

УДК 621.314.58:681.5.015

## МНОГОМЕРНАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПОГРУЖНОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

**Букреев Виктор Григорьевич<sup>1</sup>,**  
bukreev@tpu.ru

**Шандарова Елена Борисовна<sup>1</sup>,**  
shandarovaelena@mail.ru

**Рулевский Виктор Михайлович<sup>2</sup>,**  
rulevsky@nii.aem.tomsk.ru

<sup>1</sup> Национальный исследовательский Томский политехнический университет,  
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.

<sup>2</sup> Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

*Актуальность работы определяется необходимостью построения линеаризованных математических моделей систем электропитания такими сложными технологическими объектами, как погружные насосы нефтяных скважин и электромеханическое оборудование привязных подводных аппаратов, предназначенных для решения задач аналитического конструирования стабилизирующих регуляторов напряжения в кабельной линии. Особенности систем электропитания данного класса объектов является не только наличие кабель-троса большой протяженности и невозможность передачи точного информационного сигнала о питающем напряжении непосредственно на полезной нагрузке, но и значительная размерность нелинейной модели разомкнутой системы управления. Наиболее рациональным вариантом может служить линеаризованная математическая модель системы электропитания, позволяющая построить регулятор напряжения требуемого качества методами линейной теории управления.*

**Цель работы:** аппроксимация априорной нелинейной многомерной модели системы электропитания с передачей энергии переменного тока по кабель-тросу линеаризованной математической моделью меньшего порядка в пространстве переменных состояния.

**Методы:** операторный метод, методы пространства состояния и математического моделирования.

**Результаты.** Разработан алгоритм, позволяющий уменьшить порядок математической модели системы электропитания путем применения эквивалентных передаточных функций для представления всей системы или ее составляющих звеньев линеаризованными моделями. Проведена сравнительная оценка результатов моделирования исходной системы электропитания и полученной в результате предлагаемой в работе методики упрощенной системы, подтверждающая возможность описания исходной системы моделью пониженного порядка в пространстве состояний на основе передаточных функций.

**Выводы.** Предложена методика аппроксимации нелинейной математической модели системы электропитания технологического оборудования с передачей энергии по кабель-тросу. Полученная упрощенная модель такого объекта записывается в пространстве переменных состояний и позволяет использовать хорошо апробированные методы теории управления линейными объектами для синтеза оптимального регулятора напряжения на удаленной нагрузке.

### **Ключевые слова:**

Система электропитания погружного оборудования, математическая модель, аппроксимация, передаточная функция, метод переменных состояния.

### **Введение**

Важными направлениями в настоящее время являются исследования земной коры, Мирового океана и более эффективное освоение нефтегазового потенциала России и Арктики [1–4]. Для выполнения таких исследований используют различное погружное оборудование с передачей энергии по кабель-тросу от удаленного источника энергии. В состав такого оборудования входят электродвигатели погружных электроцентробежных насосов и электротехническое оборудование привязных подводных аппаратов [5, 6]. Длительная работа данного класса технологических объектов требует непрерывного и качественного обеспечения энергией соответствующей электромеханической полезной нагрузки. Решение этой задачи возможно в результате использования специализированных систем электропитания, обеспечивающих необхо-

димое преобразование напряжения переменного или постоянного тока от первичного источника энергии, чаще всего ограниченной мощности [7–9].

Основой для создания оптимального закона стабилизации выходного напряжения подобных систем электропитания (СЭП) может служить линеаризованная математическая модель, позволяющая построить методами линейной теории управления регуляторы требуемого качества. Одним из вариантов описания СЭП является применение эквивалентных передаточных функций для представления всей системы или ее составляющих звеньев линеаризованными моделями [10]. Полученные таким образом математические модели в виде детерминированных дифференциальных уравнений позволяют в дальнейшем учитывать не только нелинейный характер внутренних и внешних возму-

щений, но и произвольные начальные условия функционирования объекта управления.

**Математическая модель системы электропитания и алгоритм понижения порядка**

Рассматриваемая в работе система электропитания включает трехфазный автономный инвертор напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), на вход которого через  $LC$ -фильтр с параметрами  $R_s, L_s, C_s$  (блок «filter1» на рис. 1) поступает постоянное напряжение  $U_s$  (рис. 1). Инвертор формирует трехфазную систему линейных напряжений  $u_{AB}(t), u_{BC}(t), u_{CA}(t)$  с определенной частотой  $\omega$ . Для сглаживания пульсаций напряжения на входе кабельной линии (блок «cable») между инвертором и повышающим трансформатором (блок «transformer1» на рис. 1) включен  $LC$ -фильтр с параметрами  $R_a, L_a, C_a$  («filter2» на рис. 1). Напряжение на конце кабельной линии понижается трансформатором, представленным на рис. 1 блоком «transformer 2». Пульсации напряжения, вызванные коммутацией ключей выпрямителя (блок «rectifier»), сглаживаются фильтром с параметрами  $R_v, L_v, C_v$  («filter3» на рис. 1). Параметрами трансформаторов являются активные сопротивления ( $R_{a1}, R_{a2}, R_{a1T}, R_{a2T}$ ) и индуктивности рассеяния ( $L_{a1}, L_{a2}, L_{a1T}, L_{a2T}$ ) обмоток, учитывающие влияние потоков рассеяния. Длина кабельной линии СЭП не превышает 6 км и, согласно исследованиям [11], при расчетах учитывается как линия с сосредоточенными параметрами  $R_{ak}, L_{ak}, C_{ak}$ . Полезная нагрузка системы электропитания имеет активный характер и на схеме представлена сопротивлением  $R_l$ .

мы электропитания имеет активный характер и на схеме представлена сопротивлением  $R_l$ .

В работе [12] записана система дифференциальных уравнений в форме Коши для рассматриваемой СЭП, при этом работа автономного инвертора и выпрямителя описывалась коммутационно-разрывными функциями. Проведенные в [12] исследования показали, что большое количество дифференциальных уравнений (одиннадцать на одну фазу), а также присутствие коммутационно-разрывных функций в системе дифференциальных уравнений значительно усложняет задачу синтеза регулятора напряжения в СЭП.

В данной работе для упрощения системы уравнений, описывающих работу СЭП, представленной на рис. 1, выходные линейные напряжения инвертора предлагается представить рядом Фурье на основании исследований их гармонического состава.

Управление автономным инвертором напряжения в рассматриваемой реальной СЭП строится на принципе ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. Применение несинусоидального закона для модуляции длительности импульсов АИН обеспечивает увеличение отношения амплитуды первой гармоники выходного напряжения автономного инвертора к напряжению источника питания на 15,47 %, что, в свою очередь, повышает энергетические характеристики СЭП [13, 14]. Кроме того, предмодуляция третьей гармоникой повышает качество выходного напряжения АИН [15].

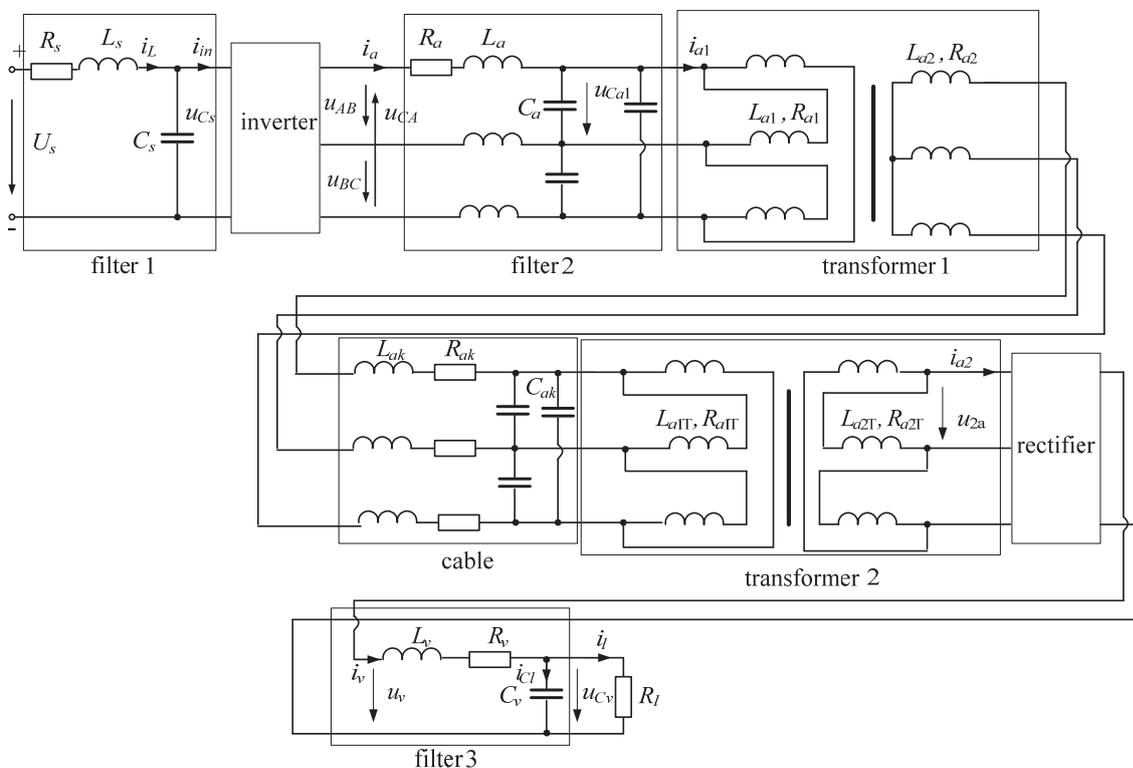


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения СЭП

Fig. 1. Power supply system (PSS) equivalent circuit

Управляющий сигнал каждой фазы содержит нулевую последовательность, включающую третью гармонику основной частоты в указанной ниже пропорции:

$$\begin{aligned}
 u_{as}(t) &= \frac{k_m U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left[ \sin(\omega t) + \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \sin(3\omega t) \right]; \\
 u_{bs}(t) &= \frac{k_m U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left[ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \sin(3\omega t) \right]; \\
 u_{cs}(t) &= \frac{k_m U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left[ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \sin(3\omega t) \right], \quad (1)
 \end{aligned}$$

где  $k_m$ ,  $U_m$  – коэффициент модуляции и амплитуда управляющих сигналов. При моделировании работы трехфазного мостового инвертора на симметричную нагрузку источник питания и ключи принимались идеальными, интервал «мертвой» паузы не учитывался.

Тогда законы формирования импульсов управления АИН можно описать коммутационно-разрывными функциями фаз [16]:

$$\begin{aligned}
 K_a(t) &= \begin{cases} 1 & \text{if } \xi_a(t) \geq 0 \\ -1 & \text{if } \xi_a(t) < 0 \end{cases}, \\
 K_b(t) &= \begin{cases} 1 & \text{if } \xi_b(t) \geq 0 \\ -1 & \text{if } \xi_b(t) < 0 \end{cases}, \\
 K_c(t) &= \begin{cases} 1 & \text{if } \xi_c(t) \geq 0 \\ -1 & \text{if } \xi_c(t) < 0 \end{cases}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

где  $\xi_a(t) = u_{as}(t) - u_r(t)$ ,  $\xi_b(t) = u_{bs}(t) - u_r(t)$ ,  
 $\xi_c(t) = u_{cs}(t) - u_r(t)$

– разностные функции фаз, определяемые как разность задающего напряжения фазы и пилообразного сигнала  $u_r(t)$ , представленного рядом Фурье

$$\begin{aligned}
 u_r(t) &= \cos(\omega_r t) + \frac{1}{9} \cos(3\omega_r t) + \\
 &+ \frac{1}{25} \cos(5\omega_r t) + \frac{1}{49} \cos(7\omega_r t), \quad (3)
 \end{aligned}$$

где  $\omega_r = 2\pi f_r$  – угловая частота основной гармоники;  $f_r$  – частота коммутации широтно-импульсного модулятора.

Расчет потенциалов фаз и нулевой точки нагрузки  $u_0(t)$  осуществляется через напряжение на входе инвертора  $u_{cs}(t)$  (рис. 1) по формулам

$$\begin{aligned}
 u_{a0}(t) &= \frac{u_{Cs}(t)}{2} \xi_a(t); \quad u_{b0}(t) = \frac{u_{Cs}(t)}{2} \xi_b(t); \\
 u_{c0}(t) &= \frac{u_{Cs}(t)}{2} \xi_c(t); \\
 u_0(t) &= \frac{1}{3} (u_{a0}(t) + u_{b0}(t) + u_{c0}(t)), \quad (4)
 \end{aligned}$$

что дает возможность определить фазные и линейные напряжения инвертора

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= u_{a0}(t) - u_0(t); \quad u_b(t) = u_{b0}(t) - u_0(t); \\
 u_c(t) &= u_{c0}(t) - u_0(t), \\
 u_{AB}(t) &= u_a(t) - u_b(t); \quad u_{BC}(t) = u_b(t) - u_c(t); \\
 u_{CA}(t) &= u_c(t) - u_a(t). \quad (5)
 \end{aligned}$$

Для определения степени влияния высших гармоник на выходное напряжение инвертора использовался амплитудный спектр, полученный в результате разложения полученных линейных напряжений  $u_{AB}(t)$ ,  $u_{BC}(t)$ ,  $u_{CA}(t)$  в ряд Фурье. На рис. 2 представлен амплитудный спектр линейного напряжения  $u_{AB}(t)$ , где  $C_k$  – амплитудное значение  $k$ -й гармоники в относительных единицах;  $k$  – порядковый номер гармоники. Как показали исследования, в низкочастотной части спектра присутствует только основная гармоника с частотой  $f=1000$  Гц (при  $k=1$ ), а в области высоких частот можно выделить группы гармоник, расположенных вблизи частот, кратных основной частоте:  $48f$ ,  $96f$  и  $144f$  при  $k=48$ ,  $96$  и  $144$ , соответственно (рис. 2).

Совокупность высших гармоник с порядковыми номерами, расположенными вблизи  $k=48$  и

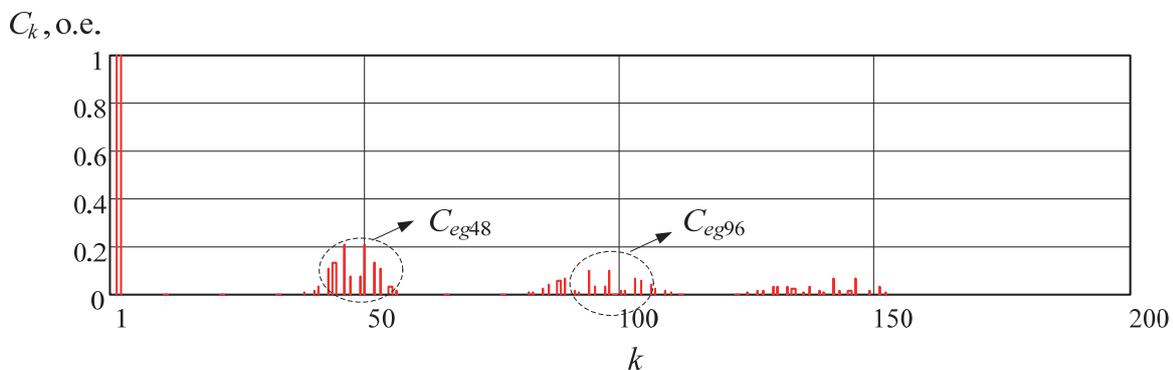


Рис. 2. Амплитудный спектр линейных напряжений при  $k_m=1$

Fig. 2. Amplitude spectrum of linear voltage at  $k_m=1$

$k=96$ , предлагается заменить эквивалентными гармониками с частотами  $48f$  и  $96f$ , амплитуды  $C_{ed48}$  и  $C_{ed96}$  которых вычисляются по формулам [17]:

$$C_{eq48} = \sqrt{\sum_{k=48-w}^{48+w} C_k^2}, \quad C_{eq96} = \sqrt{\sum_{k=96-w}^{96+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2},$$

где  $w=9$  – постоянное число, ограничивающее область спектра напряжения вблизи выбранных частот (рис. 2).

Тогда линейные напряжения инвертора можно представить в виде

$$\begin{aligned} u_{AB}(t) &= \frac{\sqrt{3}k_m u_{Cs}(t)}{20,86} \sin(\omega t) + \\ &+ 0,39u_{Cs}(t) \sin(48\omega t) + 0,097u_{Cs}(t) \sin(96\omega t); \\ u_{BC}(t) &= \frac{\sqrt{3}k_m u_{Cs}(t)}{20,86} \sin(\omega t - 120) + \\ &+ 0,39u_{Cs}(t) \sin(48(\omega t - 120)) + \\ &+ 0,097u_{Cs}(t) \sin(96(\omega t - 120)); \\ u_{CA}(t) &= \frac{\sqrt{3}k_m u_{Cs}(t)}{20,86} \sin(\omega t + 120) + \\ &+ 0,39u_{Cs}(t) \sin(48(\omega t + 120)) + \\ &+ 0,097u_{Cs}(t) \sin(96(\omega t + 120)), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $u_{Cs}(t)$  – входное напряжение инвертора.

При записи системы (6), кроме того, что амплитуда основной гармоники выходного напряжения инвертора больше напряжения источника питания в  $\sqrt{3}/2$ , введением коэффициента 0,86 учитывалось, что при равном коэффициенте модуляции  $k_m$  в ШИМ с предмодуляцией амплитуда основной гармоники на 15,47 % выше, чем в инверторе с классической трехфазной ШИМ [17].

Интенсивность высших гармонических составляющих в области частот, лежащих в пределах  $48f_{\pm w}$ , в спектре ШИМ-последовательности характеризует коэффициент гармоник

$$k_g = \frac{C_{eq48}}{C_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=48-w}^{48+w} C_k^2}}{C_1},$$

где  $C_1$  – амплитуда основной гармоники выходного напряжения.

Влияние высших гармоник с частотами  $96f_{\pm w}$  на ток нагрузки можно учесть введением дополнительного коэффициента гармоник [17]

$$k_{g2} = \frac{\sqrt{\sum_{k=48-w}^{48+w} C_k^2 + \sum_{k=96-w}^{96+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2}}{C_1}.$$

Проведенные расчеты показали, что связь между коэффициентами гармоник и коэффициентом модуляции является практически линейной функцией (рис. 3) и может записываться в виде  $k_g=0,5k_m$ ,  $k_{g2}=1,7k_m$ .

Полученные зависимости позволяют уточнить запись линейных напряжений инвертора

$$\begin{aligned} u_{AB}(t) &= \frac{\sqrt{3}k_m u_{Cs}(t)}{20,86} \sin(\omega t) + \\ &+ 0,195k_m u_{Cs}(t) \sin(48\omega t) + \\ &+ 0,11k_m u_{Cs}(t) \sin(96\omega t); \\ u_{BC}(t) &= \frac{\sqrt{3}k_m u_{Cs}(t)}{20,86} \sin(\omega t - 120) + \\ &+ 0,195k_m u_{Cs}(t) \sin(48(\omega t - 120)) + \\ &+ 0,11k_m u_{Cs}(t) \sin(96(\omega t - 120)); \\ u_{CA}(t) &= \frac{\sqrt{3}k_m u_{Cs}(t)}{20,86} \sin(\omega t + 120) + \\ &+ 0,195k_m u_{Cs}(t) \sin(48(\omega t + 120)) + \\ &+ 0,11k_m u_{Cs}(t) \sin(96(\omega t + 120)). \end{aligned} \quad (7)$$

В результате проведенных исследований математическую модель автономного инвертора напря-

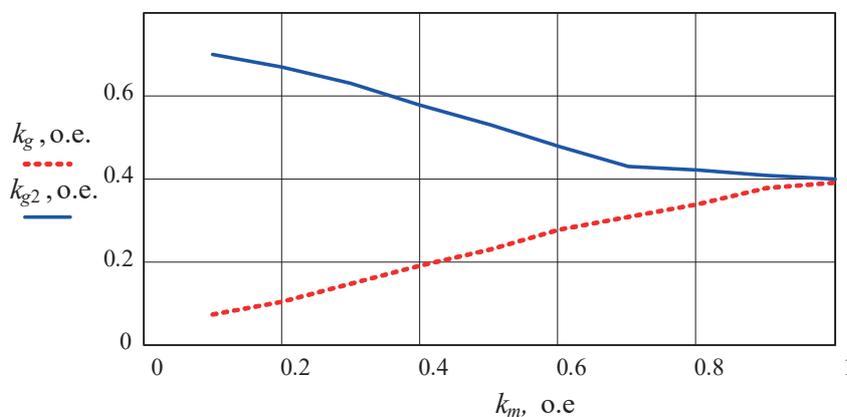


Рис. 3. Зависимость коэффициентов гармоник от коэффициента модуляции

Fig. 3. Dependence of harmonic factors on modulation index

жения с ШИМ, представленную системой уравнений с коммутационно-разрывными функциями (1)–(5), предложено заменить системой линейных напряжений (7), позволяющей учесть основные процессы, протекающие в инверторе.

Одним из вариантов моделирования трехфазного мостового выпрямителя является представление его в виде функции, где выпрямленное напряжение  $u_v(t)$  на интервалах, равных одной шестой части периода, определяется разностью фазных напряжений трансформатора (здесь и далее символ « $t$ » при переменных не приводится с целью сокращения формул):

$$u_v(t) = \left\{ \begin{array}{l} u_{2az} - u_{2bz} \text{ if } u_{2az} > u_{2bz} \wedge u_{2az} \geq \\ \geq u_{2cz} \wedge u_{2bz} < u_{2az} \wedge u_{2bz} \leq u_{2cz} \\ u_{2az} - u_{2cz} \text{ if } u_{2az} \geq u_{2bz} \wedge u_{2az} > \\ > u_{2cz} \wedge u_{2cz} < u_{2az} \wedge u_{2cz} \leq u_{2bz} \\ u_{2bz} - u_{2cz} \text{ if } u_{2bz} \geq u_{2az} \wedge u_{2bz} > \\ > u_{2cz} \wedge u_{2cz} < u_{2bz} \wedge u_{2cz} \leq u_{2az} \\ u_{2bz} - u_{2az} \text{ if } u_{2bz} \geq u_{2cz} \wedge u_{2bz} > \\ > u_{2az} \wedge u_{2az} < u_{2bz} \wedge u_{2az} \leq u_{2cz} \\ u_{2cz} - u_{2bz} \text{ if } u_{2cz} \geq u_{2bz} \wedge u_{2cz} > \\ > u_{2az} \wedge u_{2az} < u_{2cz} \wedge u_{2bz} \leq u_{2cz} \\ u_{2cz} - u_{2az} \text{ if } u_{2cz} \geq u_{2az} \wedge u_{2cz} > \\ > u_{2bz} \wedge u_{2az} < u_{2cz} \wedge u_{2az} \leq u_{2bz} \end{array} \right. \quad (8)$$

где  $u_{2az}$ ,  $u_{2bz}$ ,  $u_{2cz}$  – напряжение на выходе второго трансформатора (рис. 1), при соединении его обмоток в «звезду». Для упрощения системы дифференциальных уравнений сложную коммутационную функцию (8) предлагается заменить комбинацией выходных напряжений трансформатора:

$$u_v(t) = 0,86(|u_{2az}| + |u_{2bz}| + |u_{2cz}|). \quad (9)$$

В литературе описаны различные подходы к представлению динамики процесса в пространстве состояний [18–24]. В настоящей работе для понижения порядка системы дифференциальных уравнений трансформаторы и кабельную линию предложено заменить эквивалентной схемой замещения, в виде RLC-цепочки второго порядка (блок «equivalent circuit» на рис. 4), и идеальным трансформатором с коэффициентом усиления  $k_u$ . Такая замена позволит снизить число дифференциальных уравнений с одиннадцати [25] до восьми на одну фазу.

Для определения параметров упрощенной схемы замещения  $L_{eq}$ ,  $R_{eq}$ ,  $C_{eq}$  (рис. 4) в среде Matlab Simulink создана имитационная модель, позволяющая исследовать работу СЭП, представленной на рис. 1, при изменении нагрузки и коэффициента модуляции АИН. При работе данной модели в режиме номинальной нагрузки сняты логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ)  $L(\omega) = 20 \log(|A(\omega)|)$  и амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

$$|A(\omega)| = \frac{U_{2a}(\omega)}{U_{Ca1}(\omega)},$$

где  $U_{2a}(\omega)$ ,  $U_{Ca1}(\omega)$  – действующие значения соответствующих линейных напряжений  $u_{2a}(t)$  и  $u_{Ca1}(t)$ , представленных на рис. 1.

Полученные в результате модельного эксперимента ЛАЧХ (рис. 5) и АЧХ (рис. 6) позволяют определить параметры  $k_u$ ,  $T$ ,  $\xi$  передаточной функции

$$W(p) = \frac{k_u}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1},$$

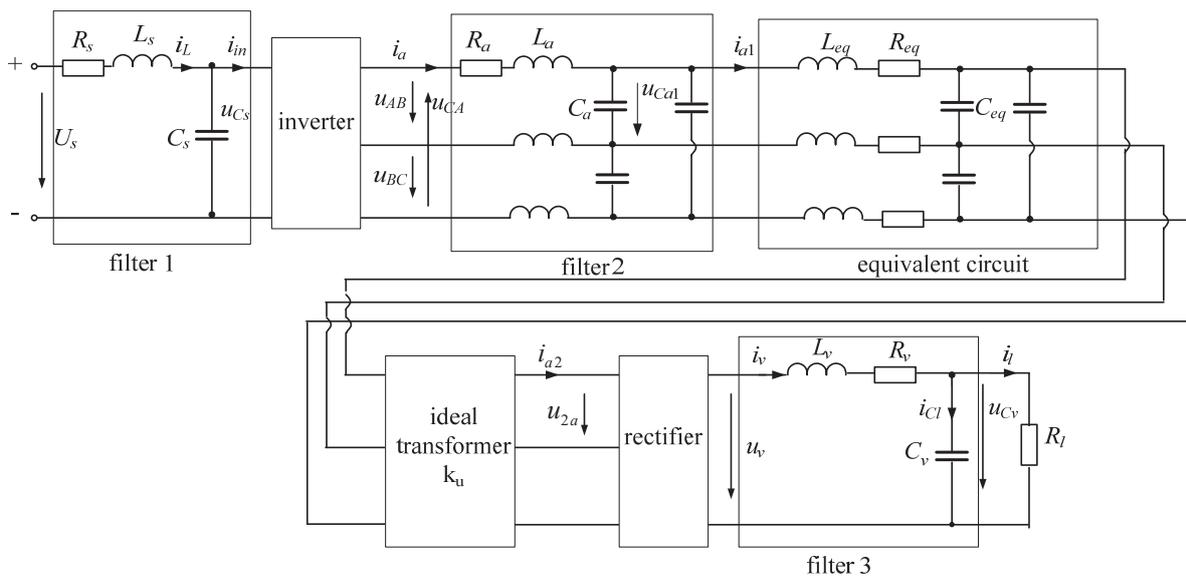


Рис. 4. Упрощенная схема замещения

Fig. 4. Simplified equivalent circuit

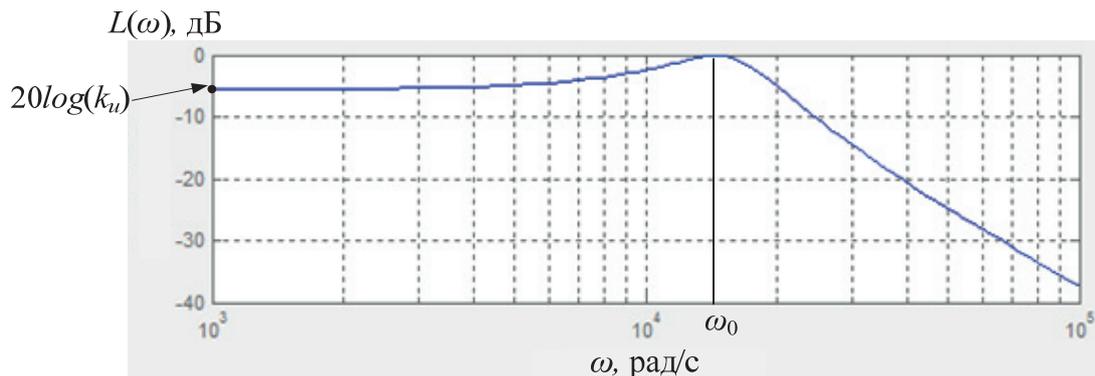


Рис. 5. ЛАЧХ модели СЭП

Fig. 5. Logarithmic frequency response of PSS model

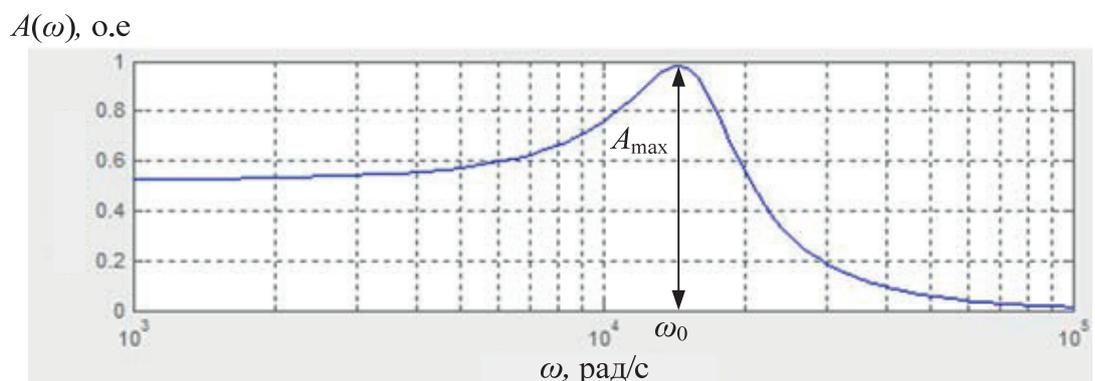


Рис. 6. АЧХ модели СЭП

Fig. 6. Frequency response of PSS model

характеризующей колебательный переходный процесс звена второго порядка.

По экспериментальной ЛАЧХ (рис. 5) из условия  $20\log(k_u) = L(\omega = 10^3)$  определен передаточный коэффициент  $k_u = 0,526$  и постоянная времени

$$T = \frac{1}{\omega_0} = 6,667 \cdot 10^{-5},$$

где  $\omega_0 = 1,5 \cdot 10^4$ , рад/с – собственная частота незатухающих колебаний.

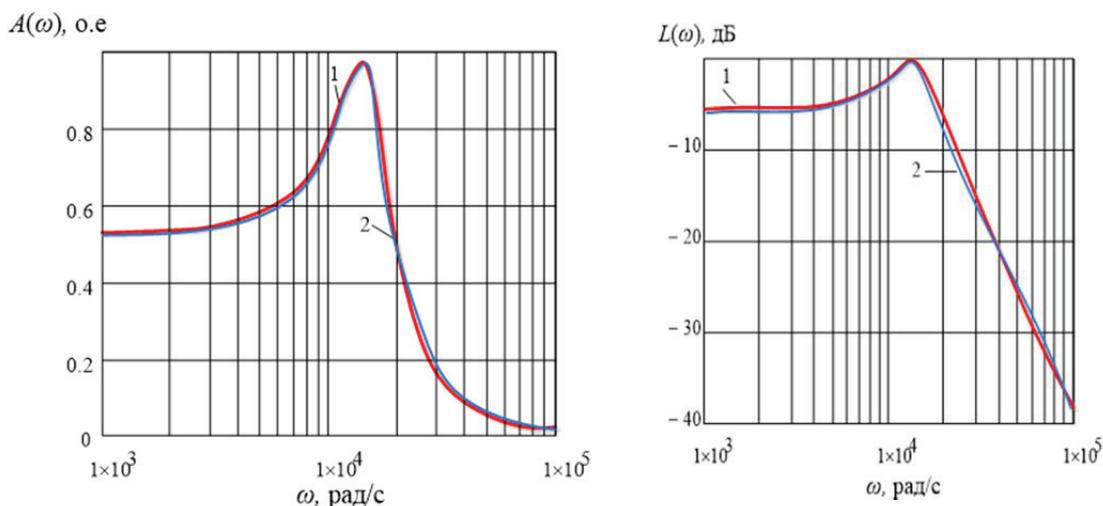


Рис. 7. Расчетные зависимости ЛАЧХ и АЧХ

Fig. 7. Design dependence of logarithmic frequency response and frequency response

Соотношение  $2\xi\sqrt{1-\xi^2} = k_u/A_{\max}$  позволяет определить коэффициент демпфирования  $\xi$ . Для АЧХ, представленной на рис. 6, значение  $A_{\max}=0,979$  о.е., следовательно, коэффициент демпфирования  $\xi=0,279$ . На рис. 7 представлены ЛАЧХ и АЧХ, рассчитанные по найденным параметрам (кривые 1), а также полученные в результате модельного эксперимента в среде Matlab (кривые 2).

Параметры эквивалентной схемы находились из условия соответствия передаточных функций вто-

рого порядка по напряжению  $W_u(p) = \frac{k_u}{LCp + CRp + 1}$

и исходной модели  $W(p) = \frac{k_u}{T^2p^2 + 2\xi Tp + 1}$ . Из усло-

вий равенства  $T^2=CL$ ;  $2\xi T=RC$  и  $L/C=200$  определены параметры  $R=7,9$  Ом,  $L=9,4\cdot 10^{-4}$  Гн,  $C=4,7\cdot 10^{-6}$  Ф, по которым легко получить параметры эквивалентной схемы замещения:

$$R_{eq} = \frac{R}{2} = 3,95 \text{ Ом}, \quad L_{eq} = \frac{L}{2} = 4,7\cdot 10^{-4} \text{ Гн},$$

$$C_{eq} = C = 4,7\cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Таким образом, нахождение параметров передаточной функции по экспериментально снятой ЛАЧХ позволяет определить параметры эквивалентной схемы замещения выбранной части цепи. Замена двух трансформаторов и кабельной линии цепью второго порядка с параметрами  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$ ,  $C_{eq}$  позволяет понизить порядок всей системы с 28 уравнений в исходной схеме (рис. 1) до 16 в упрощенной (рис. 4).

Для дальнейших расчетов магнитная связь в идеальном трансформаторе заменена электрической (рис. 8), при этом через коэффициент трансформации пересчитаны значения параметров всех устройств, расположенных после идеального трансформатора (рис. 8):

$$R'_v = R_v k^2, \quad L'_v = L_v k^2, \quad R'_l = R_l k^2, \quad C'_v = \frac{C_v}{k^2},$$

где  $k = \frac{1}{k_u}$ .

Математическая модель СЭП для полученной упрощенной схемы замещения с приведенными параметрами (рис. 8) записывалась для одной фазы (выбрана фаза А) с целью уменьшения порядка системы дифференциальных уравнений и с учетом симметрии фазных цепей. При этом все соединения параметров по схеме «треугольник» были преобразованы в «звезду» (в уравнениях это преобразование учтено индексом «z»). Для построения системы дифференциальных уравнений в форме Коши составлены уравнения в интегро-дифференциальной форме по законам Кирхгофа для схемы, представленной на рис. 8, из которых выражены переменные состояния.

В результате математическая модель СЭП в пространстве переменных состояния представлена следующими уравнениями:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_s} (U_s - i_L R_s - u_{Cs});$$

$$\frac{du_{Cs}}{dt} = \frac{1}{C_s} i_L - \frac{1}{C_s} i_{in};$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} \left( \frac{u_{AB}}{\sqrt{3}} - i_a R_a - u_{Ca1z} \right);$$

$$\frac{di_{a1}}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} (u_{Ca1z} - i_{a1} R_{eq} - u'_{2az});$$

$$\frac{du_{Ca1z}}{dt} = \frac{1}{C_{az}} i_a - \frac{1}{C_{az}} i_{a1};$$

$$\frac{du'_{2az}}{dt} = \frac{1}{C_{eqz}} i_{a1} - \frac{1}{C_{eqz}} i'_{a2};$$

$$i'_{a2} = i'_v \cdot K_{fa}(t); \quad i_{in} = i_a + i_b + i_c, \quad (10)$$

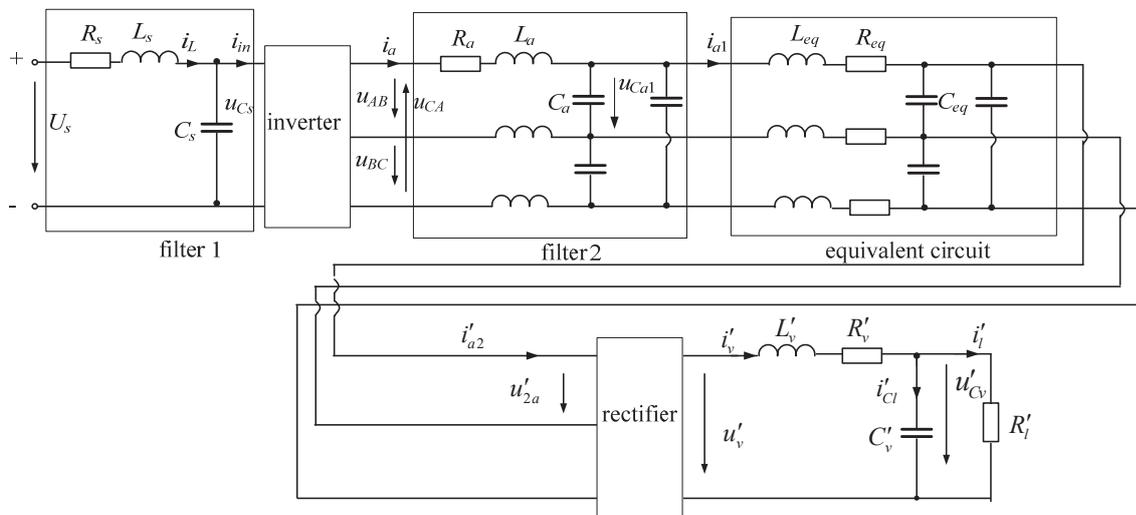


Рис. 8. Упрощенная схема замещения с приведенными параметрами

Fig. 8. Simplified equivalent circuit with corrected parameters

где  $R_s, L_s, C_s$  – параметры фильтра на входе АИН («filter 1» на рис. 8);  $R_a, L_a, C_a$  (при соединении емкостей в «звезду») – параметры выходного фильтра («filter 2» на рис. 8);  $u_{AB}$  – линейное напряжение на выходе инвертора;  $u_{C_{a1z}}$  – напряжение на емкости, при соединении «звезда»;  $i_{in}$  – входной ток инвертора;  $K_{fa}(t)$  – коммутационная функция тока фазы А выпрямителя

$$K_{fa}(t) = \left. \begin{array}{l} 1 \text{ if } u'_{2az} > u'_{2bz} \wedge u'_{2az} \geq u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ 1 \text{ if } u'_{2az} \geq u'_{2bz} \wedge u'_{2az} > u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ 0 \text{ if } u'_{2bz} \geq u'_{2az} \wedge u'_{2bz} > u'_{2cz} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2cz} \\ -1 \text{ if } u'_{2bz} \geq u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} > u'_{2az} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2cz} \\ 0 \text{ if } u'_{2cz} \geq u'_{2bz} \wedge u'_{2cz} > u'_{2az} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ -1 \text{ if } u'_{2cz} \geq u'_{2az} \wedge u'_{2cz} > u'_{2bz} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2bz} \end{array} \right\} \quad (11)$$

где  $u'_{2az}, u'_{2bz}, u'_{2cz}$  приведенные значения фазного напряжения вторичной обмотки второго трансформатора.

Коммутационные функции, соответственно фаз В и С, записываются в виде

$$K_{fb}(t) = \left. \begin{array}{l} -1 \text{ if } u'_{2az} > u'_{2bz} \wedge u'_{2az} \geq u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ 0 \text{ if } u'_{2az} \geq u'_{2bz} \wedge u'_{2az} > u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ 1 \text{ if } u'_{2bz} \geq u'_{2az} \wedge u'_{2bz} > u'_{2cz} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2cz} \\ 1 \text{ if } u'_{2bz} \geq u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} > u'_{2az} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2cz} \\ -1 \text{ if } u'_{2cz} \geq u'_{2bz} \wedge u'_{2cz} > u'_{2az} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ 0 \text{ if } u'_{2cz} \geq u'_{2az} \wedge u'_{2cz} > u'_{2bz} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2bz} \end{array} \right\} \quad (12)$$

$$K_{fc}(t) = \left. \begin{array}{l} 0 \text{ if } u'_{2az} > u'_{2bz} \wedge u'_{2az} \geq u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ -1 \text{ if } u'_{2az} \geq u'_{2bz} \wedge u'_{2az} > u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ -1 \text{ if } u'_{2bz} \geq u'_{2az} \wedge u'_{2bz} > u'_{2cz} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2cz} \\ 0 \text{ if } u'_{2bz} \geq u'_{2cz} \wedge u'_{2bz} > u'_{2az} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2cz} \\ 1 \text{ if } u'_{2cz} \geq u'_{2bz} \wedge u'_{2cz} > u'_{2az} \wedge u'_{2bz} \leq u'_{2cz} \\ 1 \text{ if } u'_{2cz} \geq u'_{2az} \wedge u'_{2cz} > u'_{2bz} \wedge u'_{2az} \leq u'_{2bz} \end{array} \right\} \quad (13)$$

Приведенные напряжение нагрузки  $u'_{Cv}$  и ток, текущий через индуктивность  $L'_v$  фильтра, определяются уравнениями:

$$\frac{du'_{Cv}}{dt} = \frac{1}{C'_v} i'_{Cl}; \quad \frac{di'_v}{dt} = -\frac{R'_v}{L'_v} i'_v + \frac{1}{L'_v} u'_v(t) - \frac{1}{L'_v} u'_{Cv}; \quad (14)$$

где  $i'_{Cl} = i'_v - \frac{1}{R'_l} u'_{Cv}$ ,  $i'_v = \frac{1}{R'_l} u'_{Cv}$ , а напряжение на выходе выпрямителя представлено комбинацией его входных напряжений:

$$u'_v(t) = 0,86(|u'_{2az}| + |u'_{2bz}| + |u'_{2cz}|). \quad (15)$$

Переход от приведенных значений к реальным токам и напряжениям СЭП осуществляется по формулам:

$$u_{Cv} = u'_{Cv} k_u, \quad u_v = u'_v k_u, \quad u_{2a} = u'_{2a} k_u, \quad i_{a2} = i'_{a2} / k_u, \\ i_v = i'_v / k_u, \quad i_l = i'_l / k_u, \quad i_{Cl} = i'_{Cl} / k_u. \quad (16)$$

Для проверки адекватности выведенной математической модели кривые токов и напряжений системы, рассчитанные методом Эйлера по уравнениям (10)–(16), сравнивались с кривыми токов и напряжений, полученных при моделировании исходной системы (рис. 1) в программной среде Matlab (рис. 9–11). Сравнение проводилось для разных коэффициентов модуляции инвертора.

При моделировании системы электропитания технологического оборудования с передачей энергии по кабель-тросу использовались следующие параметры схемы замещения [25]:

- 1) входное напряжение питания  $U_s=540$  В;
- 2) параметры входного фильтра АИН:  $R_s=0,5$  Ом,  $L_s=1,46$  мГн,  $C_s=5$  мФ;
- 3) параметры выходного фильтра АИН:  $R_a=1$  Ом,  $L_a=0,4$  мГн,  $C_a=6$  мкФ;
- 4) параметры повышающего трансформатора 1:  $S_{n1}=30$  кВА,  $U_{n1}=660$  В,  $U_{n2}=1830$  В,  $f=1000$  Гц,  $R_{a1z}=0,295$  Ом,  $L_{a1z}=0,0223$  мГн,  $R_{a2z}=2,28$  Ом,  $L_{a2z}=0,17$  мГн,  $R_{m1}=494$  Ом,  $L_{m1}=0,255$  Гн;
- 5) параметры понижающего трансформатора 2:  $S_{n2}=60$  кВА,  $U_{n1}=1830$  В,  $U_{n2}=400$  В,  $f=1000$  Гц,  $R_{a1z}=0,071$  Ом,  $L_{a1z}=0,049$  мГн,  $R_{a2z}=0,0035$  Ом,  $L_{a2z}=2,44$  мГн,  $R_{m2}=95$  Ом,  $L_{m2}=0,226$  Гн;
- 6) параметры кабельной линии:  $R_{ab}=19,2$  Ом,  $L_{ab}=2,4$  мГн,  $C_{ab}=0,496$  мкФ;
- 7) параметры фильтра на выходе выпрямителя:  $R_v=0,001$  Ом,  $L_v=10$  мГн,  $C_v=2480$  мкФ.

Удаленный электромеханический объект имитировался активной нагрузкой  $R_l=4$  Ом.

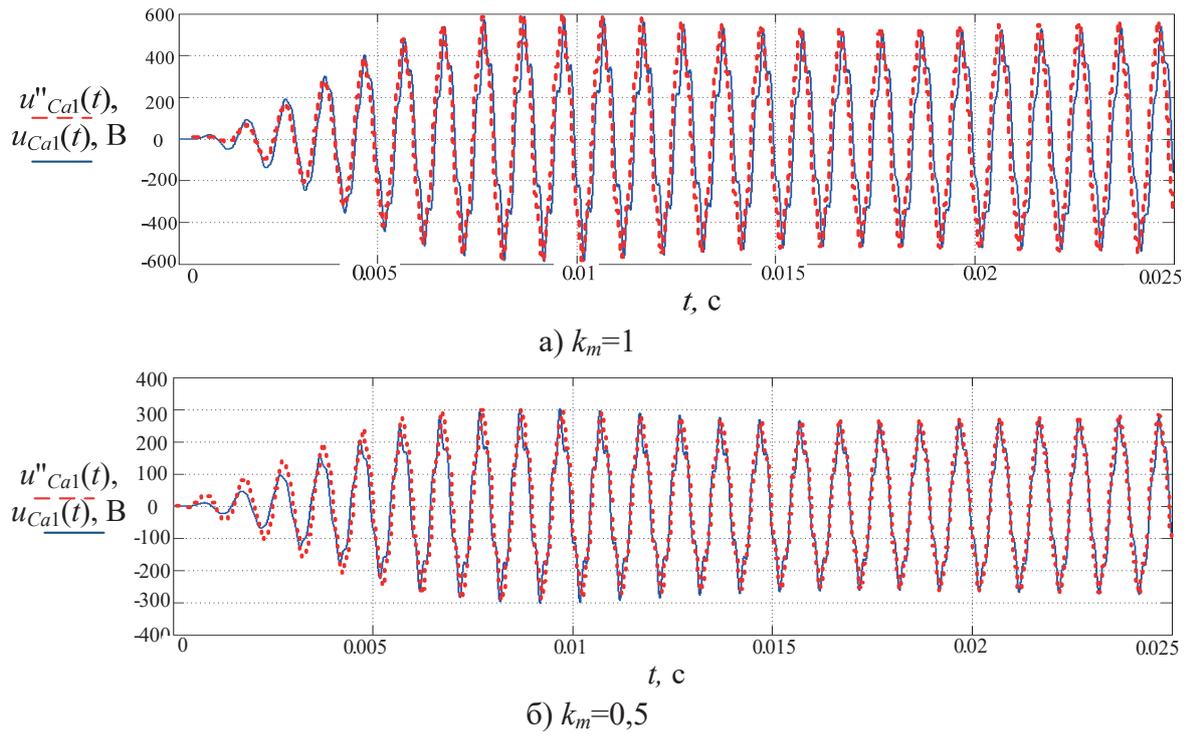
Как следует из графиков, расчетные и экспериментальные кривые практически полностью совпадают, переходный процесс заканчивается за 0,02 секунды. Погрешность расчета установившегося значения напряжения на нагрузке

$$\delta = \frac{|u''_{Cv} - u_{Cv}|}{u''_{Cv}} \cdot 100 \%$$

составила 3 %, по току нагрузки – 4 %. При этом погрешность действующего значения напряжения на выходе фильтра в установившемся режиме не превышает 3,8 %.

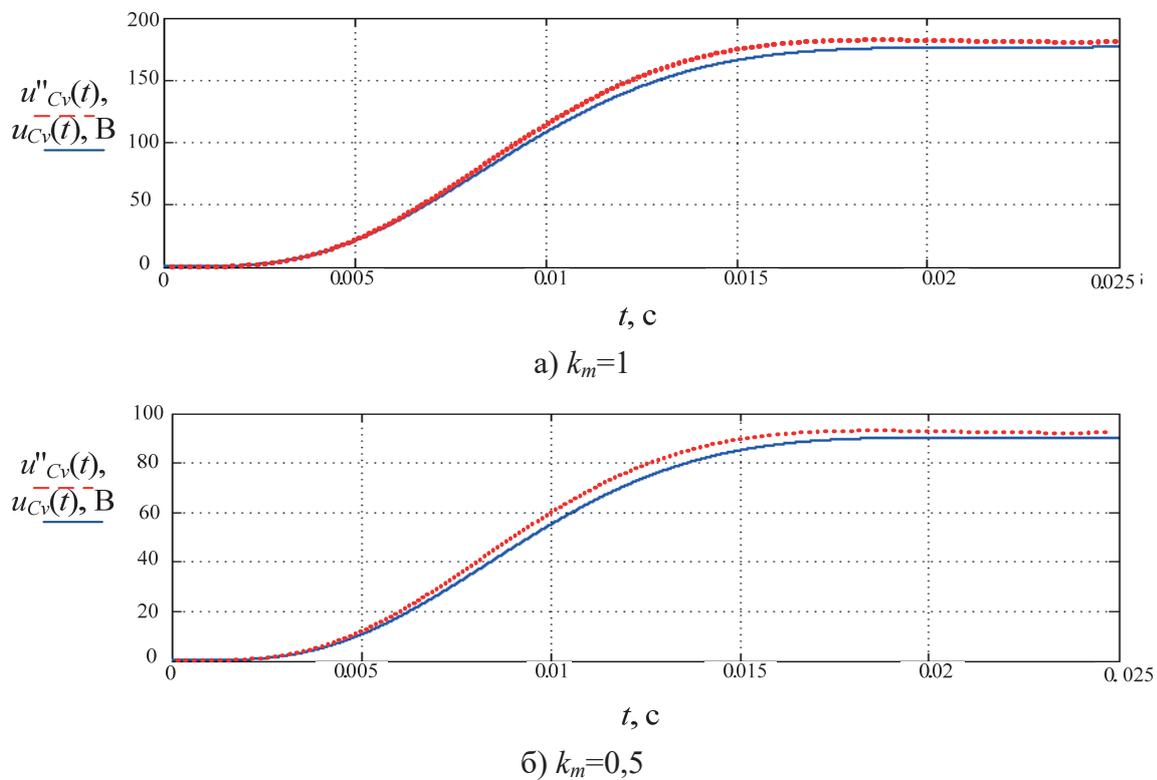
Погрешность между расчетными и снятыми в результате имитационного моделирования кривыми токов и напряжений системы электропитания не превышает 4 %, что свидетельствует об адекватности предлагаемой в работе методики по составлению упрощенных схем замещения сложных объектов, параметры которых можно рассчитать из найденных в результате эксперимента передаточных функций. Алгоритм составления упрощенных схем замещения можно представить в виде:

1. Выделение части схемы, которая будет заменена упрощенной эквивалентной схемой замещения.



**Рис. 9.** Напряжение на выходе второго фильтра («filter 2») ( $u_{Ca1}''(t)$  – моделирование в Matlab;  $u_{Ca1}(t)$  – расчет по математической модели)

**Fig. 9.** Output voltage of filter 2 ( $u_{Ca1}''(t)$  – Matlab simulation;  $u_{Ca1}(t)$  – mathematical model calculation)



**Рис. 10.** Напряжение на нагрузке ( $u_{Cv}''(t)$  – моделирование в Matlab;  $u_{Cv}(t)$  – расчет по математической модели)

**Fig. 10.** Load voltage ( $u_{Cv}''(t)$  – Matlab simulation;  $u_{Cv}(t)$  – mathematical model calculation)

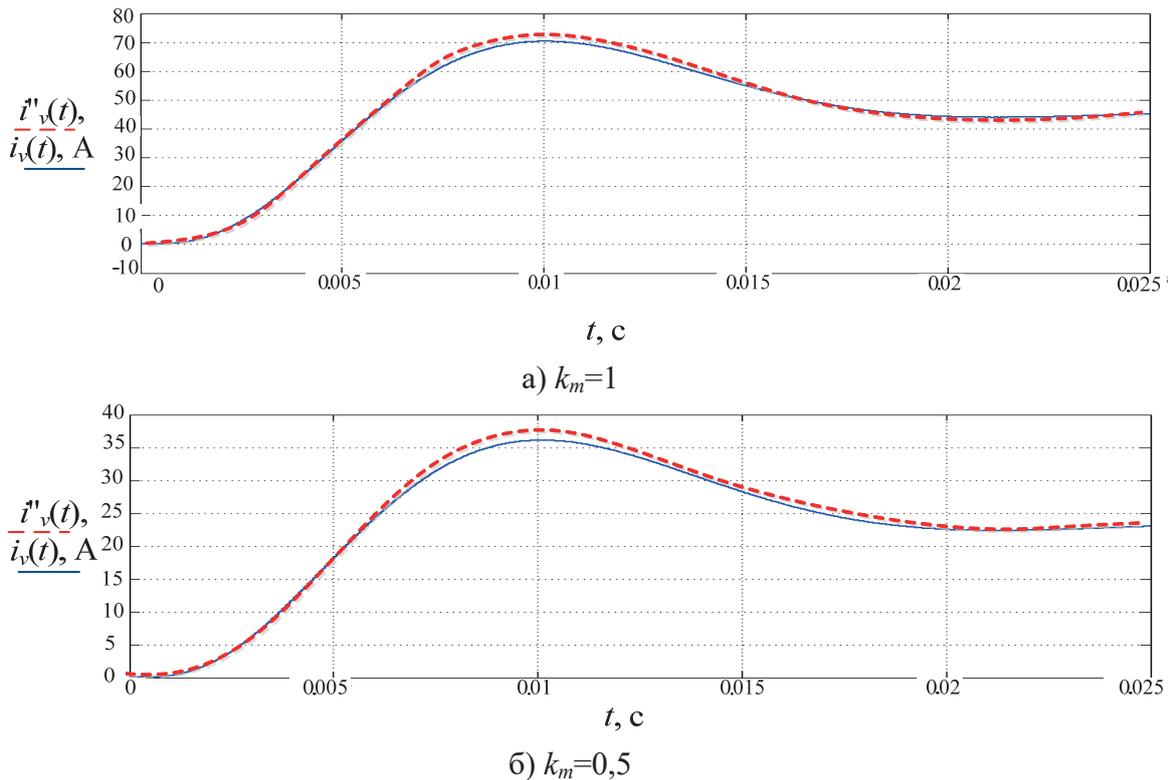


Рис. 11. Ток на выходе выпрямителя ( $i_v'(t)$  – моделирование в программной среде Matlab;  $i_v(t)$  – расчет по математической модели)

Fig. 11. Rectifier output current ( $i_v'(t)$  – Matlab simulation;  $i_v(t)$  – mathematical model calculation)

2. Построение для этой части схемы ЛАЧХ и АЧХ и нахождение по ним параметров передаточной функции.
3. Определение параметров эквивалентной схемы замещения по найденным параметрам передаточной функции.
4. Если в схеме присутствуют инверторы и выпрямители, то замена коммутационно-разрывных функций, описывающих их работу, непрерывными (7), (9), что позволит значительно упростить математическую модель системы.

В результате соответствующих преобразований систему уравнений (10)–(16) с учетом симметрии фаз можно представить в векторно-матричной форме:

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B \begin{bmatrix} u_{AB}(k_m, u_{Cs}) \\ u_{BC}(k_m, u_{Cs}) \\ u_{CA}(k_m, u_{Cs}) \end{bmatrix} + CU_s(t), \quad (17)$$

где  $x(t)$  – 16-ти мерный вектор переменных состояний;  $A(t)$ ,  $B$  – матрицы размерностью  $16 \times 16$ , в состав которых входят коммутационные функции выпрямителя;  $C$  – 16-ти мерный вектор коэффициентов.

Полученное уравнение (17) может служить основой для синтеза оптимальных и робастных регуляторов выходного напряжения СЭП с изменяемыми режимами работы и параметрами полезной нагрузки.

#### Заключение

В работе показана актуальность и целесообразность аппроксимации многомерной нелинейной математической модели СЭП погружного технологического оборудования линейаризованной моделью более низкого порядка, предназначенной для построения регулятора напряжения требуемого качества методами линейной теории управления.

Рассматривается алгоритм понижения порядка исходного математического описания разомкнутой системы электропитания с определением параметров по ЛАЧХ и АЧХ упрощенной модели на основе численного эксперимента. В результате предложенного алгоритма получена достаточно адекватная схема замещения СЭП с передачей энергии по кабель-тросу, позволяющая записать математическую модель значительно меньшего порядка.

Для проверки адекватности упрощенной математической модели зависимости токов и напряжений системы, рассчитанные методом Эйлера, сравниваются с соответствующими зависимостями, полученными при моделировании исходной системы в программной среде Matlab. Установлено, что расчетные и экспериментальные данные совпадают в установленном режиме с точностью до 96 %.

Полученные результаты позволяют рекомендовать предложенную методику понижения порядка многомерной модели СЭП технологического оборудования для последующего синтеза оптимального регулятора напряжения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Glover A.G., Smith C.R. The deep-sea floor ecosystem: Current status and prospects of anthropogenic change by the year 2025 // *Environmental Conservation*. – 2003. – V. 30. – № 3. – P. 219–241.
2. Command Governor Adaptive Control for Unmanned Underwater Vehicles with measurement noise and actuator dead-zone / C.D. Makavita, H.D. Nguyen, S.G. Jayasinghe, D. Ranmuthugala // *2<sup>nd</sup> International Moratuwa Engineering Research Conference*. – Sri Lanka, 2016. – P. 379–384.
3. Inspection-class remotely operated vehicles – a review / R. Capocci, G. Dooly, E. Omerdić, J. Coleman, T. Newe, D. Toal // *Journal of Marine Science and Engineering*. – 2017. – V. 5 (1). – № 13. – P. 1–32.
4. Румянцев М.Ю., Бериллов А.В. Разработка системы электропитания подводных аппаратов // *Практическая силовая электроника*. – 2012. – № 1. – С. 33–37.
5. Новые технологии и современное оборудование в электроэнергетике нефтегазовой промышленности / И.В. Белоусенко, Г.Р. Шварц, С.Н. Великий, М.С. Ершов, А.Д. Яризов. – М.: ООО «Недра-Бизнесцентр», 2007. – 478 с.
6. AC subsea power transmission architectures, design and challenges, the martin linge case / T. Skaanoey, U. Kerin, N. Van Luijk, E. Thibaut // *Proc. of the Annual Offshore Technology Conference*. – 2017. – № 4. – P. 2920–2928.
7. Hussain H.A., Anvari B., Toliyat H.A. A control method for linear permanent magnet electric submersible pumps in a modified integrated drive-motor system // *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC*. – Miami, FL, USA, 2017. – Conference Paper № 8002315. – P. 1–7.
8. Gerashchenko A.N., Kulikov N.I., Makarenko A.V. Method of energy efficiency assessment for power supply of autonomous drive systems for perspective mobile objects // *Russian Aeronautics*. – 2015. – V. 58. – № 4. – P. 461–465.
9. Ковалев А.Ю., Кузнецов Е.М., Аникин В.В. Станции управления электропогружными установками насосной эксплуатации скважин. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2013. – 128 с.
10. Усов В.П. Передаточные функции индукторного электропривода для питания космических аппаратов // *Решетневские чтения*. – 2011. – Т. 2. – № 15. – С. 514–516.
11. Рулевский В.М., Дементьев Ю.Н., Бубнов О.В. Массогабаритные характеристики системы электропитания в функции от рабочей глубины телеуправляемого подводного аппарата // *Известия ТПУ*. – 2006. – Т. 209. – № 1. – С. 163–167.
12. Mathematical model for the power supply system of an autonomous object with an AC power transmission over a cable rope / V.M. Rulevskiy, V.G. Bukreev, E.B. Shandarova, E.O. Kuleshova, S.M. Shandarov, Y.Z. Vasilyeva // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – 2017. – V. 177 (1). – Conference Paper № 012073. – P. 1–7.
13. Ryvkin S.E., Izosimov D.B. Pulse-width modulation of the three-phase autonomous invertors voltage // *Elektrichestvo*. – 1997. – № 6. – P. 33–39.
14. Чаплыгин Е.Е., Хухтиков С.В. Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения // *Электричество*. – 2011. – № 5. – С. 53–61.
15. Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // *Электричество*. – 2008. – № 8. – С. 23–31.
16. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. – М.: Изд-во «Юрайт», 2015. – 667 с.
17. Чаплыгин Е.Е. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // *Электричество*. – 2009. – № 8. – С. 56–61.
18. Хорошавин В.С., Зотов А.В., Мокрушин С.А. Общий подход к представлению динамики процесса в пространстве состояний // *Advanced Science*. – 2017. – № 2. – С. 38–46.
19. Долинина А.А., Ланцов В.Н. Алгоритм моделирования нелинейных устройств на основе методов понижения порядка моделей и кусочно-линейной аппроксимации // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. – 2014. – № 4 (16). – С. 28–33.
20. Bond B., Daniel L. Stable Reduced Models for Nonlinear Descriptor Systems through Piecewise Linear Approximation and Projection // *IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. – 2009. – V. 26. – № 12. – P. 2116–2129.
21. Storace M., De Feo O. Piecewise-linear approximation of nonlinear dynamical systems // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. – 2004. – V. 55 (4). – P. 830–842.
22. Rewienski M., White J. A trajectory piecewiselinear approach to model order reduction and fast simulation of nonlinear circuits and micromachined devices // *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst*. – 2003. – V. 22. – № 2. – P. 155–170.
23. Разработка наблюдателя полного порядка с оперативным мониторингом момента сопротивления для погружных асинхронных электродвигателей / А.С. Глазырин, С.Н. Кладиев, К.С. Афанасьев, В.В. Тимошкин, И.Г. Слепнёв, В.И. Полищук, S. Halasz // *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*. – 2018. – Т. 329. – № 2. – С. 118–126.
24. Torokhti A., Howlett P., Pearce C. Optimal mathematical models for nonlinear dynamical systems // *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*. – 2003. – V. 9 (3). – P. 327–343.
25. The power supply system model of the process submersible device with AC power transmission over the cable-rope / V.M. Rulevskiy, V.G. Bukreev, E.O. Kuleshova, E.B. Shandarova, S.M. Shandarov, Y.Z. Vasilyeva // *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. – 2017. – V. 177 (1). – Conference Paper № 012098. – P. 1–6.

Поступила 28.03.2018 г.

## Информация об авторах

**Букреев В.Г.**, доктор технических наук, профессор Инженерной школы энергетики Национального исследовательского Томского политехнического университета.

**Шандарова Е.Б.**, кандидат технических наук, доцент Инженерной школы энергетики Национального исследовательского Томского политехнического университета.

**Рулевский В.М.**, кандидат технических наук, директор Научно-исследовательского института автоматизации и электромеханики Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

UDC 621.314.58:681.5.015

## POWER SUPPLY SYSTEM MODEL OF REMOTE PROCESSING EQUIPMENT

Viktor G. Bukreev<sup>1</sup>,  
bukreev@tpu.ru

Elena B. Shandarova<sup>1</sup>,  
shandarovaelena@mail.ru

Victor M. Rulevskiy<sup>2</sup>,  
rulevsky@niiam.tomsk.ru

<sup>1</sup> National Research Tomsk Polytechnic University,  
30, Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia.

<sup>2</sup> Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,  
40, Lenin Avenue, Tomsk, 634050, Russia.

Nowadays, the relevant and challenging research areas are survey of crustal structure, natural environment of the world ocean, and oil and gas resource potential. To perform such studies, various submersible equipment with remote energy source is often applied. This equipment includes electrotechnical equipment of tethered submersibles and electric motors of submersible centrifugal pumps. Long-term operation of such processing equipment requires continuous electric power supply over a cable-rope. This problem can be solved using specialized power supply systems that provide the necessary voltage conversion of the primary energy source, most often of limited power.

**The main aim** of the research is to solve the problem of approximating a nonlinear mathematical model of the power supply system of processing equipment by a simpler model in the state space. This problem is rather important when designing voltage regulators of the power supply systems for submersible centrifugal pumps of oil-production equipment and tethered submersibles.

**The methods:** state variable method, methods of mathematical modeling.

**The results.** The authors have developed the algorithm for approximating a nonlinear mathematical model of the power supply system of process equipment over a cable-rope. The resulting simplified model was represented in the state space and allows us to use well-proven methods of the linear control theory to synthesize a voltage regulator.

**Conclusion.** The paper describes the simpler model in the state space of the power supply system of processing equipment with an AC power transmission over a cable-rope. A comparative assessment of the simulation results introduced in the paper shows the validity of the model of a reduced order in relation to the initial, more complex mathematical model.

**Key words:**

Power supply system, mathematical model, approximation, transfer function, state variable method.

## REFERENCES

- Glover A.G., Smith C.R. The deep-sea floor ecosystem: Current status and prospects of anthropogenic change by the year 2025. *Environmental Conservation*, 2003, vol. 30, no. 3, pp. 219–241.
- Makavita C.D., Nguyen H.D., Jayasinghe S.G., Ranmuthugala D. Command Governor Adaptive Control for Unmanned Underwater Vehicles with measurement noise and actuator dead-zone. *2<sup>nd</sup> International Moratuwa Engineering Research Conference*. Sri Lanka, 2016. pp. 379–384.
- Capocci R., Dooly G., Omerdić E., Coleman J., Newe T., Toal D. Inspection-class remotely operated vehicles-a review. *Journal of Marine Science and Engineering*, 2017, vol. 5, no. 1, pp. 1–32.
- Rumyantsev M.Yu., Berilov A.V. Development of a powersupply system for underwater vehicles. *Practical Power Electroincs*, 2012, no. 1, pp. 33–37. In Rus.
- Belousenko I.V., Shvarts G.R., Velikiy S.N., Ershov M.S., Yarizov A.D. *Novye tekhnologii i sovremennoe oborudovanie v elektroenergetike neftegazovoy promyshlennosti* [New technologies and modern equipment in power engineering of oil and gas industry]. Moscow, Nedra-Biznestsentr Publ., 2007. 478 p.
- Skaanoey T., Kerin U., Van Luijk N., Thibaut E. AC subsea power transmission architectures, design and challenges, the martin linge case. *Proceedings of the Annual Offshore Technology Conference*, 2017, no. 4, pp. 2920–2928.
- Hussain H.A., Anvari B., Toliyat H.A. A control method for linear permanent magnet electric submersible pumps in a modified integrated drive-motor system. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. Miami, FL, USA, 2017. Conference Paper no. 8002315, pp. 1–7.
- Gerashchenko A.N., Kulikov N.I., Makarenko A.V. Method of energy efficiency assessment for power supply of autonomous drive systems for perspective mobile objects. *Russian Aeronautics*, 2015, vol. 58, no. 4, pp. 461–465.
- Kovalev A.Yu., Kuznetsov E.M., Anikin V.V. *Stantsii upravleniya elektropogruzhnyimi ustanovkami nasosnoy ekspluatatsii skvazhin promyshlennosti* [Control stations for submersible pumping wells]. Omsk, OmGTU Publ., 2013. 128 p.
- Usov V.P. Transfer functions of inductive double way fed power electric drive for spacecraft. *Reshetnev Readings*, 2011, vol. 2, no. 15, pp. 514–516. In Rus.
- Rulevskiy V.M., Dementiyev Yu.N., Bubnov O.V. Mass characteristics of power-supply system in the function from operating depth of remotely controlled submersible craft. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2006, vol. 309, no. 1, pp. 163–167. In Rus.
- Rulevskiy V.M., Bukreev V.G., Shandarova E.B., Kuleshova E.O., Shandarov S.M., Vasilyeva Y.Z. Mathematical model for the power supply system of an autonomous object with an AC power transmission over a cable rope. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2017, vol. 177 (1), Conference Paper no. 012073, pp. 1–7.
- Ryvkin S.E., Izosimov D.B. [Pulse-width modulation of the three-phase autonomous invertors voltage]. *Elektrichestvo*, 1997, no. 6, pp. 33–39.

14. Chaplygin E.E., Khukhtikov S.V. Pulse width modulation with passive phase in three-phase voltage inverters. *Elektrichestvo*, 2011, no 5, pp. 53–61. In Rus.
15. Obukhov S.G., Chaplygin E.E., Kondratev D.E. Pulse width modulation in three-phase voltage inverters. *Elektrichestvo*, 2008, no. 8, pp. 23–31. In Rus.
16. Zinovev G.S. *Silovaya elektronika* [Power Electronics]. Moscow, Yurayt Publ., 2015. 667 p.
17. Chaplygin E.E. Two phase pulse width modulation in three-phase voltage inverters. *Elektrichestvo*, 2009, no. 8, pp. 56–61. In Rus.
18. Khoroshavin V.S., Zotov A.V., Mokrushin S.A. General approach to representation of a process dynamics in the state space. *Advanced Science*, 2017, no. 2, pp. 38–46. In Rus.
19. Dolinina A.A., Lantsov V.N. Algorithm of simulation of nonlinear devices on the basis of reduced order model methods and piecewise linear approximation. *Radio and telecommunication systems*, 2014, no. 4 (16), pp. 28–33. In Rus.
20. Bond B., Daniel L. Stable Reduced Models for Nonlinear Descriptor Systems through PiecewiseLinear Approximation and Projection. *IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 2009, vol. 26, no. 12, pp. 2116–2129.
21. Storace M., De Feo O. Piecewise-linear approximation of nonlinear dynamical systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2004, vol. 55 (4), pp. 830–842.
22. Rewienski M., White J. A trajectory piecewiselinear approach to model order reduction and fast simulation of nonlinear circuits and micromachined devices. *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst*, 2003, vol. 22, no. 2, pp. 155–170.
23. Glazyrin A.S., Kladiev S.N., Afanasiev K.S., Timoshkin V.V., Slepnev I.G., Polishchuk V.I., Halász S. Design of full order observer with real time monitoring of load torque for submersible induction motors. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University, Geo Assets Engineering*, 2018, vol. 329, no. 2, pp. 118–126.
24. Torokhti A., Howlett P., Pearce C. Optimal mathematical models for nonlinear dynamical systems (2003). *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, 2003, vol. 9 (3), pp. 327–343.
25. Rulevskiy V.M., Bukreev V.G., Kuleshova E.O., Shandarova E.B., Shandarov S.M., Vasilyeva Y.Z. The power supply system model of the process submersible device with AC power transmission over the cable-rope. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2017, vol. 177 (1), Conference Paper no. 012098, pp. 1–6.

Received: 28 March 2018.

#### Information about the authors

**Viktor G. Bukreev**, Dr. Sc., professor, National Research Tomsk Polytechnic University.

**Elena B. Shandarova**, Cand. Sc., associate professor, National Research Tomsk Polytechnic University.

**Victor M. Rulevskiy**, Cand. Sc., director, Research Institute of Automation and Electromechanics, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics.