

18. Berkley H.O., Muir T.G. Arrays of parametric receiving, *JASA*, 1973, Vol. 53, No. 5, pp. 1377-1383.
19. Comparison Between Three Approaches to the Ocean Acoustic Tomography. Field Experiment And Numerical Simulation. Final report. INTAS-93-0557. May 1995-July 1996.
20. Piquette J.C., Van.Buren A.L. Nonlinear scattering of acoustic waves by vibrating surfaces, *JASA*, 1984, Vol. 76, No. 3, pp. 880-889.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.А. Воронин.

Мироненко Михаил Владимирович – Тихоокеанское высшее военно-морское училище имени С.О. Макарова; e-mail: professor@mail.primorye.ru; 690006, г. Владивосток, Днепровский переулок, 6; тел.: 84232276710; д.т.н.; профессор.

Стародубцев Павел Анатольевич – e-mail: spa1958@mail.ru; д.т.н.; профессор.

Шостак Сергей Васильевич – Дальневосточный федеральный университет; e-mail: professor@mail.primorye.ru; 690950, г. Владивосток, ул. Суханова, 8; тел.: +79146619605; к.т.н.; доцент.

Бакланов Евгений Николаевич – Дальневосточный государственный технических рыбохозяйственный университет; e-mail: baklanoven@mail.ru; 690087, г. Владивосток, ул. Луговая, 52-б; тел.: 84232440806; доцент.

Шевченко Александр Петрович – e-mail: vunc-vmf-tovmi@mail.ru; тел.: 84232360947; аспирант.

Mironenko Mikhail Vladimirovich – Pacific Higher Naval School S.O. Makarov; e-mail: professor@mail.primorye.ru; 6, Dneprovskaya lane, Vladivostok, 690006, Russia; phone: +74232276710; dr. of eng. sc.; professor.

Starodubtcev Pavel Anatol'evich – e-mail: spa1958@mail.ru; dr. of eng. sc.; professor.

Shostak Sergei Vasil'evich – Far Eastern Federal University; e-mail: professor@mail.primorye.ru; 8, Sukhanova street, Vladivostok, 690950, Russia; phone: +79146619605; cand. of eng. sc.; associate professor.

Baklanov Evgenii Nikolaevich – Far Eastern State Technical Fisheries University; e-mail: baklanoven@mail.ru; 52-б, Lugovaya street, Vladivostok, 690087, Russia; phone: +74232440806; associate professor.

Shevchenko Alexandr Petrovich – e-mail: vunc-vmf-tovmi@mail.ru; phone: +74232360947; pstgraduate student.

УДК 621.31

В.А. Герасимов, М.В. Красковский, Г.Е. Кувшинов

РАЗГРУЗКА ТРАНЗИСТОРОВ ИНВЕРТОРА В СИСТЕМЕ БЕСКОНТАКТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА АВТОНОМНЫЙ ПОДВОДНЫЙ АППАРАТ

Определена структура системы бесконтактной передачи электроэнергии на борт автономного необитаемого подводного аппарата для осуществления зарядки его аккумуляторных батарей. Показаны преимущества такой системы и выделены в качестве объекта исследования автономный инвертор напряжения и высокочастотный трансформатор с разделяющимися первичной и вторичной частями. Отмечена конструктивная особенность трансформатора в виде немагнитного зазора между его обмотками, определяемого толщиной стыковочных стенок герметичных оболочек частей трансформатора и приводящая к пониженному коэффициенту магнитной связи между обмотками, а также повышенному намагничивающему току трансформатора. Поставлена задача токовой разгрузки транзисторов автономного инвертора за счет частичной компенсации индуктивной составляющей

его выходного тока путем включения в схему резонансного контура. Проведен анализ расчетных схем замещения трансформатора и обосновано применение варианта, обеспечивающего магнитную развязку магнитосвязанных цепей. Установлены функциональные связи между параметрами выделенного объекта исследования и на конкретном примере получены численные значения токов автономного инвертора и трансформатора для режимов холостого хода и короткого замыкания. Достоверность выводов теоретического анализа и результатов аналитического расчета подтверждена схемотехническим моделированием. Определены требования к настройкам и предложен компромиссный подход к выбору численных значений индуктивности реактора и ёмкости конденсатора компенсирующего резонансного контура, приемлемый как для режима холостого хода, так и для короткого замыкания на выходе высокочастотного трансформатора. Результаты анализа объекта исследования с включенным в его состав резонансным контуром свидетельствуют о токовой разгрузке транзисторов автономного инвертора за счет снижения его выходного тока примерно в три раза, как для режима холостого хода, так и для короткого замыкания при сохранении значения передаваемой через трансформатор электроэнергии.

Бесконтактная передача электроэнергии; автономный подводный аппарат; трансформатор с низким коэффициентом связи; автономный инвертор; компенсирующий резонансный контур; разгрузка силовых ключей; облегчение теплового режима.

V.A. Gerasimov, M.V. Kraskovskiy, G.E. Kuvshinov

UNLOADING TRANSISTORS OF THE INVERTER IN THE SYSTEM CONTACTLESS TRANSMISSION ON AUTONOMOUS UNDERWATER VEHICLE

Is picked the structure of the non-contact power transmission system on board the autonomous underwater vehicle for charging its batteries. Are shown the advantages of such a system and identified as the object of study autonomous voltage inverter and high frequency transformer with divided primary and secondary parts. Is noted a structural feature of the transformer in the form of a non-magnetic gap between its windings, determined by the thickness of the walls connecting hermetical of envelope parts of the transformer, and leads to a reduced coefficient of magnetic coupling between the windings, as well as increased magnetizing current of the transformer. Is supplied the task of the current discharge transistors autonomous inverter due to partial compensation of inductive component of its output current by including a resonance circuit in diagram. Is spent the analysis of settlement schemes transformer replacement and justified the use of options for a magnetic decoupling of magnetically circuits. Are installed the functional linkages between the selected parameters research facility and on a specific example obtained numerical values currents of the autonomous inverter and transformer for idling and short circuit. The reliability of the conclusions of the theoretical analysis and the results of analytical calculation confirmed the technical circuit simulation. Are picked the requirements for the setting and proposed compromise approach to the choice of the numerical values of the reactor inductance and condenser capacitance compensating the resonant circuit, suitable for idling and for a short circuit at the output of high-frequency transformer. Results from analysis of the research object with included in its composition resonant circuit indicate current discharging transistor autonomous inverter by reducing its output current is approximately three times, for idle mode, and for short-circuit while maintaining the values electrical power transmitted through the transformer.

Non-contact transmission of electrical energy; autonomous underwater vehicle; transformer with low coupling factor; standalone inverter; compensating the resonant circuit; unloading power switches; relief heat treatment.

Введение. Задача зарядки аккумуляторных батарей автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА) связана с проблемой передачи на его борт электроэнергии. В общем случае это может быть осуществлено как контактным способом при непосредственном электрическом соединении, так и бесконтактно путем индукционной передачи [1]. Так, например, при бесконтактном способе передачи энергии у АНПА появляется возможность длительного подводного базирования, что повышает качество океанологических исследований и расширяет его область применения [2, 3].

Бесконтактный способ передачи электроэнергии, несмотря на некоторое усложнение обеспечивающей системы по сравнению с контактным, обладает определенными преимуществами, к основным из которых относится отсутствие физического электрического контакта и инвариантность соприкасающихся поверхностей индукторов к неточному соединению и обрастанию. Кроме этого, в ряде случаев решающим фактором в пользу бесконтактного способа может являться такое полезное свойство как необслуживаемость такой системы. Функциональную схему системы бесконтактной передачи электроэнергии на АНПА можно представить, как показано на рис. 1 [4–6].

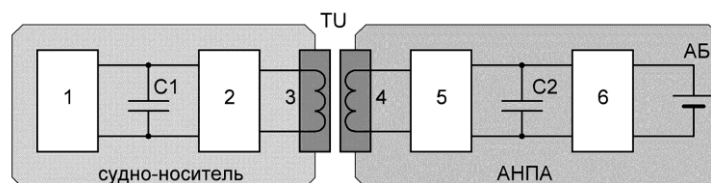


Рис. 1. Структурная схема системы бесконтактной передачи электроэнергии на АНПА: 1 – источник электроэнергии; 2 – автономный инвертор; 3, 4 – первичная и вторичная части высокочастотного трансформатора TU; 5 – выпрямитель; 6 – автоматическое зарядное устройство; C1, C2 – фильтрующие конденсаторы, АБ – аккумуляторная батарея

В состав системы передачи электроэнергии входят источник электроэнергии, автономный инвертор напряжения (АИН) и высокочастотный трансформатор (ВТ) с разделяющимися первичной и вторичной частями. Потребителем электроэнергии является аккумуляторная батарея, подключаемая к вторичной обмотке ВТ через зарядное устройство и выпрямитель с фильтром.

АИН преобразует входное напряжение постоянного тока в переменное выходное напряжение переменного тока. При совмещении контактных поверхностей первичной и вторичной частей трансформатора возникает магнитная связь между его обмотками и осуществляется трансформация напряжения во вторичную обмотку.

Первичная и вторичная части ВТ представляют собой отдельные герметичные оболочки, в которые помещены обмотки. Каждая из оболочек имеет выполненную из изоляционного материала контактную стенку, толщина которой достигает нескольких миллиметров. В режиме передачи энергии оси обмоток должны совпадать, а их торцы находиться на минимальном расстоянии друг от друга [7]. Тем самым эти обмотки образуют трансформатор, который в связи с наличием указанного необходимого конструктивного зазора между торцами обмоток, определяемого суммарной толщиной контактных стенок, имеет малое значение коэффициента $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$ связи между обмотками. В последнем выражении M – взаимная индуктивность между обмотками трансформатора, а L_1 и L_2 – индуктивности первичной и вторичной обмоток. В качестве примера, трансформатор указанного назначения, предназначенный для питания от АИН с частотой $f = 12,5$ кГц, имеет следующие параметры: $M = 21,3$ мкГн, $L_1 = 58,4$ мкГн, $L_2 = 18,2$ мкГн. При этом коэффициент связи оказывается равным $k = 0,65$.

Анализ работы автономного инвертора. Если выполнить линеаризацию рассматриваемого трансформатора, нагруженного на выпрямитель, к которому подключён конденсатор сглаживающего фильтра, то этот выпрямитель может быть заменён резистором с сопротивлением R , а трансформатор с указанной нагрузкой можно заменить двумя параллельно включёнными проводимостями: ак-

тивной g и индуктивной b . Вполне допустимо пренебрегать малыми величинами: активными сопротивлениями обмоток трансформатора и падениями напряжений в прямом направлении на диодах выпрямителя. При холостом ходе трансформатора цепь, подключённая к выходным зажимам выпрямителя, разомкнута. При этом, $R = R_0 = \infty$, т.е. входная активная проводимость трансформатора g_0 равна нулю, а модуль его входной индуктивной проводимости равен $b_0 = (\omega L_1)^{-1}$, где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота автономного инвертора. В режиме короткого замыкания, когда выходные зажимы выпрямителя замкнуты накоротко, $R = R_k = 0$, входная активная проводимость трансформатора g_k также равна нулю, а модуль его входной индуктивной проводимости равен $b_k = (\omega L_1 (1 - k^2))^{-1}$. Видно, что индуктивная проводимость b_k при коротком замыкании больше, чем при холостом ходе b_0 (для рассматриваемого примера – в 1,74 раза). В этом режиме токи и первичной, и вторичной обмоток трансформатора достигают максимальных значений. Параметры трансформатора, входное напряжение инвертора и его частоту обычно выбирают такими, чтобы обеспечить заданное максимальное значение I_{OUT} выпрямленного тока вторичной обмотки трансформатора при её коротком замыкании, так как этот ток является начальным током заряда незаряженного конденсатора сглаживающего фильтра. При некотором значении $R = R_m$ индуктивная проводимость b_m равна среднему значению между b_0 и b_k , а активная проводимость достигает максимума g_m . Этот максимум в несколько раз меньше соответствующей индуктивной проводимости b_m (для рассматриваемого примера в 3,7 раза), при этом коэффициент мощности, потребляемой первичной обмоткой трансформатора, очень мал (для рассматриваемого примера он составляет 0,26). Если сопротивление нагрузки вторичной обмотки не равно R_m , а больше или меньше его, то коэффициент мощности становится ещё меньше.

Малое значение коэффициента мощности АИН является следствием низкого значения коэффициента связи между разнесёнными обмотками трансформатора [8]. Увеличенное, при этом, значение намагничивающей составляющей входного тока трансформатора эквивалентно увеличению выходного тока инвертора, причем этот ток увеличивается в несколько раз по сравнению с минимально необходимым значением, определяемым нагрузкой трансформатора на его вторичной стороне. Это обстоятельство вызывает следующие последствия: необходимость выбора транзисторов и диодов АИН с завышенными номинальными токами; увеличение потерь мощности в этих полупроводниковых приборах, их массы и стоимости; усложнение проблемы отвода тепла, соответствующего потерям мощности.

Негативная составляющая этих последствий усиливается в системе энергообеспечения подводного аппарата, поскольку электронные блоки должны размещаться в герметичных контейнерах с плотной компоновкой и с ограниченными возможностями отвода тепла от силовых приборов.

Приведённые рассуждения свидетельствуют об актуальности задачи уменьшения выходного тока АИН, который используется в системе бесконтактной передачи электроэнергии для питания нагрузки через трансформатор с низким коэффициентом связи между его обмотками.

Решение этой задачи можно искать в виде такой структуры нагрузки инвертора, при которой выполняется компенсация определенной доли намагничивающей составляющей входного тока трансформатора. Поскольку эта составляющая имеет индуктивный характер, то компенсацию следует выполнять некоторым элементом, имеющим ёмкостной характер нагрузки. Применение конденсатора в чистом виде здесь ограничено, так как на выходе инвертора формируется напряжение прямоугольной формы.

Одним из способов токовой разгрузки силовых ключей мостового инвертора является включение резонансного контура на его выходе. [9–15]. Известны также полумостовые схемы включения инвертора с последовательным резонансным контуром и выпрямителем с удвоением выходного напряжения [16].

В качестве одного из возможных вариантов заслуживает внимания резонансная последовательная LC -цепь, включенная на выход инвертора параллельно первичной обмотке трансформатора [17]. На рис. 2 представлена электрическая структурная схема автономного инвертора, питающего нагрузку через трансформатор TU с низким коэффициентом связи между его обмотками.

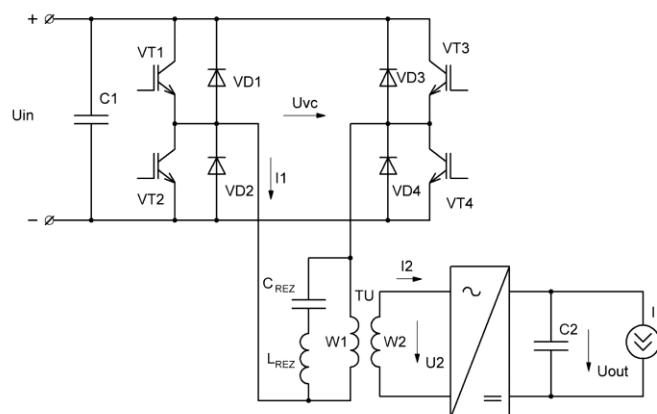


Рис. 2. Схема электрическая структурная системы бесконтактной передачи электроэнергии

Инвертор содержит входной конденсатор с емкостью $C1$, транзисторный коммутатор на транзисторных ключах $VT1...VT4$, зашунтированными обратными диодами $VD1...VD4$, и последовательную резонансную цепь L_{REZ} , C_{REZ} , подключенную к выходу транзисторного коммутатора, куда подключена также первичная обмотка $w1$ трансформатора, обозначенного на рисунке 2 как TU , а его вторичная обмотка $w2$ через фильтрующий конденсатор $C2$ соединена с нагрузкой, потребляющей ток I_L .

Для анализа такого устройства необходимо воспользоваться схемой замещения трансформатора. Однофазный трансформатор с линейным магнитным сердечником (или не имеющий магнитного сердечника) характеризуется взаимной индуктивностью M между первичной и вторичной обмотками и коэффициентом трансформации идеального трансформатора, который равен отношению числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки. Кроме перечисленных величин к основным параметрам трансформатора относятся индуктивности первичной L_1 и вторичной L_2 обмоток, а также их активные сопротивления R_1 и R_2 .

Известны схемы замещения трансформатора, в которых отсутствуют элементы, обладающие взаимной индуктивностью [18]. Если первичная и вторичная обмотки трансформатора, кроме магнитной связи, не соединены электрическими цепями, то можно объединить по одному зажиму этих обмоток в общий узел. При этом схема замещения трансформатора существенно упрощается. К числу подобных схем относится классический вариант, в котором параметры цепи вторичной обмотки приведены к первичной обмотке (или наоборот). Недостаток этого варианта – приведённые значения тока и напряжения вторичной обмотки приходится пересчитывать. Такую операцию можно выполнить при моделировании в про-

грамме Micro-Cap с помощью введения в схему моделирования зависимых источников тока и напряжения, которые трансформируют приведённые величины. Можно обойтись более простым решением, не требующим применения зависимых источников. Так, в [18] показана треугольная схема замещения, где каждая сторона треугольника состоит из индуктивности, значение которой образовано из параметров: L_1 , L_2 и M . Причём одна из этих индуктивностей имеет отрицательное значение. Наибольшей простотой отличается схема замещения трансформатора, приведенная на рис. 3, обеспечивающая магнитную развязку магнитосвязанных цепей [19].

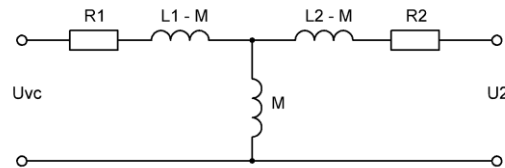


Рис. 3. Схема замещения трансформатора

В этой схеме одна из индуктивностей имеет отрицательное значение: у понижающего трансформатора отрицательна индуктивность $L_2 - M$, а у повышающего отрицательна индуктивность $L_1 - M$. Кроме указанных элементов в схему замещения входят два резистора: R_1 и R_2 , которые соответствуют активным сопротивлениям первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Математическое моделирование основных режимов инвертора. Анализ АИН с резонансным контуром на его выходе целесообразно выполнить путем математического моделирования. Для решения поставленной задачи можно воспользоваться популярным программным пакетом схемотехнического моделирования Micro-Cap [20]. На рис. 4–6 приведены результаты моделирования в виде осциллограмм токов и напряжений в транзисторном коммутаторе инвертора, резонансном контуре и в обмотках трансформатора.

Выходное напряжение U_{VC} транзисторного коммутатора представляет собой периодическую последовательность симметричных прямоугольных биполярных импульсов. Период T напряжения U_{VC} равен $1/f$, где f – частота этого напряжения. Указанные импульсы разделены промежутками T_{DT} времени «мёртвой зоны», на которых мгновенные значения напряжения U_{VC} равны нулю.

Наличие этих промежутков устраняет вероятность короткого замыкания питающего источника U_{IN} через два транзистора разных плеч, которые входят в одну стойку моста транзисторного коммутатора (плечи $VT1$, $VT2$ или $VT3$, $VT4$).

Ёмкость конденсатора $C2$ выбирается из условия подавления пульсаций выходного напряжения U_{OUT} до заданного малого значения. Вместе с тем, напряжение на этом конденсаторе в процессе его заряда изменяется много медленнее по отношению к переменной составляющей U_{OUT} . Поэтому анализ работы устройства можно производить, заменяя конденсатор $C2$ источником напряжения постоянного тока.

Падения напряжения в транзисторах и диодах коммутатора при их проводящем состоянии пренебрежимо малы по сравнению с напряжением U_{IN} источника питания. Поэтому можно считать, что амплитуда прямоугольных биполярных импульсов выходного напряжения U_{VC} не зависит от нагрузки и равна U_{IN} . Осциллограмма этого напряжения приведена на рисунке 4, а. Напряжение U_{IN} принято равным 300 В, частота f выходного напряжения U_{VC} равна 12,5 кГц ($T = 80$ мкс), а время «мёртвой зоны» T_{DT} составляет 1 мкс. Трансформатор TU имеет параметры, указанные выше, т.е. взаимная индуктивность между обмотками $M = 21,3$ мкГн,

индуктивность первичной обмотки $L_1 = 58,4$ мкГн, индуктивность вторичной обмотки $L_2 = 18,2$ мкГн, коэффициент связи между обмотками $k = 0,65$, активное сопротивление первичной обмотки $R_1 = 20$ мОм и вторичной обмотки $R_2 = 5$ мОм.

Достаточно высокая точность анализа работы исследуемого устройства сохраняется при пренебрежении падениями напряжения в диодах выпрямителя вторичного напряжения трансформатора и на активных сопротивлениях его обмоток. Результаты схемотехнического моделирования и экспериментального исследования подтверждают допустимость указанных упрощений. С учётом этих допущений, форма и амплитудные значения токов первичной и вторичной обмоток трансформатора TU определяются формой выходного напряжения инвертора U_{VC} и двумя индуктивностями. Первая из них – это индуктивность L_{1k} первичной обмотки при замкнутой накоротко вторичной обмотке трансформатора TU . Она находится на основании схемы замещения (рис. 3) как сумма индуктивности $(L_1 - M)$ с эквивалентной индуктивностью двух, включённых параллельно, индуктивностей M и $(L_2 - M)$:

$$L_{1k} = L_1 - M + \frac{M(L_2 - M)}{M + (L_2 - M)} = L_1 - \frac{M^2}{L_2}. \quad (1)$$

Вторая, передаточная, индуктивность L_{12} определяет ток короткозамкнутой вторичной обмотки трансформатора при подведении напряжения к его первичной обмотке (или, наоборот, ток короткозамкнутой первичной обмотки при подведении напряжения к вторичной обмотке). Индуктивность L_{12} находится также по схеме замещения, приведённой на рис. 3, с помощью метода ненаправленных графов [2]:

$$L_{12} = \left(\frac{(L_1 - M)^{-1} (L_2 - M)^{-1}}{(L_1 - M)^{-1} + (L_2 - M)^{-1} + (M)^{-1}} \right)^{-1} = \frac{L_1 L_2}{M} - M. \quad (2)$$

Форма токов I_{1k} и I_{2k} первичной и вторичной обмоток трансформатора TU , при коротком замыкании его вторичной обмотки, пилообразная и представляет собой периодическую последовательность симметричных трапецеидальных биполярных импульсов (треугольных импульсов, у которых обрезана вершина). Протяжённость плоской вершины этих импульсов – это время T_{DT} «мёртвой зоны». Модули производных по времени t токов I_{1k} и I_{2k} для боковых сторон указанных биполярных импульсов, соответствующие амплитудному значению выходного напряжения U_{VC} инвертора находятся по формулам:

$$\frac{dI_{1k}}{dt} = \frac{U}{L_{1k}}, \quad \frac{dI_{2k}}{dt} = \frac{U}{L_{12}}. \quad (3)$$

Амплитудные значения этих токов при коротком замыкании вторичной обмотки определяются выражениями:

$$I_{1kA} = \frac{dI_{1k}}{dt} \left(\frac{T}{4} - \frac{T_{DT}}{2} \right), \quad I_{2kA} = \frac{dI_{2k}}{dt} \left(\frac{T}{4} - \frac{T_{DT}}{2} \right), \quad (4)$$

Приведённым выше принятым исходным данным для примера соответствуют следующие расчетные значения токов: $I_{1kA} = 174,8$ А и $I_{2kA} = 204,5$ А.

На рис. 4,б показаны осциллограммы токов I_{1k} и I_{2k} при коротком замыкании вторичной обмотки, полученные для рассматриваемого примера с помощью схемотехнического моделирования. При моделировании учитывались активные сопротивления обмоток трансформатора TU и падения напряжения в диодах выходного мостового выпрямителя, при этом полученные при моделировании амплитудные значения токов I_{1kA} и I_{2kA} (174,7 А и 204,1 А) практически совпадают с расчётными.

Средние по модулю значения этих токов находятся по площади трапеции, имеющей основания $(T/2 + T_{DT})$ и T_{DT} и высоту I_{1kA} или I_{2kA} :

$$I_{1kAVG} = \frac{I_{1kA}(T + 2T_{DT})}{2T}, \quad I_{2kAVG} = \frac{I_{2kA}(T + 2T_{DT})}{2T}, \quad (5)$$

Действующие значения этих токов определяются формулами:

$$I_{1kRMS} = \frac{I_{1kA}}{\sqrt{3}} \sqrt{1 + \frac{4T_{DT}}{T}}, \quad I_{2kRMS} = \frac{I_{2kA}}{\sqrt{3}} \sqrt{1 + \frac{4T_{DT}}{T}}, \quad (6)$$

Применительно к рассматриваемому примеру по формулам (5) и (6) находятся следующие значения: $I_{1kAVG} = 90$ А, $I_{2kAVG} = 105$ А; $I_{1kRMS} = 103$ А, $I_{2kRMS} = 121$ А. Отличия перечисленных значений от полученных с помощью схемотехнического моделирования не выходят за пределы 1 %.

Приведённые на рис. 4,б осциллограммы показывают, что моменты перехода токов I_{1k} и I_{2k} через нулевое значение соответствуют серединам прямоугольных биполярных импульсов выходного напряжения U_{VC} транзисторного коммутатора. Следовательно, первая гармоника тока I_{1k} отстаёт от первой гармоники напряжения U_{VC} на угол $\pi/2$, как у индуктивного элемента. Можно уменьшить первую гармонику тока, если скомпенсировать часть её с помощью цепи, которая включается параллельно первичной обмотке трансформатора TU и на частоте первой гармоники обладает свойством ёмкостного элемента. Использовать в качестве такой цепи конденсатор нельзя, так как крутые фронты выходного напряжения U_{VC} транзисторного коммутатора вызовут появление чрезмерных по амплитуде импульсов токов компенсирующего конденсатора и транзисторного коммутатора.

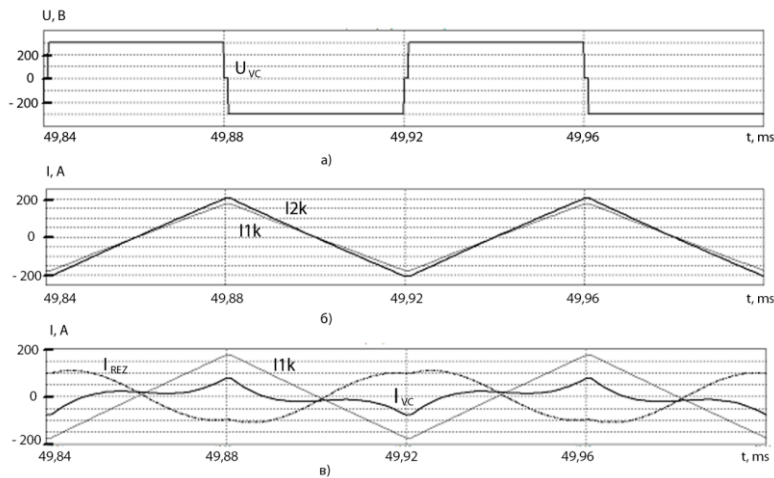


Рис. 4. Диаграммы сигналов в системе при коротком замыкании на вторичной стороне трансформатора: а – напряжение U_{VC} на выходе транзисторного коммутатора; б – токи I_{1k} первичной и I_{2k} вторичной обмоток трансформатора; в – токи I_{REZ} резонансного контура, I_{1k} первичной обмотки трансформатора и I_{VC} транзисторного коммутатора

Для разрешения этой проблемы можно в качестве компенсирующей цепи применить последовательный резонансный $L_{REZ} C_{REZ}$ контур. Его резонансная частота f_0 должна быть больше частоты f переключения транзисторного коммутатора, т.е. тогда $f_0 = m f$, где $m \geq 1$.

Наличие резонансного контура практически не влияет на форму и значения токов первичной и вторичной обмоток трансформатора. Лучший результат получается, если действие входной индуктивности трансформатора будет скомпенсировано, когда её значение соответствует среднему значению индуктивной составляющей b_m входной проводимости этого трансформатора (для схемы замещения трансформатора, в которой индуктивная и активная проводимости, включённые параллельно, подключены вместо трансформатора к входным зажимам его первичной обмотки). Эта индуктивность L_{AVG} определяется нижеприведённой формулой:

$$L_{AVG} = \left(\frac{L_1^{-1} + L_{1k}^{-1}}{2} \right)^{-1} = \frac{2 L_1 L_{1k}}{L_1 + L_{1k}}. \quad (7)$$

Для рассматриваемого примера $L_{AVG} = 42,6$ мкГн. При указанной настройке резонансного контура наилучшая компенсация достигается в режиме передачи через трансформатор максимума активной мощности. При коротком замыкании трансформатора будет иметь место неполная компенсация его входной индуктивной проводимости, а в режиме холостого хода – перекомпенсация. Перечисленным условиям соответствует следующая система уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2\pi f C_{REZ}} - 2\pi f L_{REZ} = 2\pi f L_{AVG} \\ L_{REZ} C_{REZ} = \frac{1}{(2\pi m f)^2} \end{array} \right. \quad (8)$$

Результатом решения этой системы являются выражения, определяющие индуктивность реактора L_{REZ} и ёмкость конденсатора C_{REZ} последовательного резонансного контура:

$$L_{REZ} = \frac{L_{AVG}}{m^2 - 1}, \quad C_{REZ} = \frac{m^2 - 1}{(2\pi m f)^2 L_{AVG}}. \quad (9)$$

Формулы (9) показывают, что с приближением параметра m к единице, когда резонансная частота f_0 приближается к частоте переключения f , ёмкость C_{REZ} снижается, а индуктивность L_{REZ} растёт. Последнее проявление снижения частоты f_0 приводит к большему подавлению высших гармоник тока резонансного контура и снижению действующего значения этого тока, а также тока транзисторного коммутатора инвертора. Однако при этом увеличиваются напряжения, размеры, масса и стоимость реактора L_{REZ} и конденсатора C_{REZ} . Выбор параметра m следует проводить с учётом всех перечисленных обстоятельств.

Для рассматриваемого примера при $m = 1,25$ получены следующие значения параметров резонансного контура: $L_{REZ} = 75,7$ мкГн и $C_{REZ} = 1,37$ мкФ.

На рис. 4,в показаны осциллограммы токов первичной обмотки I_{1k} , транзисторного коммутатора I_{VC} и резонансного контура I_{REZ} , полученные с помощью схемотехнического моделирования. Ток I_{VC} равен сумме токов I_{1k} и I_{REZ} , которые практически противоположны по своим направлениям. Поэтому фактически происходит вычитание модулей этих токов. Наглядно видно, что ток транзисторного коммутатора I_{VC} много меньше тока I_{1k} первичной обмотки. Этот факт свидетельствует о достижении заданного эффекта от введения резонансного контура в автономный инвертор. С помощью схемотехнического моделирования получены следующие значения этих токов. Их действующие значения: первичной обмотки $I_{1k,RMS} = 103$ А, транзисторного преобразователя $I_{VC,RMS} = 38,8$ А, резонансного контура $I_{REZ,RMS} = 80,2$ А. Средние по модулю значения токов: первичной обмотки $I_{1k,AVG} = 90$ А, транзисторного преобразователя $I_{VC,AVG} = 29,8$ А, резонансного контура $I_{REZ,AVG} = 73,4$ А. Следовательно, применение резонансного контура $L_{REZ}C_{REZ}$ позволило снизить среднее по модулю значение тока транзисторного коммутатора в 3 раза, а действующее значение этого тока в 2,7 раза.

Другой, кроме короткого замыкания, крайний режим – это режим холостого хода. Он возникает при отключении конденсатора $C2$ и источника тока нагрузки I_L от выходных зажимов выпрямителя. Форма напряжения $U2$ вторичной обмотки такая же, как и у напряжения первичной обмотки, при этом амплитуда импульсов напряжения определяется формулой:

$$U2_A = \frac{M}{L1} U_{IN}. \quad (10)$$

У понижающего трансформатора она меньше амплитудного значения напряжения первичной обмотки. Для рассматриваемого примера $U2_A = 109$ В. Осциллограмма напряжения первичной обмотки, полученная с помощью схемотехнического моделирования, приведена на рис. 5,а.

Нагрузкой транзисторного коммутатора является индуктивность $L1$ первичной обмотки трансформатора TU . Форма тока первичной обмотки при холостом ходе такая же, как и в режиме короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора. Производная тока $I_{1,0}$ первичной обмотки и его амплитуда определяются выражениями, которые получены из (3) и (4) путём замены I_{1k} на $I_{1,0}$, а dI_{1k}/dt на $dI_{1,0}/dt$:

$$\frac{dI_{1,0}}{dt} = \frac{U}{L1}, \quad I_{1,0A} = \frac{dI_{1,0}}{dt} \left(\frac{T}{4} - \frac{T_{DT}}{2} \right). \quad (10)$$

Среднее по модулю $I_{1,0,AVG}$ и действующее $I_{1,0,RMS}$ значения тока первичной обмотки находятся по формулам, аналогичным (5) и (6):

$$I_{1,0,AVG} = \frac{I_{1,0A}(T + 2T_{DT})}{2T}, \quad I_{1,0,RMS} = \frac{I_{1,0A}}{\sqrt{3}} \sqrt{1 + \frac{4T_{DT}}{T}}. \quad (11)$$

Для рассматриваемого примера амплитуда тока первичной обмотки ненагруженного трансформатора $I_{1,0A} = 100$ А, среднее по модулю и действующее значения этого тока: $I_{1,0,AVG} = 51$ А, $I_{1,0,RMS} = 59$ А. С помощью схемотехнического моделирования получены значения $I_{1,0,AVG} = 53$ А, $I_{1,0,RMS} = 61$ А, которые достаточно близки к результатам, вычислений по формулам (11).

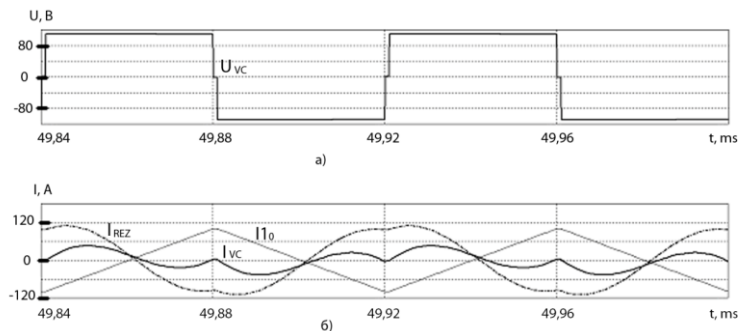


Рис. 5. Диаграммы сигналов в системе при холостом ходе на вторичной стороне трансформатора: а – выходное напряжение U_{vc} транзисторного коммутатора; б – токи I_{REZ} резонансного контура, I_{vc} транзисторного коммутатора и I_{10} первичной обмотки трансформатора

Индуктивность $L1$ (58,4 мкГн) первичной обмотки трансформатора больше среднего значения L_{AVG} (42,6 мкГн) (7), для компенсации которой были выбраны приведённые выше параметры фильтра L_{REZ} C_{REZ} . Поэтому при подключении этого фильтра параллельно первичной обмотке трансформатора, наблюдается перекомпенсация индуктивной проводимости в параллельной схеме замещения трансформатора.

тора. На рис. 5,б. показаны осциллограммы токов первичной обмотки $I_{1,0}$, транзисторного коммутатора I_{VC} и резонансного контура I_{REZ} , полученные с помощью схемотехнического моделирования. Сравнивая осциллограммы тока I_{VC} , приведённые на рис. 4,в и 5,б, можно заметить, что первые гармоники этих осциллограмм противоположны по фазе. Этот факт подтверждает наличие перекомпенсации индуктивной проводимости трансформатора в режиме холостого хода. При обработке указанных осциллограмм найдены следующие средние по модулю и действующие значения выходного тока транзисторного коммутатора: $I_{VC,AVG} = 25,8$ А, $I_{VC,RMS} = 32,2$ А, что несколько меньше, чем в режиме короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора. Применение резонансного контура $L_{REZ} C_{REZ}$ позволило в режиме холостого хода снизить среднее по модулю значение тока транзисторного преобразователя в 3,5 раза, а действующее значение этого тока в 3,2 раза. Естественно, что для тока резонансного контура его форма, а также среднее по модулю и действующие значения остались такими же, как и в режиме короткого замыкания.

Режим передачи максимума активной мощности на выход выпрямителя близок к режиму, при котором к выходным зажимам выпрямителя подключен источник напряжения постоянного тока с напряжением, равным половине амплитуды выходного напряжения вторичной обмотки трансформатора в режиме его холостого хода. На рисунке 6, а. показаны осциллограммы напряжений первичной обмотки U_{IN} и вторичной обмотки U_2 , полученные с помощью схемотехнического моделирования.

Видно, что напряжение U_2 отстаёт по фазе от напряжения U_{IN} и имеет более пологие передний и задний фронты. Наличие напряжения U_2 на зажимах вторичной обмотки приводит к появлению соответствующих этому напряжения составляющих токов I_1 и I_2 первичной и вторичной обмоток трансформатора TU . При этом форма этих токов становится более сложной, чем в режимах холостого хода или короткого замыкания. Указанная особенность формы этих токов проявляется на их осциллограммах, приведённых на рис. 6,б. У обоих токов одинаковые амплитуды – 150 А и близкие средние по модулю ($I_{1AVG} = 77,2$ А и $I_{2AVG} = 78,6$ А) и действующие ($I_{1RMS} = 90,8$ А и $I_{2RMS} = 90,2$ А) значения.

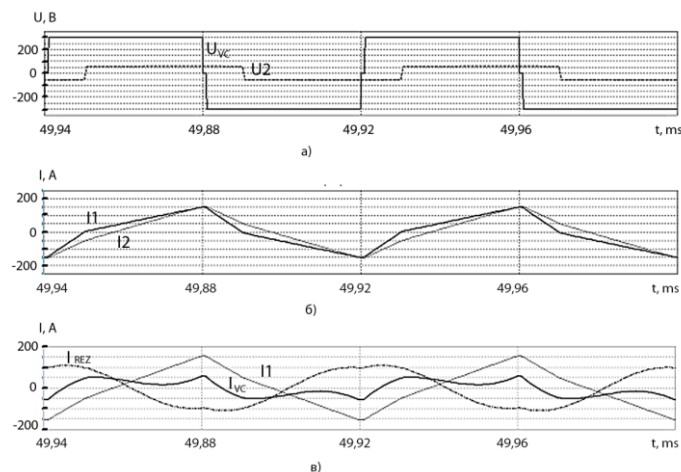


Рис. 6. Диаграммы сигналов в системе в режиме передачи максимальной активной мощности: а – напряжение U_{VC} транзисторного коммутатора и напряжение U_2 на вторичной стороне трансформатора; б – токи I_1 , I_2 первичной и вторичной обмоток трансформатора; в – токи I_{REZ} резонансного контура, I_{VC} транзисторного коммутатора и I_1 первичной обмотки трансформатора

На рис. 6,в показаны осциллограммы токов первичной обмотки I_1 , транзисторного коммутатора I_{VC} и резонансного контура I_{VC} , полученные с помощью схемотехнического моделирования. Найдены следующие средние по модулю и действующие значения выходного тока транзисторного коммутатора в этом режиме: $I_{VC.AVG} = 34,8$ А, $I_{VC.RMS} = 40$ А, что немногим больше по сравнению с режимом короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора. Применение резонансного контура L_{REZ} C_{REZ} позволило в режиме передачи максимальной мощности снизить среднее по модулю значение тока транзисторного коммутатора инвертора и действующее значение его тока в 2,6 раза.

Выводы. Результаты анализа работы инвертора при использовании его для питания нагрузки через трансформатор с низким коэффициентом связи между его обмотками при включении в состав инвертора предложенного резонансного контура, показали достижение поставленной цели. Действующее значение выходного тока транзисторного коммутатора инвертора снижается для режима короткого замыкания в 3,2 раза, холостого хода в 2,7 раза, и для режима передачи максимальной мощности в 2,6 раза.

Это преимущество обеспечивает выбор транзисторов и диодов инвертора с уменьшенными номинальными токами; позволяет снизить потери мощности в этих полупроводниковых приборах, их массу и стоимость, а также облегчает отвод тепла, соответствующего этим потерям.

Полученные результаты приобретают особую актуальность при использовании инвертора в составе системы бесконтактной передачи электроэнергии на автономный необитаемый подводный аппарат. На рассмотренное техническое решение получен патент на изобретение.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Илларионов Г.Ю., Сиденко К.С., Бочаров Л.Ю. Угроза из глубины: XXI век. – Хабаровск: КГУП «Хабаровская краевая типография», 2011. – 304 с.
2. Dunbabin M., Corke P., Vasilescu I., Rus D. Data Multing over Underwater Wireless Sensor Networks using an Autonomous Underwater Vehicle. [Conference, 2006]. URL: <http://eprints.qut.edu.au/32678/2/1642013%5B1%5D.pdf> (дата обращения 12.04.2016).
3. James C Kinsey, Ryan M. Eustice, Louis L. Whitcomb. A Survey of Underwater Vehicle Navigation: Recent Advances and New Challenges. [2006]. URL: <http://www.researchgate.net/publication/237725027> (дата обращения 12.04.2016).
4. Герасимов В.А., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И. Структура системы электроснабжения автономного необитаемого подводного аппарата // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 3 (140). – С. 47-55.
5. Герасимов В.А., Кувишинов Г.Е., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И. Исследование режимов работы системы энергообеспечения автономного необитаемого подводного аппарата с бесконтактной передачей электроэнергии // Подводные исследования и робототехника. – 2013. – № 2. – С. 24-32.
6. Albert M. Bradley, Michael D. Feezor, Hanuman Singh, F. Yates Sorrell. Power Systems for Autonomous Underwater Vehicle. [Oceanic Engineering, 2001]. URL: <http://www.researchgate.net/publication/3231230> (дата обращения 12.04.2016).
7. Герасимов В.А., Копылов В.В., Кувишинов 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. – С. 28-33.
8. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power electronics. Converters, Applications, and Design. USA, Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2003. – 802 p.
9. Мелешихин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
10. Yan Lu, K.W. Eric Cheng, S.L. Ho. Quasi current mode control for the phase-shifted series resonant converter. [Transactions on Power Electronics, 2009]. URL: http://ira.lib.polyu.edu.hk/bitstream/10397/871/1/phase-shifted-series_08.pdf (дата обращения 25.02.2016).

11. Artur J. Moradewicz, Marian P. Kazmierkowski. FPGA based control of series resonant converter for contactless power supply [Conference 2008]. URL: <https://www.researchgate.net/publication/224350054> (дата обращения 25.02.2016).
12. Stanimir Valtchev, Beatriz Borges, Kostadin Brandskiy, Ben Klaasens. Resonant contactless energy transfer with improved efficiency. [Transactions on Power Electronics, 2009]. URL: <https://www.researchgate.net/publication/224400488> (дата обращения 25.02.2016).
13. Горский О.В. Исследование базовой модели индуктивно связанных контуров бесконтактного зарядного устройства имплантируемых систем. [Информационно-управляющие системы, 2013]. URL: <http://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-bazovoy-modeli-induktivno-svyazannyh-konturov-beskontaktnogo-zaryadnogo-ustroystva-implantiruemyh-sistem> (дата обращения 25.02.2016).
14. Stanimir Valtchev. Resonant power converters in contactless energy transfer: electric vehicle and renewable energy processing. [Conference, 2015]. URL: <http://elar.urfu.ru/bitstream/10995/35311/1/epp-2015-46.pdf> (дата обращения 25.02.2016).
15. Yaosuo Xue, Liuchen Chang, Søren Bækhoj Kjær, Toshihisa Shimizu. Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview. [Transactions on Power Electronics, 2004]. URL: <http://www.researchgate.net/publication/3280590> (дата обращения 12.04.2016).
16. Ying-Chun Chuang, Yu-Lung Ke, Hung-Shiang Chung, Hung-Kun Chen. Implementation and analysis of an improved series-loaded resonant DC-DC converter operating above resonance for battery charges [Conference, 2008]. URL: <https://www.researchgate.net/publication/4366130> (дата обращения 25.02.2016).
17. Патент RU 2558681, H20M7/797. Автономный инвертор напряжения для питания нагрузки через трансформатор с низким коэффициентом связи между его обмотками / Кувшинов Г.Е., Наумов Л.А., Себто Ю.Г., Герасимов В.А., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И., Красковский М.В. 2015, бюл. № 22.
18. Герасимова Г.Н., Кувшинов Г.Е., Наумов Л.А., Усольцев В.К. Топологические методы анализа в электротехнике и автоматике: учебное пособие для вузов. – Владивосток: Дальнаука, 2001. – 232 с.
19. Электротехника. – В 3-х кн. Кн. 1. Теория электрических и магнитных цепей. Электрические измерения / под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2003. – 505 с.
20. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 464 с.

REFERENCES

1. Illarionov G.Yu., Sidenko K.S., Bocharov L.Yu. Ugroza iz glubiny: XXI vek [Dear reader: twenty-first century]. Khabarovsk: KGUP «Khabarovskaya kraevaya tipografiya», 2011, 304 p.
2. Dunbabin M., Corke P., Vasilescu I., Rus D. Data Multing over Underwater Wireless Sensor Networks using an Autonomous Underwater Vehicle. [Conference, 2006]. Available at: <http://eprints.qut.edu.au/32678/2/1642013%5B1%5D.pdf> (accessed 12 April 2016).
3. James C Kinsey, Ryan M. Eustice, Louis L. Whitcomb. A Survey of Underwater Vehicle Navigation: Recent Advances and New Challenges. [2006]. Available at: <http://www.researchgate.net/publication/237725027> (accessed 12 April 2016).
4. Gerasimov V.A., Filozhenko A.Yu., Chepurin P.I. Struktura sistemy elektrosnabzheniya avtonomnogo neobitaemogo podvodnogo apparata [Structure of the system noncontact energy issue of the autonomous undersea device], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2013, No. 3 (140), pp. 47-55.
5. Gerasimov V.A., Kuvshinov G.E., Flozhenko A.Yu., Chepurin P.I. Issledovanie rezhimov raboty sistemy energoobespecheniya avtonomnogo neobitaemogo podvodnogo apparata s beskontaktnoy peredachey elektroenergii [Research of operation modes of the power supply system of Autonomous underwater vehicle with contactless electric power transmission], *Podvodnye issledovaniya i robototekhnika* [Underwater Researches and Robotics], 2013, No. 2, pp. 24-32.
6. Albert M. Bradley, Michael D. Feezor, Hanumant Singh, F. Yates Sorrell. Power Systems for Autonomous Underwater Vehicle. [Oceanic Engineering, 2001]. Available at: <http://www.researchgate.net/publication/3231230> (accessed 12 April 2016).

7. Gerasimov V.A., Kopylov V.V., Kuvshinov G.E., Naumov L.A., Sebtov Yu.G., Filozhenko A.Yu., Chepurin P.I. Matematicheskaya model' ustroystva dlya beskontaktnoy peredachi elektroenergii na podvodnyy ob'ekt [A mathematical model of the device for contactless power transmission for underwater object], *Podvodnye issledovaniya i robototekhnika* [Underwater Researches and Robotics], 2012, No. 2, pp. 28-33.
8. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power electronics. Converters, Applications, and Design. USA, Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2003, 802 p.
9. Meleshin V.I. Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika [Transistor conversion equipment]. Moscow: Tekhnosfera, 2006, 632 p.
10. Yan Lu, K.W. Eric Cheng, S.L. Ho. Quasi current mode control for the phase-shifted series resonant converter. [Transactions on Power Electronics, 2009]. Available at: http://ira.lib.polyu.edu.hk/bitstream/10397/871/1/phase-shifted-series_08.pdf (accessed 25 February 2016).
11. Artur J. Moradewicz, Marian P. Kazmierkowski. FPGA based control of series resonant converter for contactless power supply [Conference 2008]. Available at: <https://www.researchgate.net/publication/224350054> (accessed 25 February 2016).
12. Stanimir Valtchev, Beatriz Borges, Kostadin Brandskiy, Ben Klaasens. Resonant contactless energy transfer with improved efficiency. [Transactions on Power Electronics, 2009]. Available at: <https://www.researchgate.net/publication/224400488> (accessed 25 February 2016).
13. Gorskiy O.V. Issledovanie bazovoy modeli induktivno svyazannykh konturov beskontaktnogo zaryadnogo ustroystva implantiruemykh sistem [Study the basic model of inductively coupled circuits of the contactless charger of implantable systems]. [Informatsionno-upravlyayushchie sistemy, 2013]. Available at: <http://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-bazovoy-modeli-induktivno-svyazannykh-konturov-beskontaktnogo-zaryadnogo-ustroystva-implantiruemykh-sistem> (accessed 25 February 2016).
14. Stanimir Valtchev. Resonant power converters in contactless energy transfer: electric vehicle and renewable energy processing. [Conference, 2015]. Available at: <http://elar.urfu.ru/bitstream/10995/35311/1/epp-2015-46.pdf> (accessed 25 February 2016).
15. Yaosuo Xue, Liuchen Chang, Søren Bækhoj Kjær, Toshihisa Shimizu. Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview. [Transactions on Power Electronics, 2004]. Available at: <http://www.researchgate.net/publication/3280590> (accessed 12 April 2016).
16. Ying-Chun Chuang, Yu-Lung Ke, Hung-Shiang Chung, Hung-Kun Chen. Implementation and analysis of an improved series-loaded resonant DC-DC converter operating above resonance for battery charges [Conference, 2008]. Available at: <https://www.researchgate.net/publication/4366130> (accessed 25 February 2016).
17. Kuvshinov G.E., Naumov L.A., Sebtov Yu.G., Gerasimov V.A., Filozhenko A.Yu., Chepurin P.I., Kraskovskiy M.V. Avtonomnyy inverter napryazheniya dlya pitaniya nagruzki cherez transformator s nizkim koeffitsientom svyazi mezhdu ego obmotkami [Stand-alone inverter voltage to power the load through a transformer with a low coupling coefficient between windings]. Patent RU 2558681, H20M7/797. 2015, bul. No. 22.
18. Gerasimova G.N., Kuvshinov G.E., Naumov L.A., Usoltsev V.K. Topologicheskie metody analiza v elektrotekhnike i avtomatike: uchebnoe posobie dlya vuzov [Topological methods of analysis in electrical engineering and automation: textbook for universities]. Vladivostok: Dal'nauka, 2001, 232 p.
19. Elektrotekhnika [Electrical engineering]. In 3 book. Book 1. Teoriya elektricheskikh i magnitnykh tsepey. Elektricheskie izmereniya [The theory of electric and magnetic circuits. Electric-cal measurement], ed. by P.A. Butyrina, R.Kh. Gafiyatullina, A.L. Shestakova. Chel'yabinsk: Izd-vo YuUrGU, 2003, 505 p.
20. Amelina M.A., Amelin S.A. Programma skhemotekhnicheskogo modelirovaniya Micro-Cap 8 [The circuit simulation program Micro-Cap 8]. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007, 464 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. В.Ф. Верёвкин.

Герасимов Владимир Александрович – Институт проблем морских технологий (ИПМТ) ДВО РАН; e-mail: fobos_v@mail.ru; 690091, г. Владивосток, ул. Суханова, 5а; тел.: 89140716030; к.т.н.; профессор,

Красковский Михаил Владимирович – Дальневосточный федеральный университет (ДВФУ); e-mail: mikhail51289@yandex.ru; Владивосток, ул. Суханова, 8; аспирант,

Кувшинов Геннадий Евграфович – e-mail: kuvsh@marine.febras.ru; д.т.н.; профессор.

Gerasimov Vladimir Aleksandrovich – Institute Marine Technological Problems (IMPT) FEBRAS; e-mail: fobos_v@mail.ru; 5A, Sukhanova street, Vladivostok, 690091, Russia; phone: +79140716030; cand. of eng. sc.; professor.

Kraskovskiy Mikhail Vladimirovich – Far Eastern Federal University (FEFU); e-mail: mikhail51289@yandex.ru; 8, Sukhanov street, Vladivostok, Russia; postgraduate student.

Kuvshinov Gennadiy Evgrafovich – e-mail: kuvsh@marine.febras.ru; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 621.31

В.А. Герасимов, М.В. Красковский, А.Ю. Филоженко

АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ КОНТУРОМ

Рассматриваются вопросы, связанные с зарядкой аккумуляторных батарей автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА) в подводном положении без подъема его на борт судна-носителя. Показана актуальность использования для процесса зарядки батарей бесконтактного способа передачи электроэнергии на аппарат. Особую значимость подобное решение приобретает при организации инфраструктуры энергообеспечения длительного подводного базирования АНПА. Приведена структура и определены функционально необходимые элементы системы бесконтактной передачи электроэнергии в виде автономного инвертора напряжения и высокочастотного трансформатора с раздельными первичной и вторичной частями. При размещении первичной части трансформатора на базе, а вторичной части на АНПА, процесс передачи электроэнергии осуществляется при совмещении контактных поверхностей частей трансформатора. Отмечена особенность использования этого способа, связанная с наличием конструктивного немагнитного зазора между первичной и вторичной обмотками трансформатора, что обуславливает низкий коэффициент магнитной связи и повышенные значения тока намагничивания трансформатора и выходного тока питающего автономного инвертора. Исследования посвящены проблеме снижения тока и уменьшению тепловых потерь на силовых ключах при сохранении уровня передаваемой энергии. Описан патентованный способ разгрузки силовых ключей автономного инвертора за счет включения резонансной индуктивно-емкостной цепи на его выходе. Проведен анализ функциональных связей между параметрами системы бесконтактной передачи энергии для исходного варианта и для случая применения резонансной цепи. Достоверность полученных результатов определяется сочетанием экспериментальных исследований, теоретических расчетов и математического моделирования системы. На численном примере показано, что предложенное техническое решение для токовой разгрузки силовых ключей позволяет уменьшить выходной ток автономного инвертора более, чем в три раза при сохранении уровня передаваемой мощности.

Бесконтактная передача электроэнергии; автономный подводный объект; высокочастотный трансформатор; автономный инвертор напряжения; последовательный резонансный контур; разгрузка силовых ключей.

V.A. Gerasimov, M.V. Kraskovskiy, A.Yu. Filozhenko

AUTONOMOUS VOLTAGE INVERTER WITH SERIES RESONANT CIRCUIT

Are considered the problems associated with charging storage batteries of autonomous underwater vehicle (AUV) in a submerged position without lifting it on board a carrier vessel. It is shown of relevance the use to the process of charging the battery of non-contact method of power