

# ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-5-1075-1086

## THE CONTROL OF THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE INVERTER WITH THE THIRD HARMONIC PREMODULATION IN THE POWER SUPPLY OF DEEP-WATER VEHICLE

**V. M. Rulevskiy, A. G. Yudintsev, V. A. Chekh**

Research Institute of Automation and Electromechanics Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russian Federation

*This paper presents a power supply of an underwater vehicle with AC power transmission via a rope-cable. The module of a three-phase voltage source inverter provides the conversion of DC voltage to AC voltage of increased frequency so as to match the power of the energy source with the load power. The inverter modular design allows organizing the connection of different power load types of underwater vehicles. The operation algorithm of the three-phase voltage source inverter module is proposed. The algorithm takes into account the parameters of the cable line that affect the energy transmission to the underwater part of the power supply. Preliminary calculations of the modulation coefficients, including the different operation modes of the power supply, provides the formation of the output AC voltage of increased frequency with minimal dead time at the desired rate. The control method of power transistors is organized using SVPWM with the third harmonic injection. This method allows reducing the dynamic switching losses of power transistors and the harmonic distortion in the output voltage. Moreover, the third harmonic injection provides the increase in the output voltage value relative to the voltage of the DC power supply. For the correct choice of transistors, the ratios of static and dynamic losses are obtained. The value of these losses determines to a greater extent the duration of dead time. To confirm the algorithmic implementation, the circuit solutions of the onboard and underwater parts of the underwater vehicle power supply, as well as the module of the three-phase voltage source inverter are presented. The waveforms of the power transistors control signals for the inverter module are presented, which illustrate the sweep of the modulation coefficients in accordance with the SVPWM and the third harmonic injection.*

*Keywords: power supply, power transmission, rope-cable, alternating voltage, underwater vehicle, three-phase inverter, voltage source inverter, inverter control, space vector modulation, third harmonic injection, heat loss.*

**For citation:**

Rulevskiy, Viktor M., Anton G. Yudintsev, and Vadim A. Chekh. "The control of three-phase voltage source inverter with the third harmonic premodulation in the power supply of deep-water vehicle." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova* 10.5 (2018): 1075–1086. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-5-1075-108.

**УДК 621.341.572**

## УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНЫМ АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ С ПРЕДМОДУЛЯЦИЕЙ ТРЕТЬЕЙ ГАРМОНИКИ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ГЛУБОКОВОДНОГО АППАРАТА

**В. М. Рудевский, А. Г. Юдинцев, В. А. Чех**

ОП «НИИ АЭМ ТУСУР», Томск, Российская Федерация

*В статье представлена система электропитания глубоководного аппарата с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу. Функцию силового согласования источника энергии с нагрузкой осуществляет модуль трехфазного автономного инвертора, обеспечивающего преобразование постоянно-*

го напряжения питания в переменное напряжение повышенной частоты. Модульное исполнение инвертора позволяет организовать подключение различных по мощности нагрузок для определенных типов глубоководных аппаратов. Предложен алгоритм управления модулем трехфазного автономного инвертора. В работе алгоритма исследуются параметры кабельной линии, оказывающие влияние на передачу энергии в подводную часть системы электропитания. Предварительные вычисления коэффициентов модуляции, учитывающих различные режимы работы системы электропитания, обеспечивают формирование выходного напряжения повышенной частоты при минимальных бестоковых паузах с необходимым быстродействием. Способ управления силовыми транзисторами организуется на основе векторной широтно-импульсной модуляции с введением третьей гармоники. Данный способ управления позволяет снизить динамические потери переключения силовых транзисторов и уровень высших гармоник в выходном напряжении. Также введение третьей гармоники обеспечивает увеличение значения выходного напряжения относительно напряжения источника питания постоянного тока. Для корректного выбора силовых транзисторов получены соотношения статических и динамических потерь. Величина данных потерь в значительной степени определяет длительность бестоковых пауз. Для подтверждения алгоритмической реализации представлены схемотехнические решения бортовой и подводной частей системы электропитания глубоководного аппарата, а также модуля трехфазного автономного инвертора напряжения. Приведены осциллограммы управления силовыми транзисторами модуля инвертора, иллюстрирующие развертку коэффициентов модуляции в соответствии с векторной широтно-импульсной модуляцией и введением третьей гармоники.

*Ключевые слова:* система электропитания, глубоководный аппарат, автономный инвертор напряжения, векторная широтно-импульсная модуляция, тепловые потери.

**Для цитирования:**

Рулевский В. М. Управление трехфазным автономным инвертором напряжения с предмодуляцией третьей гармоники в системе электропитания глубоководного аппарата / В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, В. А. Чех // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2018. — Т. 10. — № 5. — С. 1075–1086. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-5-1075-108.

---

## Введение (Introduction)

В настоящее время для выполнения научных, поисковых, спасательных и других видов работ на дне Мирового океана необходимы современные глубоководные телеуправляемые необитаемые подводные аппараты, оснащенные различной научно-исследовательской и специальной аппаратурой. Для надежного функционирования телеуправляемых необитаемых подводных аппаратов (ТНПА) на предельных глубинах до 6000 м и более требуется высоконадежная система электропитания (СЭП), обеспечивающая необходимую стабилизацию выходного напряжения на нагрузке при высоких удельных характеристиках. Мощность таких систем может достигать несколько десятков киловатт. Выполнение требований, предъявляемых к СЭП глубоководных ТНПА, обеспечивается за счет передачи энергии по кабель-тросу на переменном трехфазном напряжении повышенной частоты [1]–[6].

Основным функциональным узлом СЭП глубоководного ТНПА с передачей энергии на переменном напряжении повышенной частоты является полупроводниковый автономный инвертор, алгоритм работы которого в значительной степени определяет энергетические параметры всей системы. Наиболее приемлемым способом управления транзисторными ключами автономного инвертора напряжения (АИН) для такой СЭП является векторная широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с введением третьей гармоники [7]–[15].

## Методы и материалы (Methods and Materials)

В качестве СЭП глубоководного аппарата рассмотрим систему с передачей энергии по кабель-тросу на переменном трехфазном напряжении повышенной частоты 1000 Гц (рис. 1) [6], которая состоит из шкафа питания (ШП), блока преобразователя (БП), блока коммутации (БК), пульта дистанционного управления (ПДУ), кабель-троса, СЭП гаража-заглубителя (ГЗ) и СЭП ТНПА.

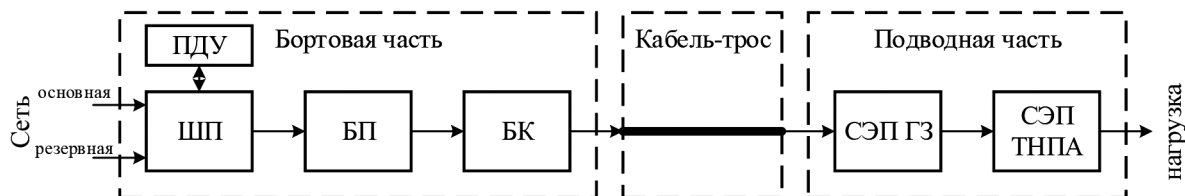


Рис. 1. Структурная схема СЭП ТНПА с передачей энергии по кабель-тросу на переменном трехфазном напряжении повышенной частоты 1000 Гц:

ПДУ — пульт дистанционного управления; ШП — шкаф питания; БП — блок преобразователя; БК — блок коммутации; СЭП ГЗ — система электропитания гаража-заглубителя; СЭП ТНПА — система электропитания телеуправляемого необитаемого подводного аппарата

Задачу формирования переменного напряжения повышенной частоты выполняет трехфазный АИН, который входит в состав БП СЭП. Структурная схема БП СЭП глубоководного аппарата приведена на рис. 2.

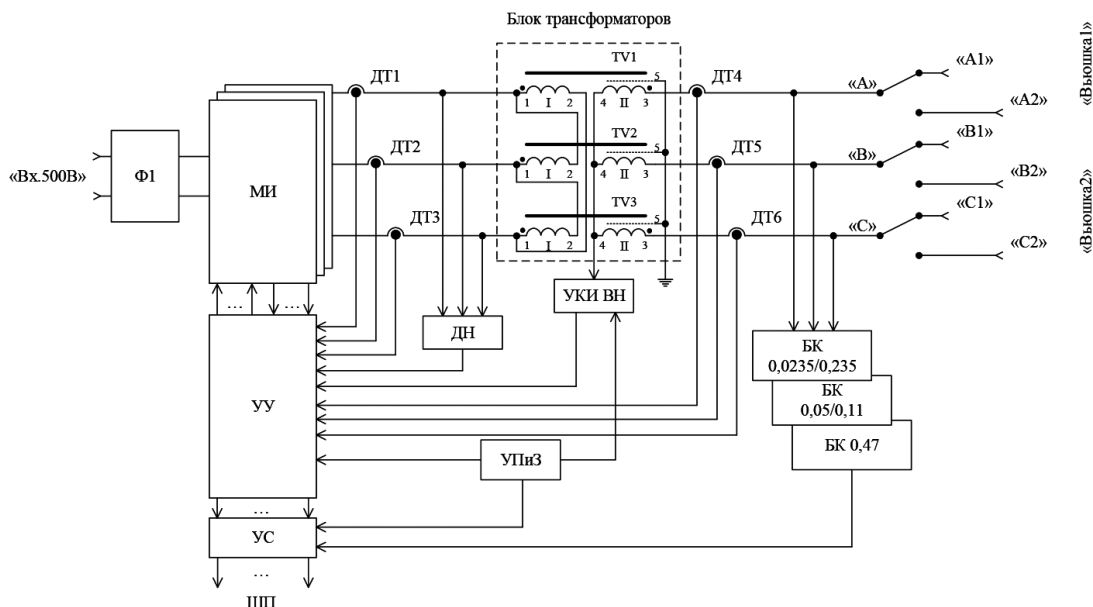


Рис. 2. Структурная схема блока преобразователя СЭП глубоководного аппарата:

Ф1 — входной фильтр; МИ — модуль инвертора; УУ — устройство управления; УС — устройство сопряжения; ДТ1 — ДТ6 — датчики тока; ДН — датчик напряжения; УКИ ВН — устройство контроля изоляции высокого напряжения; УПиЗ — устройство питания и защиты; БК 0,0235 – 0,47 — блоки компенсации

БП СЭП предназначена для формирования трехфазного напряжения 1500 В частотой 1000 Гц из постоянного выпрямленного напряжения, поступающего из вторичного источника питания. БП СЭП включает в себя: входной фильтр Ф1; устройство контроля изоляции высокого напряжения (УКИ ВН); модуль инвертора (МИ); блок компенсации (БК 0,0333); блок компенсации (БК 0,733); блок компенсации (БК 0,1567); блок компенсации (БК 0,667); устройство управления (УУ); устройство сопряжения (УС); устройство питания и защиты (УПиЗ); датчики тока ДТ1–ДТ6; датчик напряжения ДН; блок трансформаторов TV1–TV3.

БП СЭП работает следующим образом: постоянное напряжение поступает через входной фильтр Ф1 на три параллельно включенные контроллеры МИ. Каждый отдельно взятый модуль инвертора рассчитан на выходную мощность 10 кВт. Преобразованное трехфазное напряжение повышенной частоты (1 кГц) через повышающие трансформаторы и блок компенсации поступает на выходные клеммы для подачи напряжения в кабель-трос.

Модуль инвертора (рис. 3) содержит трехфазный АИН, усилитель мощности (УМ); контроллер МИ [0]; токоограничивающие дроссели  $L1 - L3$ ; устройство управления и защиты (УУиЗ); входной  $\Phi 1$  и выходной  $\Phi 2$  фильтры; датчики тока ДТ1 – ДТ6.

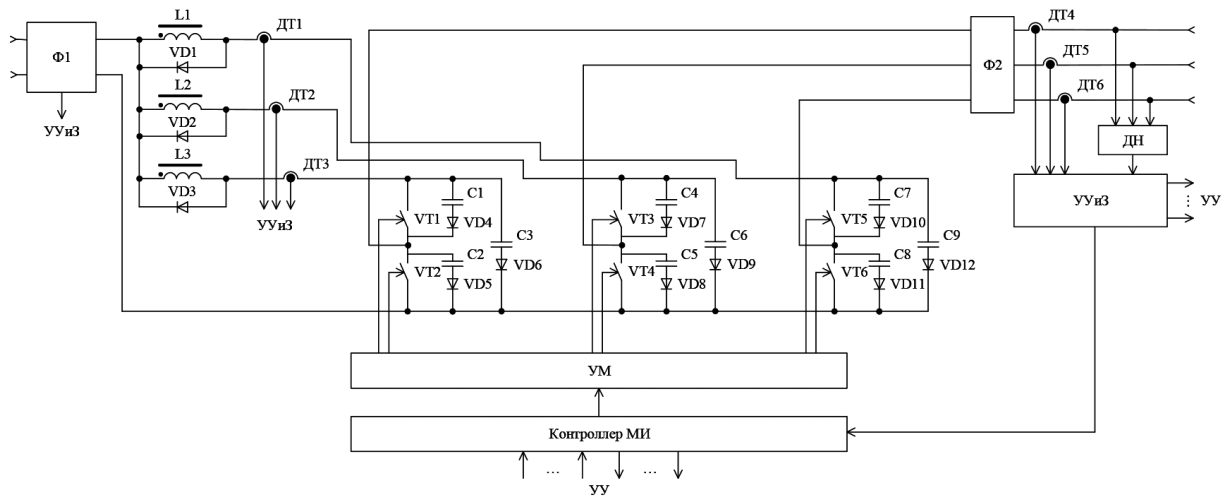


Рис. 3. Структурная схема модуля инвертора системы электропитания

Силовое питание 500 В в модуль инвертора МИ поступает от источника питания постоянно-го напряжения 500 В через входной фильтр  $\Phi 1$  (см. рис. 2). В цепь силового питания МИ включены входные предохранители, которые расположены во входном фильтре  $\Phi 1$  (см. рис. 3). Целостность предохранителей контролируется УУиЗ. Каждый силовой ключ и стойка АИН снабжены снабберными цепями.

На данный момент известны различные методы управления трехфазным автономным инвертором напряжения [8] – [12], но поскольку в подводной части СЭП глубоководного аппарата присутствует симметричная нагрузка (трехфазный выпрямительный мост), возможно применение метода управления инвертором, основанного на векторной ШИМ с добавлением третьей гармоники [13]–[15].

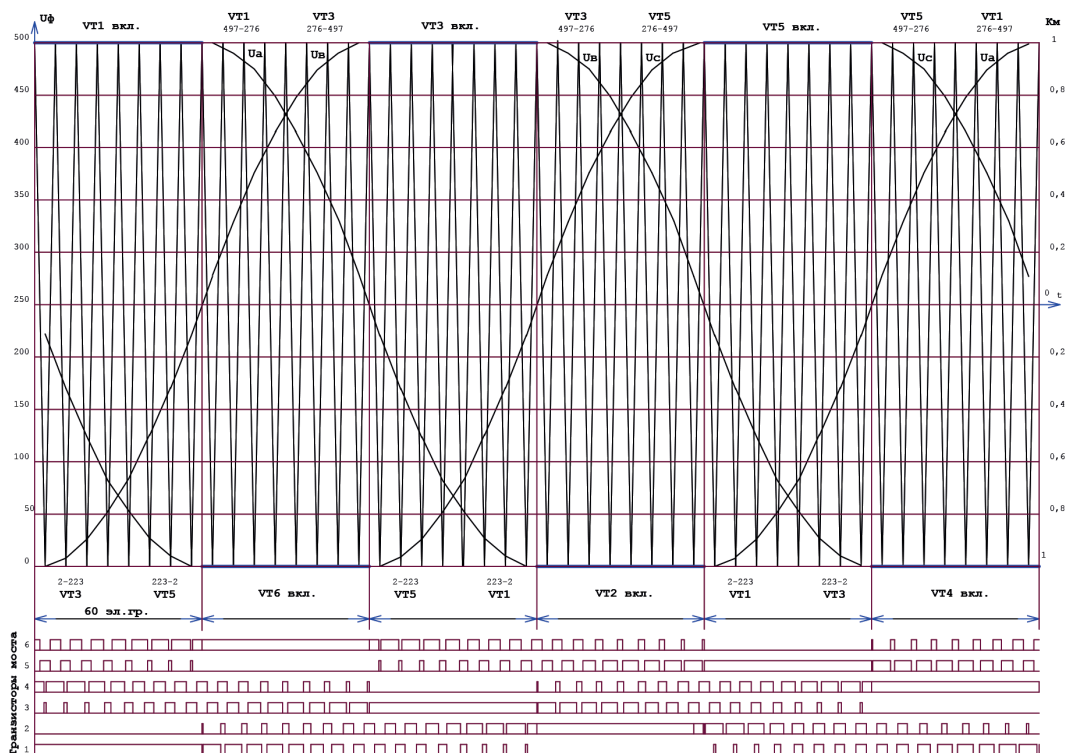


Рис. 4. Диаграмма управления транзисторами модуля инвертора

Для обозначения преимуществ данного метода рассмотрим временную диаграмму управления (рис. 4). Период работы каждой фазы транзисторного моста разбит на шесть интервалов ( $\pi/3$ ), по 60 эл. град. В свою очередь, каждый 60°-й интервал разбит на восемь ШИМ-интервалов по 7,5 эл. град. Таким образом, модуляционное число ШИМ-преобразования составляет  $M = 48$ . При частоте  $f_{\text{вых}}$  выходного напряжения АИН 1 кГц частота коммутации транзисторов будет определяться как  $f_k = Mf_{\text{вых}} = 48$  кГц. Тогда длительность периода ШИМ  $T_{\text{ШИМ}} = 1\text{мс} / 48 = 20,833$  мкс. ШИМ формируется сравнением сигнала линейной развертки с сигналом управления. В качестве сигнала двусторонней развертки на интервале 7,5 эл. град. принята «треугольная» цифровая развертка:

- на интервале от 0 до 3,75 эл. град. — от 0 до 500;
- на интервале от 3,75 до 7,5 эл. град. — от 500 до 0.

$N = 500$  — полное заполнение реверсивного счетчика развертки или цифрового генератора пилообразной развертки. Отсюда, если период генератора тактовых импульсов (ТИ) для цифровой пилы  $T_{\text{ТИ}} = T_{\text{ШИМ}} / 2N = 20,833$  нс, то частота работы генератора цифровой развертки будет равна 48 МГц.

При векторной ШИМ дважды за период выходной частоты со сдвигом  $\pi$  в течение интервалов  $\pi/3$  управление каждой фазы инвертора пассивно, т. е. коммутации силовых ключей с частотой ШИМ в ней не происходит. При этом открыт либо верхний, либо нижний фазный ключ в соответствии с алгоритмом управления. Другие две фазы с помощью ШИМ управляются разворотом длительности импульсов согласно функции синуса, предмодулированного третьей гармоникой.

Рассмотрим факторы, воздействующие на эквивалентный коэффициент заполнения  $\gamma_{\text{эКВ}}$  векторной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоники, равный отношению длительности импульса управления ключом ( $t_{\text{и}}$ ) к межкоммутационному интервалу  $T_{\text{ШИМ}}$ . В идеальном случае

$$\gamma_{\text{эКВ}} = \frac{t_{\text{и}}}{T_{\text{ШИМ}}} = \frac{K_m A}{N}, \quad (1)$$

где  $K_m$  — коэффициент модуляции, или относительное выходное напряжение канального регулятора, преобразованное в цифровой код (отношение текущего кода АЦП к коду, соответствующему максимальному выходному напряжению регулятора).

В реальном инверторе коммутацию транзисторов в стойке (фазе) разделяют бестоковой паузой  $t_d$ , которую нужно преобразовать в цифровую форму  $T_d$  в размерности диапазона счета  $N$  реверсивного счетчика:

$$T_d = \frac{t_d \cdot N}{T_{\text{ШИМ}}} = \frac{1 \text{ мкс} \cdot 500}{20,833 \text{ мкс}} = 24.$$

Тогда в цифровой форме можно записать

$$\gamma_{\text{эКВ}} = \frac{t_{\text{и}}}{T_{\text{ШИМ}}} = \frac{K_m A - T_d}{N},$$

где  $A$  — табличные коэффициенты фазной развертки, рассчитываемые следующим образом:

- для возрастающего 60° интервала при открытом нижнем транзисторе:

$$A_{\text{в1}} = \frac{N}{2} + \left( \frac{N}{2} \cdot \frac{K_m}{\cos \frac{\pi}{6}} \right) \cdot \left[ \sin \theta + \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \cdot \sin 3\theta \right];$$

- для убывающего 60° интервала при открытом нижнем транзисторе:

$$A_{\text{в2}} = \frac{N}{2} + \left( \frac{N}{2} \cdot \frac{K_m}{\cos \frac{\pi}{6}} \right) \cdot \left[ \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) + \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \cdot \sin 3\theta \right];$$

- для возрастающего 60° интервала при открытом верхнем транзисторе:



$$A_{B2} = \frac{N}{2} + \left( \frac{N}{2} \cdot \frac{K_M}{\cos \frac{\pi}{6}} \right) \cdot \left[ \sin \left( \theta - \frac{\pi}{3} \right) + \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \cdot \sin 3\theta \right];$$

– для убывающего 60°-го интервала при открытом верхнем транзисторе:

$$A_{B2} = \frac{N}{2} + \left( \frac{N}{2} \cdot \frac{K_M}{\cos \frac{\pi}{6}} \right) \cdot \left[ \sin(\theta + \pi) + \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \cdot \sin 3\theta \right].$$

Из рис. 3 видно, что возрастающие и убывающие 60°-е интервалы образуют две 120°-е последовательности, содержащие по шестнадцать интервалов, внутри которых реверсивный счетчик достигает значения  $N$  и возвращается к нулевому значению. Тогда, согласно выражению (1), получим две последовательности для коэффициентов заполнения:

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} + \left( \frac{K_M}{2 \cos \frac{\pi}{6}} \right) \left[ \left( \sin \theta - \frac{\pi}{3} \right) - \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \sin 3\theta \right];$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} + \left( \frac{K_M}{2 \cos \frac{\pi}{6}} \right) \left[ \sin \theta + \left( 1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) \sin 3\theta \right].$$

Подставляя  $\theta$  с шагом 3,75°, покажем, что графические зависимости  $\gamma$  для шестнадцати интервалов имеют вид синусоидальной функции, предмодулированной третьей гармоникой (рис. 5).

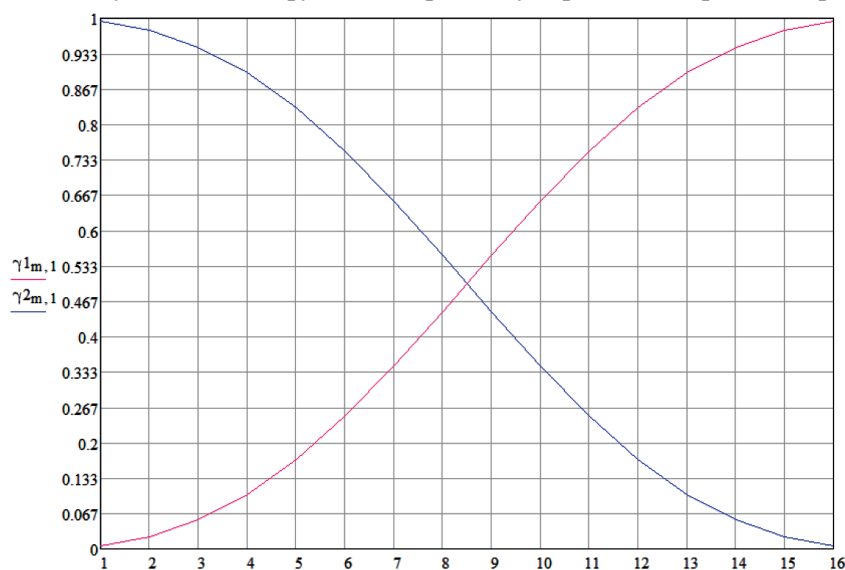


Рис. 5. Зависимости коэффициентов заполнения импульсов от порядкового номера интервала

Для обеспечения корректной работы АИН необходимо производить выбор силовых транзисторов с учетом статических и динамических потерь [16], [17], которые зависят от способа управления. основополагающими параметрами выбора силового транзистора, работающего в ключевом режиме, являются максимальный ток, протекающий через транзистор в открытом состоянии, и напряжение, прикладываемое к нему в закрытом состоянии. При этом потери вычисляются с использованием действующей за период ШИМ величины тока. Также известно, что при выборе силового транзистора необходимо закладывать как минимум двойные коэффициенты запаса по току и напряжению.

Средний коэффициент заполнения за интервал  $2\pi/3$  при  $K_M = 1$

$$\gamma_{cp} = \frac{\sum_{n=1}^{16} \gamma_n}{16} = 0,5.$$

Так как каждый транзистор два интервала  $2\pi/3$  работает в ключевом режиме (см. рис. 3) и один интервал  $\pi/3$  — в режиме, в течение которого он полностью открыт, средний ток в транзисторе равен  $1/3$  от тока, потребляемого по шине питания инвертора, при условии, что потребляемый ток абсолютно сглажен, имеем

$$I_{cp} = \frac{1}{3} I_d.$$

Полученное выражение позволяет оценить выбор транзистора с учетом среднего тока. При этом потери в транзисторе, работающем в ключевом режиме, состоят из потерь на проводимость в открытом состоянии (статических) и потерь на переключение (динамических). Для расчета потерь выбираем транзистор по рассчитанному среднему значению тока, определяем сопротивление канала в открытом состоянии (MOSFET) либо падение напряжения коллектор-эмиттер (IGBT) с учетом температурных характеристик, представленных в документации на полупроводниковый прибор. В статическом режиме для IGBT транзисторов имеем

$$P_{ст} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} U_{ce}^2 I_d^2 dt} = U_{ce} I_d \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} = U_{ce} I_d \sqrt{\gamma};$$

для MOSFET транзисторов имеем

$$P_{ст} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} R_{ds\ on}^2 I_d^4 dt} = R_{ds\ on} I_d^2 \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} = R_{ds\ on} I_d^2 \sqrt{\gamma},$$

где  $P_{ст}$  — действующая величина статических потерь транзистора в открытом состоянии;  $T$  — период ШИМ;  $t_{on}$  — время открытого состояния транзистора;  $U_{ce}$  — напряжение на открытом транзисторе;  $I_d$  — ток транзистора в открытом состоянии, равный току в шине питания инвертора;  $R_{ds\ on}$  — сопротивление канала MOSFET транзистора в открытом состоянии;  $\gamma$  — коэффициент заполнения.

С учетом того, что средняя за период величина  $\gamma = 1/3$ , выражения для статических потерь примут вид:

$$P_{ст} = \frac{U_{ce} I_d}{\sqrt{3}}; \quad P_{ст} = \frac{R_{ds\ on} I_d^2}{\sqrt{3}}.$$

Каждый транзистор мостового инвертора дважды за период основной гармоники напряжения находится в пассивном состоянии (полностью открыт, либо закрыт) в течение интервала  $\pi/3$ , т. е. в течение интервала  $2\pi/3$  ( $1/3$  от периода) в транзисторе не происходит коммутации с частотой ШИМ. В результате средняя за период ШИМ мощность потерь при включении транзистора:

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) U_d \frac{I_d}{t_r} t = \frac{U_d I_d}{T t_r} \int_0^{t_r} \left(t - \frac{t^2}{t_r}\right) dt = \frac{U_d I_d t_r}{6T},$$

при выключении транзистора

$$P_{off} = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) I_d \frac{U_d}{t_f} t = \frac{U_d I_d}{T t_f} \int_0^{t_f} \left(t - \frac{t^2}{t_f}\right) dt = \frac{U_d I_d t_f}{6T}.$$

Суммарная средняя мощность динамических потерь в транзисторе:

$$P_{дин} = \frac{U_d I_d}{6T} (t_r + t_f).$$

Ранее отмечалось, что при данном способе модуляции потери на переключение будут в 1,5 раза меньше. С учетом этого окончательное выражение для мощности динамических потерь будет иметь вид:

$$P_{дин} = \frac{U_d I_d}{9T} (t_r + t_f).$$

Параметры  $t_r$  и  $t_f$  берутся из паспортных данных на полупроводниковый прибор. Суммарные потери в транзисторе, работающем в классе  $D$ , при любом способе модуляции определяются как сумма статических и динамических потерь:

$$P_{\Sigma} = P_{ст} + P_{дин}.$$

### Результаты (Results)

Корректная работа БП, в состав которого входят силовые модули, обеспечивается алгоритмом управления трехфазным автономным инвертором, представленном на рис. 6. В алгоритм введены параметры кабельной линии, позволяющие учесть влияние её параметров на стабилизацию выходного напряжения АИН. На основе рассмотренного метода управления, а также параметров кабельной линии рассчитываются матрицы коэффициентов управления, которые, в свою очередь, пропорциональны коэффициенту модуляции силовых транзисторов АИН.

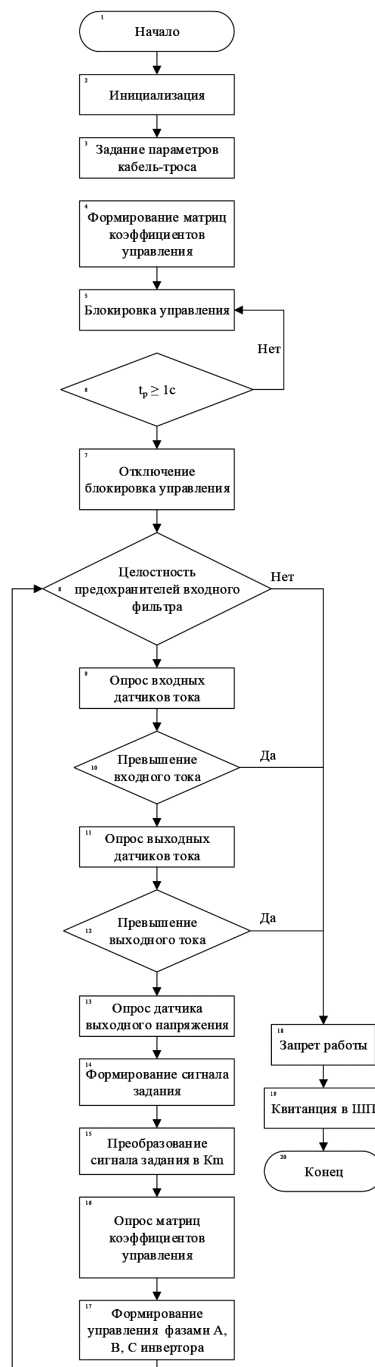


Рис. 6. Алгоритм работы системы управления трехфазный АИН



Телеметрические сигналы, используемые в системе электропитания, обеспечивают отслеживание энергетических показателей подводной части, а также применяются в формировании контуров защит электропитания глубоководного аппарата.

Применение комбинированного способа управления обусловлено текущими возможностями технической реализации, позволяющими достичь максимального быстродействия системы при заданных выходных параметрах. Вышеуказанные расчеты и алгоритмы реализованы в системах электропитания с передачей энергии по кабель-тросу на переменном токе повышенной частоты. В качестве подтверждения на рис. 7 приведен модуль инвертора, а на рис. 8 — осциллограммы напряжения управления силовыми транзисторами АИН.

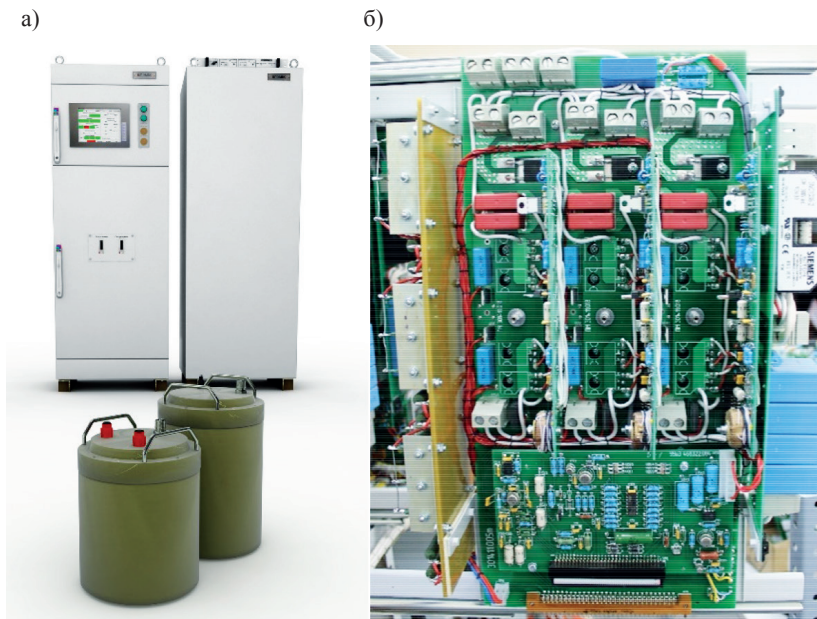


Рис. 7. Система электропитания глубоководного аппарата (а) и модуль инвертора (б)

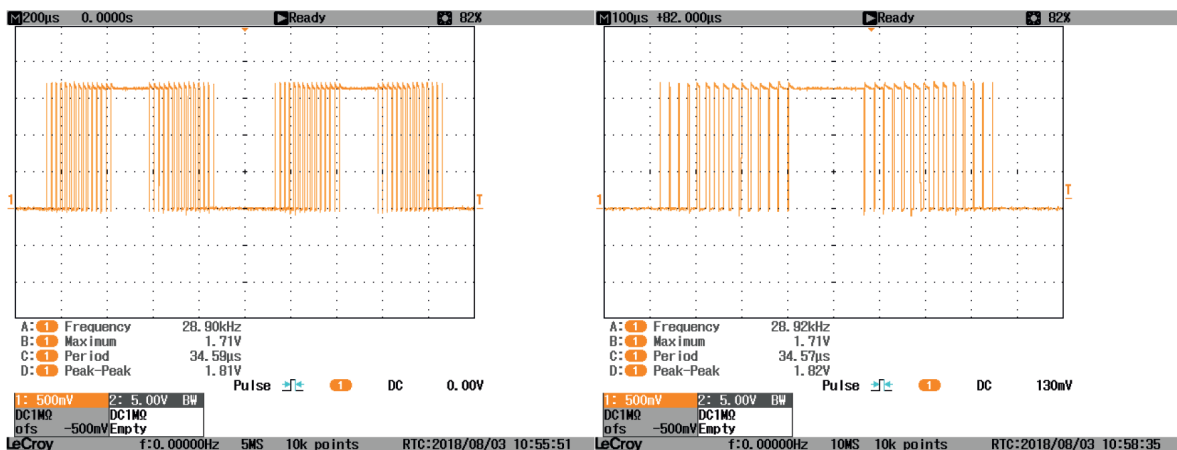


Рис. 8. Осциллограммы напряжения управления силовыми ключами трехфазного автономного инвертора

### Обсуждение (Discussion)

Благодаря применению векторной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоники, средняя частота коммутации каждого силового ключа в 1,5 раза ниже по сравнению с классической ШИМ, что, соответственно, снижает динамические потери. При условии, что задающие фазные ШИМ

сигналы соответствуют основной гармонике фазного выходного напряжения АИН, в системе «неуправляемый сетевой выпрямитель – АИН» выходное напряжение не превышает 0,827 напряжения сети. Задача повышения отношения основной гармоники выходного напряжения АИН к напряжению питания может быть решена только одним путем — использованием несинусоидального закона изменения фазных заданий, например, прямоугольного или трапецеидального, но это ведет к ухудшению гармонического состава фазных и линейных выходных напряжений АИН, прежде всего, из-за 5, 7, 11 и 13-й гармоник. Гармоники, кратные трем, являются гармониками нулевой последовательности и при симметричной нагрузке не содержатся в фазных и линейных напряжениях нагрузки. В рассматриваемой системе подводная часть содержит мостовые трехфазные выпрямители, т. е. нагрузка — симметричная.

Таким образом, применение несинусоидального закона для модуляции длительности импульсов потенциалов фаз  $\varphi_A$ ,  $\varphi_B$  и  $\varphi_C$  обеспечивает отсутствие в низкочастотной части спектра фазных и линейных напряжений инвертора гармоник искажения. Данный способ обеспечивает увеличение амплитуды основной гармоники, при этом в спектре ШИМ-последовательностей:  $\varphi_A$ ,  $\varphi_B$  и  $\varphi_C$ , помимо основной гармоники содержатся только гармоники нулевой последовательности, т. е. гармоники, кратные трем.

Применение способа предмодуляции третьей гармоникой не только увеличивает максимально достижимое отношение амплитуды первой гармоники выходного напряжения  $U_{m1}$  к напряжению источника питания  $U_{пит}$  на 15,47 %, но и приводит к заметному снижению содержания высших гармоник. Данное явление объясняется тем, что при равном единице коэффициенте модуляции  $K_m$  в ШИМ с предмодуляцией амплитуда основной гармоники на 15,47 % выше, чем в инверторе с классической трехфазной ШИМ.

### Выводы (Summary)

В результате проведенного исследования можно сделать следующие выводы:

1. Применение векторной ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой позволяет снизить динамические потери в АИН за счет снижения частоты коммутации силовых ключей в 1,5 раза, приводит к снижению действующих значений высших гармоник, увеличивает отношение выходного напряжения АИН к источнику питания на 15,47 %, исключает влияние гармоник нулевой последовательности при условии симметричной нагрузки.
2. Разработанный алгоритм управления обеспечивает корректную работу системы электропитания с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу, а также позволяет производить работу с глубоководными аппаратами различной мощности за счёт модульного исполнения автономного инвертора напряжения.

*Авторы выражают глубокую признательность **В. Н. Мишину** и **В. А. Пчельникову** за существенную поддержку и постоянное внимание к работе, что позволило достичь авторам настоящего исследования первых научных успехов.*

*Работа выполнена в рамках проекта 8.8184.2017/8.9 «Методология создания систем энергогенерирующих и энергопреобразующих устройств для наземных и бортовых комплексов наземного, космического и подводного базирования».*

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Войтов Д. В.* Телеуправляемые подводные аппарата / Д. В. Войтов. — М.: Моркнига, 2012. — 504 с.
2. *Albitar H.* Underwater robotics: surface cleaning technics, adhesion and locomotion systems / H. Albitar, K. Dandan, A. Ananiev, I. Kalaykov // International Journal of Advanced Robotic System. — 2015. — Vol. 13. — Is. 1. — Pp. 1–14. DOI: 10.5772/62060.
3. *Заслонов В. В.* Развитие глубоководной роботизированной техники. История вопроса / В. В. Заслонов, Н. А. Кравченко // Молодой ученый. — 2016. — № 7 (111). — С. 85–88.

4. Занин В. Ю. Использование телеуправляемых подводных аппаратов со специализированных и неспециализированных плавсредств / В. Ю. Занин // Известия ЮФУ. Технические науки. — 2010. — № 3 (104). — С. 179–186.

5. Рулевский В. М. Системы электропитания телеуправляемых подводных аппаратов / В. М. Рулевский, Ю. Н. Дементьев, О. В. Бубнов // Известия Томского политехнического университета. — 2004. — Т. 307. — № 5. — С. 120–123.

6. Мишин В. Н. Системы электропитания телеуправляемых подводных аппаратов переменного тока мощностью свыше 10 кВт / В. Н. Мишин, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев // Там же. — 2013. — Т. 322. — № 4. — С. 107–110.

7. Пат. 117747 Российская Федерация, МПК Н02М 7/00. Устройство для управления трёхфазным автономным инвертором с помощью векторной ШИМ / В. Н. Мишин, В. А. Пчельников, В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, В. Л. Иванов; патентообл.: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. — № 2011152344/07; заявл. 21.12.2011; опубл. 27.06.2012, Бюл. № 18. — 15 с.

8. Мелешин В. И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В. И. Мелешин, Д. А. Овчинников. — М.: Техносфера, 2011. — 576 с.

9. Белоусов И. В. Сравнительный анализ методов широтно-импульсной модуляции / И. В. Белоусов, В. Ф. Самосейко, Л. М. Бровцинова // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2018. — Т. 10. — № 2. — С. 420–429. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-2420-429.

10. Чубуков К. А. Исследование и разработка вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных автономных инверторах с двигательной нагрузкой: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / К. А. Чубуков. — Чебоксары, 2010. — 23 с.

11. Чаплыгин Е. Е. Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ / Е. Е. Чаплыгин, С. В. Хухтиков // Практическая силовая электроника. — 2010. — № 3 (39). — С. 40–43.

12. Брусниловский Б. В. О возможностях улучшения гармонического состава напряжения на выходе автономного инвертора напряжения с широтноимпульсной модуляцией / Б. В. Брусниловский, Н. А. Добролюбов // Морской вестник. — 2018. — № 2 (11). — С. 72–77.

13. Чаплыгин Е. Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие по курсу «Моделирование электронных устройств и систем» / Е. Е. Чаплыгин. — М.: Изд-во МЭИ, 2009. — 56 с.

14. Rulevskiy V. M. Autonomous inverters' PWM methods for remotely controlled unmanned underwater vehicles / V. M. Rulevskiy, A. A. Pravikova, D. Yu. Lyapunov // Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), International Conference on. — IEEE, 2016. — Pp. 1–4. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911641.

15. Jose J. Improved inverter utilisation using third harmonic injection / J. Jose, G. N. Goyal, M. V. Aware // Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on. — IEEE, 2010. — Pp. 1–6. DOI: 10.1109/PEDES.2010.5712490.

16. Дыбко М. А. Методика расчёта динамических потерь мощности в полупроводниковых преобразователях на транзисторах типа mosfet с векторным способом управления / М. А. Дыбко, Е. В. Гришанов, С. В. Брованов, В. Г. Токарев // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. — 2017. — № 3 (63). — С. 52–63. DOI: 10.17212/1727-2769-2017-3-52-63.

17. Graovac D. MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters. Application Note / D. Graovac, M. Purschel, A. Kier. — Neubiberg, Germany: Infineon Technologies AG, 2006. — Vol. 1.1. — 23 p.

## REFERENCES

1. Voitov, D. V. *Telepravlyaemye podvodnye apparata*. M.: Morkniga, 2012.
2. Albitar, H., K. Dandan, A. Ananiev, and I. Kalaykov. "Underwater robotics: surface cleaning technics, adhesion and locomotion systems." *International Journal of Advanced Robotic Systems* 13.1 (2016): 1–14. DOI: 10.5772/62060.
3. Zaslouov, V. V., and N. A. Kravchenko. "Razvitie glubokovodnoi robotizirovannoi tekhniki. Istoriya voprosa." *Molodoi uchenyi* 7(111) (2016): 85–88.
4. Zanim, Vladislav Yurevich. "Using a underwater remote operating vehicle (ROV) with specialized and non-specialized ships." *Izvestiya SFedU. Engineering sciences* 3(104) (2010): 179–186.
5. Rulevskii, V. M., Yu. N. Dement'ev, and O. V. Bubnov. "Sistemy elektropitaniya telepravlyaemykh podvodnykh apparatov." *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta* 307.5 (2004): 120–123.

6. Mishin, V. N., V. M. Rulevskii, and A. G. Yudintsev. "Sistemy elektropitaniya teleupravlyaemykh podvodnykh apparatov pere-mennogo toka moshchnost'yu svyshe 10 kVt." *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta* 322.4 (2013): 107–110.
7. Mishin, V. N., V. A. Pchel'nikov, V. M. Rulevskii, A. G. Yudintsev, and V. L. Ivanov. RU 117 747 U1, IPC H 02 M 7/00. Ustroistvo dlya upravleniya trekhfaznym avtonomnym invertorom s pomoshch'yu vektornoй ShIM. Russian Federation, assignee. Publ. 27 June 2012.
8. Meleshin, V. I., and D. A. Ovchinnikov. *Upravlenie tranzistornymi preobrazovatelyami elektroenergii*. M.: Tekhnosfera, 2011.
9. Belousov, Igor V., Veniamin F. Samosejko, and Ludmila M. Brovtsinova. "Comparative analysis of the pulse width modulation methods." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova* 10.2 (2018): 420–429. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-2-420-429.
10. Chubukov, K. A. Issledovanie i razrabotka variantov shirotno-impul'snoi modulyatsii v trekhfaznykh avtonomnykh invertorakh s dvigatel'noi nagruzkoй. Abstract of PhD diss. Cheboksary, 2010.
11. Chaplygin, Evgeniy, and Sergei Khukhtikov. "Control Method For Self-Commutated Voltage Inverter With Vector PWM." *Practical Power Electronics* 3(39) (2010): 40–43.
12. Brusnilovskii, B. V., and N. A. Dobroskok. "O vozmozhnostyakh uluchsheniya garmonicheskogo sostava napryazheniya na vykhode avtonomnogo invertora napryazheniya s shirotnoimpul'snoi modulyatsiei." *Morskoi vestnik* 2(11) (2018): 72–77.
13. Chaplygin, E. E. *Spektral'noe modelirovanie preobrazovatelei s shirotno-impul'snoi modulyatsiei: uchebnoe posobie po kursu «Modelirovanie elektronnykh ustroystv i sisitem»*. M.: Izd-vo MEI, 2009.
14. Rulevskiy, V. M., A.A. Pravikova, and D. Yu. Lyapunov. "Autonomous inverters' PWM methods for remotely controlled unmanned underwater vehicles." *Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), International Conference on*. IEEE, 2016. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911641
15. Jose, Joby, G. N. Goyal, and M. V. Aware. "Improved inverter utilisation using third harmonic injection." *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*. IEEE, 2010. DOI: 10.1109/PEDES.2010.5712490
16. Dybko, M. A., E. V. Grishanov, S. V. Brovanov, and V. G. Tokarev. "A technique for switching power loss calculation in MOSFET semiconductor power converters with PWM control." *Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences* 3(36) (2017): 52–63.
17. Graovac, Dusan, Marco Purschel, and Andreas Kiep. *MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters. Application Note*. Vol. 1.1. Neubiberg, Germany: Infineon Technologies AG, 2006.

#### ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

**Рулевский Виктор Михайлович** —  
кандидат технических наук  
ОП «НИИ АЭМ ТУСУР»  
634034, Российская Федерация, г. Томск,  
ул. Белинского 53  
e-mail: rulevsky@niiuem.tomsk.ru

**Юдинцев Антон Геннадьевич** —  
кандидат технических наук  
ОП «НИИ АЭМ ТУСУР»  
634034, Российская Федерация, г. Томск, ул.  
Белинского 53  
e-mail: yudintsev-anton@mail.ru

**Чех Вадим Андреевич** —  
аспирант, младший научный сотрудник  
*Научный руководитель:*  
Рулевский Виктор Михайлович  
ОП «НИИ АЭМ ТУСУР»  
634034, Российская Федерация, г. Томск, ул.  
Белинского 53  
e-mail: chekh1993@gmail.com

#### INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

**Rulevskiy, Viktor M.** — PhD  
Research Institute of Automation and  
Electromechanics Tomsk State University  
of Control Systems and Radioelectronics  
53, Belinsky Str., Tomsk, 634034, Russian Federation  
e-mail: rulevsky@niiuem.tomsk.ru

**Yudintsev, Anton G.** — PhD  
Research Institute of Automation and  
Electromechanics Tomsk State University  
of Control Systems and Radioelectronics  
53, Belinsky Str., Tomsk, 634034, Russian Federation  
e-mail: yudintsev-anton@mail.ru

**Chekh, Vadim A.** —  
Postgraduate, junior research scientist  
*Supervisor:* Rulevskiy, Viktor M.  
Research Institute of Automation and  
Electromechanics Tomsk State University  
of Control Systems and Radioelectronics  
53, Belinsky Str., Tomsk, 634034, Russian Federation  
e-mail: chekh1993@gmail.com

Статья поступила в редакцию 24 августа 2018 г.  
Received: August 24, 2018.