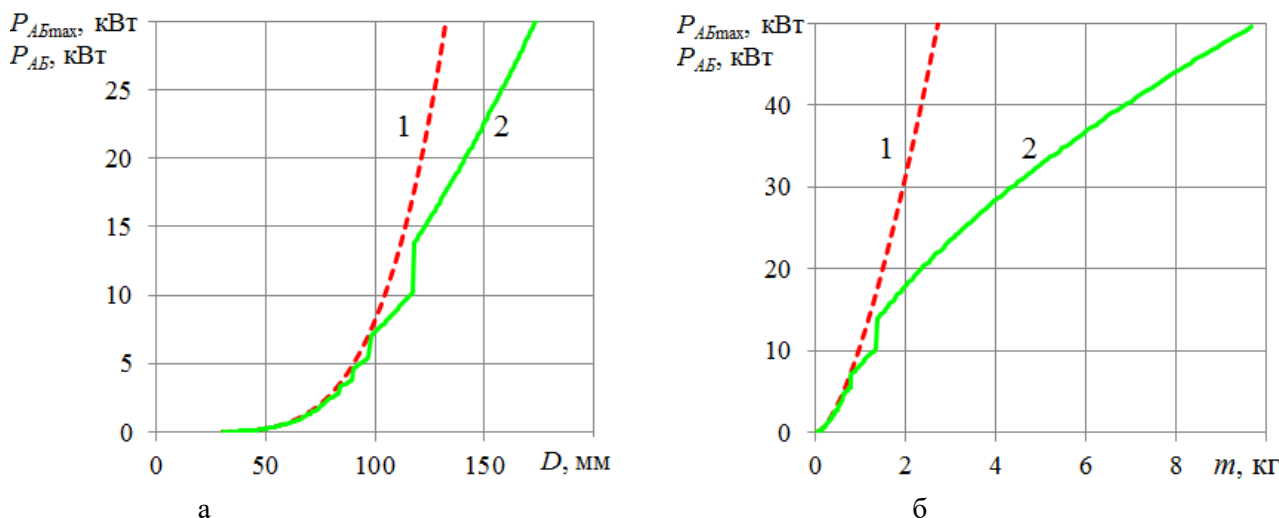


Рис. 4. Расчетное $P_{AB\ max}$ (график 1) и фактическое P_{AB} (график 2) значения передаваемой мощности заряда: а – в зависимости от диаметра сердечника D ; б – в зависимости от массы трансформатора m

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

Следует заметить, что работа трансформатора на повышенной частоте определяет малое число витков обмоток. Поскольку число витков может быть только целым, то округление полученного значения (26) до целого приводит к заметному влиянию на параметры передаваемой мощности.

Представляет интерес сравнение значений передаваемой мощности (20) при расчетном числе витков w_l (26) и расчетной частоте инвертора f_l (24) и уточненной мощности (30), соответствующей целому числу витков. Округление до целого (рабочего) числа w_{lp} производится в большую сторону с соответствующим изменением частоты для сохранения допустимых из условия нагрева ампер-витков обмотки. При этом должны выполняться ограничения по минимальному значению числа витков (21), связанному с принятым коэффициентом k_{LS} паразитной индуктивности, а также с геометрической конфигурацией сечения магнитопровода, которая определяет условия максимального заполнения окна при максимальном значении ампер-витков. Результаты такого анализа приведены на рис. 4, где показаны зависимости максимальной передаваемой активной мощности $P_{AB\ max}$ для расчетного числа витков w_l (кривая 1), а также передаваемой мощности P_{AB} для целого (рабочего) числа витков w_{lp} в функции диаметром D чашечного сердечника (рис. 4, а), и зависимости указанных значений передаваемой мощности от массы m трансформатора (рис. 4, б).

Уменьшение фактических значений мощности P_{AB} по отношению к максимальной расчетной $P_{AB\ max}$ объясняется тем, что при округлении витков в большую сторону для сохранения требуемого максимального значения ампер-витков при том же диаметре D необходимо уменьшать частоту инвертора или его напряжение питания. Эти факторы и приводят к снижению передаваемой мощности.

Практическое значение для процедуры оптимизации трансформатора имеют графики, показанные на рис. 5, где приведены зависимости расчетной удельной мощности ξ_{max} , определяемой как отношение $P_{AB\ max}$ (20) к массе m сердечника (кривая 1) и фактической удельной передаваемой мощности ξ , соответствующей целому числу витков и определяемой как отношение P_{AB} (30) к массе сердечника (кривая 2) в функции диаметра D .

Графики на рис. 5 представляют собой объединение результатов расчетов, представленных на рис. 4,

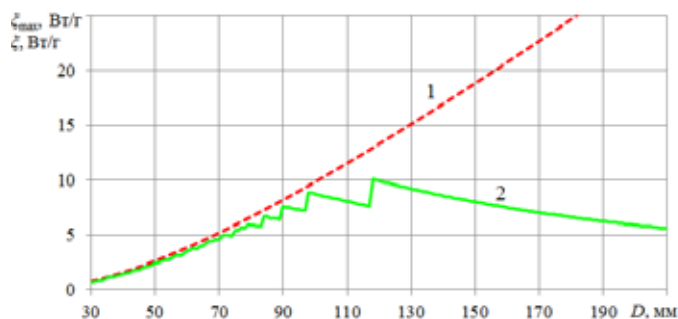


Рис. 5. Зависимости удельной мощности трансформатора от диаметра сердечника: 1 – расчетные (максимальные) значения удельной мощности; 2 – фактические значения удельной мощности трансформатора при округлении числа витков до целых значений

a , где показана связь между мощностями $P_{AB\ max}$, P_{AB} и диаметром D сердечника, и на рис. 4, \bar{b} , где указанные значения мощностей показаны в функции массы m , однозначно связанной с диаметром D .

Из рис. 5 также следует, что при увеличении диаметра чашечного сердечника примерно до 100 мм снижение передаваемой мощности P_{AB} (30) по отношению к значениям $P_{AB\ max}$ (20), определяемое округлением числа витков до целых значений, является сравнительно малым и можно считать примерно $P_{AB} = P_{AB\ max}$. При больших диаметрах сердечника реальное значение передаваемой мощности снижается, и это значение надо рассчитывать по (30).

ЛИТЕРАТУРА

1. Герасимов В.А., Красковский М.В., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И. Обеспечение передачи заданной мощности в системе бесконтактного заряда аккумуляторных батарей подводного аппарата // Вестн. ЮУрГУ. 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 // J Zhejiang Univ-Sci C (Comput & Electron) 2014. Vol. 15(1). P. 51–62. doi:10.1631/jzus.C1300171
3. Мартынов А.А., Самсыгин В.К., Соколов Д.В., Улитовский Д.И., Коковин А.А. Расчет и моделирование преобразователя постоянного напряжения с промежуточным резонансным высокочастотным инвертором // Тр. Крыловского гос. науч. центра. 2018. Т. 386(4). С. 139–148.
4. Герасимов В.А., Филоженко А.Ю., Илларионов Г.Ю., Пашкеев С.В. Подводное базирование автономных необитаемых подводных аппаратов на донных причальных устройствах // Стратегическая стабильность. 2018. № 1 (82). С. 30–36.
5. Li-yan Q. Research on Design of Plate-type Electromagnetic Coupler in Underwater Inductive Power Transmission // MATEC Web of Conferences 2015.
6. Пат. 2564199 Российская федерация, МПК H02J 7/00. Устройство для бесконтактной передачи электроэнергии на подводный объект / Герасимов В.А., Кувшинов Г.Е., Попов О.С., Филоженко А.Ю., Чепурин П. И.; заявитель и патентообладатель ИПИМТ ДВО РАН. – № 2014123766/02 заявл. 10.06.2014; опубл. 27.09.2015, Бюл. № 27. 11 с.: ил.
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.
8. Герасимов В.А., Комлев А.В., Красковский М.В., Филоженко А.Ю. Методика расчета конструктивных параметров трансформатора бесконтактной системы заряда аккумуляторных батарей подводного аппарата // 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.
10. Герасимов В.А., Копылов В.В., Кувшинов Г.Е., Наумов Л.А., Себто Ю.Г., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И. Математическая модель устройства для бесконтактной передачи электроэнергии на подводный объект // Подводные исследования и робототехника. 2012. № 2(14). С. 28–34.
11. PM/P/ Cores Halves/EP Cores and Accessories [Электронный ресурс] // TDК Electronics. – URL: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/ps_68_14_5.pdf (дата обращения: 29.11.2021).

Заключение

Предложенная новая методика аналитического расчёта силового высокочастотного трансформатора позволяет получить его конструктивные параметры, обеспечивающие максимальную удельную мощность 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 необитаемого подводного аппарата.

Об авторах

ГЕРАСИМОВ Владимир Александрович, канд. техн. наук, профессор, заведующий лабораторией энергетика подводных робототехнических комплексов

Институт проблем морских технологий ДВО РАН

Адрес: 690091, г. Владивосток, ул. Суханова, д. 5а

Область научных интересов: энергетика подводных аппаратов, бесконтактная передача электроэнергии, силовая преобразовательная техника

Тел.: +7(902)522-3824

Е-mail: gerasimov@marine.febras.ru, fobos_v@mail.ru

ORCID: 0000-0003-0246-475X

КОМЛЕВ Антон Владимирович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник лаборатории энергетика подводных робототехнических комплексов

Институт проблем морских технологий ДВО РАН

Адрес: 690091, г. Владивосток, ул. Суханова, д. 5а

Область научных интересов: энергетика подводных аппаратов, бесконтактная передача электроэнергии, силовая преобразовательная техника

Тел.: +7(950)288-4801

Е-mail: kom86@bk.ru

ORCID: 0000-0001-8862-8676

ФИЛОЖЕНКО Алексей Юрьевич, канд. техн. наук, старший научный сотрудник лаборатории энергетика подводных робототехнических комплексов

Институт проблем морских технологий ДВО РАН

Адрес: 690091, г. Владивосток, ул. Суханова, д. 5а

Область научных интересов: энергетика подводных аппаратов, бесконтактная передача электроэнергии, силовая преобразовательная техника

Тел.: +7(914)067-8041

Е-mail: filozhenko_a@mail.ru

ORCID: 0000-0003-1684-3849