УДК 621.31

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЭНЕРГООБЕСПЕЧЕНИЯ АВТОНОМНОГО НЕОБИТАЕМОГО ПОДВОДНОГО АППАРАТА С БЕСКОНТАКТНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ

В.А. Герасимов, Г.Е. Кувшинов, А.Ю. Филоженко, П.И. Чепурин

Институт проблем морских технологий ДВО РАН¹

Приведено описание высокочастотного трансформатора и автономного инвертора системы бесконтактной передачи электроэнергии с судна-носителя на автономный необитаемый подводный аппарат, рассмотрена математическая модель этой системы, дан анализ соответствия результатов компьютерных экспериментов и исследований на реальном устройстве. Представлен способ управления силовыми ключами с минимизацией потерь мощности в элементах автономного инвертора.

введение

Электрообеспечение автономного необитаемого подводного аппарата (АНПА) с использованием бесконтактного способа передачи электроэнергии имеет ряд преимуществ перед другими техническими решениями [1]. К предпочтениям бесконтактного способа можно отнести инвариантность к окружающей среде, необслуживаемость, эффективность и надежность передачи энергии, степень влияния на движение АНПА и др.

Вместе с тем необходимость выполнения при таком способе передачи дополнительных



Рис. 1. Энергообеспечение АНПА: а – структурная схема системы электрообеспечения; б – структурная схема устройства для бесконтактной передачи электроэнергии;1 – источник электроэнергии; 2 – автономный инвертор; 3, 4 – первичная и вторичная части высокочастотного трансформатора ВчТ; 5 – выпрямитель; 6 – автоматическое зарядное устройство; С1, С2 – конденсаторы; АБ – аккумуляторная батарея; R_H – нагрузка

определенных преобразований электроэнергии, а также требование размещения преобразователей в герметичных контейнерах ограниченного объема ставят ряд характерных задач. Эти задачи связаны с необходимостью решения вопросов ограничения перенапряжений в преобразователях при указанных конструктивных особенностях, а также обеспечения допустимых тепловых режимов нагруженных элементов преобразователей при минимизации габаритов устройства.

В общем случае структуру системы электрообеспечения АНПА можно представить, как показано на рис. 1, а. Источник электроэнергии 1 входит в состав корабельного оборудования и состоит из силового согласующего трансформатора и выпрямителя. Автономный инвертор 2 преобразует напряжение постоянного тока в переменное напряжение, которое имеет

¹ 690950, Владивосток, ул. Суханова, 5а. Тел/факс: (423) 2432416. E-mail: gerasimov@marine.febras.ru

прямоугольную форму и является первичным напряжением высокочастотного трансформатора ВчТ. Автономный инвертор конструктивно выполняется в прочном контейнере и совместно с входным конденсатором С1 инвертора и первичной частью 3 трансформатора ВчТ должен работать под водой на глубине нахождения АНПА. В режиме передачи электроэнергии первичная 3 и вторичная 4 части ВчТ соприкасаются контактирующими поверхностями, и за счет индукционной связи между обмотками во вторичную часть ВчТ трансформируется напряжение, которое через выпрямитель 5 и конденсатор С2 фильтра поступает на вход автоматического зарядного устройства 6. Зарядное устройство в соответствии с алгоритмом, определяемым требованиями к процедуре заряда конкретного типа аккумуляторной батареи, обеспечивает необходимое регулирование зарядного тока и напряжения.

Опыт показывает, что для такой сложной системы с большим количеством ограничений задачи успешной практической реализации наиболее эффективно могут быть решены при сбалансированном сочетании аналитических решений, математического моделирования и экспериментального исследования. Для удобства изложения в представленной системе выделим отдельно устройство передачи электроэнергии (рис. 1, б), в состав которого отнесем источник электроэнергии 1, автономный инвертор 2 с входным конденсатором С1, высокочастотный трансформатор ВчТ, выпрямитель 5 с конденсатором С2. Зарядное устройство 6 и аккумуляторную батарею АБ заменим эквивалентным нагрузочным резистором R_и.

Высокочастотный трансформатор

Эффективность передачи электрической энергии в водной среде в значительной степени определяется характеристиками высокочастотного трансформатора ВчТ. Такие параметры трансформатора, как числа витков и сечения проводов первичной и вторичной обмоток, частота переключения инвертора, а также материал и конфигурация магнитопровода, определяющие зависимость напряжения на вторичной обмотке от тока нагрузки, обусловлены рядом факторов [2]. Это заданное напряжение на первичной обмотке трансформатора, ограничения по его габаритам, требуемая мощность и напряжение на нагрузке, окружающая температура и условия охлаждения.

Некоторые вопросы расчета трансформатора и определения его конструктивных параметров можно решить путем аналитического исследования и математического моделирования. Вместе с тем сложность аналитического описания таких характеристик трансформатора, как зависимость эффективности передачи электроэнергии от точности совмещения его первичной и вторичной частей, а также определение значений допустимых токовых нагрузок на провода обмоток трансформатора при изменении условий охлаждения требуют исследования на макетах в натурных условиях. Очевидно, что такой подход позволит получить достоверные результаты с наименьшими затратами. Кроме этого, сопоставление результатов теоретического анализа и результатов исследования устройства на макете в натурных условиях позволяет оценить адекватность принятых математических моделей как инструмента для последующей параметрической оптимизации функциональных узлов устройства передачи электроэнергии.

Зависимость среднего значения напряжения U_2 на выходе выпрямителя устройства (на нагрузке R_H , рис. 1, б) от тока нагрузки I_2 можно определить выражением [3]:

$$U_{2} = \frac{4\sqrt{L_{2k}M}}{T} \sqrt{(I_{2k} - I_{2})\Delta I_{1}} - 2\Delta U_{d},$$
(1)

где T — период выходного напряжения инвертора, M — взаимная индуктивность между обмотками ВчТ, ΔU_d — падение напряжения на одном диоде мостового выпрямителя, L_{2k} индуктивность вторичной обмотки ВчТ при коротком замыкании на первичной стороне:

$$L_{2k} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1},$$
 (2)

 L_1, L_2 — собственные индуктивности первичной и вторичной обмоток ВчТ соответственно; I_{2k} — максимальное среднее значение тока нагрузки (ток короткого замыкания):

$$I_{2k} = \frac{U_{1m}M(3T^2 - 4T_f^2)}{(L_1L_2 - M^2)T},$$
 (3)

 U_{1m} — амплитуда переменного напряжения на первичной обмотке ВчТ, T_f — суммарная длительность фронта и спада импульсов напряжения на выходе инвертора; ΔI_1 — приращение тока первичной обмотки ВчТ при холостом ходе устройства за время T/2:

$$\Delta I_1 = \frac{U_{1m}T}{2L_1}.$$
 (4)

Если положить $T_f = 0$ и $\Delta U_d = 0$, т.е. считать амплитудное значение U_{1m} равным напряжению питания инвертора U_{num} , то после несложных

преобразований выражение (1) можно привести к виду:

$$U_2 = U_{2XX} \sqrt{1 - \frac{I_2}{I_{2k}}},$$
 (5)

где $U_{_{2XX}}$ – напряжение на выходе устройства при токе нагрузки $I_{_2} = 0$,

$$U_{2XX} = k U_{num} \frac{W_1}{W_2},$$
 (6)

 w_1, w_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток ВчТ соответственно, $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$ — коэффициент связи между обмотками; I_{2k} — ток короткого замыкания, который с учетом принятых допущений будет определяться выражением

$$I_{2k} = \frac{kU_{num}}{8fw_1w_2L_B(1-k^2)},$$
 (7)

где $L_{_B}$ – индуктивность одного витка, f = 1/T – частота коммутации инвертора.

Исходные данные для выбора конструктивных параметров ВчТ определяются требованиями к электрическим параметрам заряда аккумуляторной батареи, т.е. значением выходного напряжения $U_{\scriptscriptstyle H}$ и тока $I_{\scriptscriptstyle H}$ в номинальном режиме заряда. Кроме этого, конструктивные параметры связаны с рядом ограничений: это допустимые габариты ВчТ, условия охлаждения, максимальные токовые нагрузки на провод катушек трансформатора, допустимая

частота коммутации IGBT транзисторов инвертора, предлагаемая номенклатура ферритовых сердечников для магнитопроводов ВчТ и др.

Так, один из хорошо сбалансированных вариантов, основанный на анализе перечисленных факторов. имеет следующие характеристики: f = 12350 Гц, $w_1 = 18$ витков, $w_2 = 19$ витков, $L_B = 0,58$ мкГн. Для катушек применялся высокочастотный провод литцендрат ЛЭЛО 1075×0,071 сечением 4,25 мм² и наружным диаметром 3,8 мм. Для магнитопровода использовались ферритовые сердечники P core half 150×30 (В65949) производства фирмы «Epcos», конструктивно выполненные в виде броневых получашек с наружным диаметром 150 мм, диаметром центрального керна 65 мм и сечением окна 65×15 мм. Общий вид ВчТ без корпуса для этого случая показан на рис. 2. Первичная и вторичная части трансформатора размещаются в отдельных корпусах, которые решают задачи изоляции конструкции от внешней среды и отвода тепла от провода обмоток. Корпуса выполняются из немагнитного материала, при этом за счет конструктивной толщины контактирующих поверхностей создается некоторый минимальный зазор.

изоляционная прокладка между передающей и приёмной частями ВчТ для создания конструктивного зазора

Рис. 2. Общий вид высокочастотного трансформатора без корпуса

Влияние конструктивных параметров катушек трансформатора на его внешние характеристики удобно оценивать при математическом моделировании устройства бесконтактной передачи энергии.

Выбор программы для выполнения математического моделирования связан с поставленными задачами. Из современного множества прикладных пакетов **VCЛОВНО** можно выделить программы для схемотехнического моделирования (Micro Cap, Electronics Workbench, Multisim) и программную среду MatLab-Simulink.

Первая группа программ характерна достаточно точным математическим описанием статических и динамических характеристик обширного перечня различных дискретных электронных и электротехнических устройств, а также интегральных аналоговых и цифровых микросхем. Это позволяет создавать модели, являющиеся практически полным отражением соответствующей реальной схемы.

Однако попытка использовать подобные программы для математической построения модели системы, схема которой приведена на рис. 1, а, сопряжена с определенными проблемами. Указанное выше достоинство точного описания элементов приводит к тому, что модели отдельных устройств, входящих в состав системы, приходится собирать из моделей отдельных дискретных элементов. Для достаточно большой схемы это увеличивает время решения, а в ряде случаев могут нарушаться условия сходимости и решение становится невозможным.

Пакет MatLab с расширением Simulink, напротив, ориентирован в первую очередь на обработку массивов данных (матриц и векторов). Однако, используя элементы дополнительной библиотеки расширения Sim Power Sistem (SPS), в среде Simulink можно создавать математические модели сложных электротехнических систем с достаточной степенью детализации и совпадающие по схемотехнике с исходным оригиналом. Эти условия определяют предпочтительность использования MatLab для моделирования как полной системы энергообеспечения АНПА, так и входящих в ее состав функциональных узлов.

Вместе с тем для решения вопросов проектирования отдельных фрагментов системы целесообразно использовать, например, программу имитационного схемотехнического моделирования Multisim.

Например, принятой структуре устройства бесконтактной передачи электроэнергии (рис. 1, б) можно поставить в соответствие математическую модель, реализованную в среде MatLab-Simulink. Схема такой модели приведена на рис. 3, а. Модель автономного инвертора (рис. 3, б), входящая в состав устройства, составлена из дискретных элементов библиотеки SPS, что позволяет выполнять более тонкую настройку модели с учетом полного комплекса характеристик реальной схемы, при этом элементы модели инвертора объединены в один модуль функцией «subcircuit».

Трансформатор ВчТ в модели устройства моделируется с помощью магнитосвязанных индуктивностей, представленных элементом Mutual Inductance из библиотеки SPS. Электрические цепи, подключенные к входу инвертора и к вторичной обмотке ВчТ, эквивалентны реальной схеме.



Рис. 3. Математическое моделирование устройства бесконтактной передачи электроэнергии: а – схема модели устройства; б – схема модели инвертора

Внешняя характеристика устройства для бесконтактной передачи электроэнергии, т.е. зависимость выходного напряжения от тока нагрузки $U_2^* = f(I_2^*)$, рассчитанная по формулам (5)... (7), приведена на рис. 4, кривая 1. На этом же рисунке показаны внешние характеристики, полученные при исследовании устройства на лабораторном макете в натурных условиях (график 2 – пунктирная кривая синего цвета) и при математическом моделировании в MatLab (график 3 – зеленая штриховая). Характеристики представлены в относительном виде, при этом для всех графиков базовым напряжением является значение U_{2XX} , рассчитанное по формуле (6), а базовым током – значение I_{2k} , вычисленное по выражению (7).



ства бесконтактной передачи электроэнергии: 1 – расчет; 2 – эксперимент; 3 – моделирование в MatLab Лабораторный макет устройства, также как и математическая модель, соответствует исходной структуре (рис. 1, δ), имеет единичные масштабные коэффициенты и выполнен на комплектующих, предполагаемых к использованию в рабочем варианте устройства передачи электроэнергии.

Хорошее совпадение результатов расчета, моделирования и экспериментальных исследований доказывает адекватность математической модели устройства бесконтактной передачи электроэнергии и справедливость допущений, принятых при выводе аналитических зависимостей. Эти результаты актуальны для решения ряда задач построения полной системы энергообеспечения. В частности, при определении конструктивных соотношений трансформатора ВчТ с учетом заданных ограничений, а также для параметрической оптимизации схемы автономного инвертора и выбора способа формирования импульсов управления ключами инвертора при осуществлении широтно-импульсного регулирования выходного напряжения.

Автономный инвертор

Обеспечение надежной работы инвертора связано с выполнением определенных праэтого конструирования вил компонента. Высокие скорости изменения тока современных электронных ключей и наличие паразитных индуктивностей в цепях коммутации приводят к появлению перенапряжений, которые могут вывести элементы инвертора из строя. Существуют достаточно простые решения [5, 6], следование которым позволяет свести к минимуму коммутационные перенапряжения. Вместе

с тем определенные ограничения на конструкцию инвертора не позволяют в полной мере применить на практике рекомендации по выбору, например типа и значений номиналов элементов снабберных цепей, или выполнить требования к топологии DC-шины устройства. Эти ограничения объясняются необходимостью размещения инвертора в герметичном контейнере весьма ограниченного объема. При этом помимо решения задачи уменьшения коммутационных перенапряжений до допустимого уровня необходимо обеспечить отвод и рассеивание тепла как от силовых элементов инвертора, так и от элементов снабберных цепей. Однако при компоновке инвертора в указанном конструктиве не всегда удается разместить тепловыделяющие элементы в оптимальных для охлаждения условиях.

Номинальной передаваемой на АНПА электрической мощности можно поставить в соответствие некоторый номинальный режим работы системы. Будем считать, что в этом режиме выполнено точное совмещение стыковочных поверхностей первичной и вторичной частей высокочастотного трансформатора, коэффициент заполнения управляющих импульсов инвертора D = 1 и, кроме этого, температура окружающей среды в месте расположения контейнера с автономным инвертором также равна некоторой номинальной.

При отклонении от номинального режима, например при увеличении расстояния между стыковочными поверхностями частей ВчТ или появлении осевого смещения, в ВчТ уменьшится магнитная связь между его катушками, что приведет к увеличению потребляемого тока первичной обмоткой ВчТ и соответственно к увеличению перегрева как силовых ключей инвертора, так и обмоточного провода ВчТ. К такому же результату приведет повышение температуры окружающей среды, что вызовет ухудшение условий охлаждения контейнера с инвертором и создаст предпосылки для отказа функционирования системы. Очевидно, что для сохранения работоспособности необходимо определенным образом изменять управление ключами инвертора так, чтобы ограничивать ток и как следствие – перегрев тепловыделяющих элементов на допустимом уровне.

При анализе сигналов управления инвертора, а также его выходного напряжения используем схему, изображенную на рис. 5, где показана силовая часть автономного инвертора, используемого в системе энергообеспечения. Силовые ключи на IGBT транзисторах соединены по мостовой схеме, имеющей лучшие энергетические показатели по отношению к другим схемам однофазных инверторов. Паразитная индуктивность шины питания (шины DC) показана как L_". Нагрузка инвертора Z_{нагр} представляет собой первичную обмотку высокочастотного трансформатора ВчТ, подключенную к выходной диагонали мостовой схемы, к другой диагонали подсоединен источник постоянного напряжения. Защита от перенапряжений выполняется снабберными цепочками – элементами R1, C1... R4, C4.

Для мостовой схемы инвертора импульсы управления и1... и4 должны обеспечивать поочередное попарное открывание ключей, при этом в одну половину периода коммутации будут открыты транзисторы VT1, VT4, во вторую половину периода – транзисторы VT2, VT3. Коэффициент заполнения D импульсов управления для номинального режима равен максимальному и отличается от единицы на малое значение, определяемое необходимой залержкой при переключении транзисторов. Эта задержка, называемая «мертвое время» (dead time), исключает одновременное открытие транзисторов одной стойки (VT1, VT2 или VT3, VT4), которое обычно приводит к разрушающему сквозному току и выходу транзисторов из строя. Однако чтобы не загромождать рисунки дополнительными деталями, на диаграммах напряжений эту задержку показывать не будем.

В качестве цели анализа поставим оценку потерь мощности на силовых ключах и на резисторах снабберов, а также эффективность передачи электроэнергии.

Диаграммы управляющих импульсов u1(wt)... u4(wt) для коэффициента заполнения D = 1 приведены на рис. 6, *a*. Там же показан соответствующий график выходного сигнала u_{вых} (ωt) инвертора для этого случая. Если D = const, то действующее значение напряжения на нагрузке и соответственно выходной ток инвертора можно изменять только одним способом - варьируя уровень постоянного напряжения U_{пит}. Это предполагает выполнение источника электроэнергии 1 на рис. 1 в виде управляемого источника.

Изменение напряжения на нагрузке инвертора Z_{HATP} можно обеспечить иначе: регулируя коэффициент заполнения D управляющих импульсов. При этом возможны несколько вариантов формирования управления u1(ω t)... u4(ω t).

Для **первого** варианта вид управляющих импульсов показан на рис. 6, б. Изменение коэффициента заполнения D производится симметрично для сигналов $u1(\omega t)$, $u4(\omega t)$ и $u2(\omega t)$, u3(wt). Выходное напряжение инвертора u_{вых}(ωt) будет повторять форму сигналов управления только в случае активной нагрузки инвертора. При наличии индуктивности в цепи нагрузки, что имеет место при подключении трансформатора ВчТ, u_{вых}(ωt) примет вид, как изображено на рис. 6, б, нижняя диаграмма. Показанный на рисунке интервал времени τ соответствует проводимости ключей VT2, VT3 под действием управления $u2(\omega t)$, $u3(\omega t)$, а интервал времени у определяется временем разряда ЭДС самоиндукции нагрузки через оппозитные диоды VD1, VD4 и конденсатор С.

Для второго варианта управления инвертором сигналы u1 (ω t)... u4 (ω t) и соответствующее выходное напряжение u_{вых} (ω t) показаны на рис. 6, *в*. В этом варианте изменение коэффициента заполнения D выполняется только для одного из транзисторов каждой стойки, например, для нижних транзисторов VT2 и VT4, тогда как каждый из верхних транзисторов VT1, VT3 остается открытым в течение всего полупериода коммутации.

Форма выходного напряжения u_{вых} (ωt) для данного случая повторяет сигналы управления, т.к. по истечении интервала т нижний транзистор стойки закрывается и образуется цепь короткого замыкания нагрузки, и соответственно напряжение на нагрузке практически равно нулю. Например, для интервала работы ключа VT3 напряжение на нагрузку передается только на интервале т открытого состояния нижнего парного ключа VT2. После закрывания VT2 ЭДС самоиндукции нагрузки будет замыкаться



Рис. 5. Схема силовой части автономного инвертора системы энергообеспечения подводного объекта

через оставшийся открытым ключ VT3 и оппозитный диод VD1, т.е. напряжение на нагрузке будет равно сумме падений напряжений на этих открытых элементах.

Как следует из диаграмм напряжений на рис. 6, в, фронты изменяемых по длительности импульсов управления u2(ωt) или u4(wt) совпадают с фронтами соответствующих парных импульсов $u3(\omega t)$ или $u1(\omega t)$. Возможен также третий вариант формирования импульсов $u2 (\omega t)$ и $u4 (\omega t)$, при котором совпадать будут их спады со спадами соответствующих парных импульсов $u3(\omega t)$ и $u1(\omega t)$. И, наконец, четвертый вариант: изменяемые по длительности импульсы управления u2(wt), u4(wt) формируются посередине полупериода коммутации. т.е. симметрично относительно фронта и спада соответствующего парного импульса u3(ωt) и u1(wt).

Следует заметить, что реализация варианта второго формирования управляющих импульсов возможна другим способом – phase shift [4], при котором коэффициент заполнения остается неизменным максимальному, и равным а переключение каждой стойки транзисторов происходит со смещением по отношению к другой. Результаты такого управления полностью совпадают с управлением по второму способу (рис. 6, в).



Рис. 6. Формирование импульсов управления автономным инвертором: а – с постоянным коэффициентом заполнения D = 1; б – симметричное управление; в – несимметричное управление с формированием интервала проводимости в начале полупериода коммутации

Для выбора предпочтительного способа управления выполним сравнительную оценку каждого из них по критичным характеристикам: эффективности передачи энергии, а также значениям потерь мощности в силовых ключах и в снабберных цепях.

Исключим из анализа способ управления, требующий применения регулируемого источника питающего напряжения. Этот способ требует дополнительного исследования, которое не входит в задачу настоящей работы.

Рассмотрим подробнее перечисленные четыре варианта регулирования действующего значения выходного напряжения инвертора путем изменения коэффициента заполнения D управляющих импульсов.

Оценку этих вариантов можно выполнить с использованием математической модели системы бесконтактной передачи энергии, созданной в комплексе MatLab (рис. 3). В этой модели автономный инвертор реализован в виде мостовой схемы на IGBT транзисторах с оппозитными диодами. Каждый транзистор зашунтирован снабберной RC-цепью. Схема модели и ее параметры соответствуют реальной схеме (рис. 1, б) с единичными масштабными коэффициентами. Созданная модель системы энергообеспечения позволяет регистрировать для различных режимов работы сигналы управления инвертором, выходное напряжение инвертора, токи первичной и вторичной обмоток ВчТ, а также напряжение на вторичной обмотке ВчТ и ток нагрузки. Регистрация может осуществляться как в виде мгновенных значений указанных сигналов, так и вычисленных среднеквадратичных значений. Кроме этого, в модели выполняется вычисление среднего значения мощности потерь на силовых ключах инвертора и на резисторах снабберов при различных способах управления ключами. В качестве одного примера на рис. 7 приведены диаграммы мгновенных значений сигналов в модели инвертора для коэффициента заполнения D = 0,34. Переменные модели имеют верхний индекс (*).

Сопоставление диаграмм сигналов на рис. 7 свидетельствует о хорошем совпадении свойств реального объекта (лабораторного макета) и его математической модели. Для





большей убедительности адекватность модели можно подтвердить оценкой некоторых интегральных зависимостей, описывающих явления в модели и в объекте. Так, на рис. 8 приведены зависимости полной выходной мощности S инвертора от коэффициента заполнения D, вычисленные в модели системы бесконтактной передачи электроэнергии и снятые экспериментально на лабораторном макете.

Практически полное совпадение графиков 1 и 2 дополнительно свидетельствует об адекватности математической модели.

Таким образом, разработанная модель системы энергообеспечения позволяет получить достоверные результаты при исследовании автономного инвертора в различных режимах и выбрать наилучший в определенном смысле способ формирования сигналов управления инвертором. Очевидно, что решение этой задачи на реальном макете было бы сопряжено со значительными метрологическими проблемами.

Основные результаты исследования следующие. Если принять потери мощности на ключах инвертора в относительных единицах $P_{H,OE}$ для номинального режима работы за единицу и, аналогично, для суммарных потерь мощности $P_{C,OE} = 1$ на элементах R1... R4 снабберных цепей (рис. 5), то при уменьшении коэффициента D с целью сни-

жения выходного тока инвертора в два раза по отношению к номинальному режиму, соответствующие потери мощности в инверторе и на снабберах для различных вариантов форми-



Рис. 8. Зависимость полной выходной мощности инвертора S от коэффициента заполнения D: 1 – вычисление в модели; 2 – измерение на лабораторном макете

рования управления ключами будут иметь значения, показанные в таблице.

Потери мощности на ключах инвертора и на снабберах для различных вариантов формирования импульсов управления инвертором

Варианты управления	Коэффициент заполнения D	P _{II, OE}	P _{C, OE}
Первый	0,291	0,324	1,51
Второй	0,244	0,399	0,961
Третий	0,226	0,361	1,50
Четвертый	0,280	0,328	1,62

Если развести первичную и вторичную части ВчТ на достаточно большое расстояние (имитация ошибки в стыковке АНПА и судна-носителя), то в модели это будет соответствовать отсутствию магнитной связи между обмотками и для коэффициента D = 1 потери мощности примут следующие значения: $P_{U,OE} = 1,22$, $P_{COF} = 0,997$. При уменьшении коэффициента заполнения D с сохранением обозначенного условия соотношения между номером варианта и потерями остаются примерно такими же, как в таблице.

Указанное выше требование размещения инвертора в герметичном контейнере ограничивает выбор вариантов компоновки устройства. Эти ограничения не позволяют обеспечить максимальный отвод тепла от всех нагруженных элементов, в частности, от защитных снабберных цепей. Указанное обстоятельство выделяет второй способ управления как соответствующий меньшим потерям в снабберах. Некоторое при этом увеличение потерь в инверторе является приемлемым, т.к. по степени отвода тепла силовые ключи находятся в лучших условиях.

На основании изложенного можно сделать убедительный вывод о предпочтительности второго способа формирования сигналов управления инвертором.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Математическое описание системы бесконтактной передачи электроэнергии может служить основой для разработки методики расчета конструктивных параметров высокочастотного трансформатора, соответствующих требуемым электрическим характеристикам системы.

Предложена математическая модель системы передачи энергии, адекватность модели подтверждается совпадением результатов исследования модели системы и реального лабораторного макета.

Выполненные исследования позволили выбрать способ управления ключами инвертора, соответствующий лучшим тепловым режимам устройства.

Совокупность разработанной модели и реального лабораторного макета системы бесконтактной передачи энергии как сбалансированного достоверного программно-аппаратного комплекса представляет возможность проводить необходимые исследования и эксперименты и оптимизировать систем процесс разработки энергообеспечения автономных необитаемых подводных аппаратов различного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Илларионов Г.Ю., Сиденко К.С., Бочаров Л.Ю. Угроза из глубины: XXI век. – Хабаровск: КГУП «Хабаровская краевая типография», 2011. 304 с.: ил.

2. Кувшинов Г.Е., Наумов Л.А., Филоженко А.Ю., Чупина К.В. Бесконтактная передача электроэнергии на морской подвижный объект // Матер. науч. техн. конф. «Технические проблемы освоения мирового океана». Владивосток: Дальнаука, 2007. С. 141–146.

3. 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. С. 28–33.

4. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006. 632 с.

5. Колпаков А.И. Проблемы проектирования IGBT- инверторов: перенапряжения и снабберы // Компоненты и технологии. 2008. № 5.

6. Колпаков А.И. Топология частотных преобразователей средней и большой мощности // Компоненты и технологии. 2002. № 2.

