

DOI: 10.24937/2542-2324-2018-4-386-139-148
УДК 621.314.001.24

А.А. Мартынов, В.К. Самсыгин, Д.В. Соколов, Д.И. Улитовский, А.А. Коковинов
Филиал «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр», Санкт-Петербург, Россия

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ИНВЕРТОРОМ

Объект и цель научной работы. Разработка и обоснование методики расчета преобразователя постоянного напряжения с промежуточным высокочастотным резонансным инвертором.

Материалы и методы. Исследование проводилось на основе аналитических методов и компьютерного моделирования электромагнитных процессов полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения.

Основные результаты. Разработана компьютерная модель преобразователя с промежуточным высокочастотным резонансным инвертором и выполнено исследование электромагнитных процессов и характеристик этого преобразователя. Показана возможность применения графоаналитического метода расчета параметров и характеристик преобразователя с промежуточным высокочастотным резонансным инвертором, поскольку точность расчета характеристик преобразователя, выполненного по результатам компьютерного моделирования и графоаналитическим методом, практически одинакова.

Заключение. Результаты исследования позволяют повысить точность расчета основных параметров преобразователя постоянного напряжения с промежуточным высокочастотным резонансным инвертором и ускорить процесс внедрения подобных преобразователей в системы электроснабжения различного назначения, включая и судовые системы электроснабжения.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, высокочастотный резонансный инвертор, трансформатор, индуктивность, емкость, фильтр, добротность резонансного контура.

Авторы заявляют об отсутствии возможных конфликтов интересов.

DOI: 10.24937/2542-2324-2018-4-386-139-148
UDC 621.314.001.24

A. Martynov, V. Samsygin, D. Sokolov, D. Ulitovsky, A. Kokovinov
SET branch of Krylov State Research Centre, St. Petersburg, Russia

CALCULATION AND SIMULATION OF CONSTANT-VOLTAGE CONVERTER WITH INTERMEDIATE RESONANCE-BASED HIGH-FREQUENCY INVERTER

Object and purpose of research. Development and justification of calculation procedure for constant-voltage converter with intermediate resonance-based high-frequency inverter.

Materials and methods. Analytical methods and computer-based simulation of electromagnetic processes in semi-conducting constant-voltage inverters.

Main results. Computer-based model of converter with intermediate resonance-based high-frequency inverter and the data about its parameters and electromagnetic processes. It was shown that these parameters and processes can be calculated using a grapho-analytical method because the results yielded by it are practically as accurate as those obtained through computer-based simulation.

Для цитирования: Мартынов А.А., Самсыгин В.К., Соколов Д.В., Улитовский Д.И., Коковинов А.А. Расчет и моделирование преобразователя постоянного напряжения с промежуточным резонансным высокочастотным инвертором. Труды Крыловского государственного научного центра. 2018; 386(4): 139–148.

For citations: Martynov A., Samsygin V., Sokolov D., Ulitovsky D., Kokovinov A. Calculation and modelling of the converter of constant tension with the intermediate resonant high-frequency inverter. Transactions of the Krylov State Research Centre. 2018; 386(4): 139–148 (in Russian).

Conclusion. The results of this study make it possible to calculate the parameters of above-mentioned converter with greater accuracy and speed up introduction of these converters to various electric power systems, including marine ones.

Keywords: constant-voltage converter, resonance-based high-frequency inverter, transformer, inductance, capacity, filter, quality factor of resonance circuit.

Authors declare lack of the possible conflicts of interests.

Введение

Introduction

Преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение (DC/DC) находят широкое применение в различных системах электроснабжения, включая судовые системы электроснабжения. В последнее время много внимания уделяется разработке систем электроснабжения подводных аппаратов, в частности разработке систем заряда аккумуляторных батарей подводных аппаратов [1–9]. Разработано и внедрено в инженерную практику сравнительно большое количество систем заряда аккумуляторных батарей. Однако считать вопрос окончательно решенным пока преждевременно, поскольку уровень требований к разрабатываемым системам заряда аккумуляторных батарей неуклонно повышается. В первую очередь речь идет о требованиях к энергетическим и массогабаритным показателям, а также о требованиях к электромагнитной совместимости с другими устройствами системы электроснабжения подводного аппарата.

В работах [10–12] приводятся результаты разработки преобразователей с промежуточным высокочастотным инвертором, работающим в резонансном режиме. Высокочастотный инвертор в этих преобразователях преобразует электрическую энергию постоянного тока источника в электрическую энергию переменного тока. Выход инвертора через резонансную емкость (C_r) и резонансную индуктивность (L_r) подключен к первичной обмотке высокочастотного трансформатора. Характеристики этого инвертора зависят не только от параметров резонансной емкости и индуктивности, но и от величины индуктивности контура намагничивания трансформатора (L_μ), поэтому такой преобразователь получил название LLC [10].

Резонансный режим работы этого инвертора возникает при равенстве частоты управления f_y и частоты собственных колебаний резонансного контура $f_{ск}$. Вторичная обмотка трансформатора подключена на вход неуправляемого выпрямителя. Выход неуправляемого выпрямителя подключен к нагрузке через емкостной фильтр. Стабилизация напряжения нагрузки осуществляется путем регулирования частоты управления инвертора [10]. При уменьшении частоты управления f_y по отношению

к частоте собственных колебаний $f_{ск}$ резонансного контура происходит повышение величины напряжения нагрузки, а при увеличении f_y по отношению к частоте собственных колебаний $f_{ск}$ – снижение величины напряжения нагрузки [10, 11]. При этом диапазон регулирования выходного напряжения оказывается сравнительно небольшим, примерно 1,1–1,25. Дальнейшее увеличение диапазона регулирования выходного напряжения неизбежно приводит к ухудшению характеристик преобразователя, выражающемуся в увеличении тока контура намагничивания трансформатора и потерь мощности в нем, а также в снижении коэффициента полезного действия (КПД) преобразователя в целом и в снижении уровня электромагнитной совместимости [10].

Результаты исследований электромагнитных процессов и расчета характеристик преобразователей с резонансным высокочастотным инвертором, полученные в [10–14], не в полной мере отражают влияние различных факторов: в частности, отсутствует оценка влияния погрешности расчета параметров преобразователя на его характеристики.

В настоящей статье исследуется зависимость коэффициента передачи $K = f(\alpha)$ инвертора по напряжению от численных значений параметров и от частоты управления инвертора α .

На рис. 1 приведена расчетная схема преобразователя с промежуточным высокочастотным инвертором и неуправляемым выпрямителем. На рисунке приняты следующие обозначения параметров:

- U_{d1} – напряжение на входе инвертора;
- i_{d1} – ток на входе инвертора;
- i_n – ток на выходе инвертора, равный току первичной обмотки трансформатора i_1 ;
- E_1 – ЭДС первичной обмотки трансформатора;
- E_2 – ЭДС вторичной обмотки трансформатора;
- U_{Lr} – напряжение на резонансной индуктивности L_r ;
- U_{Cr} – напряжение на резонансной емкости C_r ;
- i_2 – ток вторичной обмотки трансформатора;
- i_{d2} – ток на выходе неуправляемого выпрямителя;
- $i_{нг.э}$ – ток эквивалентной нагрузки;
- $i_{C\phi}$ – ток конденсатора фильтра на выходе неуправляемого выпрямителя;
- U_{d2} – напряжение на эквивалентном сопротивлении нагрузки $R'_{нг.э}$.

На рис. 2 представлена эквивалентная схема резонансного контура, используемая для расчета параметров резонансного инвертора. Даны следующие обозначения параметров, приведенных к первичной обмотке трансформатора:

L_μ – индуктивность контура намагничивания;

$L_r = L_{s1} + L'_{s2}$ – эквивалентная индуктивность рассеяния обмоток трансформатора;

$R'_{нг.э}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки.

Рассматриваются следующие параметры, характеризующие работу инвертора в резонансном режиме:

$$Q = \sqrt{L_r / C_r} \cdot \frac{1}{R'_{нг.э}} - \text{добротность резонансного контура 1, включающего в себя индуктивность } L_r \text{ и емкость } C_r;$$

$\omega_{ск1} = 1 / \sqrt{L_r C_r}$ – угловая частота собственных колебаний резонансного контура 1;

$\omega_{ск2} = 1 / \sqrt{L_p C_r}$ – угловая частота собственных колебаний резонансного контура 2, включающего в себя индуктивность L_p и емкость C_r ;

$L_p = L_r + L_\mu$ – полная индуктивность резонансного контура 2;

$\alpha = f_y / f_{ск1} = \omega_y / \omega_{ск1}$ – величина частоты управления инвертора, отнесенная к частоте собственных колебаний резонансного контура 1;

$m = L_p / L_r$ – величина полной индуктивности резонансного контура 2, отнесенная к индуктивности резонансного контура 1;

$f_y / f_{ск2} = \omega_y / \omega_{ск2} = \alpha \sqrt{m}$ – величина частоты управления инвертора, отнесенная к частоте собственных колебаний резонансного контура 2;

$n = I'_2 / I_\mu$ – величина тока вторичной обмотки трансформатора, приведенная к первичной обмотке трансформатора I'_2 и отнесенная к току намагничивания трансформатора I_μ .

В [10] величину коэффициента передачи K по напряжению преобразователя предлагается определять по формуле

В [10] величину коэффициента передачи K по напряжению преобразователя предлагается определять по формуле

$$K = \frac{U_{d2}}{U_{d1}} = \frac{E_1}{U_\mu} = \frac{\left(\frac{\omega_y}{\omega_{ск1}} \right)^2 (m-1)}{\left[\left(\frac{\omega_y^2}{\omega_{ск2}^2} - 1 \right) - j \frac{\omega_y}{\omega_{ск1}} \left(\frac{\omega_y^2}{\omega_{ск1}^2} - 1 \right) (m-1) Q \right]} \quad (1)$$

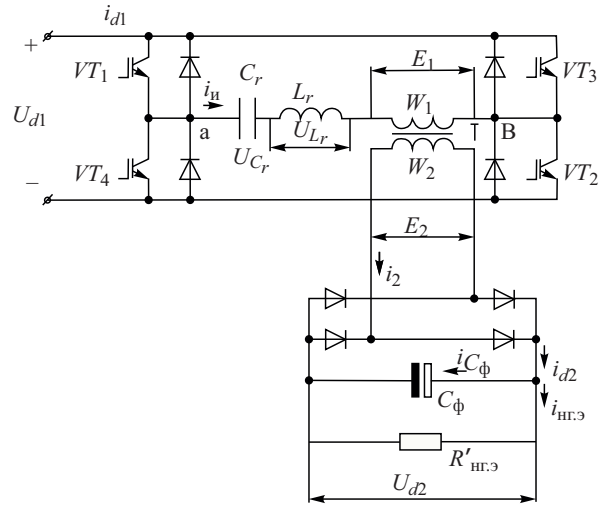


Рис. 1. Расчетная схема преобразователя с промежуточным резонансным инвертором

Fig. 1. Analytical layout of converter with intermediate resonance-based inverter

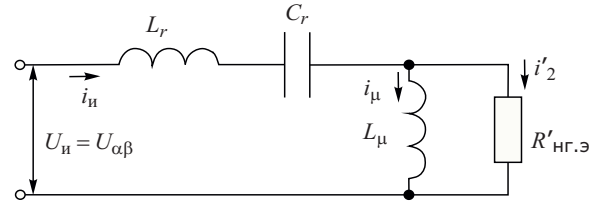


Рис. 2. Эквивалентная схема резонансного контура инвертора

Fig. 2. Resonance circuit of the inverter: equivalent layout

Воспользовавшись приведенной выше системой относительных единиц ($\omega_y / \omega_{ск1} = \alpha$ и $\omega_y / \omega_{ск2} = \alpha \sqrt{m}$), можно представить зависимость коэффициента $K = f(\alpha)$ в функции от относительной частоты управления α в виде

$$K = \left[\frac{\alpha^2 (m-1)}{(\alpha^2 m - 1) - j \alpha (\alpha^2 - 1) (m-1) Q} \right] \quad (2)$$

Следует отметить, что формула (2) используется в [10] без соответствующего обоснования и без оценки погрешности расчета. Поэтому возникает необходимость в использовании иных методов расчета коэффициента передачи K резонансного инвертора, позволяющих более полно и наглядно установить зависимость характеристик резонансного инвертора от параметров схемы и частоты управления. В частности, речь идет о графоаналитическом методе и методе компьютерного моделирования.

Графоаналитический метод расчета коэффициента передачи преобразователя по напряжению

Grapho-analytical calculation method for voltage-based transmission factor of the converter

Графоаналитический метод позволяет рассчитать значения параметров преобразователя с допустимой для инженерной практики точностью [14], а также повысить наглядность оценки влияния параметров схемы и частоты управления на характеристики преобразователя. При реализации этого метода необходимо построить векторные диаграммы токов и напряжений для эквивалентной схемы резонансного контура инвертора, приведенной на рис. 2.

Векторные уравнения напряжений и токов резонансного контура, на основании которых построены векторные диаграммы, имеют вид

$$\bar{U}_n = \bar{E}_1 + \bar{U}_{Xr}; \quad (3)$$

$$\bar{I}_n = \bar{I}_\mu + \bar{I}'_2. \quad (4)$$

Результирующий вектор падения напряжения на реактивных сопротивлениях резонансного контура 1 определяется по формуле

$$\bar{U}_{Xr} = -j \frac{1}{\omega_y C_y} (1 - \omega_y^2 C_r L_r) \bar{I}_n = j \frac{1}{\omega_y C_r} (1 - \alpha^2) \bar{I}_n, \quad (5)$$

$$\text{где } \omega_y^2 C_r L_r = \frac{\omega_y^2}{\omega_{ск1}^2} = \alpha^2.$$

Угол ψ равен

$$\psi = \gamma + \delta. \quad (6)$$

Угол δ определяется по формуле

$$\delta = \arctg(1/\alpha n), \quad (7)$$

где $\text{tg} \delta \approx R'_{нг.з}/x_\mu = I_\mu / I'_2 = 1/\alpha n$.

На рис. 3 представлены векторные диаграммы токов и напряжений резонансного инвертора при значениях $\alpha = 1$ и $\alpha = 0,75$. При этом предполагается, что вектор тока намагничивания \bar{I}_μ совпадает по направлению с вектором потока трансформатора Φ . На рис. 3 приняты следующие обозначения параметров:

\bar{E}_1 – вектор ЭДС первичной обмотки трансформатора, о.е.;

\bar{U}_n – вектор напряжения на выходе инвертора, о.е.;

\bar{U}_{Xr} – результирующий вектор падения напряжения на реактивных сопротивлениях резонансного контура 1, о.е.;

\bar{I}_n – вектор выходного тока инвертора;

\bar{I}_μ – вектор тока намагничивания;

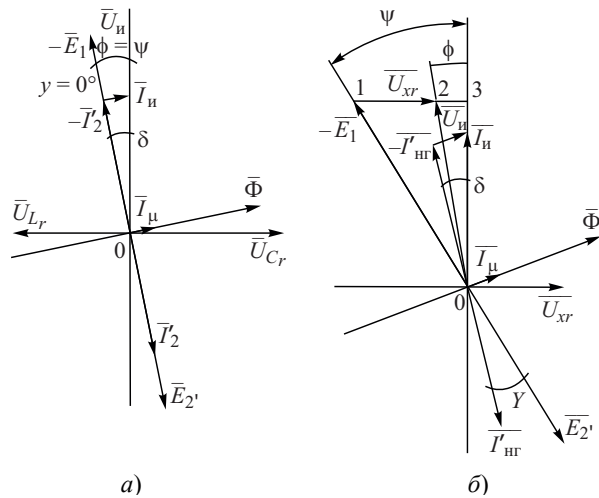


Рис. 3. Векторные диаграммы резонансного инвертора, построенные для двух режимов работы инвертора: а) при $\alpha = 1$; б) при $\alpha = 0,75$

Fig. 3. Vector diagrams of resonance-based inverter for two conditions of its work: а) $\alpha = 1$; б) $\alpha = 0.75$

\bar{I}'_2 – вектор тока вторичной обмотки трансформатора, приведенного к первичной обмотке трансформатора;

δ – угол, определяющий взаимное положение вектора тока вторичной обмотки трансформатора, приведенного к первичной обмотке \bar{I}'_2 , и тока на выходе инвертора \bar{I}_n , равного току первичной обмотки трансформатора;

γ – угол, определяющий фазовый сдвиг векторов тока вторичной обмотки трансформатора, приведенного к первичной обмотке \bar{I}'_2 , и ЭДС первичной обмотки \bar{E}_1 ;

ψ – угол, определяющий взаимное положение вектора тока \bar{I}_n и ЭДС вторичной обмотки трансформатора, приведенной к первичной обмотке трансформатора \bar{E}'_2 ;

ϕ – угол, определяющий взаимное положение векторов тока \bar{I}_n и вектора напряжения на выходе инвертора \bar{U}_n .

Фазовый сдвиг вектора \bar{U}_{Xr} по отношению к вектору тока \bar{I}_n составляет 90° .

Из диаграммы, приведенной на рис. 3б, можно установить, что

$$E_1 \cos \psi = U_n \cos \phi. \quad (8)$$

На основании (8) можно получить зависимость коэффициента передачи по напряжению K от параметров инвертора:

$$K = E_1 / U_n = \cos \phi / \cos \psi. \quad (9)$$

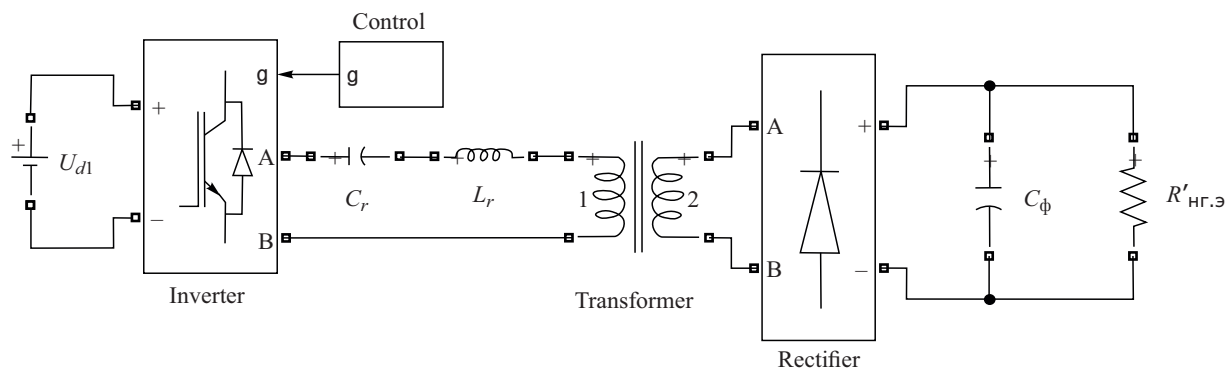


Рис. 4. Схема компьютерной модели для исследования резонансного режима работы высокочастотного преобразователя

Fig. 4. Flow-chart of computer-based model for studying high-frequency converter operation in resonance conditions

Расчеты при построении векторной диаграммы напряжений выполнялись в системе относительных единиц, в которой за базовую величину принято текущее значение ЭДС первичной обмотки E_1 . В этом случае величина модуля вектора $|\bar{E}_1|$ на векторной диаграмме может быть принятой равной 1. Модуль вектора падения напряжения на реактивных элементах схемы $|\bar{U}_{Xr}|$ также необходимо выразить в относительных единицах.

Модуль тока на выходе инвертора определяется по формуле

$$|\bar{I}_и| = \sqrt{\bar{I}_\mu^2 + \bar{I}_{нг}^2} = \frac{|\bar{E}_1|}{x_\mu} \sqrt{1 + \frac{x_\mu^2}{R_{нг.э}^2}} = \frac{|\bar{E}_1|}{x_\mu} \sqrt{1 + (\alpha n)^2}, \quad (10)$$

где $x_\mu = \omega_y L_\mu = \alpha \omega_{ск1} L_\mu = \alpha x_{\mu N}$.

Модуль вектора падения напряжения на реактивных сопротивлениях резонансного контура при $\alpha \leq 1,0$ с учетом (5) и (10):

$$|\bar{U}_{Xr}| = \frac{|\bar{E}_1| (1 - \alpha^2)}{(m-1)\alpha^2} \sqrt{1 + (\alpha n)^2}. \quad (11)$$

В относительных единицах модуль вектора падения напряжения на реактивных элементах схемы $|\bar{U}_{Xr}|$ определяется по формуле

$$|\bar{U}_{Xr}| = \frac{|\bar{E}_1| (1 - \alpha^2)}{(m-1)\alpha^2} \sqrt{1 + (\alpha n)^2}. \quad (12)$$

Из (12) видно, что при $\alpha = 1$ модуль вектора падения напряжения на реактивных элементах схемы $|\bar{U}_{Xr}| = 0$, поэтому вектор напряжения на выходе инвертора $\bar{U}_и$ совпадает с вектором ЭДС \bar{E}_1 как по величине, так и по направлению, при любых значениях сопротивления нагрузки (рис. 3а). Следова-

тельно, при условии $\alpha = 1$ коэффициент K всегда остается постоянным и равным 1 при любой величине нагрузки.

Компьютерное моделирование электромагнитных процессов преобразователя

Computer-based simulation of electromagnetic processes in the converter

Для установления характера зависимости величины углов ψ и φ от параметров инвертора обратимся к временным диаграммам электромагнитных процессов инвертора, полученных при компьютерном моделировании преобразователя.

Авторами настоящей статьи разработана компьютерная модель преобразователя (рис. 1), представленная на рис. 4. Исследование электромагнитных процессов преобразователя выполнено при пренебрежении потерями мощности в элементах преобразователя. Параметры компьютерной модели: $R'_{нг.э} = 5,66 \text{ Ом}$; $L_r = 45 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$; $L_\mu = 225 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$; $L_p = 270 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$; $C_r = 1,4 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$; $Q = 1$; $\omega_{ск1} = 125,98 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$; $\omega_{ск2} = 51,43 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$; $k_{тр} = W_1/W_2 = 0,933$; $n = I'_{нгN}/I_{\mu N} = x_{\mu N}/R'_{нг.э} = 5$.

На компьютерной модели выполнено исследование электромагнитных процессов преобразователя с высокочастотным резонансным инвертором при значениях частоты управления f_y , регулируемой в пределах $15 \cdot 10^3 \text{ Гц} \leq f_y \leq 20 \cdot 10^3 \text{ Гц}$, или в относительных единицах: $0,75 \leq \alpha \leq 1,0$.

На рис. 5 приведены осциллограммы электромагнитных процессов преобразователя при частоте управления $f_y = 20 \cdot 10^3 \text{ Гц}$ ($\omega_y = \omega_{ск1} = 125,98 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$), $\alpha = 1,0$. Из осциллограмм видно, что при $\alpha = 1,0$ токи первичной и вторичной обмоток имеют синус-

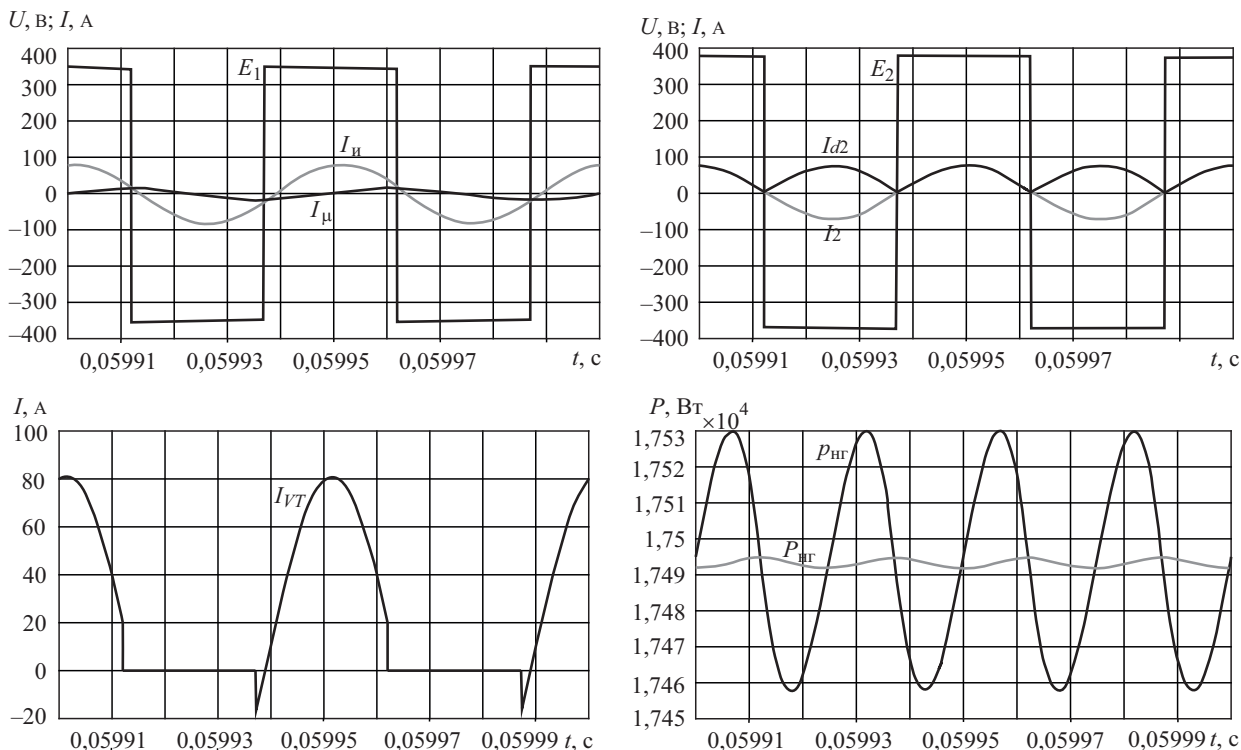


Рис. 5. Осциллограммы электромагнитных процессов преобразователя при значении $\alpha = 1$
Fig. 5. Oscillograms of electromagnetic processes taking place in the converter at $\alpha = 1$

соидальную форму, ЭДС первичной и вторичной обмоток – прямоугольную форму. Отношение амплитуд ЭДС первичной и вторичной обмоток равно коэффициенту трансформации. Ток намагничивания имеет треугольную форму, фазовый сдвиг которой по отношению к ЭДС первичной обмотки составляет 90° . На рис. 5 приняты следующие обозначения параметров:

верхний ряд левый кадр:

- ЭДС первичной обмотки трансформатора, E_1 ;
- ток, протекающий через резонансную цепь $L_r - C_r$, i_n ;
- ток намагничивания трансформатора i_n ;

верхний ряд правый кадр:

- ЭДС вторичной обмотки трансформатора E_2 ;
- ток вторичной обмотки трансформатора i_2 ;
- ток цепи постоянного тока выпрямителя, i_{d2} ;

нижний ряд левый кадр:

- ток транзистора i_{VT} ;

нижний ряд правый кадр:

- мгновенное значение мощности, передаваемой нагрузке $p_{нг}$;
- среднее значение мощности, передаваемой нагрузке $P_{нг}$.

Включение транзисторов инвертора происходит при напряжении на них, равном 0, а выключение – при токе, равном току намагничивания трансформатора в момент переключения транзисторов, что обеспечивает минимизацию потерь мощности на переключение транзисторов. Это является неоспоримым достоинством резонансного режима работы инвертора.

На рис. 6 приведены осциллограммы электромагнитных процессов преобразователя при частоте управления $f_y = 15 \cdot 10^3$ Гц ($\omega_y = 0,75\omega_{ск1} = 94,48 \cdot 10^3$ с $^{-1}$), $\alpha = 0,75$. Обозначения параметров, принятые на рис. 6:

верхний рисунок:

- g_{12} – сигнал управления транзисторов VT_1 и VT_2 ;
- g_{34} – сигнал управления транзисторов VT_3 и VT_4 ;
- ЭДС первичной обмотки, E_1 ;
- напряжение на выходе инвертора U_n ;

нижний рисунок:

- ток намагничивания I_n ;
- ток вторичной обмотки I_2 ;
- ток первичной обмотки $I_1 = I_n$.

Из осциллограмм рис. 6 видно, что при $\alpha = 0,75$ полусинусоида тока вторичной обмотки начинается с момента переключения пар транзисторов инвертора,

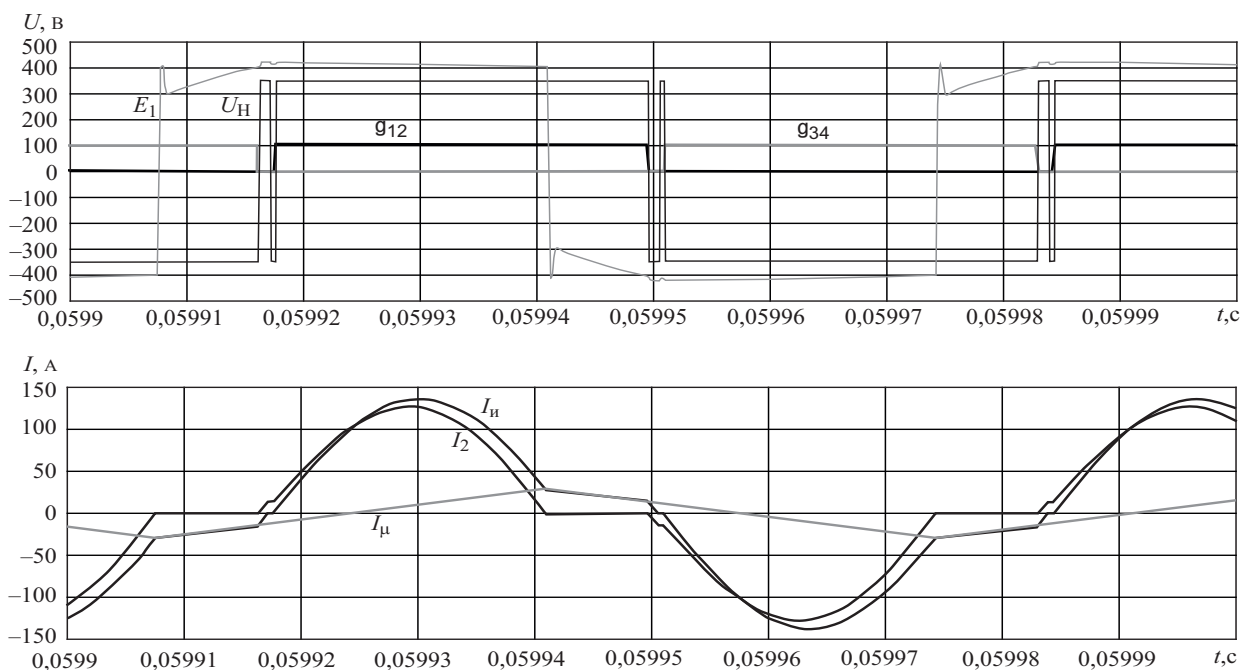


Рис. 6. Осциллограммы электромагнитных процессов преобразователя при $\alpha = 0,75$

Fig. 6. Oscillograms of electromagnetic processes taking place in the converter at $\alpha = 0.75$

а заканчивается через интервал времени, равный полупериоду собственных колебаний резонансного контура 1 ($0,5T_{\text{ск1}}$). В момент достижения тока i_2 значения, равного нулю, происходит смена знака ЭДС вторичной обмотки трансформатора. Напряжение на выходе инвертора U_H изменяет свой знак при каждом очередном переключении транзисторов инвертора.

Таким образом, при работе инвертора с $\alpha = 0,75$ ЭДС вторичной обмотки трансформатора имеет опережающий фазовый сдвиг по отношению к моменту начала формирования тока вторичной обмотки трансформатора, равный длительности бестоковой паузы $\Delta_n \approx 0,5(T_y - T_{\text{ск1}}) = 0,5T_y(1 - \alpha) = 0,125T_y$. В угловом измерении длительность данной паузы можно принять равной $2\pi/8 = 45^\circ$. С учетом этого фазовый сдвиг первой гармоники тока вторичной обмотки по отношению к ЭДС вторичной обмотки (γ) может быть принят равным $0,5\Delta_n$. В угловом измерении угол γ при $\alpha = 0,75$ составляет $\pi/8 = 22,5^\circ$.

В общем случае при значении $\alpha_{\text{min}} < \alpha \leq 1$ угол γ можно определить по формуле

$$\gamma \approx 0,5\pi(1 - \alpha). \quad (13)$$

Диаграммы характеристик преобразователя, построенные по результатам компьютерного моделирования, приведены на рис. 7–9. На рисунках представлены зависимости основных параметров преоб-

разователя при изменении частоты управления от 10 до 30 кГц и значениях эквивалентного сопротивления нагрузки $R'_{\text{нг.э}} = 5,66 \text{ Ом}$ и $R'_{\text{нг.э}} = 11,32 \text{ Ом}$.

Характеристика 1 на рис. 7 построена при значении $R'_{\text{нг.э}} = 5,66 \text{ Ом}$, что соответствует значению добротности резонансного контура $Q = 1$, а характеристика 2 – при значении $R'_{\text{нг.э}} = 11,32 \text{ Ом}$, что соответствует добротности резонансного контура $Q = 0,5$. Характер зависимостей $U_{\text{нг.э}} = f(f_y)$ при различных значениях добротности резонансного контура в целом идентичен аналогичным зависимостям, приведенным в [10, 11].

На рис. 8 представлены зависимости амплитудного значения тока транзистора (кривые 1) и амплитудного значения тока выключения транзистора (кривые 2) от частоты управления инвертора при двух значениях сопротивления нагрузки.

Задавшись допустимым значением тока транзистора, можно по характеристикам, приведенным на рис. 8, установить допустимый диапазон изменения частоты управления инвертора при заданных параметрах преобразователя.

Задавшись допустимым значением напряжения на конденсаторе, можно по характеристикам, представленным на рис. 9, установить допустимый диапазон изменения частоты управления инвертора при заданных параметрах преобразователя.

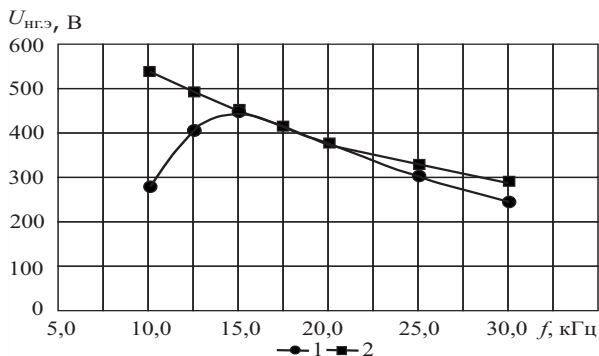


Рис. 7. Зависимость напряжения нагрузки от частоты управления инвертора: 1 – при $R'_{нз} = 5,66 \text{ Ом}$; 2 – при $R'_{нз} = 11,32 \text{ Ом}$

Fig. 7. Load voltage vs inverter control frequency: 1 – at $R'_{load} = 5.66 \text{ }\Omega$; 2 – at $R'_{load} = 11.32 \text{ }\Omega$

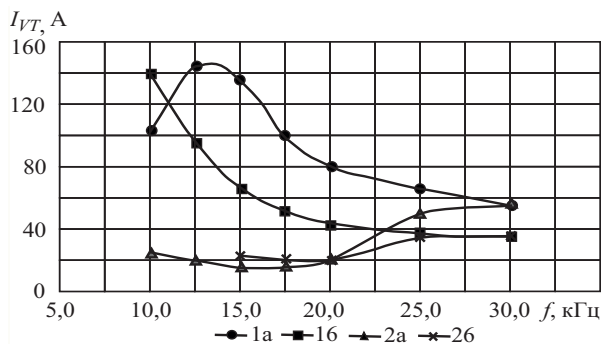


Рис. 8. Зависимость амплитудного значения тока транзистора (кривые 1) и амплитуды тока выключения транзистора (кривые 2) от частоты управления инвертора при двух значениях сопротивлений нагрузки (кривые а – $R'_{нз} = 5,66 \text{ Ом}$; кривые б – $R'_{нз} = 11,32 \text{ Ом}$)

Fig. 8. Amplitudes of current in transistor (curves 1) and amplitudes of the transistor's switch-out current (curves 2) versus inverter control frequency at two values of load resistance (curves a – $R'_{load} = 5.66 \text{ }\Omega$; curves b – $R'_{load} = 11.32 \text{ }\Omega$)

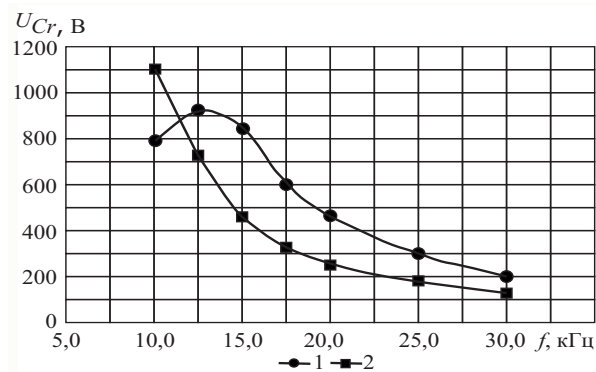


Рис. 9. Зависимость максимального напряжения конденсатора от частоты управления инвертора: 1 – при $R'_{нз} = 5,66 \text{ Ом}$; 2 – при $R'_{нз} = 11,32 \text{ Ом}$

Fig. 9. Maximum voltage of capacitor versus inverter control frequency: 1 – at $R'_{load} = 5.66 \text{ }\Omega$; 2 – at $R'_{load} = 11.32 \text{ }\Omega$

Из характеристик, указанных на рис. 7–9, следует, что при уменьшении частоты управления до значения $\alpha = 0,75$:

- напряжение на выходе преобразователя U_{d2} увеличивается в 1,20 раза;
- амплитуда тока, протекающего через транзистор, увеличивается в 1,70 раза;
- мощность, передаваемая в нагрузку при неизменном эквивалентном сопротивлении нагрузки, увеличивается в 1,41 раза;
- напряжение на резонансной емкости увеличивается в 1,82 раза.

Следует отметить, что форма кривой напряжения первичной обмотки отличается от формы кривой ЭДС первичной обмотки, поскольку напряжение первичной обмотки является суммой ЭДС первичной обмотки и напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния первичной обмотки.

Сравнительная оценка точности расчета коэффициента передачи преобразователя К, выполненного по трем методикам

Accuracy comparison of three calculation procedures for transmission coefficient K of the converter

Результаты расчета коэффициента передачи преобразователя K при компьютерном моделировании (А), по формуле (1) (Б) и графоаналитическим методом (В) приведены в таблице.

Максимальное расхождение результатов расчета коэффициента K по методикам А и В не превышает 4,8 %, в то время как максимальное расхождение результатов расчета коэффициента K по методикам А и Б составляет 16,7 %. Таким образом, графоаналитический метод обладает более высокой точностью расчета коэффициента K по сравнению с расчетом по методике, приведенной в [10]. Результаты исследования

Значения коэффициента передачи преобразователя при значениях параметров $m_N = 5$, $m = 6$ и $Q = 1$

The values of the transmission coefficient of the converter with the values of the parameters $m_N = 5$, $m = 6$ and $Q = 1$

Методика расчета коэффициента K	$\alpha = 1,0$	$\alpha = 0,875$	$\alpha = 0,75$
А	1	1,085	1,200
Б	1	1,024	0,986
В	1	1,084	1,258

ния характеристик преобразователя в более широкой области изменения параметров преобразователя не вошли в статью из-за ограниченности ее объема.

Заключение

Conclusion

1. Разработана компьютерная модель преобразователя с высокочастотным резонансным инвертором. Выполнено исследование электромагнитных процессов в широкой области изменения параметров схемы и частоты управления. Проведен анализ влияния частоты управления и величины нагрузки на характеристики преобразователя.
2. Разработана методика расчета параметров преобразователя с высокочастотным резонансным инвертором с использованием графоаналитического метода, позволяющая наглядно установить влияние параметров схемы на характеристики преобразователя.
3. Сравнение результатов исследований преобразователя с высокочастотным резонансным инвертором, полученных на компьютерной модели и графоаналитическим методом, показали хорошую сходимость.

Библиографический список

1. Патент RU 2401496. Устройство для зарядки аккумуляторной батареи подводного объекта / Кувшинов Г.Е., Копылов В.В., Филоженко А.Ю., Наумов Л.А. Дата приоритета: 25.06.2009. Оpubл. 10.10.2010. Бюл. 28.
2. Патент RU 2502170. Устройство для бесконтактной передачи электроэнергии на подводный объект / Кувшинов Г.Е., Копылов В.В., Герасимов В.А., Наумов Л.А., Филоженко А.Ю., Чепурин П.Ю. Дата приоритета: 03.03.2012. Оpubл. 20.12. 2013.
3. Патент RU 46611. Система электроснабжения телеуправляемого подводного аппарата с судна-носителя / Мишин В.Н., Бубнов О.В., Рулевский В.М., Дементьев Ю.Н. Дата приоритета: 10.07.2005. Оpubл. 10.07.2005.
4. Патент RU 126217. Система электроснабжения подводного телеуправляемого аппарата / Мишин В.Н., Рулевский В.М., Пчельников В.А., Юдинцев А.Г., Цебенко Н.Н. Дата приоритета: 08.11.2013. Оpubл. 20.03.2012.
5. Патент RU 119905. Система электроснабжения подводного телеуправляемого аппарата с судна-носителя (варианты) / Мишин В.Н., Пчельников В.А., Рулевский В.М., Юдинцев А.Г. Дата приоритета: 27.04.2012. Оpubл. 27.08.2012.
6. Герасимов В.А., Филоженко А.Ю., Чепурин П.И. Структура системы электроснабжения автономного обитаемого подводного аппарата // Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 3(140). С. 47–55.

7. Мартынов А.А., Самсыгин В.К., Соколов Д.В., Сергеев М.Ю., Коковинов А.А. К вопросу разработки беспроводных и проводных систем электроснабжения телеуправляемых обитаемых подводных аппаратов // «Перспективные системы и задачи управления»: материалы Двенадцатой Всероссийской научно-практической конференции и Восьмой молодежной школы-семинара «Управление и обработка информации в технических системах». Ростов-на-Дону: Южный федеральный университет, 2017. С. 388–396.
8. Мартынов А.А., Самсыгин В.К., Соколов Д.В., Сергеев М.Ю., Коковинов А.А. Исследование устройства для беспроводной передачи электрической энергии на обитаемый подводный аппарат // Труды Крыловского государственного научного центра. 2017. Вып. 2(380). С. 92–101.
9. Мартынов А.А., Крутяков Е.А., Самсыгин В.К., Сергеев М.Ю., Улитовский Д.И. К выбору схемы полупроводникового преобразователя для согласования напряжений электрохимического генератора и нагрузки // Труды Крыловского государственного научного центра. 2015. Вып. 89(373). С. 209–227.
10. Расчет полумостового LLC резонансного преобразователя, использующего мощный ключ семейства FSFR производства Fairchild. AN-4151. URL: valvolodin.narod.ru/sprav/AN4151ru.pdf (дата обращения: 25.09.2018).
11. Смирнова В. Высокоэффективный, компактный резонансный ZVS мостовой конвертер // Силовая электроника. 2016. № 6. С. 54–60.
12. Moradewicz A.J., Kazmierkowski M.P. High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter // Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical sciences. 2009. Vol. 57. № 4. P. 375–381.
13. Мартынов А.А. Проектирование импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение. СПб.: СПбГУАП, 2011.
14. Мартынов А.А. Силовая электроника. Часть II. Инверторы и преобразователи частоты. СПб.: СПбГУАП, 2012.

References

1. Patent RU 2401496. Charger for underwater vehicle battery. Kuvshinov G., Kopylov V., Filozhenko A., Naumov L. Priority date June 25, 2009. Published on October 10, 2010. Bulletin 28 (*in Russian*).
2. Patent RU 2502170. Device for non-contact power transfer to underwater object / Kuvshinov G., Kopylov V., Geraximov V., Naumov L., Filozhenko A., Chepurin P. Priority date March 03, 2012. Published on December 20, 2013 (*in Russian*).
3. Patent RU 46611. Power supply system for underwater ROV from mother ship. Mishin V., Bubnov O.,

- Rulevsky V., Dementyev Yu. Priority date July 10, 2005. Published on July 10, 2005 (*in Russian*).
4. Patent RU 126217. Power system of underwater ROV. Mishin V., Rulevsky V., Pchelnikov V., Yudinsev A., Tsebenko N. Priority date November 08, 2013. Published on March 20, 2012 (*in Russian*).
 5. Patent RU 119905. System of power feeding to underwater ROV from mother ship (variants). Mishin V., Pchelnikov V., Rulevsky V., Yudinsev A.. Priority date April 27, 2012. Published on August 27, 2012 (*in Russian*).
 6. *Gerasimov V., Filozhenko A., Chepurin P.* Structure of the system noncontact energy issue of the autonomous undersea device // *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences*. 2013. No. 3(140). P. 47–55 (*in Russian*).
 7. *Martynov A., Samsygin V., Sokolov D., Sergeev M., Kokovinov A.* Development of wireless and wire-based power supply systems for underwater ROVs // *Future systems and control challenges. Materials of the 12th All-Russian Scientific & Practical Conference and the 8th Youth Seminar School Data management and processing in technical systems*. Rostov-on-Don. Southern Federal University, 2017. P. 388–396 (*in Russian*).
 8. *Martynov A., Samsygin V., Sokolov D., Sergeev M., Kokovinov A.* Wireless charger for the underwater unmanned vehicle (UUV) // *Transactions of the Krylov State Research Centre*. 2017. Issue 2(380). P. 92–101 (*in Russian*).
 9. *Martynov A., Krutyakov Ye., Samsygin V., Sergeev M., Ulitovsky D.* On the choice of semiconductor converter circuit for matching fuel-cell and load voltages // *Transactions of the Krylov State Research Centre*. 2015. Issue 89(373). P. 209–227 (*in Russian*).
 10. Calculation of half-bridge resonance-based LLC converter with powerful Fairchild FSFR-family key. AN-4151 // URL: valvolodin.narod.ru/sprav/AN4151ru.pdf (*in Russian*).
 11. *Smirnova V.* Highly efficient and compact ZVS resonant full bridge converter // *Power Electronics*. 2016. No. 6. P. 54–60 (*in Russian*).
 12. *Moradewicz A.J., Kazmierkowski M.P.* High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter // *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical sciences*. 2009. Vol. 57. № 4. P. 375–381.
 13. *Martynov A.* Design of pulse semiconductor constant-to-constant voltage converters. St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 2011 (*in Russian*).
 14. *Martynov A.* Power electronics. Part II. Inverters and frequency converters. St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 2011 (*in Russian*).

Сведения об авторах

Мартынов Александр Александрович, к.т.н., доцент, старший научный сотрудник НИЛ-122 филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Адрес: 196128, Россия, Санкт-Петербург, ул. Благодатная, 4. Тел.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

Самсыгин Вадим Константинович, начальник НИЛ-122 филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Адрес: 196128, Россия, Санкт-Петербург, ул. Благодатная, 4. Тел.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

Улитовский Дмитрий Иванович, ведущий инженер-программист НИЛ-122 филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Адрес: 196128, Россия, Санкт-Петербург, ул. Благодатная, 4. Тел.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: uli2@yandex.ru.

Сokolov Дмитрий Владимирович, ведущий инженер НИЛ-122 филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Адрес: 196128, Россия, Санкт-Петербург, ул. Благодатная, 4. Тел.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

Кокoвинoв Алексей Андреевич, инженер II категории НИЛ-122 филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Адрес: 196128, Россия, Санкт-Петербург, ул. Благодатная, 4. Тел.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

About the authors

Alexandr A. Martynov, Cand. Sci (Eng.), Associated Professor, Senior Researcher, SET Branch, Krylov State Research Centre. Address: 6, Blagodatnaya st. St. Petersburg, Russia, post code 196128. Tel.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

Konstantin V. Samsygin, Head of Laboratory 122, SET Branch, Krylov State Research Centre. Address: 6, Blagodatnaya st. St. Petersburg, Russia, post code 196128. Tel.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

Dmitry I. Ulitovsky, Lead Software Engineer, SET Branch, Krylov State Research Centre. Address: 6, Blagodatnaya st. St. Petersburg, Russia, post code 196128. Tel.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: uli2@yandex.ru.

Dmitry V. Sokolov, Lead Engineer, SET Branch, Krylov State Research Centre. Address: 6, Blagodatnaya st. St. Petersburg, Russia, post code 196128. Tel.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.

Alexey A. Kokovinov, 2nd Category Engineer, SET Branch, Krylov State Research Centre. Address: 6, Blagodatnaya st. St. Petersburg, Russia, post code 196128. Tel.: 8 (812) 369-92-67. E-mail: setnil123@yandex.ru.