

Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

№3(19)
2022

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Севастопольский государственный университет»

Выходит 4 раза в год

ISSN 2658-4727

АВТОМАТИЗАЦИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ В МАШИНО- ПРИБОРОСТРОЕНИИ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

Севастополь, 2022

Главный редактор

Копп В.Я., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Заместитель главного
редактора

Филипович О.В., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)

Научный редактор

Бохонский А.И., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Ответственный секретарь

Балакин А.И., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)

Редакционная коллегия

Вартаков М.В., д.т.н., проф.
(г. Москва)

Греков Н.А., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Доронина Ю.В., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Жмудь В.А., д.т.н., проф.,
(г. Новосибирск)

Краснодубец Л.А., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Моисеев Д.В., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Обжерин Ю.Е., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Пашков Е.В., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Песчанский А.И., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Петрешин Д.И., д.т.н., проф.
(г. Брянск)

Прейс В.В., д.т.н., проф.
(г. Тула)

Щенятский А.В., д.т.н., проф.
(г. Севастополь)

Заморёнов М.В., к.т.н., доц
(г. Севастополь)

Майстришин М.М., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)

Рапацкий Ю.Л., к.т.н., доц.
(г. Севастополь)

СОДЕРЖАНИЕ

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ И ПРОИЗВОДСТВАМИ

- Варминская Н.И., Бохонский А.И., Мозолевская Т.В.** Управляемое движение объекта конечной жесткости с учетом линейно-вязкого сопротивления сухого трения 3
- Филипович О.В., Камцев В.А.** Управление движением звеньев поступательной кинематической пары робота-манипулятора посредством интерфейса мозг-компьютер 17
- Шушляпин Е.А., Безуглая А.Е.** Управляемый разгон электродвигателя постоянного тока с последовательным возбуждением двухэтапным методом конечного состояния 26

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ И КОМПЛЕКСЫ ПРОГРАММ

- Копп В.Я., Заморёнов М.В., Чаленков Н.И.** Имитационное моделирование процесса функционирования трёх последовательно соединенных технологических ячеек 34
- Терлыч С.В.** Математическое моделирование стабилизации неавтономных осесимметричных подводных аппаратов 41
- Поляков А.А., Моисеев Д.В., Мащенко Е.Н.** Построение гамильтонового пути способом расширяющейся выделенной области 52

ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

- Серов А.Н., Серов Н.А., Иваненко К.А.** Применение низкочастотной фильтрации для измерения активной мощности 60
- Новиков В.В., Осипов К.Н., Кондратова Е.В.** Прогнозирование значений диагностических параметров поршневых силовых установок 72
- Сердюкова Л.С., Серов А.Н.** Применение Simulink для имитационного моделирования аналоговых измерительных преобразователей среднего квадратического значения и расчет их погрешностей 81

УДК 621.865.8 : 517.97 : 51-74

**УПРАВЛЯЕМОЕ ДВИЖЕНИЕ ОБЪЕКТА КОНЕЧНОЙ
ЖЕСТКОСТИ С УЧЕТОМ ЛИНЕЙНО-ВЯЗКОГО
СОПРОТИВЛЕНИЯ И СУХОГО ТРЕНИЯ**

Варминская Н.И.¹, Бохонский А.И.², Мозолевская Т.В.³

***Аннотация.** Исследованы различные типы целенаправленного управляемого движения объекта конечной жесткости. Примеры: разгон из состояния покоя до заданной скорости; разгон при заданной начальной скорости до большей, с возвратом к исходной скорости. Рассмотрен пример торможения объекта от некоторой заданной скорости до состояния абсолютного покоя. Для конструирования управлений использованы гармонические функции либо полиномы. Описана процедура определения общего времени движения упругого объекта для устранения колебаний в конечной точке. Дана оценка энергоемкости при реализации предлагаемых оптимальных управлений. Показана возможность учета линейно-вязкого сопротивления и сухого трения при целенаправленном движении объектов.*

***Ключевые слова.** Оптимальное управление, объекты конечной жесткости, колебания объектов, достижение относительного и абсолютного покоя в конце движения, линейно-вязкое сопротивление, сухое трение.*

Введение. Теории оптимального управления, методам, применяемым для поиска оптимального управления колебаниями деформируемых систем, посвящены классические работы [1-6].

В [9, 12] показано, что движение объекта можно осуществлять с учетом поставленной цели – достижение абсолютного покоя либо некоторой скорости объекта в конце движения (например, при постановке объекта на ленту транспортера); рассмотрены также управляемые движения типа разгон-торможение, при которых колебания в точке позиционирования отсутствуют. Интересно, что управления в простом классическом случае можно получить без использования вариационного метода теории оптимального управления, подчинив задаваемый исходный полином только краевым условиям. Дальнейшее увеличение степени задаваемого полинома (без предварительного заданного критерия оптимальности) приводит к новым типам управлений, функционалы-критерии которых восстанавливаются по предложенной в [10] процедуре синтеза.

Оценка энергоемкости управлений, обоснованных в работах [9, 12], проведена в [7, 8, 11]. Показано, например, что с ростом степени полинома, описывающего управление движением объекта, затраты энергии

снижаются. В случае управлений, заданных в виде гармонических функций, поведение объекта и энергоемкость зависит от степени и вида функции управления.

Цель исследования – анализ динамического поведения объекта конечной жесткости при различных типах управления (переносного ускорения) с учетом линейно-вязкого сопротивления либо сухого трения с достижением относительного либо абсолютного покоя в конце движения.

Основная часть

1. Конструирование движения объекта конечной жесткости из начального состояния абсолютного покоя в состояние относительного покоя, т.е. разгон до заданной скорости с отсутствием колебаний в конце разгона.

1.1. Управление движением (переносное ускорение) принято в виде гармонической функции

$$U_{e1} = a \sin pt, \quad (1)$$

где $a, p = \text{const}$. Движение подчинено краевым условиям:

$$S_{e1}(0) = 0, \quad V_{e1}(0) = 0; \quad S_{e1}(T) = L, \quad V_{e1}(T) = V_1. \quad (2)$$

Дважды интегрируя (1) с учетом краевых условий (2) и $p = \pi / T$, получим выражения для перемещения $S_{e1}(t)$, скорости $V_{e1}(t)$ и ускорения $U_{e1}(t)$ переносного движения:

$$S_{e1}(t) = \frac{V_1}{2} \left(t - \frac{T \sin(\pi t / T)}{\pi} \right), \quad V_{e1}(t) = \frac{V_1}{2} (1 - \cos(\pi t / T)),$$

$$U_{e1}(t) = \frac{V_1 \pi \sin(\pi t / T)}{2T}. \quad (3)$$

Графики $S_{e1}(t)$, $V_{e1}(t)$ и $U_{e1}(t)$ при $m = 1$ кг, $V_1 = 5$ м/с, $T = 1,11035$ с приведены на **Рис.1**.

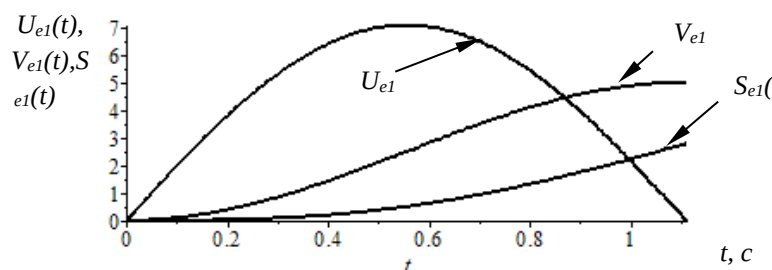


Рис.1 – Графики $S_{e1}(t)$, $V_{e1}(t)$ и $U_{e1}(t)$ при разгоне объекта с управлением $U_{e1} = a \sin pt$

Примечательно, что пройденный путь за указанное время составляет $L = V_1 T / 2$, т.е. половину пути в случае равномерного движения.

Относительное движение (колебания) упругого объекта (с одной степенью свободы, без учета сопротивления) описывается уравнением

$$\frac{d^2 x_r}{dt^2} + k^2 x_r = -U_{e1}(t), \quad (4)$$

где k – частота собственных колебаний. Движение – из состояния относительного покоя, т.е. $x_r(0) = 0$, $\dot{x}_r(0) = 0$.

С учетом управления (3) из (4) следуют выражения для перемещения x_r и скорости $\dot{x}_r$ в относительном движении:

$$\begin{aligned} x_r &= -\frac{\pi^2 V_1 \sin(kt)}{2k(\pi^2 - k^2 T^2)} + \frac{\pi V_1 T \sin(\pi t / T)}{2(\pi^2 - k^2 T^2)}; \\ v_r = \dot{x}_r &= -\frac{\pi^2 V_1 \cos(kt)}{2(\pi^2 - k^2 T^2)} + \frac{\pi^2 V_1 \cos(\pi t / T)}{2(\pi^2 - k^2 T^2)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Общее время движения найдено как один из общих корней моментных соотношений ($x_r(T) = 0$, $\dot{x}_r(T) = 0$), которые преобразуются к виду:

$$x_r(T) = -\frac{\pi^2 V_1 \sin(kT)}{2k(\pi^2 - k^2 T^2)}; \quad \dot{x}_r(T) = -\frac{\pi^2 V_1 (1 + \cos(kT))}{2(\pi^2 - k^2 T^2)}.$$

При $k = 4,5\pi$ и $V_1 = 5$ м/с графики $x_r(T)$, $\dot{x}_r(T)$ представлены на **Рис.2**.

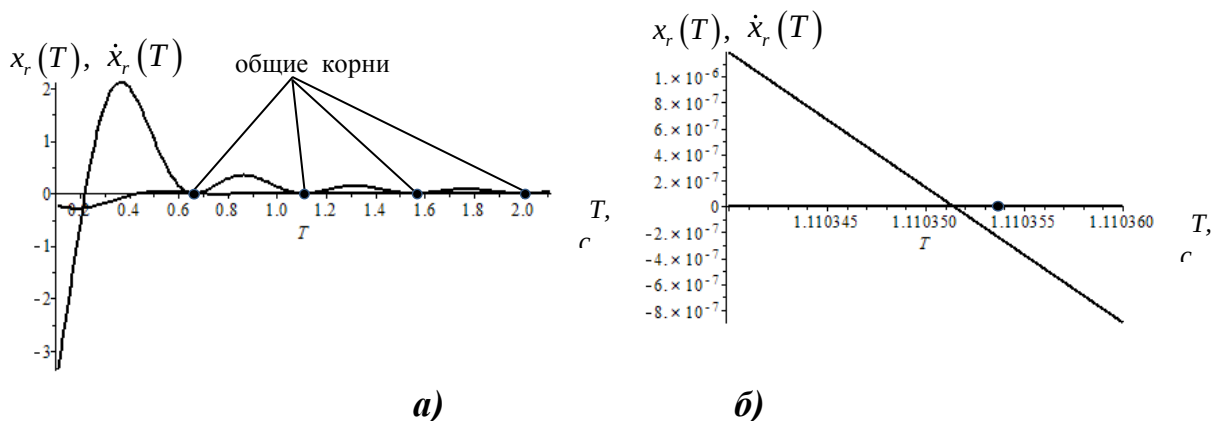


Рис.2 – Поиск общих корней моментных соотношений; графическое уточнение одного из корней

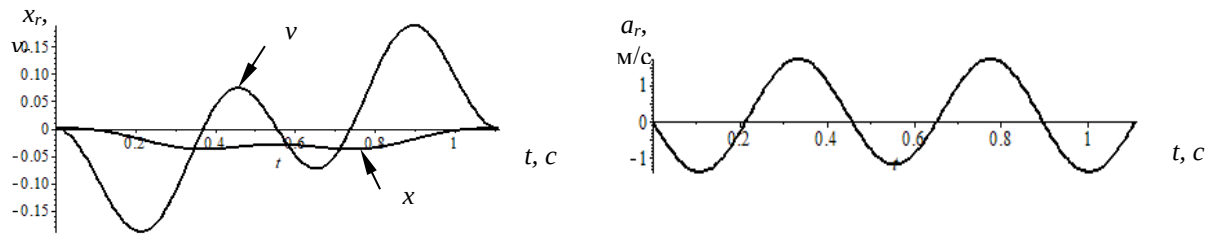


Рис.3 – Графики перемещения, скорости и ускорения в относительном движении при разгоне объекта с управлением $U_{e1} = a \sin pt$

Взяв второй корень $T = 1,11035$ с, уточнение которого показано на **Рис.2б**). Графики перемещения и скорости (функции (5)), а также ускорения в относительном движении за указанное время изображены на **Рис.3**. Из представленных графиков следует, что в конечный момент времени наступает относительный покой (колебаний нет).

1.2. Использовано управление движением в виде гармонической функции

$$U_{e2} = a \sin^3 pt, \quad (6)$$

где $a, p = \text{const}$; движение подчинено прежним краевым условиям (2).

После интегрирования функции (6) с учетом краевых условий получены выражения для перемещения $S_{e2}(t)$, скорости $V_{e2}(t)$ и ускорения $U_{e2}(t)$ в переносном движении

$$S_{e2}(t) = \frac{V_1 t}{2} - \frac{V_1 T}{12\pi} (\sin^3(\pi t / T) + 6 \sin(\pi t / T)),$$

$$V_{e2}(t) = \frac{V_1}{2} \left(1 - \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi t}{T}\right) (2 + \sin^2(\pi t / T)) \right), \quad U_{e2}(t) = \frac{3V_1 \pi \sin^3(\pi t / T)}{4T}, \quad (7)$$

графики которых изображены на **Рис.4**.

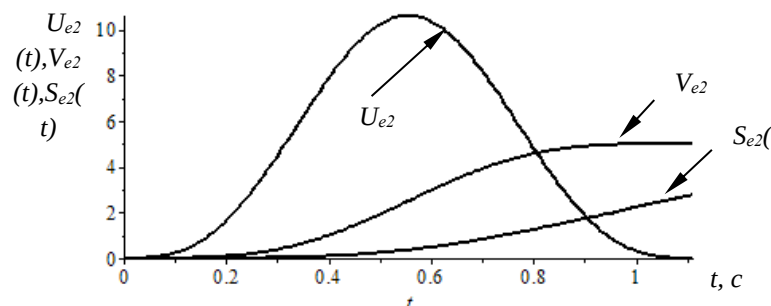


Рис.4 – Графики $S_{e2}(t)$, $V_{e2}(t)$ и $U_{e2}(t)$ при разгоне объекта с управлением $U_{e2} = a \sin^3 pt$

Решение уравнения (4) с учетом нулевых начальных условий и управления (6) записывается так:

$$x_r(t) = -\frac{3\pi V_1 T}{(144\pi^4 - 160\pi^2 k^2 T^2 + 16k^4 T^4)} \left(3\sin \frac{\pi t}{T} (k^2 T^2 - 9\pi^2) + \sin \frac{3\pi t}{T} (\pi^2 - k^2 T^2) \right) - \frac{9}{2k} \frac{\pi^4 V_1 \sin(kt)}{(9\pi^4 - 10\pi^2 k^2 T^2 + k^4 T^4)}. \quad (8)$$

С использованием выше описанного алгоритма выбора времени движения с учетом моментных соотношений графики $x_r(T)$, $\dot{x}_r(T)$ изображены на **Рис.5**.

Для того же общего времени движения ($T = 1,11035$ с) на **Рис.6** построены графики относительного движения. Перемещение – функция (8); выражения для скорости и ускорения не приведены из-за громоздкости. Представленные графики свидетельствуют о наступлении относительного покоя в конце движения.

Совместное рассмотрение графиков переносного (**Рис.4**) и относительного (**Рис.6**) движений подтверждает достижение цели: переносная скорость в конце движения равна 5 м/с, колебания отсутствуют, перемещение $L = 2,775$ м.

Графики относительного движения (**Рис.3** и **Рис.6**) для управлений (1) и (6) показывают увеличение относительных перемещений, а также ускорений в случае управления (6). Для более «комфортного» движения следует, по возможности, выбирать управление (1).

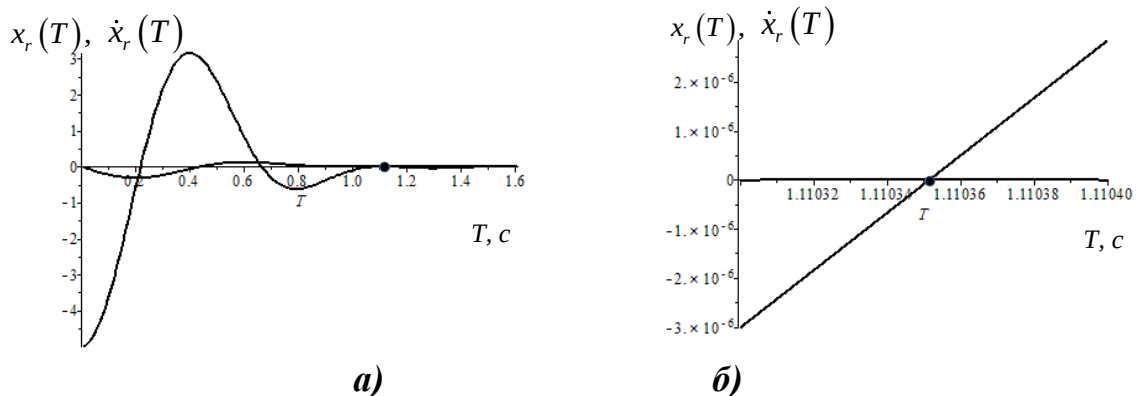


Рис.5 – Поиск общих корней моментных соотношений, уточнение корня

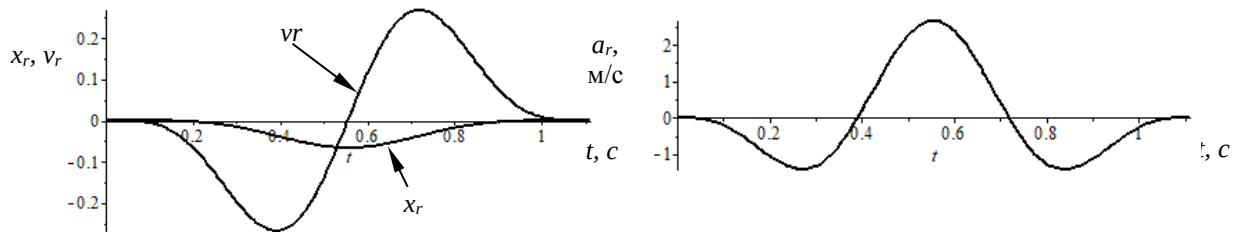


Рис.6 – Графики относительного движения при разгоне объекта с управлением $U_{e2} = a \sin^3 pt$

Затраченная энергия в обоих случаях движения одинакова:

$$J_1 = \int_0^T m U_e(t) V_e(t) dt = \frac{m V_1^2}{2} = 12,25 \text{ Дж.}$$

Действие (по Лагранжу) $J_2 = \int_0^T 2T dt$ в первом случае

$$J_2 = \frac{3}{8} m T V_1^2 = 10,409 \text{ Дж} \cdot \text{с}, \text{ во втором случае } J_2 = \frac{105}{256} m T V_1^2 = 11,385 \text{ Дж} \cdot \text{с}.$$

2. Торможение объекта из начального состояния с некоторой заданной скоростью до состояния абсолютного покоя с отсутствием колебаний в конце движения.

2.1. Ускорение, как и ранее, задано в виде гармонической функции

$$U_{e1} = a \sin pt, \quad (9)$$

где $a, p = \text{const}$; движение подчинено краевым условиям:

$$S_{e1}(0) = 0, \quad V_{e1}(0) = V_1; \quad S_{e1}(T) = L, \quad V_{e1}(T) = 0. \quad (10)$$

Функции перемещения, скорости и ускорения в переносном движении получены аналогично описанному выше алгоритму в результате интегрирования функции (9) с учетом краевых условий (10); они похожи на уравнения (3) и поэтому здесь не приведены, их графики представлены на **Рис.7**. За соответствующее время происходит торможение объекта с $V_1 = 5$ м/с до нуля.

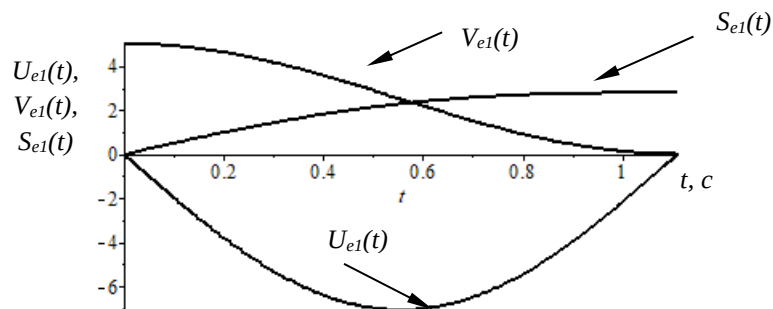


Рис.7 – Графики $S_{e1}(t)$, $V_{e1}(t)$ и $U_{e1}(t)$ при торможении объекта с управлением $U_{e1} = a \sin pt$

Процедура поиска общего времени движения аналогична, как один из общих корней системы трансцендентных уравнений – моментных соотношений, представляющих собой равенство нулю перемещения и скорости в относительном движении в конечный момент времени. Поэтому приведены только графики относительного движения (**Рис.8**), подтверждающие отсутствие колебаний в конце движения за то же время, как и в ранее приведенных примерах.

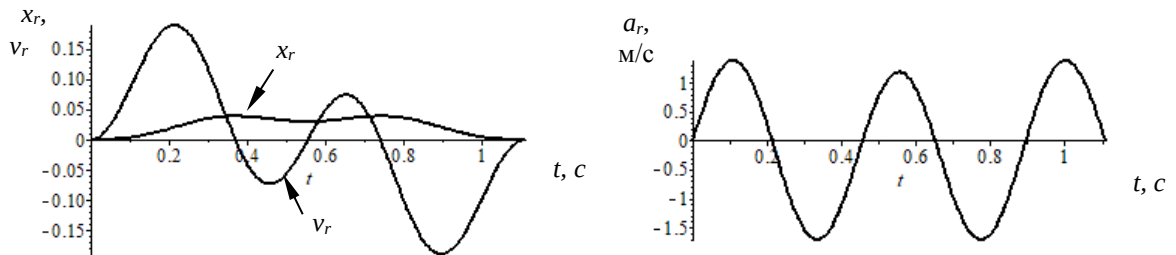


Рис.8 – Графики перемещения, скорости и ускорения в относительном движении при торможении объекта с управлением $U_{e1} = a \sin pt$

2.2. Торможение объекта с управлением $U_{e2} = a \sin^3 pt$, где $a, p = \text{const}$, и граничными условиями (10).

Процедуры конструирования управления переносным движением и определения общего времени движения описаны выше, поэтому дальше приведены только графики, описывающие динамику переносного (**Рис.9**) и относительного (**Рис.10**) движений объекта конечной жесткости для управления $U_{e2} = a \sin^3 pt$.

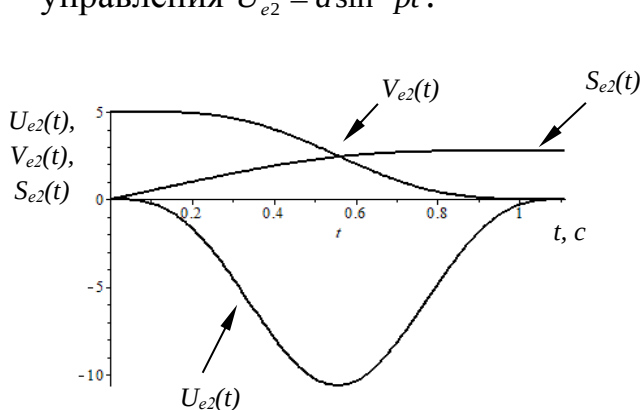


Рис.9 – Графики переносного движения при торможении объекта с управлением $U_{e2} = a \sin^3 pt$

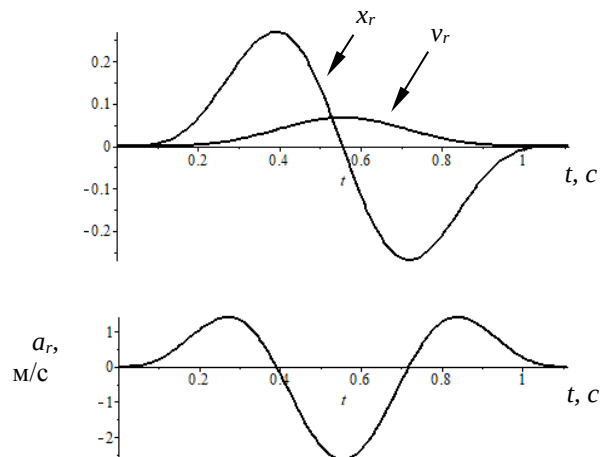


Рис.10 – Графики относительного движения при торможении объекта с управлением $U_{e2} = a \sin^3 pt$

3. Разгон объекта из состояния покоя в состояние до скорости V_1 с управлением в виде полинома.

Управление движением (ускорение переносного движения) принято в виде полинома

$$U_{e3} = \sum_{i=1}^6 C_i t^{i-1}, \quad (11)$$

где $C_i = \text{const.}$ Движение подчинено краевым условиям:

$$\begin{aligned} S_{e3}(0) = 0, \quad V_{e3}(0) = 0; \quad V_{e3}(T) = V_1, \quad U_{e3}(T) = 0, \\ \frac{dU_{e3}(T)}{dt} = 0, \quad \frac{d^2U_{e3}(T)}{dt^2} = 0. \end{aligned} \quad (12)$$

После определения констант C_i с учетом (12), уравнение (11) принимает вид:

$$U_{e3} = \frac{4V_1}{T} \left(\frac{T-t}{T} \right)^3.$$

Графики перемещения $S_{e3}(t)$, скорости $V_{e3}(t)$ и ускорения $U_{e3}(t)$ в переносном движении при $m = 1$ кг, $V_1 = 5$ м/с, $T = 1$ с изображены на **Рис.11**.

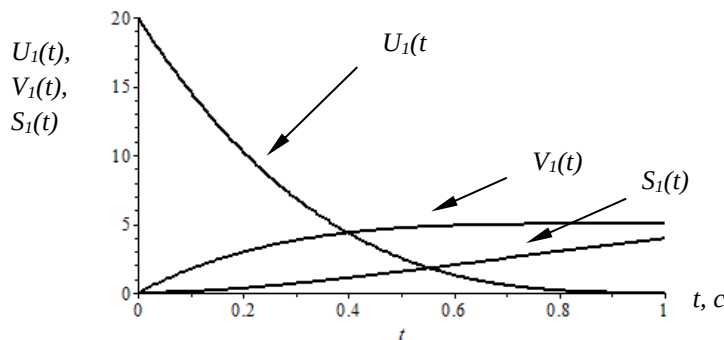


Рис.11 – Графики $S_{e3}(t)$, $V_{e3}(t)$ и $U_{e3}(t)$ при разгоне объекта с

управлением $U_{e3} = \frac{4V_1}{T} \left(\frac{T-t}{T} \right)^3$

Анализ графиков на **Рис.11** подтверждает достижение цели переносного движения $V_1 = 5$ м/с.

При этом управлении путь, пройденный объектом за $T = 1$ с, составляет 4 м. Энергия, затраченная на управляемое движение, равна

$$\begin{aligned} J_1 = \frac{mV_1^2}{2} = 12,25 \text{ Дж. Действие (по Лагранжу)} \quad J_2 = \int_0^T 2Tdt = \frac{32}{45} mTV_1^2 = \\ = 17,77 \text{ Дж} \cdot \text{с}. \end{aligned}$$

4. Разгон объекта из состояния со скоростью V_1 до скорости V_2 и возврат в состояние со скоростью V_1 с управлением в виде полинома.

Задано управление движением (ускорение переносного движения)

$$U_{e4} = \sum_{i=1}^6 C_i t^{i-1}, \quad (13)$$

где $C_i = \text{const.}$ Граничные условия записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} V_{e4}(0) = 0; \quad V_{e4}(T/2) = 2V_1; \quad S_{e4}(T) = L, \quad V_{e4}(T) = V_1, \\ U_{e4}(T) = 0, \quad \frac{dU_{e4}(T)}{dt} = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

После определения констант C_i с учетом (14) выражение (13) записывается так:

$$U_{e4} = \frac{16V_1}{T^4} (T^3 - 6T^2t + 9Tt^2 - 4t^3).$$

Графики переносного движения $S_{e4}(t)$, $V_{e4}(t)$ и $U_{e4}(t)$ при $m = 1 \text{ кг}$, $V_1 = 5 \text{ м/с}$, $T = 1 \text{ с}$ приведены на **Рис.12**.

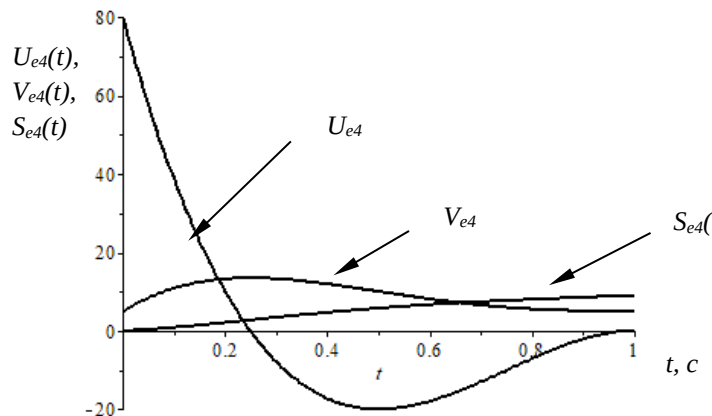


Рис.12 – Графики $S_{e4}(t)$, $V_{e4}(t)$ и $U_{e4}(t)$ при управлении

$$U_{e4} = \frac{16V_1}{T^4} (T^3 - 6T^2t + 9Tt^2 - 4t^3)$$

5. Учет линейно-вязкого сопротивления при движении объектов конечной жесткости.

Один из возможных путей конструирования заданного движения упругого объекта при учете линейно-вязкого сопротивления – движение по эталону, т.е. зная эталонное движение, необходимо найти управление (с учетом дифференциального уравнения, описывающего колебания объекта). Поиск управления переносным движением рассмотрен на примере разгона объекта до скорости V_1 .

Дифференциальное уравнение колебаний объекта с одной степенью свободы с учетом линейно-вязкого сопротивления имеет вид:

$$\frac{d^2 x_r}{dt^2} + 2n \frac{dx_r}{dt} + k^2 x_r = -U_e(t), \quad (15)$$

где k – частота собственных колебаний; n – коэффициент линейно-вязкого сопротивления.

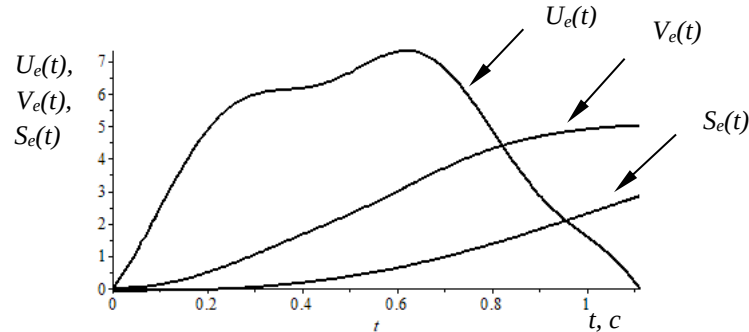


Рис.13 – Графики переносного движения с учетом линейно-вязкого сопротивления

Принимая выражение для x_r из (5) как эталонное относительное движение, после вычисления производных и их подстановки в (15), получим выражение для $U_e(t)$. Само $U_e(t)$ здесь не приводится, но графики ускорения $U_e(t)$, скорости $V_e(t)$ и перемещения $S_e(t)$ в переносном движении изображены на **Рис.13** для исходных данных: $k = 4,5\pi$; $n = 2,9$; $V_1 = 5$ м/с.

Из графиков (**Рис.13**) следует, что цель переносного движения достигается ($V_1 = 5$ м/с). При этом вид функции управления существенно изменяется, а пройденный путь $L = 2,84$ м.

6. Управляемое движение с учетом сухого трения на примере торможения объекта, движущегося с заданной скоростью до состояния покоя.

В абсолютном движении уравнение записывается так:

$$\frac{d^2 S_e}{dt^2} = U_e(t) - T_{mp},$$

где $U_e(t)$ – управление (ускорение переносного движения); T_{mp} – сила трения, т.е.

$$U_e(t) = \frac{d^2 S_e}{dt^2} + T_{mp}.$$

Относительное движение описывается уравнением:

$$\frac{d^2 x_r}{dt^2} + k^2 x_r = -U_e(t) - T_{mp}.$$

Для исходных данных $m = 1$ кг, $V_1 = 5$ м/с, $T = 1$ с, $T_{mp} = 2$ Н графики переносного и относительного движений изображены на **Рис.14,15**.

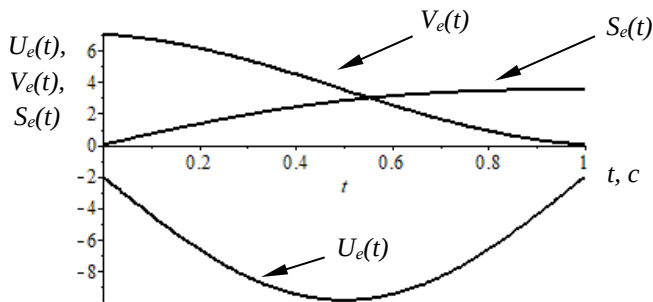


Рис.14 – Графики переносного движения при торможении объекта с учетом трения

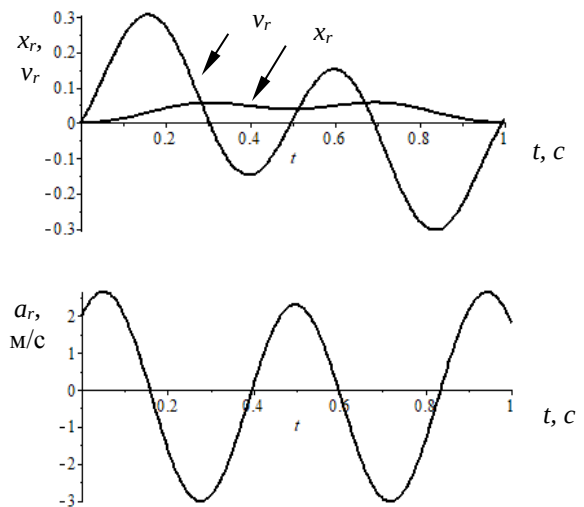


Рис.15 – Графики относительного движения при торможении объекта с учетом трения

Рис.14 свидетельствует о достижении цели движения: в конечный момент времени объект приводится в состояние покоя. Из **Рис.15** следует, что в конце движения колебания отсутствуют. Абсолютный покой достигается как сумма переносного и относительного, т.е. $\ddot{x}_r(T) + U_e(T) = 0$.

Выводы

1. Существует широкий класс управлений, которые обеспечивают комфортное движение, т.е. снижение колебаний в интервале движения и, например, относительный покой в конце управляемого движения.

2. Исследованы новые управления (ускорения) для достижения цели оптимального движения – различные варианты разгона и торможения объекта. При использовании управления в виде гармонических функций выявлено, что с ростом степени полинома (функции управления) увеличивается действие по Лагранжу, а также относительные перемещения, скорости и ускорения во временном интервале движения, что свидетельствует о росте уровня колебаний. Поэтому для комфортного движения следует выбирать, по возможности, управления с более низкими степенями функции ускорения переносным движением, которая и выступает в роли управления. Важно, что в конечной точке позиционирования перемещение и скорость в относительном движении отсутствуют, т.е. колебаний нет.

3. Общее время движения находится из моментных соотношений, обеспечивая в конечной точке отсутствие колебаний, как при разгоне, так и торможении объекта конечной жесткости. При этом время движения можно

подобрать таким образом, чтобы снизить уровень колебаний во временном интервале движения с учетом ограничений двигателя, реализующего данное движение.

4. При учете линейно-вязкого сопротивления и сухого трения корректируются законы управления переносным движением и общее время движения. Предложенные управления могут быть применены для транспортировочных операций (постановка на движущуюся ленту транспортера, захват объекта, имеющего начальную скорость и т.д.), а также при управлении транспортными средствами при разгоне либо торможении с экономией энергии.

Библиографический список

1. Красовский Н.Н. Теория управления движением / Н.Н. Красовский. – М.: Наука, 1968. – 476 с.
2. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: линейные модели / П.Д. Крутько. – М.: Наука, 1987. – 304 с.
3. Карновский И.А. Методы оптимального управления колебаниями деформируемых систем / И.А. Карновский, Ю.М. Почтман. – К.: Высш. школа, 1982. – 116 с.
4. Троицкий В.А. Оптимальные процессы колебаний механических систем / В.А. Троицкий. – Л.: Машиностроение, 1976. – 236 с.
5. Черноусько Ф.Л. Управление колебаниями / Ф.Л. Черноусько, П.Д. Акуленко, Б.Н. Соколов. – М.: Наука, 1980. – 384 с.
6. Бутковский А.Г. Методы управления системами с распределенными параметрами / А.Г. Бутковский. – М.: Наука, 1975. – 568с.
7. Бохонский А.И. Энергоемкость управления перемещением объектов / А.И. Бохонский // Фундаментальные основы механики: матер. междунар. науч.-практич. конф. – Новокузнецк: НИЦ МС – 2017. – С. 38-41.
8. Бохонский А.И. Конструирование оптимального управления движением объектов как абсолютно твердых и деформируемых тел / А.И. Бохонский, Н.И. Варминская, А.И. Рыжков // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. – Орел: НИЦ МС. – 2016. – С. 70–76.
9. Бохонский А.И. Конструирование оптимальных управлений перемещением упругих объектов / А.И. Бохонский, Н.И. Варминская. – С-Пб.: НИЦ МС, 2020. – 120 с.
10. Бохонский А.И. Реверсионный принцип оптимальности / А.И. Бохонский. – М.: Вузовский учебник: ИНФРА-М, 2016. – 174 с.
11. Бохонский А.И. Оценка энергопотребления для оптимального управления движением объекта (Evaluation of energy consumption for the object motion optimal control / А.И. Бохонский, Н.И. Варминская //

ICMTMTE IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering, 2020. (<https://doi.org/10.1088/1757-899X/709/4/044093>).

12. Бохонский А.И. Механика управляемого движения объектов / А.И. Бохонский, Н.И. Варминская, Т.В. Мозолевская. – М.: ИНФРА-М, 2021. – 170 с.

Bibliograficheskiy spisok

1. Krasovskij N.N. Teoriya upravleniya dvizheniem / N.N. Krasovskij. – М.: Nauka, 1968. – 476 s.
2. Krut'ko P.D. Obratnye zadachi dinamiki upravlyaemyh sistem: linejnye modeli / P.D. Krut'ko. – М.: Nauka, 1987. – 304 s.
3. Karnovskij I.A. Metody optimal'nogo upravleniya kolebaniyami deformiruemyh sistem / I.A. Karnovskij, YU.M. Pochtman. – К.: Vyssh. shkola, 1982. – 116 s.
4. Troickij V.A. Optimal'nye processy kolebanij mekhanicheskikh sistem / V.A. Troickij. – L.: Mashinostroenie, 1976. – 236 s.
5. CHernous'ko F.L. Upravlenie kolebaniyami / F.L. CHernous'ko, P.D. Akulenko, B.N. Sokolov. – М.: Nauka, 1980. – 384 s.
6. Butkovski, A.G. Metody upravleniya sistemami s raspredeennymi parametrami. – М.: Nauka, 1975. – 568 s.
7. Bokhonsky A.I. Energoemkost' upravleniya peremeshcheniem ob'ektov / A.I. Bokhonsky // Fundamental'nye osnovy mekhaniki: mater. mezhdunar. nauch.-praktich. konf. – Novokuzneck: NIC MS, 2017. – S. 38 – 41.
8. Bokhonsky A.I. Konstruirovanie optimal'nogo upravleniya dvizheniya ob'ektov kak absolyutno tverdyh i deformiruemyh tel / A.I. Bokhonsky, N.I. Varminskaya, A.I. Ryzhkov // Fundamental'nye i prikladnye problemy tekhniki i tekhnologii. – Orel: NIC MS, 2016. – S. 70 – 76.
9. Bokhonsky A.I. Konstruirovanie optimal'nyh upravlenij peremeshcheniem uprugih ob'ektov / A.I. Bokhonsky, N.I. Varminskaya. – S-Pb.: NIC MS, 2020. – 120 s.
10. Bokhonsky A.I. Reversionnyj princip optimal'nosti / A.I. Bokhonsky. – М.: Vuzovskij uchebnyk: INFRA-M, 2016. – 174 s.
11. Bokhonsky A.I. Ocenka energopotrebleniya dlya optimal'nogo upravleniya dvizheniem ob'ekta (Evaluation of energy consumption for the object motion optimal control / A.I. Bokhonsky, N.I. Varminskaya // ICMTMTE IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering, 2020. (<https://doi.org/10.1088/1757-899X/709/4/044093>).
12. Bokhonsky A.I. Mekhanika upravlyaemogo dvizheniya ob'ektov / A.I. Bokhonsky, N.I. Varminskaya, T.V. Mozolevskaya. – М.: INFRA-M, 2021. – 170 s.

¹*Варминская Наталья Ивановна, к.т.н., доцент, nvarminska@gmail.com, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

²*Бохонский Александр Иванович, д.т.н., профессор, bohon.alex@mail.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

³*Мозолева Татьяна Викторовна, к.т.н., доцент, профессор, tatyana.tvn@mail.ru, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище имени П.С. Нахимова*

CONTROLLED MOTION OF THE FINITE RIGIDITY OBJECT TAKING INTO ACCOUNT LINEAR-VISCOUS RESISTANCE AND DRY FRICTION

N.I. Varinskaya, A.I. Bokhonsky, T.V. Mozolevskaya

Various types of purposeful movement of an object of finite rigidity are investigated: acceleration from a state of quiescence to a given speed, acceleration at a given speed to a higher one with a return to the initial state (overtaking), deceleration of an object from a certain speed to a state of quiescence using controls in the form of harmonic functions or a polynomial. A procedure for determining the total motion time to ensure that there are no oscillations at the end point is described. An estimate of the energy intensity of the proposed optimal controls is presented. The possibility of taking into account linear-viscous resistance and dry friction during the purposeful movement of objects is shown.

Keywords: optimal control, objects of finite rigidity, objects oscillations, achievement of relative and absolute quiescence at the end of motion, linear viscous resistance, dry friction.

Varinskaya Natalia Ivanovna, candidate of technical sciences, docent, nvarminska@gmail.com, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

Bokhonsky Alexander Ivanovich, doctor of technical sciences, professor, bohon.alex@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Mozolevskaya Tatyana Victorovna, candidate of technical sciences, docent, tatyana.tvn@mail.ru, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after P.S. Nakhimov

УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ ЗВЕНЬЕВ ПОСТУПАТЕЛЬНОЙ КИНЕМАТИЧЕСКОЙ ПАРЫ РОБОТА-МАНИПУЛЯТОРА ПОСРЕДСТВОМ ИНТЕРФЕЙСА МОЗГ-КОМПЬЮТЕР

Филипович О.В.¹, Камцев В.А.²

Аннотация. Рассматривается процесс управления однокоординатным движением робота-манипулятором с использованием нейроинтерфейса. В качестве объекта управления выбран SCARA-манипулятор. Приводится описание его конструкции и схемы системы управления. Для обеспечения возможности предъявления пользователю нейроинтерфейса визуальных стимулов, приёма и обработки данных и формирования команд разработана программа, встраиваемая в стандартное приложение используемого электроэнцефалографа. Описан способ сопряжения программ и метод для опосредованного вызова команд управления.

Ключевые слова. Интерфейс мозг-компьютер, управление, кинематическая пара, робот-манипулятор.

Нейроинтерфейс (интерфейс мозг-компьютер, ИМК; англ. brain-computer interface, BCI) является системой коммуникации человека с машиной, основанной на преобразовании регистрируемой активности мозга в управляющие команды [1–3].

Нейроинтерфейс как техническая система включает в себя средства снятия сигнала деятельности головного мозга, блок усиления и обработки полученной информации и целевой объект управления (**Рис.1**) [4].

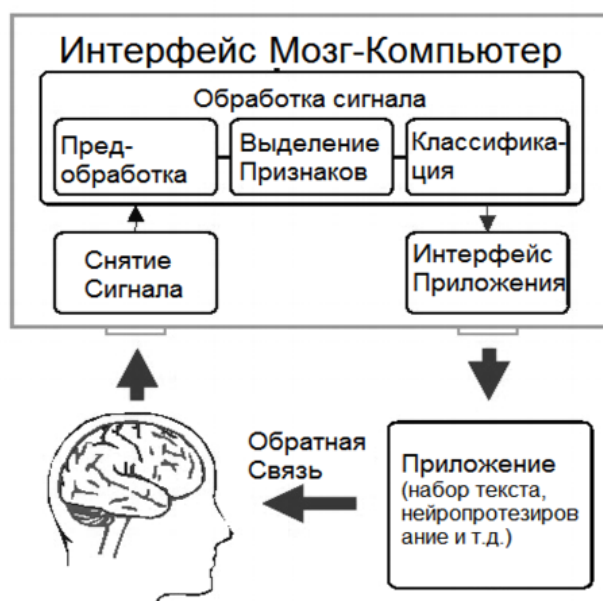


Рис.1 – Схема устройства ИМК

Целью данной работы является реализация процесса управления движением звеньев заданной кинематической пары робота-манипулятора посредством нейроинтерфейса.

В качестве объекта управления нейроинтерфейса выступает многофункциональное быстроперенастраиваемое устройство, разработанное на кафедре «Приборные системы и автоматизация технологических процессов» Севастопольского государственного университета [5,6]. В основу схемы устройства положена кинематическая схема манипуляторов типа SCARA. Робот-манипулятор состоит из модуля линейного перемещения и руки – рычажной системы с энд-эффектором, имеющим возможность автоматизированной смены рабочих органов (Рис.2).

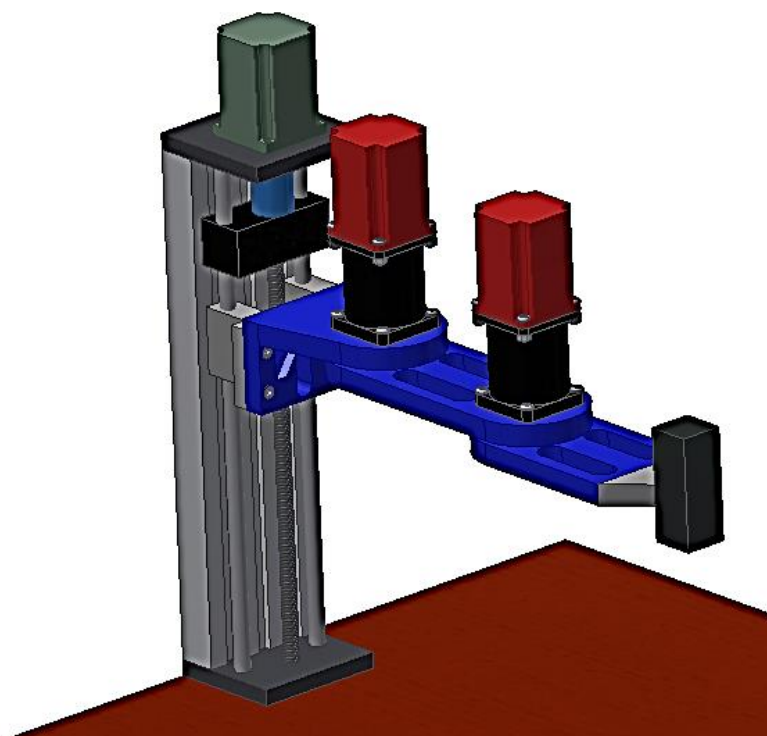


Рис.2 – Обобщенная модель робота-манипулятора

Модуль линейного перемещения закреплен на Т-образный профиль кронштейном. Модуль состоит из корпуса, рельсовых направляющих, шариковинтовой пары и шагового двигателя. Шаговый двигатель передает вращательный момент на винт, за счет чего происходит перемещение подвижной каретки вдоль вертикальной оси.

Перемещение рабочего органа в горизонтальной плоскости осуществляется двумя вращательными кинематическими парами пятого класса (цилиндрических шарниров), за счет чего рабочий орган имеет возможность перемещений в трехмерном ограниченном пространстве.

Первый цилиндрический шарнир располагается на модуле вертикального перемещения и приводит в движение первый рычаг. На конце данного рычага закреплен второй цилиндрический шарнир, приводящий в движение соответственно второй рычаг с рабочим органом, который закрепляется в патроне специального типа. Устройство автоматизированной смены рабочих органов находится на конце второй планки.

Общая схема системы управления исполнительного устройства с ЧПУ приведена на **Рис.3**.

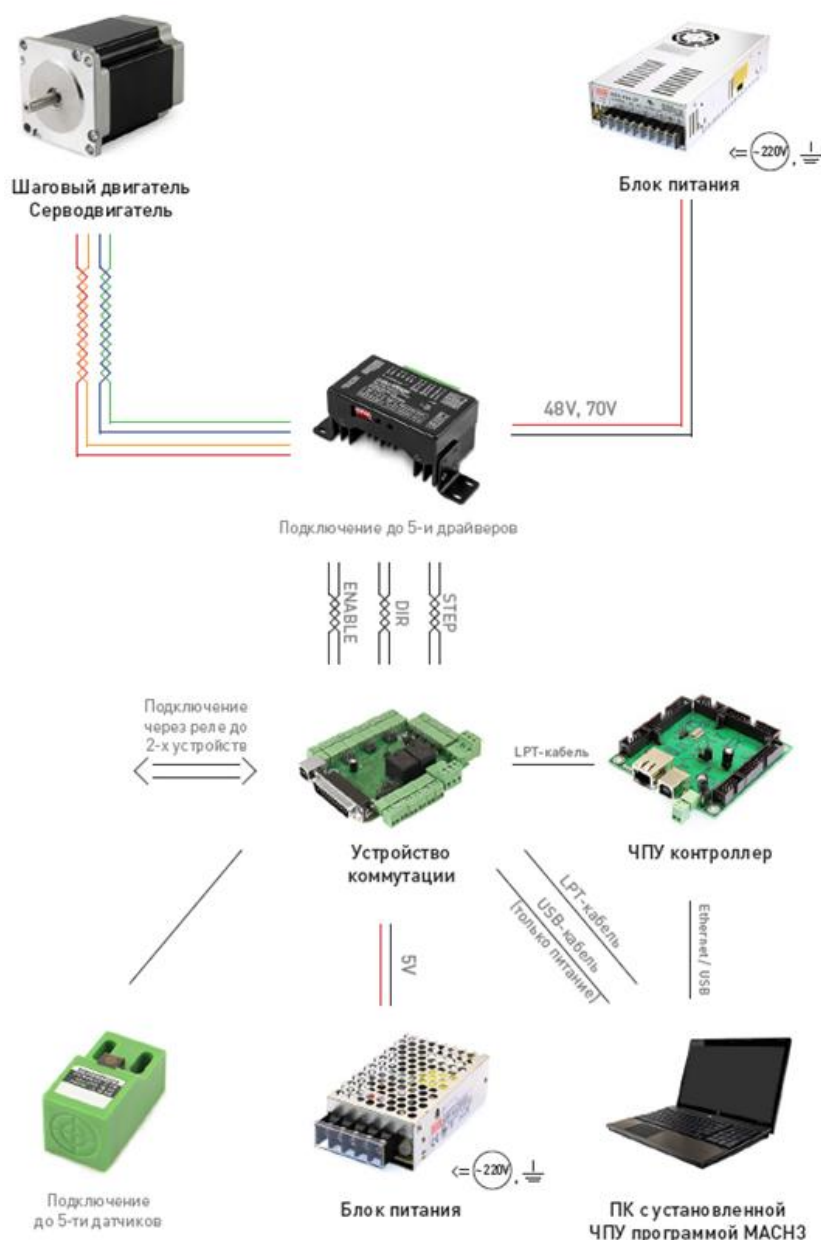


Рис.3 – Общая схема системы управления исполнительного устройства

Управляющие сигналы от компьютера передаются через ЧПУ контроллер PLСМ-LPT-2 (USB) на плату коммутации PLC5х. К плате коммутации подключены три серводрайвера LEADSHINE ACS306 для перемещения модуля в горизонтальной плоскости и по вертикальной оси.

Для управления роботом-манипулятором используется программное обеспечение (ПО) ArtSoft Mach3 [7]. Оно представляет собой пакет прикладных программ, предназначенный для управления станками с ЧПУ. Mach3 использует для управления интерфейс STEP/DIR/ENABLE, выполняя их программную генерацию на выходных контактах LPT-порта компьютера. На Mach3 установлен плагин, разработанный компанией PureLogic, под управлением которого работает ЧПУ-контроллер.

Управление осуществляется путём подачи команд на модуль линейного перемещения исполнительного устройства. Задача решается путём расширения функциональных возможностей ПО «Mitsar EEG Studio» [8] и последующего его сопряжения с Mach3. «Mitsar EEG Studio» является программной частью аппаратно-программного электроэнцефалографического комплекса «Мицар-ЭЭГ», применяющегося в отделениях и кабинетах функциональной диагностики амбулаторно-поликлинических и стационарных учреждений. «Mitsar EEG Studio» принимает непосредственное участие в процессе регистрации и отображении ЭЭГ: управляет аппаратными средствами съёма, собирает ЭЭГ данные, организует интерфейс с пользователем, а также производит обработку ЭЭГ сигналов и их количественный анализ.

Для обеспечения возможности фиксирования отсчётов ЭЭГ в режиме реального времени, обработки данных ЭЭГ, формирования управляющей команды и передачи её исполнительному устройству написана специальная подпрограмма (СП), которая принимает и обрабатывает соответствующую информацию, поступающую от «Mitsar EEG Studio».

Методом формирования управляющей команды выбран метод зрительных вызванных потенциалов на волнах N100-P300. Пользователю предъявляется стимул – кратковременная подсветка символа на мониторе. Если для оператора ИМК стимул является значимым, то спустя некоторое время после стимула в качестве ответной реакции на ЭЭГ проявляются новые волны, результаты анализа которых подаются на вход классификатора для дальнейшего формирования управляющих команд [9].

В качестве реакций пользователя на стимулы регистрируются волны N100-P300. Регистрация волны P300 производится на канале Pz в диапазоне 300-450 мс после предъявления стимула. Записываемый ЭЭГ паттерн имеет длительность не более 200 мс и положительную амплитуду 5-15 мкВ. Волна N100 регистрируется после 100 мс после предъявления стимула на усреднённом канале $(O1+O2)/2$ и имеет отрицательную амплитуду [10].

Волны ЭЭГ в течение 500 мс после стимула показаны на **Рис.4**.



Рис.4 – Волны ЭЭГ в течение 500 мс после стимула

Программа реализует вывод окна (**Рис.5**) для предъявления зрительных стимулов пользователю ИМК и отображения дополнительной информации относительно амплитуд волн N100 и P300. Формирование управляющих команд происходит в результате анализа соответствующих вызванных потенциалов.

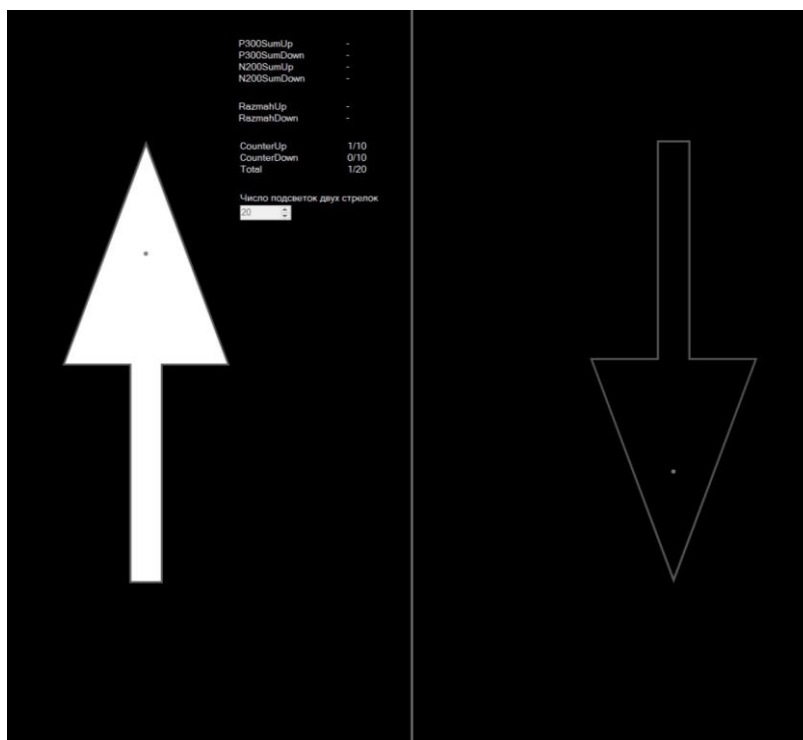


Рис.5 – Окно предъявления зрительных стимулов

Передача команды исполнительному устройству производится посредством контроля разработанной программой приложения Mach3. Управление осуществляется путём редактирования значений полей (ячейки памяти DRO) интерфейса и выполнения функций, привязанных к соответствующим его интерактивным элементам. Для обеспечения возможности подключения к интерфейсу добавляется ссылка на исполнительный файл Mach3 и создаётся выполняющийся экземпляр его COM-объекта. Обращение к самому COM-объекту производится посредством его программного идентификатора, расположенного в таблице исполняющихся объектов (running object table, ROT). ROT – специальная структура данных, в которой хранятся ссылки (программные идентификаторы) на запущенные COM-объекты. Обновление всех значений DRO происходит путём повторного получения интерфейса объекта Mach3 в событии таймера с периодом срабатывания в 100 мс.

Каждому полю и функции Mach3 соответствуют свои коды в таблицах DRO- и OEM-кодов соответственно. Если в качестве управляющей команды было определено перемещение модуля вверх по вертикальной оси, вызывается функция с кодом 311, если вниз – кодом 312. На сервопривод модуля линейного перемещения подаётся тактирующий сигнал STEP. Скорость подачи и величина шага фиксированы и предварительно задаются перед началом работы.

Для получения изображения кривой ЭЭГ-паттернов во время проведения сеанса работы с нейроинтерфейсом осуществлялась регистрация ЭЭГ пользователя и запись отсчётов сигнала. Сохранённые данные импортировались в СП, где и производилось построение графиков ЭЭГ в некотором диапазоне после предъявления зрительных стимулов (Рис.6).

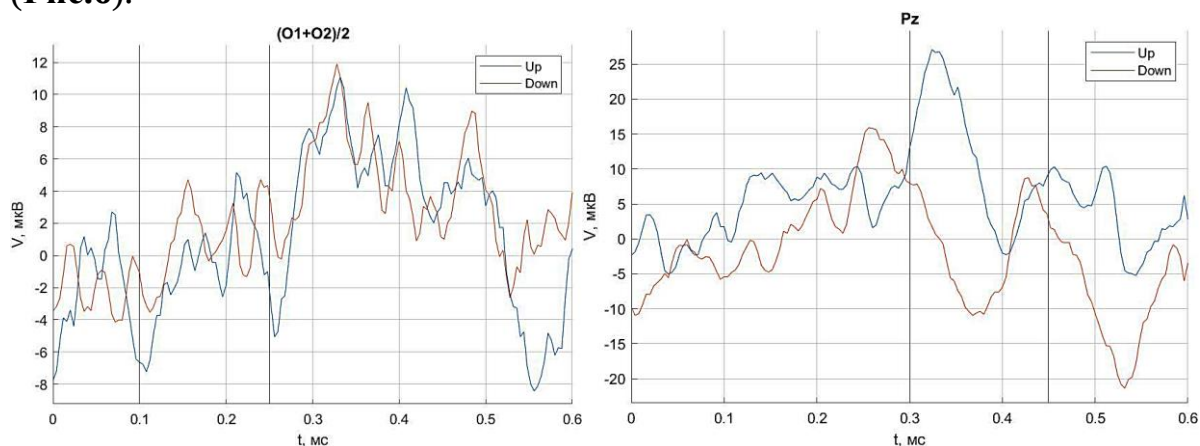


Рис.6 – ЭЭГ в течение 600 мс после подачи стимулов

На рисунке вертикальными линиями обозначены границы окон нахождения усреднённых амплитуд волн N100 и P300. Для данного примера, поскольку разность амплитуд, соответствующая первому символу,

больше разности амплитуд, соответствующей второму символу, на модуль линейного перемещения передаётся управляющая команда движения вверх вдоль вертикальной оси.

Таким образом, разработана система, позволяющая посредством интерфейса мозг-компьютер управлять движением звеньев заданной кинематической пары робота путем классификации ЭЭГ-паттернов. В дальнейшем предлагается произвести оценку точности классификации путем обучения, тестирования и обработки результатов эксперимента у группы испытуемых.

Библиографический список

1. Wolpaw J. Brain-computer interfaces for communication and control / J. Wolpaw, N. Birbaumer, D. McFarland [et al.] // Clin. Neurophysiol. – 2002. – V.113. – P. 767-791.
2. Rak R.R.J. Brain-computer interface as measurement and control system: the review paper / R.R.J. Rak, M. Kołodziej, A. Majkowski // Metrol. Meas. Syst. – 2012. – V.19. – P. 427-444.
3. Каплан А.Я. Экспериментально-теоретические основания и практические реализации технологии «Интерфейс мозг – компьютер» / А.Я. Каплан, А.Г. Кочетова, С.Л. Шишкин и др. // Бюллетень сибирской медицины. – 2013 – Т12, №2. – С. 21-29.
4. Маркин М.Е. Управление подвижными объектами при помощи интерфейса мозг-компьютер на примере роботизированного манипулятора / М.Е. Маркин, А.А. Дыда, Д.А. Оськин // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 6.
5. Filipovich O. The Analysis of the Kinematic Characteristics of the Multifunctional Module Based on the SCARA Type Manipulator / O. Filipovich, N. Chalenkov, A. Balakin // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018. – Vladivostok: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. – 2018. – P. 8602884. – DOI 10.1109/FarEastCon.2018.8602884.
6. Filipovich O. The Analysis of Geometrical, Kinematic and Accuracy Parameters of the Multifunctional SCARA-Module / O. Filipovich, N. Chalenkov, A. Balakin // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2019. – Vladivostok: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. – 2019. – P. 8934924. – DOI 10.1109/FarEastCon.2019.8934924.
7. Сайт Newfangled Solutions CNC Software Home of Mach3: [электрон. ресурс]. Режим доступа: <https://www.machsupport.com/>
8. Сайт Mitsar EEG Studio Clinical software. Applications for EEG processing: [электронный ресурс]. Режим доступа: <https://mitsar-eeeg.com/eeeg-system-solutions/eeeg-studio-clinical-software/>

9. Шишкин С.Л. Интерфейс мозг-компьютер на основе волны Р300: волна N1 и проблема дистракторов/ С.Л. Шишкин, И.П. Ганин, И.А. Басюл и др. // Материалы XV Междунар. конф. по нейрокибернетике, 23-25 сент. 2009 г., Россия, Ростов-на-Дону / Изд-во ЮФУ Ростов-на-Дону. – Ростов-на-Дону. – 2009. – Т.2. – С. 30-33.
10. Махров С.С. Анализ методов формирования и выделения ЭЭГ паттернов при регистрации сигналов в нейроинтерфейсах / С.С. Махров, С.Д. Ерохин // Т-Comm: Телекоммуникации и Транспорт. – 2017. – N 10. – С. 55-59.

Bibliograficheskiy spisok

1. Wolpaw J. Brain-computer interfaces for communication and control / J. Wolpaw, N. Birbaumer, D. McFarland [et al.] // Clin. Neurophysiol. – 2002 – V. 113. – P. 767-791.
2. Rak R.R.J. Brain-computer interface as measurement and control system: the review paper / R.R.J. Rak, M. Kołodziej, A. Majkowski //Metrol. Meas. Syst. – 2012. – V.19. – P. 427-444.
3. Kaplan A.YA. Eksperimental'no-teoreticheskie osnovaniya i prakticheskie realizacii tekhnologii «Interfejs mozg – komp'yuter» / A.YA. Kaplan, A.G. Kochetova, S.L. SHishkin i dr. // Byulleten' sibirskoj mediciny. – 2013. – T12, №2. – S.21-29.
4. Markin M.E. Upravlenie podvizhnymi ob'ektami pri pomoshchi interfejsa mozg-komp'yuter na primere robotizirovannogo manipulyatora / M.E. Markin, A.A. Dyda, D.A. Os'kin //Sovremennye problemy nauki i obrazovaniya. – 2014. – № 6.
5. Filipovich O. The Analysis of the Kinematic Characteristics of the Multifunctional Module Based on the SCARA Type Manipulator /O. Filipovich, N. Chalenkov, A. Balakin // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018. – Vladivostok: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. – P. 8602884. – DOI 10.1109/FarEastCon.2018.8602884.
6. Filipovich O. The Analysis of Geometrical, Kinematic and Accuracy Parameters of the Multifunctional SCARA-Module / O. Filipovich, N. Chalenkov, A. Balakin // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2019. – Vladivostok: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2019. – P. 8934924. – DOI 10.1109/FarEastCon.2019.8934924.
7. Sajt Newfangled Solutions CNC Software Home of Mach3: [elektron. resurs]. Rezhim dostupa: <https://www.machsupport.com/>
8. Sajt Mitsar EEG Studio Clinical software. Applications for EEG processing: [elektron. resurs]. Rezhim dostupa: <https://mitsar-eeeg.com/eeeg-system-solutions/eeeg-studio-clinical-software/>

9. SHishkin S.L. Interfejs mozg-komp'yuter na osnove volny P300: volna N1 i problema distraktorov/ S.L. SHishkin, I.P. Ganin, I. A. Basyul i dr. // Materialy XV Mezhdunar. konf. po nejrokibernetike, 23-25 sent. 2009 g., Rossiya, Rostov-na-Donu / Izd-vo YUFU Rostov-na-Donu. – Rostov-na-Donu, 2009. – T. 2. – S. 30-33.
10. Mahrov S.S. Analiz metodov formirovaniya i vydeleniya EEG patternov pri registracii signalov v nejrointerfejsah / S.S. Mahrov, S.D. Erohin // T-Comm: Telekommunikacii i Transport. – 2017. – N 10. – S. 55-59.

¹*Филипович Олег Викторович, к.т.н., доцент, ophisl@yandex.ru, Россия, Севастопольский государственный университет*

²*Комцев Вячеслав Андреевич, магистрант, kva_m98@mail.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

INDUSTRIAL CNC ROBOT-MANIPULATOR CONTROL VIA BRAIN-COMPUTER INTERFACE

O.V. Filipovich, V.A. Kamtsev

The process of controlling the single-coordinate movement of a robot manipulator using a neurointerface is considered. A SCARA manipulator is selected as the control object. A description of its design and control system scheme is given. To ensure the possibility of presenting visual stimulus to the user of the neurointerface, receiving and processing data and forming commands, a program has been developed that is embedded in the standard application of the electroencephalograph used. A method of interfacing programs and a method for indirectly calling control commands are described.

Keywords: brain-computer interface, control, kinematic pair, robot manipulator.

Filipovich Oleg Viktorovich, candidate of technical sciences, docent, ophisl@yandex.ru, Russia, Sevastopol State University

Kamtsev Vyacheslav Andreevich, master student, kva_m98@mail.ru, Russia, Sevastopol State University

УПРАВЛЯЕМЫЙ РАЗГОН ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ДВУХЭТАПНЫМ МЕТОДОМ КОНЕЧНОГО СОСТОЯНИЯ

Шушляпин Е.А.¹, Безуглая А.Е.²

Аннотация. Решена задача управляемого разгона электродвигателя постоянного тока с последовательным возбуждением с помощью двухэтапного метода конечного состояния. Приведены расчетные соотношения и результаты моделирования, свидетельствующие о возможности регулирования в широких пределах времени переходного процесса по скорости. Данным методом могут решаться задачи ускоренного и плавного пуска, используя всего один регулировочный параметр.

Ключевые слова. Нелинейная система, метод конечного состояния, терминальное управление, электродвигатель постоянного тока, ускоренный пуск, плавный пуск.

Постановка задачи. Данная работа является продолжением исследований, опубликованных в [1], где приведены основы метода конечного состояния [2] и его двухэтапного варианта, а также применение двухэтапного варианта метода к задаче плавного пуска электродвигателя (ЭД) постоянного тока с *независимым* возбуждением. Как задача [1], так и рассматриваемая в настоящей работе задача, относятся к тем, где применение двухэтапного варианта имеет определенные особенности. Наиболее же простой случай для его применения – наличие во всех правых частях нормальной формы дифференциальных уравнений модели системы линейно входящих управляющих воздействий. Такой случай исследован нами в [3].

В [1] исследован случай нелинейной системы третьего порядка с двумя управляющими воздействиями. При этом цель управления ограничивалась приведением к заданным значениям токов возбуждения и якоря, а основная цель – угловая скорость, – управлялась косвенно. В предлагаемой работе объект управления имеет вид нелинейной системы второго порядка с одним управляющим воздействием с применением подхода [1] к данному объекту также решается задача его плавного пуска, однако ускоренный пуск на этом пути реализуем только при задании зависимости якорного тока от времени с перерегулированием относительно номинального тока, причем длительность переходного процесса по скорости зависит от параметров указанного перерегулирования.

В настоящей работе предлагается отличный от [1] подход, позволяющий решить задачу как плавного, так и ускоренного пуска.

Далее, для замкнутости предлагаемого материала, повторим некоторые элементы постановки задачи из [1].

Общий вид модели для применения метода конечного состояния (МКС):

$$\begin{aligned} J &= J(z(t_f)) \rightarrow J^*, \\ \frac{dz(t)}{dt} &= \Phi(t, z(t)) + B(t, z(t)) \cdot u(t), \\ t &\in [t_0, t_f], z(t_0) = z^0, \end{aligned} \quad (1)$$

где $[t_0, t_f]$ – интервал времени функционирования системы; z^0 – начальные условия; J – непрерывная дифференцируемая скалярная функция $(n \times 1)$ – вектора конечного состояния $z(t_f)$; J^* – желаемое значение; Φ – в общем случае нелинейная непрерывная и дифференцируемая $(n \times 1)$ – вектор-функция правых частей; B – $(n \times r)$ – матрица при управляющем воздействии; u – $(r \times 1)$ – вектор управляющих воздействий (краткие записи типа « $(r \times 1)$ – вектор» здесь означают «вектор размерности $(r \times 1)$ »).

Метод конечного состояния. Метод конечного состояния для модели (1) определяется следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} u(t, z(t)) &= G^+ \cdot f_J, \\ G^+ &= G^T (GG^T)^{-1}, \\ G &= \left. \frac{\partial J(z)}{\partial z} \right|_{z=\hat{z}(t_f, t, z(t))} \cdot W(t_f, t, z(t)) B(t, z(t)), \\ \frac{d\hat{z}(\vartheta, t, z(t))}{d\vartheta} &= \Phi(\vartheta, \hat{z}(\vartheta, t, z(t))), \\ \frac{dW(\vartheta, t, z(t))}{d\vartheta} &= \left(\left. \frac{\partial \Phi(\vartheta, z)}{\partial z} \right|_{z=\hat{z}(\vartheta, t, z(t))} \right) \cdot W(\vartheta, t, z(t)), \\ \vartheta &\in [t, t_f], \hat{z}(t, t, z(t)) = z(t), W(t, t, z(t)) = I. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Особенностью МКС является в необходимости интегрировать в каждый текущий момент времени t систему дифференциальных уравнений для переменных конечного состояния (ПКС) $\hat{z}$ и нелинейной переходной

матрицы W , зависящих от трех аргументов: времени наблюдения t_f , текущего времени t , текущего состояния $z(t)$. При этом в расчете управления первый аргумент – t_f , а в определениях $\hat{z}$ и W время наблюдения $\mathcal{J}$ изменяется от t до t_f в процессе интегрирования дифференциальных уравнений. Это обстоятельство в случае необходимости численного интегрирования приводит к относительно большим затратам компьютерного времени при расчете управления.

Отметим также наличие скалярной функции f_J , задающей форму критериальной функции (КФ) текущего времени $J(\hat{z}(t_f, t, z(t)))$, представляющей собой целевую функцию критерия, где вместо конечного состояния подставлена ПКС в силу следующего из (2) соотношения $\hat{z}(t_f, t, z(t)) = z(t_f)$. Во многих задачах применения МКС можно принять $f_J = (J^* - J(\hat{z}(t_f, t, z(t))))/T_u$, что соответствует экспоненциальной форме КФ, приближающейся к значению J^* при $t_f \rightarrow \infty$ с постоянной времени T_u . На практике должно быть $T_u \ll t_f$, тогда к моменту t_f можно надеяться на достижимость заданного значения J^* , т.е. цели управления. Теоретическая недостижимость цели управления обусловлена несуществованием обратной матрицы $(GG^T)^{-1}$ в отдельных точках или на интервалах временной оси. В этом случае либо увеличивают J^* , либо соглашаются с полученной ошибкой цели управления.

Постановка задачи разгона ЭД последовательного возбуждения.

$$\begin{aligned}
 J &= J(z(t_f)) \rightarrow J^*, \\
 \frac{di_A}{dt} &= -\frac{r_A}{L_A} i_A - \frac{k_1}{L_A} i_A \omega + \frac{1}{L_A} u, \\
 \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{k_M}{J_M} \omega + \frac{k_2}{J_M} i_A^2, \\
 t &\in [t_0, t_f], i_A(t_0) = i_A^0, \omega(t_0) = \omega^0, \\
 z_1 &\equiv i_A, z_2 \equiv \omega.
 \end{aligned} \tag{3}$$

В уравнениях (3) i_A, ω – якорный ток и угловая скорость, $L_A, r_A, J_M, k_1, k_2, k_M$ – соответственно индуктивность и сопротивление якорной обмотки, момент инерции ротора ЭД, конструктивные параметры.

В двухэтапном методе, вместо (1), первоначально решается задача с тем же самым критерием и начальными условиями, но другим вектором управления v :

$$\begin{aligned} J &= J(z_d(t_f)) \rightarrow J^*, \\ \frac{d(z_d(t))}{dt} &= v, \\ t &\in [t_0, t_f], z_d(t_0) = z^0, \end{aligned} \quad (4)$$

для которой, в силу соотношений (2) для базового МКС, имеем:

$$\Phi(t, z_d) = 0, \quad \hat{z}_d(\mathcal{G}, t, z_d(t)) = z_d(t), \quad W(\mathcal{G}, t, z_d(t)) = I, \quad (5)$$

где I – единичная матрица.

Далее, на втором этапе двухэтапного МКС, нужно приравнять вектор v правым частям уравнений ДПТ в соответствии с (3):

$$\begin{aligned} v_1 &= -\frac{r_A}{L_A} i_A - \frac{k_1}{L_A} i_A \omega + \frac{1}{L_A} u, \\ v_2 &= -\frac{k_M}{J_M} \omega + \frac{k_2}{J_M} i_A^2, \end{aligned} \quad (6)$$

и найти исходное управление u из системы (6) в предположении, что v_1, v_2 известны в каждый момент времени t после решения задачи (4). Но система (6) в общем случае несовместна ввиду того, что количество уравнений больше количества неизвестных.

Для того, чтобы получить управление, подставим в (6) вместо ω соответствующую компоненту решения (4), которое обозначим $\tilde{\omega}$ и выразим из второго уравнения i_A , которое обозначим $\tilde{i}_A$:

$$\begin{aligned} v_2 &= -\frac{k_M}{J_M} \tilde{\omega} + \frac{k_2}{J_M} \tilde{i}_A^2, \\ \tilde{i}_A &= \sqrt{\left(\frac{k_M}{J_M} \tilde{\omega} + v_2 \right) \cdot \frac{J_M}{k_2}}. \end{aligned}$$

Подставим $\tilde{\omega}$ и $\tilde{i}_A$ в первое уравнение системы (6) и выразим отсюда искомое управление u :

$$\begin{aligned}\tilde{i}_A &= \sqrt{\left(\frac{k_M}{J_M} \tilde{\omega} + v_2\right)} \cdot \frac{J_M}{k_2} \\ u &= L_A \left(v_1 + \frac{r_A}{L_A} \tilde{i}_A + \frac{k_1}{L_A} \tilde{i}_A \tilde{\omega} \right).\end{aligned}\tag{7}$$

При этом, в соответствии с (1, 2, 5):

$$\begin{aligned}J(z_d(t)) &= F_A \cdot (z_{d1} - i_A^*)^2 + F_\omega \cdot (z_{d2} - \omega^*)^2, \\ f_J(t) &= \frac{J^* - J(z_d(t))}{T_u}, \\ G^+(t) &= colon \left(\frac{z_{d1}(t) - i_A^*}{2(J(z_d(t)))} \quad \frac{z_{d2}(t) - \omega^*}{2J(z_d(t))} \right), \\ v(t) &= G^+(t) \cdot f_J(t),\end{aligned}\tag{8}$$

где z_{d1}, z_{d2} – решения системы (4); i_A^*, ω^* – желаемые конечные значения тока и скорости.

Напомним, $v_1, v_2, \tilde{\omega}$ являются компонентами решения задачи (4) посредством базового МКС (2). Отметим, что использование приема, в итоге которого получено (6), является новым элементом применения двухэтапного метода конечного состояния.

Результаты моделирования. Ниже, на **Рис.1,2**, показаны результаты моделирования разгона ЭД при различных значениях регулировочного параметра T_u . Результаты получены численным интегрированием систем (3, 4) методом Рунге-Кутты 4 порядка с постоянным шагом 0,001с и с использованием соотношений (7, 8). Параметры ЭД: $r_A = 2$; $L_A = 3$; $k_1 = 0,1$; $k_2 = 1$; $J_M = 1,05$; $k_M = 0,7$ (размерности физических параметров по системе СИ, размерности остальных параметров можно определить по правилам теории размерностей). Весовые коэффициенты квадратичного критерия $F_A = F_\omega = 1$, желаемое значение критерия $J^* = 0$ в соответствии с его структурой (см. (8), соответствующей цели в виде приведения тока и скорости к заданным значениям i_A^*, ω^* . Значения времен работы системы t_f видны на приведенных графиках, а значения регулировочного параметра T_u – в подрисуночных подписях. При этом сплошными кривыми показаны результаты для МКС-управления (7), а пунктирными кривыми – результаты для неуправляемого разгона посредством номинального напряжения

$u=110V$. Желаемые значения тока и скорости приняты равными установившимся значениям номинального режима разгона, которые можно получить из системы (6) при $v_1=v_2=0$; $u=110$: $i_A^*=8,9A$; $\omega^*=110,7B$. Начальные условия для тока и скорости – нулевые. Управление (7) ограничивалось по модулю величиной $U_m=500B$.

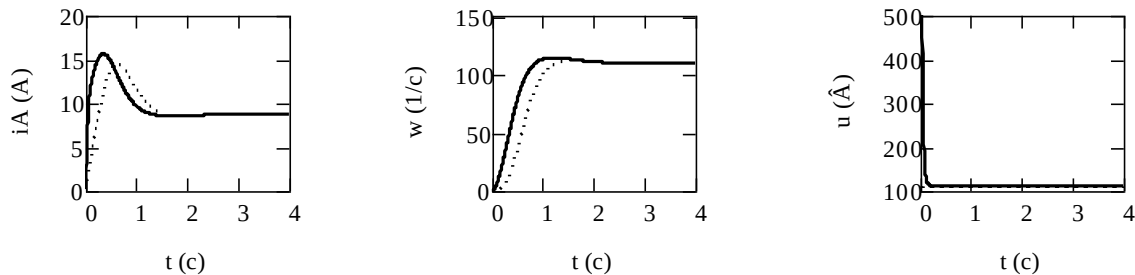


Рис.1 – Разгон ЭД при $T_u = 0,01$ (ускоренный пуск)

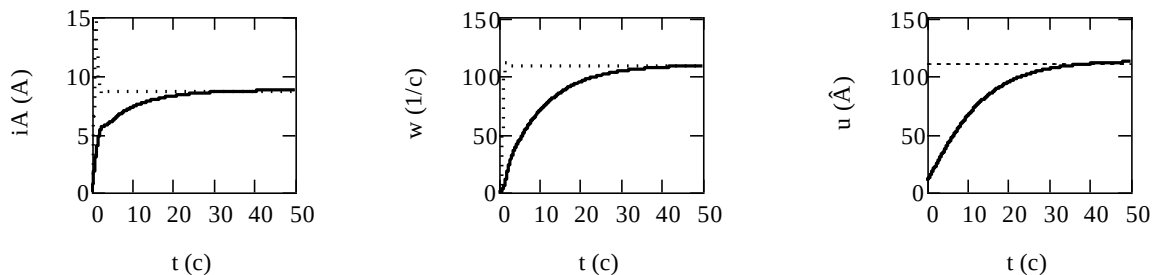


Рис.2 – Разгон ЭД при $T_u = 5$ (плавный пуск)

Выводы. По результатам моделирования получено, что токи и скорость достигают номинальных значений $i_A^*=8,9A$, $\omega^*=110,7c^{-1}$ плавно и с высокой точностью: $i_A(t_f)=8,7A$; $\omega(t_f)=108,7c^{-1}$ для ускоренного пуска; $i_A(t_f)=8,7A$; $\omega(t_f)=108,0c^{-1}$ для плавного пуска. Для регулировки времени выхода на номинальный режим использован регулировочный параметр T_u . Так, при $T_u=0,01c$ время регулирования по скорости уменьшается от 1,5с, как на втором графике рис.1, до 1с, за счет некоторого возрастания пикового тока (с 14,5А до 16А). К сожалению, более существенного ускорения разгона достичь не удастся: при дальнейшем уменьшении параметра T_u результаты практически не меняются. Что же касается плавного пуска, то здесь ограничений на T_u сверху не установлено.

Перспективные исследования в данном направлении связаны с поиском новых областей применения метода, а также с усовершенствованием его в части расширения диапазона длительностей переходного процесса по скорости в сторону уменьшения длительностей.

Библиографический список

1. Шушляпин Е.А. Терминальное управление нелинейными системами двухэтапным методом конечного состояния / Е.А. Шушляпин, А.Е. Безуглая // Автоматизация и измерения в машино- приборостроении. – Вып. №3 (15), 2021. – С. 20-24.
2. Шушляпин Е.А. Управление нелинейными системами на основе прогноза конечного состояния неуправляемого движения / Е.А. Шушляпин. – Севастополь: СевНТУ, 2012. – 282с.
3. Балабанов А.Н. Управление манипулятором подводного робота / А.Н. Балабанов, А.Е. Безуглая, Е.А. Шушляпин // Труды СПИИРАН. – No 6, 2021. – С. 1307-1332.

Bibliograficheskiy spisok

1. SHushlyapin E.A. Terminal'noe upravlenie nelinejnymi sistemami dvuhetapnym metodom konechnogo sostoyaniya / E.A. SHushlyapin, A.E. Bezuglaya // Avtomatizaciya i izmereniya v mashino- priborostroenii. – Vyp. №3 (15), 2021. – S. 20-24.
2. SHushlyapin E.A. Upravlenie nelinejnymi sistemami na osnove prognoza konechnogo sostoyaniya neupravlyaemogo dvizheniya / E.A. SHushlyapin. – Sevastopol': SevNTU, 2012. – 282s.
3. Balabanov A.N. Upravlenie manipulyatorom podvodnogo robota / A.N. Balabanov, A.E. Bezuglaya, E.A. SHushlyapin // Trudy SPIIRAN. – No 6, 2021. – С. 1307-1332.

¹*Шушляпин Евгений Андреевич, д.т.н., профессор, bu6@bk.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

²*Безуглая Анна Евгеньевна, к.т.н., доцент, anna_bezuglaya@list.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

CONTROLLED ACCELERATION OF THE ELECTRIC MOTOR DC WITH SERIAL TWO - STAGE EXCITATION BY THE FINAL STATE METHOD

E.A. Shushlyapin, A.E. Bezuglaya

The paper considers the problem of controlled acceleration of a DC motor with sequential excitation using a two-stage finite state method. The calculated ratios and simulation results are presented, indicating the possibility of regulating the transient process over a wide range of time in terms of speed. Thus, this method can solve the problems of accelerated and smooth start-up using only one adjustment parameter

Keywords. A nonlinear system, the final state method, terminal management, a DC electric motor, accelerated start. Smooth start.

Shushlyapin Evgeny Andreevich, doctor of technical Sciences, professor, 6u6@bk.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Bezuglaya Anna Evgenyevna, candidate of technical sciences, docent, anna_bezuglaya@list.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ И КОМПЛЕКСЫ ПРОГРАММ

УДК 519.876.5

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТРЁХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ЯЧЕЕК

Копп В.Я.¹, Заморёнов М.В.², Чаленков Н.И.³

Аннотация. В статье производится подтверждение правильности разработанного авторами численного метода фазового укрупнения полумарковских систем, не требующего определения стационарного распределения вложенной цепи Маркова для систем с общим фазовым пространством состояний, который позволяет решать данные задачи с высокой точностью. Верификация проводится на основе сравнения представленной аналитической и имитационной моделей функционирования системы состоящей из трёх последовательно соединенных технологических ячеек, при условии, что одновременный отказ двух и более невозможен. Разрабатывается имитационная модель на языке моделирования общего назначения GPSS, приведён листинг программы. Рассчитана относительная погрешность результатов моделирования. Проведенное сравнение результатов моделирования подтвердило правильность построения полумарковской модели.

Ключевые слова. Имитационная модель, верификация, три элемента, технологическая ячейка, GPSS.

Введение.

При моделировании полумарковских систем с общим фазовым пространством состояний используются два основных подхода: имитационный [1,2] и вероятностно-аналитический. Преимущество имитационного подхода заключается в широкой универсальности. Однако, он позволяет определять только моментальные характеристики системы. При моделировании сложных систем используется иерархический принцип построения моделей, где стыковка уровней моделирования и элементов внутри уровней требует знаний функций распределения (ФР), что обеспечивается вторым подходом. В настоящее время для определения ФР используется приближенный метод решения системы интегральных уравнений марковского восстановления [3,4]. В [5,6] предложен численный метод фазового укрупнения полумарковских систем, не требующий определения стационарного распределения вложенной цепи Маркова, который позволяет решать данные задачи с высокой точностью. Поэтому, в

данной статье проводится верификация предложенного метода на основе сравнения с имитационной моделью исследуемой системы.

Цель статьи – подтверждение правильности численного метода фазового укрупнения полумарковских систем с общим фазовым пространством состояний, на основе сравнения с имитационной моделью функционирования системы, состоящей из трёх последовательно соединённых технологических ячеек (ТЯ).

Рассматриваемая система содержит три последовательно соединённых ТЯ, **Рис.1**.

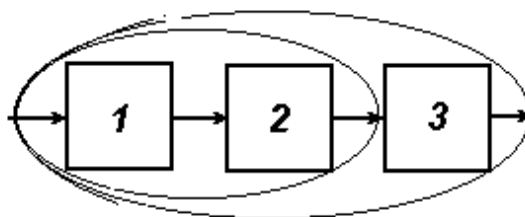


Рис.1 – Структура системы, состоящей из трёх последовательно соединённых ТЯ

Данная задача решается последовательным объединением ТЯ в одну, для чего изначально рассматривается система, состоящая из двух последовательно соединённых ТЯ.

Функции распределения времен наработки на отказ $F_1(t)$, $F_2(t)$ и времен восстановления $G_1(t)$, $G_2(t)$ первой и второй ТЯ:

$$\begin{aligned}
 F_1(t) &= P\{\alpha_1 < t\}, G_1(t) = P\{\beta_1 < t\}, \\
 \overline{F}_1(t) &= 1 - F_1(t), \overline{G}_1(t) = 1 - G_1(t), \\
 F_2(t) &= P\{\alpha_2 < t\}, G_2(t) = P\{\beta_2 < t\}, \\
 \overline{F}_2(t) &= 1 - F_2(t), \overline{G}_2(t) = 1 - G_2(t).
 \end{aligned}$$

При отказе первой ТЯ (ТЯ₁) вторая прекращает работу и наоборот, то есть – система функционирует только при исправности обеих ТЯ. Физические состояния системы:

- 1 — обе ТЯ исправны;
- 2 — отказала первая ТЯ (ТЯ₁);
- 3 — отказала вторая ТЯ (ТЯ₂).

Полумарковские состояния:

– 100х — ТЯ 1 и 2 исправны, система находится в работоспособном состоянии, последнее изменение состояния произошло в ТЯ₁, которая перешла из неисправного состояния в исправное, до окончания работы ТЯ₂ осталось время х;

– 200х — ТЯ 1 и 2 исправны, система находится в работоспособном состоянии, последнее изменение состояния произошло во ТЯ₂, которая

перешла из неисправного состояния в исправное, до окончания работы ТЯ₁ осталось время x ;

– 110х — ТЯ₁ отказала, система находится в отказовом состоянии, до окончания работы ТЯ₂ осталось время x (в этом состоянии вторая ТЯ отказать не может - в ней изменений не происходит);

– 201х — ТЯ₂ отказала, система находится в отказовом состоянии, до окончания работы ТЯ₁ осталось время x (в этом состоянии первая ТЯ отказать не может — в ней изменений не происходит).

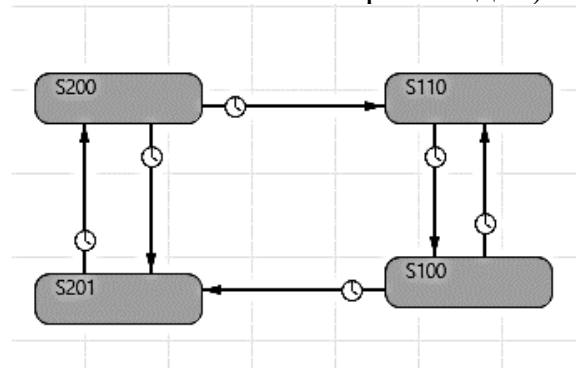


Рис.2 – Граф состояний функционирования двухфазной системы

В работе [10] была построена модель данной системы при использовании численного метода фазового укрупнения, не требующего определения стационарного распределения вложенной цепи Маркова.

Ниже запишем окончательные выражения функций распределения времени наработки на отказ и восстановления всей системы, а также коэффициент готовности такой системы.

$$F_p(t) = \hat{F}_{100}(t) \frac{\hat{\rho}_{100}}{\hat{\rho}_{100} + \hat{\rho}_{200}} + \hat{F}_{200}(t) \frac{\hat{\rho}_{200}}{\hat{\rho}_{100} + \hat{\rho}_{200}};$$

$$F_m(t) = \hat{F}_{110}(t) \frac{\hat{\rho}_{110}}{\hat{\rho}_{110} + \hat{\rho}_{201}} + \hat{F}_{201}(t) \frac{\hat{\rho}_{201}}{\hat{\rho}_{110} + \hat{\rho}_{201}}.$$

$$K_g = \frac{mF_p(t)}{mF_p(t) + mF_m(t)}.$$

Полученные функции наработки на отказ и восстановления объединённой ячейки используются для объединения с третьей ячейкой. Запишем окончательные выражения наработки на отказ и восстановления системы, состоящей из трёх ТЯ.

$$F_{pnew}(t) = \hat{F}_{100}(t) \frac{\hat{\rho}_{100}}{\hat{\rho}_{100} + \hat{\rho}_{200}} + \hat{F}_{200}(t) \frac{\hat{\rho}_{200}}{\hat{\rho}_{100} + \hat{\rho}_{200}};$$

$$F_{mnew}(t) = \hat{F}_{110}(t) \frac{\hat{\rho}_{110}}{\hat{\rho}_{110} + \hat{\rho}_{201}} + \hat{F}_{201}(t) \frac{\hat{\rho}_{201}}{\hat{\rho}_{110} + \hat{\rho}_{201}};$$

$$K_z = \frac{mF_{pnew}(t)}{mF_{pnew}(t) + mF_{mnew}(t)}.$$

На Рис.3 представлен листинг программы на языке GPSS.

```
sch equ 1
generate ,,,1
split 1,met1
split 1,met2
split 1,met3
met0      seize dev
          advance 1
          release dev
          transfer ,met0
met1      seize otk1
          advance (Exponential(sch,0,12.5))
          advance (Exponential(sch,0,8))
          release otk1
          funavail dev
          funavail otk2
          funavail otk3
          seize vost1
          advance (Exponential(sch,0,4.05))
          advance (Exponential(sch,0,2))
          release vost1
          favail dev
          favail otk2
          favail otk3
          transfer ,met1
met2      seize otk2
          advance (Exponential(sch,0,7.05))
          advance (Exponential(sch,0,3))
          release otk2
          funavail dev
          funavail otk1
          funavail otk3
          seize vost2
          advance (Exponential(sch,0,2))
          advance (Exponential(sch,0,1))
          release vost2
          favail dev
          favail otk1
          favail otk3
          transfer ,met2
met3      seize otk3
          advance (Exponential(sch,0,7.05))
          advance (Exponential(sch,0,3))
          release otk3
          funavail dev
          funavail otk2
          funavail otk1
          seize vost3
          advance (Exponential(sch,0,2))
          advance (Exponential(sch,0,1))
          release vost3
          favail dev
          favail otk2
          favail otk1
          transfer ,met3
generate 100000
terminate 1
start 1
```

Рис.3 – Листинг программы на языке GPSS

Результаты имитационного моделирования сведены в таблицу 1.

Таблица 1. – Результаты имитационного моделирования

Коэффициент готовности	Математическое ожидание коэффициента готовности (имитационное)	Коэффициент готовности (аналитический)	Погрешность
0.532	0.530	0.535	0.943 %
0.529			
0.532			
0.529			
0.530			
0.532			
0.530			
0.528			
0.528			
0.529			
0.530			
0.531			
0.531			
0.531			
0.529			
0.528			
0.530			
0.530			
0.529			
0.529			
0.526			
0.531			
0.532			
0.529			
0.528			
0.530			
0.532			
0.530			
0.529			
0.534			

Полученные результаты подтверждают правильность приведенной аналитической модели, описывающей функционирование системы,

состоящей из трёх последовательно соединенных ТЯ. Погрешность моделирования составила 0.943%.

Заключение. Приведено математическое описание системы и результаты моделирования предложенным методом и с помощью имитационного моделирования в среде GPSS. Сравнение результатов моделирования подтвердило правильность построения полумарковской модели.

Расхождение полученных коэффициентов готовности составило 0.943%, что подтверждает правильность результатов.

В дальнейших исследованиях планируется верификация других моделей, построенных с помощью приближенного численного метода фазового укрупнения полумарковских моделей.

Библиографический список

1. Рыжков, Ю.И. Имитационное моделирование. Теория и технологии / Ю.И. Рыжков. – С: Изд-во СПбГУ, 2004. – 529 с.
2. Королук В.С. Стохастические модели систем / В.С. Королук. – Киев: Наукова думка, 1989. – 208 с.
3. Kopp, V.Ja The numerical method of the phase integration of non-regenerating semi-Markov systems / V.Ja. Kopp, M.V. Zamoryonov, N.I. Chalenkov // Transaction of Azerbaijan National Academy of Science, Series of Physical Technical and mathematical Science: Informatics and Control Problems, Vol. 38, №6, 2018. – pp. 3–15.
4. Копп В. Я., Заморёнов М. В., Чаленков Н. И. Фазовое укрупнение полумарковской системы, состоящей из двух последовательно соединенных технологических ячеек // Автоматизация и измерения в машиноприборостроении. – 2018. – Т.4. – С. 56–66.
5. Копп В. Я., Заморёнов М. В., Чаленков Н. И. Разновидность фазового укрупнения полумарковских систем на примере моделирования синхронной автоматизированной линии // Интеллектуальные системы в производстве. – 2018. Т.16, № 3. – С. 97–102.
6. Kopp, V.Ya. Phase enlargement of semi-markov systems without determining stationary distribution of embedded markov chain / V.Ya. Kopp, M.V. Zamorenov, N.I. Chalenkov, I.A. Skatkov // SPIIRAS Proceedings. – 2020. – no. 3, vol. 19. – pp. 539–563.

Bibliograficheskiy spisok

1. Ryzhkov YU.I. Imitacionnoe modelirovanie. Teoriya i tekhnologii / YU.I. Ryzhkov. – S: Izd-vo SPbGu, 2004. – 529 s.
2. Korolyuk V.S. Stohasticheskie modeli sistem / V.S. Korolyuk. – Kiev: Naukova dumka, 1989. – 208 s.

3. Kopp V.Ja The numerical method of the phase integration of non-regenerating semi-Markov systems / V.Ja. Kopp, M.V. Zamoryonov, N.I. Chalenkov // Transaction of Azerbaijan National Academy of Science, Series of Physical Technical and mathematical Science: Informatics and Control Problems, Vol. 38, №6, 2018. – pp. 3–15.
4. Kopp V.YA., Zamoryonov M. V., Chalenkov N. I. Fazovoe ukрупnenie polumarkovskoj sistemy, sostoyashchej iz dvuh posledovatel'no soedinennyh tekhnologicheskikh yacheek // Avtomatizaciya i izmereniya v mashinopriroboestroenii. – 2018. – T.4. – S. 56–66.
5. Kopp V.YA., Zamoryonov M. V., Chalenkov N. I. Raznovidnost' fazovogo ukрупneniya polumarkovskih sistem na primere modelirovaniya sinhronnoj avtomatizirovannoj linii // Intellektual'nye sistemy v proizvodstve. – 2018. T.16, № 3. – S. 97–102.
6. Kopp V.Ya. Phase enlargement of semi-markov systems without determining stationary distribution of embedded markov chain / V.Ya. Kopp, M.V. Zamorenov, N.I. Chalenkov, I.A. Skatkov // SPIIRAS Proceedings. – 2020. – no. 3, vol. 19. – pp. 539–563.

¹*Копп Вадим Яковлевич, д.т.н., профессор, v_kopp@mail.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

²*Заморёнов Михаил Вадимович, к.т.н., доцент, Zamoryonoff@gmail.com, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

³*Чаленков Никита Игоревич, ассистент, chalenkov-nikita@yandex.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет*

SIMULATION MODELING OF THE FUNCTIONING OF A SYSTEM CONSISTING OF TWO SERIES-CONNECTED ELEMENTS

V.Ya. Kopp, M.V. Zamoryonov, N.I. Chalenkov

The article confirms the correctness of the numerical method developed by the authors for the phase enlargement of semi-Markov systems, which does not require the determination of the stationary distribution of the embedded Markov chain for systems with a common phase space of states. Verification is carried out on the basis of comparison of the presented analytical and simulation models of the functioning of a system consisting of two series-connected technological cells, provided that a simultaneous failure of two cells is impossible. A simulation model is developed in the general-purpose modeling language GPSS and the text of a computer program for simulation of a system consisting of two series-connected technological cells is provided. Using a simulation model, the

availability factor of the entire system of serial connection of two technological cells is determined. The indicated availability factors of the entire system, obtained using simulation modeling, are compared with the method developed by the authors for modeling semi-Markov systems, which does not require determining the stationary distribution of the embedded Markov chain for systems with a common phase space of states. The relative error of the simulation results is calculated. The comparison of the simulation results confirmed the correctness of the construction of the semi-Markov model.

Keywords: simulation model, verification, two elements, process cell, GPSS.

Kopp Vadim Yakovlevich, doctor of technical sciences, professor, v_kopp@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Zamoryonov Mikhail Vadimovich, candidate of technical sciences, docent, Zamoryonoff@gmail.com, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Chalenkov Nikita Igorevich, assistant, chalenkov-nikita@yandex.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАБИЛИЗАЦИИ НЕАВТОНОМНЫХ ОСЕСИММЕТРИЧНЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ

Терлыч С.В.

***Аннотация.** Смоделирован режим погружения-всплытия необитаемого автономного подводного аппарата с учётом влияния подводных течений. Разработаны графо-аналитические зависимости для оценки необходимости установки стабилизирующих устройств на ранней стадии проектирования подводного аппарата осесимметричной формы. Создана начальная база для усовершенствования мореходных качеств подводных аппаратов данного типа.*

***Ключевые слова.** Осесимметричный подводный аппарат, стабилизация, мореходные качества, математическое моделирование.*

Постановка задачи. Во время проектирования и конструирования подводных аппаратов и других автономных устройств, которые предназначены для эксплуатации в режиме свободного погружения-всплытия (притопленные буйковые станции, зонды, буи временной плавучести и другие подобные средства океанотехники) на начальной стадии возникает вопрос необходимости применения специальных устройств для стабилизации их движения. Традиционный способ решения задачи по расчёту параметров движения применительно к подводному аппарату, при котором одним из основных приближений является предпочтение об однородности и изотропности водной среды даёт погрешность до 17% [1], что делает необходимым учёт стратификации водной толщи, вызванной границами изменения плотности, температуры, солёности, вязкости и других физико-химических свойств воды.

Цель исследования – разработка математического аппарата для оценки необходимости установки стабилизирующих устройств осесимметричных подводных аппаратов на ранней стадии проектирования.

Анализ литературы по теме исследования. Известен способ управления динамическими объектами, заключающийся в том, что по известным координатам состояния объекта определяют величину ошибки, равную разности между заданными входными координатами и соответствующими текущими координатами объекта [2]. Недостатком указанного способа управления является невозможность в полной мере обеспечить высокую точность управления динамическими объектами в условиях, когда не удастся точно определить заданные входные

координаты. Известен также способ стабилизации подводного аппарата в режиме зависания, включающий подачу сигналов управления на входы его движителей, для компенсации силовых и моментных воздействий на аппарат, вызывающих его отклонение от исходного положения [3]. Но с помощью этого способа невозможно точно стабилизировать подводный аппарат в заданной точке пространства, используя управление только по разомкнутому контуру без учета реальных отклонений этого аппарата от исходного положения. Это особенно важно, если на подводный аппарат осуществляется силовое и моментное воздействия со стороны окружающей среды (морские течения и волнения моря) или объектов, установленных на его корпусе (воздействия со стороны кабель-троса, манипулятора и другого оборудования), если рассчитать или точно измерить эти воздействия не представляется возможным. В результате возникает необходимость обеспечения указанной стабилизации подводного аппарата с помощью упоров, создаваемых его движителями, на входы которых поступают сигналы, сформированные с учетом информации о его реальных пространственных перемещениях.

Основной текст. В общем случае условие устойчивости свободно всплывающего тела осесимметричной формы имеет вид [4]:

$$M_r \geq M_u, \quad (1)$$

где M_r – восстанавливающий момент, действующий на движущийся объект; M_u – опрокидывающий момент, действующий на движущийся объект.

При этом скорость установившегося движения v_s согласно [5] может быть описана зависимостью:

$$v_s = \sqrt{\frac{2g}{C_Z \gamma S} (\gamma \nabla - G)}, \text{ м} \cdot \text{с}^{-1},$$

где C_Z – гидродинамический коэффициент сопротивления; S – площадь поперечного сечения аппарата на миделе, м^2 ; ∇ – постоянный плавучий объём аппарата, м^3 ; G – вес аппарата, т; γ – удельный вес забортной воды, $\text{т} \cdot \text{м}^{-3}$; $g = 10 \text{ м} \cdot \text{с}^{-2}$ – ускорение силы тяжести.

Наличие горизонтальных течений сообщает подводному аппарату дополнительную скорость v_H в горизонтальной плоскости, которую можно определить выражением [6]:

$$v_H = \sqrt{v_t^2 + \frac{(m + \mu_{22})g \sin \psi}{C_{xy} \gamma S}}, \text{ м} \cdot \text{с}^{-1},$$

где v_t – скорость горизонтального течения, $\text{м} \cdot \text{с}^{-1}$; ψ – угол обтекания подводного аппарата боковым течением, рад; C_{xy} – гидродинамический коэффициент сопротивления в вертикальной плоскости; μ_{22} – присоединенные массы воды при тангаже подводного аппарата, т.

Необходимо также иметь ввиду, что при значительном изменении глубины погружения кинематический коэффициент вязкости воды изменяется. В исследовании принята к сведению зависимость [7]:

$$\nu = (1,0 + 0,1\sqrt{H}) \cdot 10^{-6}, \text{ м}^2 \cdot \text{с}^{-1},$$

где ν – кинематический коэффициент вязкости; H – рабочая глубина погружения подводного аппарата, м.

Уравнения движения подводного аппарата в рассматриваемом случае будут справедливы при условии, что угол дифферента, или тангажа θ , мал (практически не превосходит $5 \dots 10^\circ$). С учётом этого допущения и учитывая неравенство (1) выяснено, при каких соотношениях геометрических размеров и распределении масс по длине (фактически по *высоте*) подводного аппарата оно выполняется.

В общем случае аппликаты центра тяжести KG , центра величины ZB и центра бокового сопротивления Zb не совпадают (**Рис.1**).

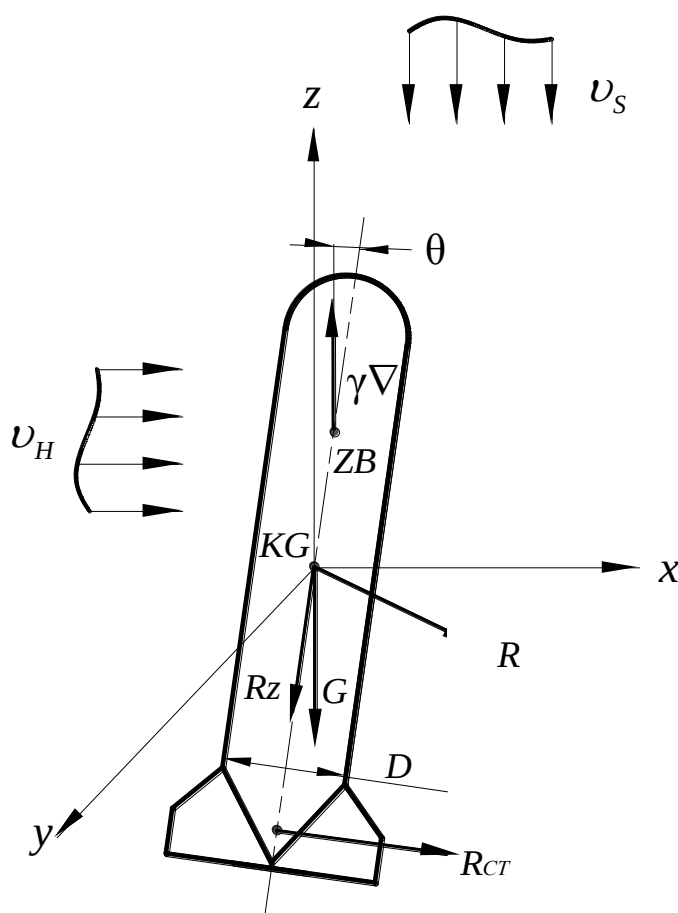


Рис.1 – Силы, действующие на осесимметричный подводный аппарат

Рассматривая всплытие (движение вверх) в его нормальной фазе, необходимым, но недостаточным условием устойчивости аппарата будет:

$$ZB \geq KG. \quad (2)$$

С учётом дополнительного условия $KG > Zb$ получены необходимые и достаточные условия устойчивого всплытия.

В первую очередь рассмотрена возможность обеспечения устойчивого всплытия лишь при выполнении неравенства (2), при отсутствии специальных стабилизирующих устройств и систем. Приняв форму подводного аппарата осесимметричной и считая углы отклонения малыми (как было указано ранее), можно утверждать, что ZB и Zb совпадающими, тогда опрокидывающий момент следует представить выражением:

$$M_u = \frac{\theta \rho \nu_s \nabla}{57,3^0} (\lambda_{22} - \lambda_{33}) + \frac{1}{2} \rho \nu_H^2 S (ZB - KG) \cos \theta, \text{ Т·м},$$

где λ_{22} и λ_{33} – коэффициенты присоединенных масс, определяемых по [1].

Восстанавливающий момент в этом случае равен:

$$M_r = \rho g \nabla (ZB - KG) \sin \theta, \text{ Т·м}. \quad (3)$$

Учитывая, что разность $(ZB - KG)$ существенно положительная, на основании анализа уравнения (3) можно утверждать, что существуют «критические» значения $(ZB - KG)$ для различных скоростей погружения-всплытия, при которых возможно устойчивое всплытие подводного аппарата:

$$ZB - KG \geq \frac{\frac{\theta}{57,3} \nu_s (\lambda_{22} - \lambda_{33})}{g \nabla \sin \theta - 0,5 \nu_H^2 S \cos \theta}, \text{ м}. \quad (4)$$

Введя обозначение $\frac{ZB - KG}{L} \cdot 100\% = k$, получим относительное смещение центра масс подводного аппарата. Тогда неравенство (4) преобразуется как:

$$k \geq \frac{100 D^2}{L} \left[\frac{\frac{\theta}{57,3} \nu_s (\lambda_{22} - \lambda_{33})}{g \nabla \sin \theta - 0,5 \nu_H^2 S \cos \theta} \right]. \quad (5)$$

Анализ результатов. Графо-аналитические оценки показывают, что при реальных геометрических соотношениях подводного аппарата и распределении весов, составляющих нагрузки, невозможно обеспечить $k > 37\%$, что можно считать его верхней границей. Зависимость критических скоростей всплытия от геометрических параметров аппарата и скоростей течения представлены на **Рис.2,3**.

Анализ графиков, построенных по формуле (5), показывает, что на устойчивость движения сильно влияют относительное удлинение L/D в 2 раза, для обеспечения устойчивого движения, требуется изменить коэффициент на $\approx 43\%$; а увеличение скорости бокового течения в 1,5 раза вызывает рост коэффициента k на 120-140%.

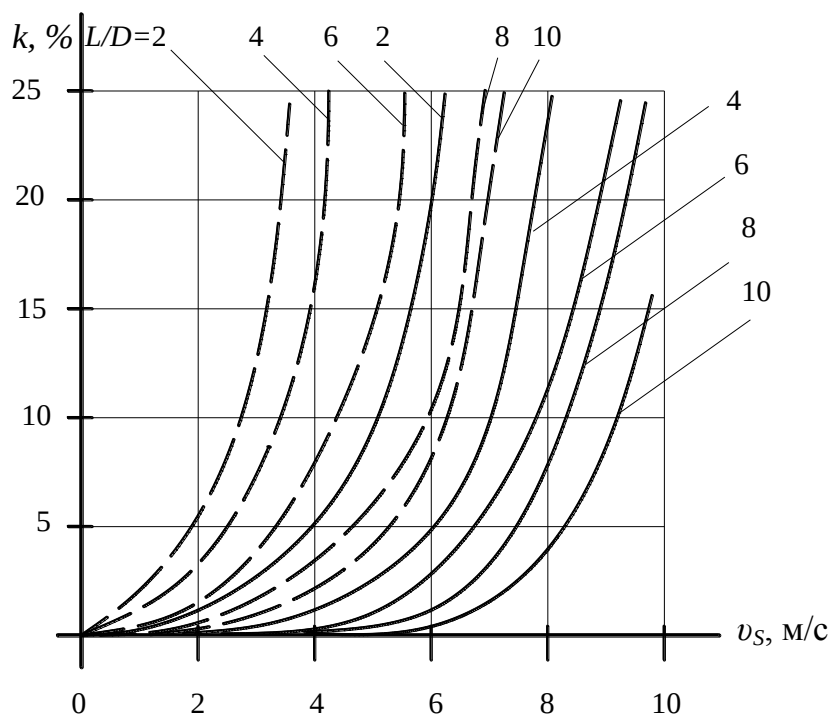


Рис.2 – Зависимость относительного смещения центра масс аппарата без стабилизатора от скорости, при которой обеспечивается его устойчивое движение

————— $v_H = 0$
 - - - - - $v_H = 0,15 \text{ м/с}$

Для аппаратов шарообразной формы скорость течения оказывает меньшее влияние по сравнению со сфероцилиндрической формой, причем с ростом диаметра сферы это влияние уменьшается.

Таким образом, можно сделать вывод, что обеспечение устойчивости движения подводного аппарата рассматриваемой формы без применения стабилизирующих устройств возможно для весьма ограниченного диапазона скоростей движения и течения. Поскольку практически достижимые значения k для подводного аппарата не превышают 5-15%, использование конструктивной системы аппарата со сфероцилиндрическим корпусом допустимо при скорости 1,5-2,5 м/с и скорости течения до 0,2 м/с; для сферической формы аппарата эти значения не превосходят 1,2-1,4 м/с.

При больших значениях v_H стремительный рост геометрических размеров аппарата требует установки стабилизаторов.

При наличии стабилизирующего устройства в виде плоских пластин (Рис.4) уравнение (5) примет вид:

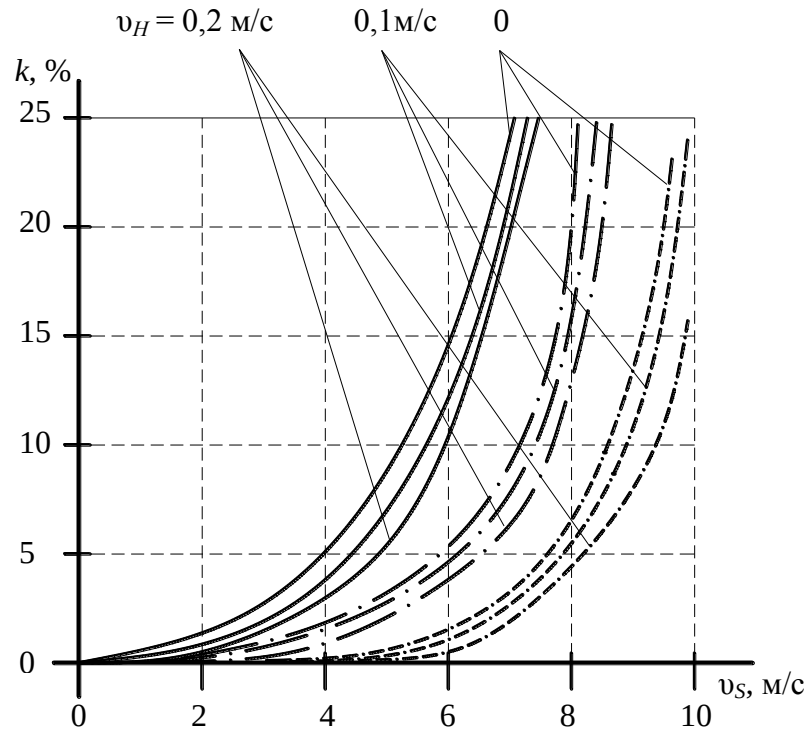


Рис.3 – Зависимость относительного смещения центра масс аппарата сферической формы без стабилизатора от скорости, при которой обеспечивается его устойчивое всплытие

—————	$D = 0,5 \text{ м}$
- - - - -	$D = 0,4 \text{ м}$
- · - · - ·	$D = 0,3 \text{ м}$

$$k \geq \frac{\frac{100\theta}{57,3} v_s^2 \nabla (\lambda_{22} - \lambda_{33}) + \left[0,5 S v_H^2 - g \frac{\theta}{57,3} \nabla \right]}{v_s^2 C_v^{CT} S_{CT} (KG - Z_p)},$$

где C_v^{CT} – подъемная сила стабилизатора, определяемая зависимостью $C_v^{CT} = 1,1 \text{Re} \cdot 10^{-7} + \frac{6\theta}{57,3} - 0,15$; Re – число Рейнольдса; S_{CT} – площадь стабилизатора; Z_p – относительная аппликата центра давления на боковом стабилизаторе.

Анализ графических зависимостей площади стабилизирующего устройства (**Рис.5**) подводного аппарата для различных соотношений главных размерений (L/D) и скоростей течения показывает, что площадь стабилизатора S_{CT} сильно зависит от скорости всплытия и мало изменяется при варьировании L/D . Увеличение скорости бокового течения слабо влияет на S_{CT} , причём характер влияния сохраняется для широкого диапазона $L/D \in \{2, \dots, 10\}$.

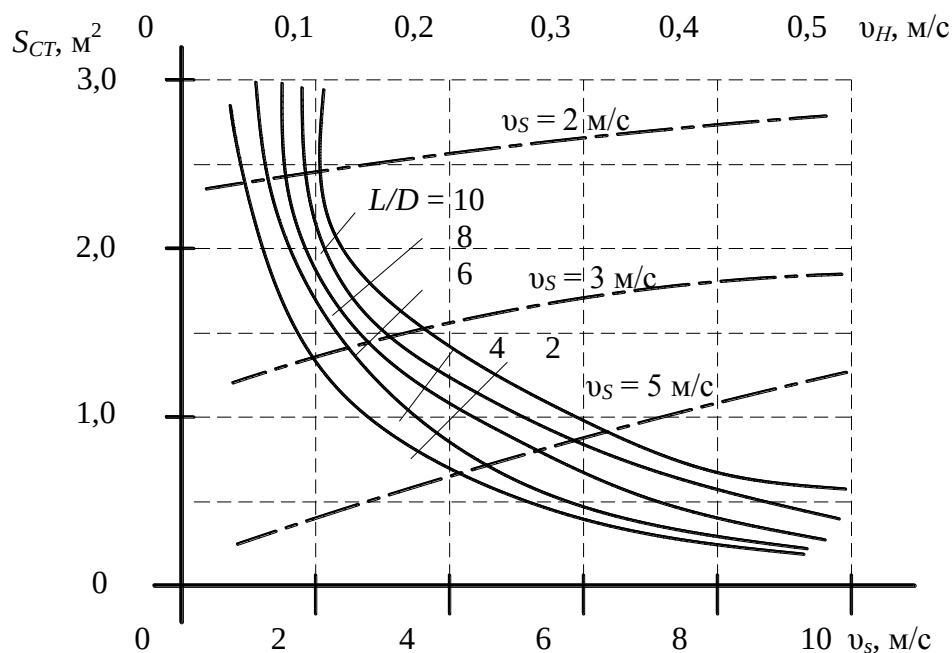


Рис.5 – Взаимовлияние корпуса и стабилизаторов аппарата при различных режимах движения

- Зависимость площади стабилизатора от скорости устойчивого режима движения ($v_H = 0$)
- Влияние скорости бокового течения на площади стабилизатора при $L/D = 2$

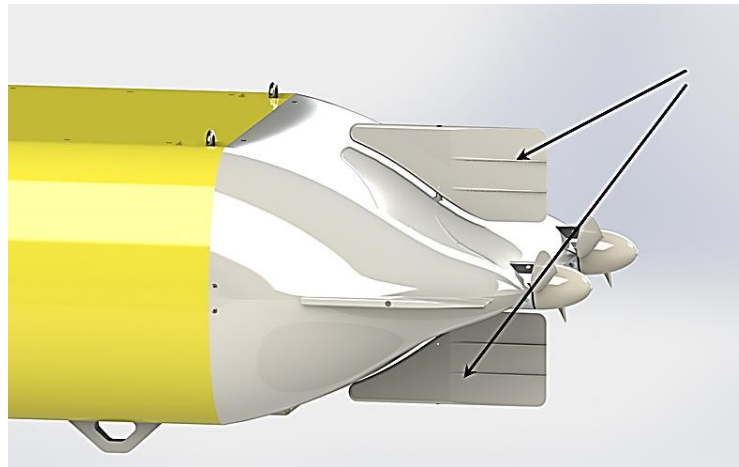


Рис.5 – Пластина́тые стабилизаторы (фото из интернета)

Вывод. Таким образом, на основе графиков и аналитических зависимостей, приведенных выше, можно оценить необходимость установки стабилизирующих устройств на ранней стадии проектирования подводного аппарата осесимметричной формы.

Библиографический список

1. Алифанов Р.Н. Интеллектуальная система гидроакустических буев для поиска беспозвоночных / Р.Н. Алифанов, Е.В. Осипов, В.В. Карасев // Науч. тр. Дальрыбвтуза. – 2003. – Вып.15, ч. 1. – С. 18-25.
2. Патент № 2547039 Российская Федерация, МПК В63Н 25/42 (2006.01). Способ стабилизации подводного аппарата в режиме зависания: № 2014104349: заявл. 07.02.2014 : опубл. 10.04.2015 / Филаретов В.Ф., Коноплин А.Ю. ; заявитель ДВФУ. – 6 с. : ил. – Текст: непосредственный.
3. Филаретов В.Ф. Системы управления подводными роботами / В.Ф. Филаретов, Ю.К. Алексеев, А.В. Лебедев. – М.: «Круглый год», 2001. – С. 223-227.
4. Бахарев С.А. Способ дистанционного измерения подводных объектов / С.А. Бахарев, М.В. Мироненко, В.В. Пономарев // Конверсионные технологии в гидроакустике: материалы III Междунар. науч.-техн. конф., СПб., 1996. – С. 18–20.
5. Moore S.W. Underwater Robotics: Science, Design & Fabrication / S.W. Moore, H. Bohm, V. Jensen. – Publisher: Marine Advanced Technology Education (MATE) Center, 2010. – 770 p.
6. Govindarajan R. Underwater Robot Control Systems / R. Govindarajan, S. Arulselvi, P. Thamarai // International Journal of Scientific Engineering and Technology. – 2013. –Volume 2, Issue 4. – P. 222-224.

7. Блинцов В. С. Разработка оптимальных по быстродействию систем управления подводным аппаратом в условиях неопределенности на базе искусственных нейронных сетей / В. С. Блинцов, Г. С. Грудинина // Сборник научных трудов НУК. –2010. – № 1. – С. 56-67.

Bibliograficheskiy spisok

1. Alifanov R.N. Intel'ktual'naya sistema gidroakusticheskikh buev dlya poiska bespozvonochnykh / R.N. Alifanov, E.V. Osipov, V.V. Karasev // Nauch. tr. Dal'rybvтуza. – 2003. – Vyp.15, ch. 1. – S. 18-25.
2. Patent № 2547039 Rossijskaya Federaciya, MPK V63N 25/42 (2006.01). Sposob stabilizacii podvodnogo apparata v rezhime zavisaniya: № 2014104349: zayavl. 07.02.2014 : opubl. 10.04.2015 / Filaretov V.F., Konoplin A.YU.; zayavitel' DVFU. – 6 s. : il. – Tekst: neposredstvennyj.
3. Filaretov V.F. Sistemy upravleniya podvodnymi robotami / V.F. Filaretov, YU.K. Alekseev, A.V. Lebedev. – M.: «Kruglyj god», 2001. – S. 223-227.
4. Baharev S.A. Sposob distancionnogo izmereniya podvodnykh ob"ektov / S.A. Baharev, M.V. Mironenko, V.V. Ponomarev // Konversionnye tekhnologii v gidroakustike: materialy III Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf., SPb., 1996. – S. 18–20.
5. Moore S.W. Underwater Robotics: Science, Design & Fabrication / S.W. Moore, H. Bohm, V. Jensen. – Publisher: Marine Advanced Technology Education (MATE) Center, 2010. – 770 p.
6. Govindarajan R. Underwater Robot Control Systems / R. Govindarajan, S. Arulselvi, P. Thamarai // International Journal of Scientific Engineering and Technology. – 2013. –Volume 2, Issue 4. – P. 222-224.
7. Blincov V. S. Razrabotka optimal'nykh po bystrodejstviyu sistem upravleniya podvodnym apparatom v usloviyakh neopredelennosti na baze iskusstvennykh nejronnykh setej / V. S. Blincov, G. S. Grudinina // Sbornik nauchnykh trudov NUK. –2010. – № 1. – S. 56-67.

*Терлыч Станислав Владимирович, к.т.н., доцент,
sterlych@ksmakademy.ru, Россия, Херсон, Херсонская государственная
морская академия*

THE MATHEMATICAL MODELING OF STABILIZATION FOR NON-AUTONOMOUS AXISYMMETRIC UNDERWATER VEHICLES

S.V. Terlych

The dive-ascent mode of an uninhabited autonomous underwater vehicle is modeled taking into account the influence of underwater currents. Graph-analytical dependencies have been developed to assess the need to install

stabilizing devices at an early stage of designing an axisymmetric underwater vehicle. The initial basis for improving the seaworthiness of underwater vehicles of this type has been created.

Keywords: axisymmetric underwater vehicle, stabilization, seaworthiness, mathematical modeling.

Stanislav Vladimirovich Terlych, candidate of technical science, docent, sterlych@ksmakademy.ru, Russia, Kherson, Kherson State Maritime Academy.

ПОСТРОЕНИЕ ГАМИЛЬТОНОВОГО ПУТИ СПОСОБОМ РАСШИРЯЮЩЕЙСЯ ВЫДЕЛЕННОЙ ОБЛАСТИ

Поляков А.А.¹, Моисеев Д.В.², Машенко Е.Н.³

Аннотация. В статье рассматривается новый подход построения гамильтонового пути способом расширяющейся выделенной области. Работа продолжает цикл проведения исследований авторами по поиску оптимального варианта для решения задачи коммивояжера. Настоящий способ относится к классу жадных алгоритмов. Наиболее близким к предлагаемому способу является метод, известный как «Метод эластичных сетей».

Ключевые слова. Задача коммивояжера, гамильтонов путь, алгоритмизация, неориентированный граф, поиск наикратчайшего пути в графе.

Известно, что задача коммивояжера относится к классу NP-трудных задач, ее точное решение может быть получено за экспоненциальное время [1-3]. Решать задачу коммивояжера при возрастающем числе вершин алгоритмом полного перебора не эффективно, поэтому авторы статьи поставили перед собой цель проводить исследования в вопросе поиска такого способа, который бы удовлетворял исследователя по времени и точности вычисления [4-6].

Статья продолжает цикл проведения исследований по поиску оптимального варианта для решения задачи коммивояжера [7-10].

Настоящий способ относится к классу жадных алгоритмов. Наиболее близким к предлагаемому способу является метод, известный как «Метод эластичных сетей».

Технический результат достигается за счёт того, что из конечного множества вершин неориентированного равновзвешенного полносвязанного графа выбираются три вершины имеющие минимальный вес рёбер между собой, соединяются в выделенную область и образуют треугольник, поэтапно к настоящей области присоединяются все свободные вершины, не включенные в выделенную область, с минимальным приращением к общему весу выделенной области.

Построение гамильтонового пути способом расширяющейся выделенной области проводится последовательно, но для лучшего восприятия возможно разделить на три блока.

Первый блок является самым трудоемким и заключается в поиске трех вершин, связанных между собой наименьшим весом по отношению к остальным вершинам. Найденные три вершины образуют треугольник,

который является геометрической фигурой с наименьшим периметром во всем конечном представленном графе. Данный треугольник является первоначальной выделенной областью, с которой начинается поглощение свободных вершин графа не включенных в выделенную область.

Для этого на плоскости введен конечный граф $G = (V, E)$, представленный двухмерным массивом весов Mv , V – это число вершин в графе G , а E – число неориентированных ребер в графе G . Для каждого ребра графа $E(V_i, V_j)$ задан вес $w(V_i, V_j)$, который равнозвешен $w(V_j, V_i)$.

Для поиска обозначенных трех вершин, введем три одномерных массива: массив Ms – содержит все комбинации попарно сочетаемых вершин графа, массив Mgz – будет заполняться на первом этапе тремя вершинами графа с минимальными весами между собой, в дальнейшем будет заполнен всеми вершинами графа, последовательно расположенными и образующими гамильтонов цикл, массив Msv – содержит все свободные вершины не включенные в массив Mgz .

В цикле обходится массив Ms с первой строкой массива Mv , содержащей все вершины графа.

Пусть ячейка массива Ms содержит сочетание вершин (V_i, V_j) , которая сравнивается с вершиной V_A расположенной в одной из ячеек первой строки массива Ms и образует сочетание вершин (V_i, V_j, V_A) . Общий вес для трех вершин вычисляется по формуле:

$$L = w(V_i, V_j) + w(V_i, V_A) + w(V_A, V_j). \quad (1)$$

где L – это общий вес рассматриваемых вершин.

Из всего множества сочетаний, выбираются три вершины с наименьшим общим весом и заносятся в массив Mgz , данная область является первичной выделенной областью.

Во втором блоке выбирается ближайшая свободная вершина на плоскости к выделенной области. Вычисления проводятся путем поочередного сравнения расстояний от двух смежных вершин выделенной области из массива Mgz к вершинам из массива Msv .

Пусть V_K и V_N свободные вершины из массива Msv , проводится перебор смежных вершин из массива Mgz к настоящим вершинам.

$$\begin{aligned} MgZ[V_i, V_j, V_A, V_i] &\Rightarrow V_i, V_K, V_j \rightarrow V_j, V_K, V_A \rightarrow V_A, V_K, V_i, \\ MgZ[V_i, V_j, V_A, V_i] &\Rightarrow V_i, V_N, V_j \rightarrow V_j, V_N, V_A \rightarrow V_A, V_N, V_i. \end{aligned} \quad (2)$$

Пусть ближайшей вершиной к выделенной области является вершина V_K , настоящая вершина удаляется из массива Msv .

В третьем блоке выбирается место (точка) на выделенной области, куда ближайшая свободная вершина будет добавлена. Проводится это путем вычисления общего веса выделенной области, путем поочередного добавления свободной вершины V_K между смежными вершинами на выделенной области из массива Mgz .

$$L = w(V_i, V_K, V_j, V_A, V_i) \rightarrow w(V_i, V_j, V_K, V_A, V_i) \rightarrow w(V_i, V_j, V_A, V_K, V_i) \quad (3)$$

Выбирается наименьшая полученная общая длина из возможных сочетаний. В массив Mgz согласно выбранного сочетания, заносится свободная вершина V_K .

Второй и третий блок повторяются, пока все вершины из массива Msv не переместятся в массив Mgz .

Таким образом, результатом работы данного способа является построенный гамильтонов цикл с непересекающимися ребрами, представленный в виде, как правило, многоугольника на основе неориентированного равновзвешенного полносвязанного графа.

Рассмотрим работу предлагаемого способа на примере неориентированного равновзвешенного графа, представленного на **Рис.1**.

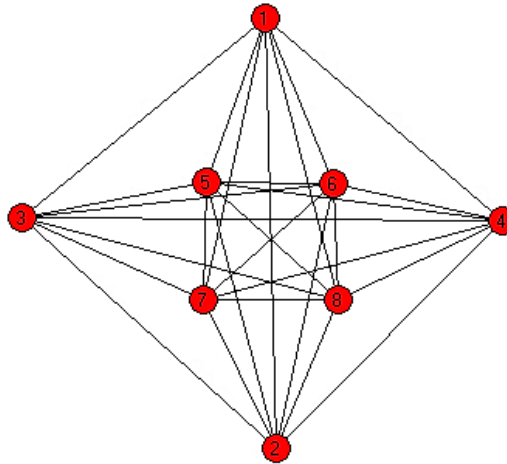


Рис.1 –Пример неориентированного равновзвешенного графа

Согласно первого блока находим три вершины, связанные между собой наименьшим весом по отношению к остальным вершинам, как было рассмотрено выше настоящий треугольник является первоначальной выделенной областью (**Рис.2**).

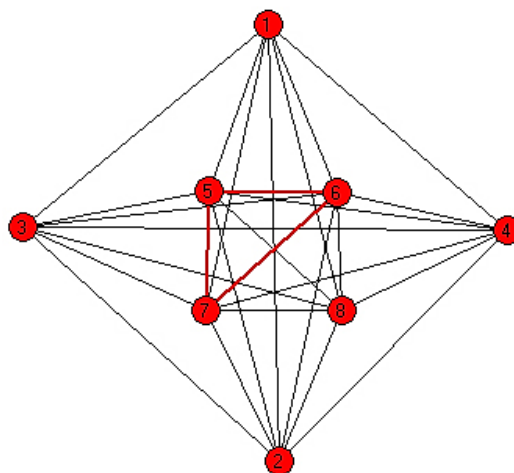


Рис.2 – Нахождение трёх вершин, связанных между собой наименьшим весом по отношению к остальным

Далее согласно второго блока выбирается ближайшая свободная вершина к выделенной области **Рис.3.**

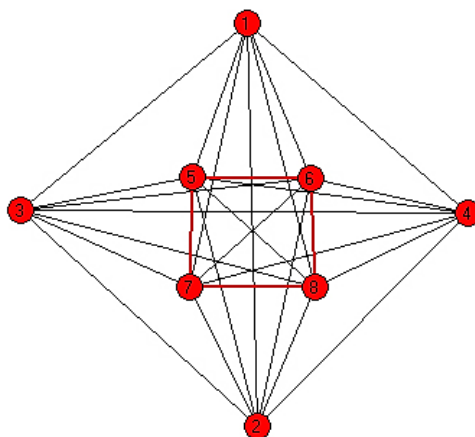


Рис.3 – Выбор ближайшей свободной вершины к выделенной области.

Дальнейшая работа способа осуществляется согласно третьего блока, **Рис.4а-4г.**

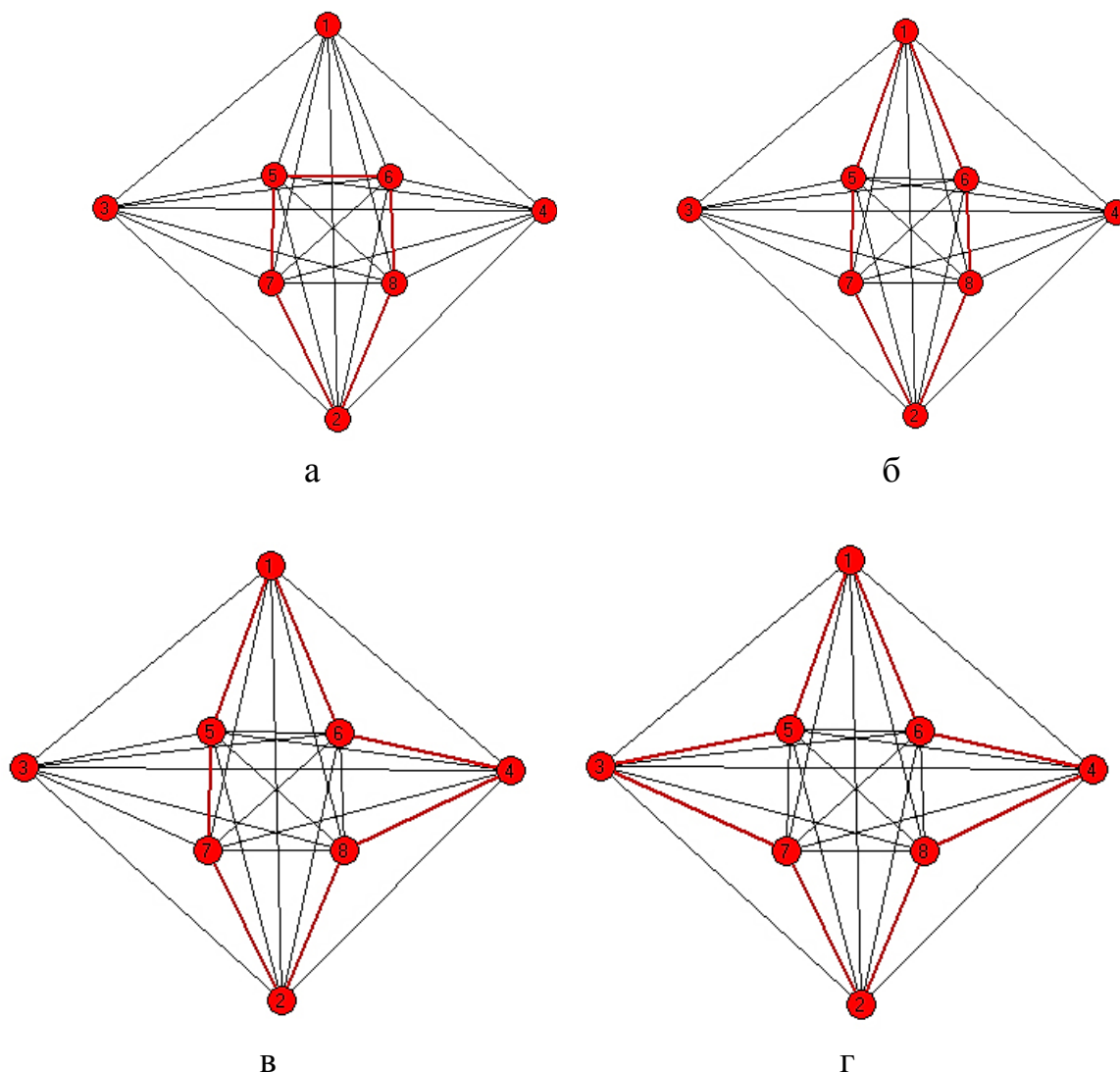


Рис.4 – Построение гамильтонова пути способом расширяющейся выделенной области

Преимуществом предлагаемого способ является его относительно простая алгоритмизация, авторами подана заявка на регистрацию программы для ЭВМ, реализующая данный способ.

Выводы. Таким образом, на основании рассмотренного примера работы алгоритма в неориентированном графе, состоящем из восьми вершин, заключающегося в проведении шести шагов (Рис.2-4), получаем минимальный гамильтонов путь. Авторы признают, что с увеличением количества вершин в графе и их структурной сложности расположения, будет возрастать погрешность вычисления минимального гамильтонового пути, что является предметом дальнейших исследований. При реализации настоящего способа в виде программы рекомендуется при рассмотрении

неориентированных графов, состоящих из двухсот и более вершин, применять методы параллельного программирования.

Работа подготовлена при частичной поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 19-29-06023 «Методы структурного синтеза каналов информационного обмена между беспилотным транспортным средством и диспетчерским центром на основе стохастического векторного программирования с вероятностными критериями» и гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - докторов наук, проект МД-260.2022.1.6 «Методология вероятностного представления и преобразования информации для структурного синтеза высокопроизводительных, энергоэффективных вычислительных устройств, построенных на отечественной элементной базе»

Библиографический список

1. Гэри М. Вычислительные машины и труднорешаемые задачи / М. Гэри, Д. Джонсон. – М.: Мир, 1982. – 419 с.
2. Борознов В.О. Исследование эвристического метода решения задачи коммивояжера / В.О. Борознов // Электронный журнал «Исследовано в России». – 2008. – С. 322–328
3. Сайт Реоптимизация решения задач коммивояжера методом эластичных сетей [электрон. ресурс]. Режим доступа: <https://libeldoc.bsuir.by/bitstream/123456789/26005/1/reoptimizaciya.PDF>.
4. Kureichick V.M. Genetic Algorithm for Solution of the Traveling Salesman Problem with New Features against Premature Convergence / V.M. Kureichick, V.V. Miagkikh. – 2008. – pp. 1-5.
5. Сайт Национальный открытый университет. Нейросетевая оптимизация. [электрон. ресурс]. Режим доступа: <https://intuit.ru/studies/courses/2255/139/lecture/20567?page=3>.
6. Борознов В.О. Исследования генетических методов решения задачи коммивояжера / В.О. Борознов, О.Г. Ведерникова // Вестн. Ростов. гос. ун-та путей сообщения. – 2004. – № 1. – С. 42-45.
7. Поляков А.А. Комплекс методик декомпозиции структурно-сложных систем различного назначения / А.А. Поляков, Д.В. Моисеев // Wschodnioeuropejskie Czasopismo Naukowe (East European Scientific Journal) Warsaw. – 2019. – № 7(47). – С. 66-70.
8. Поляков А.А. Методика полной декомпозиции структуры технической системы. / А.А. Поляков, Д.В. Моисеев // Сборник научных трудов «Национальная ассоциация ученых». – 2019. – № 45. – С. 28-31.
9. Поляков А.А. Вычисление показателя надежности функциональных элементов в технических, организационно-технических системах / А.А. Поляков, Д.В. Моисеев // Сборник Международного научного Автоматизация и измерения в машино- приборостроении: научный журнал, 2022

форума «Наука и инновации - современные концепции». – 2019 г. – С. 118-126.

10. Поляков А.А. Способ построения гамильтонового цикла для решения задачи коммивояжера / А.А. Поляков, А.В. Скатков, Д.В. Моисеев // Дистанционные образовательные технологии: МАТЕРИАЛЫ VII МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ, Ялта, 20–22 сентября 2022 года. – 2022. – С. 176-180.

Bibliograficheskij spisok

1. Geri M. Vychislitel'nye mashiny i trudnoreshaemye zadachi / M. Geri, D. Dzhonson. – M.: Mir, 1982. – 419 s.
2. Boroznov V.O. Issledovanie evristicheskogo metoda resheniya zadachi kommivoyazhera / V.O. Boroznov // Elektronnyj zhurnal «Issledovano v Rossii». – 2008. – S. 322–328
3. Sajt Reoptimizaciya resheniya zadach kommivoyazhera metodom elastichnyh setej [elektron. resurs]. Rezhim dostupa: <https://libeldoc.bsuir.by/bitstream/123456789/26005/1/reoptimizaciya.PDF>.
4. Kureichick V.M. Genetic Algorithm for Solution of the Traveling Salesman Problem with New Features against Premature Convergence / V.M. Kureichick, V.V. Miagkikh. – 2008. – pp. 1-5.
5. Sajt Nacional'nyj otkrytyj universitet. Nejrosetevaya optimizaciya. [elektron. resurs]. Rezhim dostupa: <https://intuit.ru/studies/courses/2255/139/lecture/20567?page=3>.
6. Boroznov V.O. Issledovaniya geneticheskikh metodov resheniya zadachi kommivoyazhyora / V.O. Boroznov, O.G. Vedernikova // Vestn. Rostov. gos. un-ta putej sobshcheniya. – 2004. – № 1. – S. 42-45.
7. Polyakov A.A. Kompleks metodik dekompozicii strukturno-slozhnyh sistem razlichnogo naznacheniya / A.A. Polyakov, D.V. Moiseev // Wschodnioeuropejskie Czasopismo Naukowe (East European Scientific Journal) Warsaw. – 2019. – № 7(47). – S. 66-70.
8. Polyakov A.A. Metodika polnoj dekompozicii struktury tekhnicheskoy sistemy. / A.A. Polyakov, D.V. Moiseev // Sbornik nauchnyh trudov «Nacional'naya asociaciya uchenyh». – 2019. – № 45. – S. 28-31.
9. Polyakov A.A. Vychislenie pokazatelya nadezhnosti funkcional'nyh elementov v tekhnicheskikh, organizacionno-tekhnicheskikh sistemah / A.A. Polyakov, D.V. Moiseev // Sbornik Mezhdunarodnogo nauchnogo foruma «Nauka i innovacii - sovremennye koncepcii». – 2019 g. – S. 118-126.
10. Polyakov A.A. Sposob postroeniya gamil'tonovogo cikla dlya resheniya zadachi kommivoyazhera / A.A. Polyakov, A.V. Skatkov, D.V. Moiseev // Distancionnye obrazovatel'nye tekhnologii: MATERIALY VII MEZHDUNARODNOJ NAUCHNO-PRAKTICHESKOJ KONFERENCII, YAlta, 20–22 sentyabrya 2022 goda. – 2022. – S. 176-180.

¹Поляков Александр Александрович, к.т.н., доцент, sansanich44@mail.ru, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военноморское училище им. П.С. Нахимова.

²Моисеев Дмитрий Владимирович, д.т.н., доцент, dvmoiseev@sevsu.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет

³Машченко Елена Николаевна, к.т.н., доцент, elmachenko@mail.ru, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет

CONSTRUCTION OF A HAMILTONIAN PATH USING THE METHOD OF EXPANDING THE SELECTED AREA

A.A. Polyakov, D.V. Moiseev, E.N. Mashchenko

The article considers a new approach to constructing a Hamiltonian path by the method of expanding the selected area. The work continues the cycle of research by the authors to find the optimal option for solving the traveling salesman problem. This method belongs to the class of greedy algorithms. The closest to the proposed method is the method known as the "Elastic Network Method".

Key words. Traveling salesman's problem, Hamiltonian path, algorithmization, undirected graph, search for the shortest path in the graph.

Polyakov Alexander Alexandrovich, candidate of technical sciences, docent, sansanich44@mail.ru, Russia, Sevastopol, the Black Sea Higher Military-Naval School named after P.S. Nakhimov

Moiseev Dmitry Vladimirovich, doctor of technical sciences, docent, dvmoiseev@sevsu.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Mashchenko Elena Nikolaevna, candidate of technical sciences, docent Professor, elmachenko@mail.ru, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

УДК 621.317.382.016.25

ПРИМЕНЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Серов А.Н.¹, Серов Н.А.², Иваненко К.А.³

Аннотация. Для измерения активной мощности в заданной полосе частот может быть применен метод, основанный на низкочастотной фильтрации сигнала мгновенной мощности. Для цифровых измерительных приборов низкочастотный фильтр реализуется в цифровом виде. При этом для выполнения низкочастотной фильтрации могут быть использованы БИХ-цифровые фильтры, КИХ-цифровые фильтры. Показано, что параметры применяемого цифрового фильтра существенно влияют на погрешность измерения. Важное место в решаемой задаче занимает использование каскадных интегратор-гребенчатых фильтров. В статье показано, что при применении комплексной схемы, содержащей каскадный интегратор-гребенчатый фильтр и цифровой БИХ-фильтр Баттерворта второго порядка обеспечивает наименьшую погрешность измерения (среди рассмотренных цифровых фильтров). Получены аналитические выражения, позволяющие связать погрешность измерения активной мощности и параметры применяемого фильтра. Для проверки достоверности полученных аналитических выражений проведено имитационное в программном пакете Simulink.

Ключевые слова. Активная мощность, цифровая фильтрация, каскадный интегратор-гребенчатый фильтр, погрешность измерения, моделирование.

Введение. В настоящее время при измерении активной мощности различают следующие её параметры: активная мощность в заданной полосе частот, активная мощность гармоник и активная мощность основной компоненты. Данные параметры могут быть определены как [1,2]:

$$\begin{cases} P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1, \\ P_k = U_k I_k \cos \varphi_k, \\ P_{k_1, k_2} = \sum_{k=k_1}^{k_2} U_k I_k \cos \varphi_k; \end{cases} \quad (1)$$

где k_1, k_2 – соответственно начальный и конечный номера учитываемых спектральных составляющих для заданной полосы частот; U_k, I_k – СКЗ k -ых спектральных составляющих напряжения и тока соответственно; φ_k – фазовый сдвиг между k -ми спектральными составляющими напряжения и тока.

Наиболее важным параметром для измерения является активная мощность основной спектральной компоненты. При этом основная спектральная компонента напряжения и тока выделяется посредством применения низкочастотного фильтра. Для выполнения измерения активной мощности спектральных компонент применяется группа методов, основанная на дискретном преобразовании Фурье либо набор полосно-пропускающих цифровых фильтров, выделяющих требуемый спектральный компонент из входного сигнала. Основным источником погрешности для всех методов, основанных на применении ДПФ, является эффект «растекания спектра» [3-5].

Группа методов, основанных на анализе напряжения и тока во временной области прежде всего предназначена для выполнения измерения параметра активной мощности в заданной полосе частот. Суть этих методов изложена в публикациях [6,7]. Однако вопрос связи параметров фильтра и достигаемой статической и динамической погрешностей измерения изучен не достаточно глубоко. Настоящая статья посвящена изучению данных вопросов а также выбор фильтра, позволяющего оптимально решать задачу измерения активной мощности (с высокой точности при относительной простоте реализации).

Основные соотношения метода измерения. Рассмотрим ситуацию, когда входные напряжение и ток являются синусоидальными сигналами и их временные зависимости могут быть представлены в виде:

$$\begin{cases} u[n] = U_m \sin(\omega n + \alpha), \\ i[n] = I_m \sin(\omega n + \alpha + \varphi). \end{cases} \quad (2)$$

где U_m, I_m – амплитудное значение напряжения и тока соответственно; f_s – частота дискретизации; $\omega = 2\pi f/f_s$ – угловая частота, нормированная к f_s ; f_1 – текущая частота; α – начальная фаза напряжения; φ – фазовый сдвиг между напряжением и током.

Сигнал мгновенной мощности для синусоидальных напряжения и тока имеет вид:

$$p[n] = u[n]i[n] = 0.5U_m I_m (\cos(\varphi) - \cos(2\omega n + 2\alpha + \varphi)). \quad (3)$$

Как видно из выражения (3), сигнал мгновенной мощности содержит постоянную составляющую, пропорциональную значению активной мощности и переменную составляющую, являющуюся помехой. Частота помехи равна удвоенному значению частоты входного сигнала. Для её успешного подавления может быть применен низкочастотный фильтр. Поскольку частота входного сигнала нестабильна во времени ($\omega = \omega_n + \Delta\omega$), то частота помехи также переменна. По этой причине для успешного

подавления помехи амплитудно-частотная характеристика используемого фильтра должна обладать условием:

$$\begin{cases} H(\omega) = H_{PB} = 1, & \omega < \omega_p, \\ H(\omega) = H_{SB} = 0, & \omega > 2\omega_n + 2\Delta\omega. \end{cases} \quad (4)$$

где ω_n – номинальное значение частоты входного сигнала; $\Delta\omega$ – максимальное отклонение частоты входного сигнала от номинального значения; ω_p – частота изменения активной мощности (для статических измерений равна нулю).

Для идеального фильтра, удовлетворяющего условиям (4), сигнал помехи будет полностью подавлен и погрешность измерения равна нулю. Для реального фильтра существует конечная неравномерность в полосе пропускания и конечное затухание в полосе заграждения. Это приводит к возникновению погрешности. Погрешность вызвана неполным подавлением помехи и передачей с неединичным коэффициентом полезного сигнала. Выходной сигнал реального фильтра имеет вид:

$$F_{LP}(p[n]) = U_m I_m 0,5(H_{PB} \cos(\varphi) - H_{SB} \cos(2\omega_i n + \varphi_{out})), \quad (5)$$

где $\varphi_{out} = 2\alpha + \varphi_{sb} + \varphi$ – фаза помехи после выполнения фильтрации; φ_{sb} – значение ФЧХ фильтра для частоты помехи $2\omega_n + \Delta\omega$; $F_{LP}(*)$ – оператор низкочастотной фильтрации.

При известной неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания значение активной мощности может быть вычислено по формуле:

$$P = \frac{F_{LP}(p[n])}{H_{PB}}. \quad (6)$$

Относительная погрешность измерения реактивной мощности определяется по формуле (см. соотношения (1), (5), (6)):

$$\delta P = - \frac{H_{SB} \cos(2\omega_i n + \varphi_{out})}{H_{PB} \cos(\varphi)}. \quad (7)$$

Из выражения (7) видно, что со снижением затухания в полосе заграждения значение погрешности снижается.

Для случая полигармонических входных сигналов временные зависимости напряжения и тока имеют вид:

$$\begin{cases} u[n] = \sum_{i=1}^N U_{m,i} \sin(\omega_i n + \alpha_i), \\ i[n] = \sum_{j=1}^N U_{m,j} \sin(\omega_j n + \alpha_j + \varphi_j); \end{cases} \quad (8)$$

где N – число спектральных составляющих входного сигнала; n – номер отсчета; $\omega_i = 2\pi f_i/f_s$ – нормированная угловая частота i -ой спектральной компоненты входного сигнала; f_i – частота i -ой спектральной компоненты; f_s – частота дискретизации; $U_{m,i}$ – амплитудное значение i -ой спектральной компоненты напряжения и тока соответственно; α_i – начальная фаза i -ой спектральной компоненты напряжения; φ_i – фазовый сдвиг i -ых спектральных компонент напряжения и тока.

Значение мгновенной мощности для случая полигармонического входного сигнала может быть представлено в следующем виде:

$$\begin{aligned} 2p[n] = & \sum_{i=1}^N U_{m,i} I_{m,i} (\cos(\varphi_i) - \cos(2\omega_i n + 2\alpha_i + \varphi_i)) + \\ & + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} I_{m,k} \cos((\omega_i - \omega_k)n + (\alpha_i - \alpha_k) + \varphi_k) - \\ & - \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} I_{m,k} \cos((\omega_i + \omega_k)n + (\alpha_i + \alpha_k) + \varphi_k). \end{aligned} \quad (9)$$

Как видно из выражения (9) сигнал мгновенной мощности содержит постоянную составляющую, пропорциональную полезному сигналу – активной мощности и переменные составляющие с частотами, кратными основной частоте входного сигнала. Переменные составляющие мгновенной мощности являются помехой. Как и в предыдущем случае, подавить помеху позволяет применение низкочастотного или полосового фильтра, обладающего характеристиками:

$$\begin{cases} H(\omega) = H_{PB} = 1, & \omega < \omega_p, \\ H(\omega) = H_{SB} = 0, & \omega > \omega_n + \Delta\omega. \end{cases} \quad (10)$$

В отличие от выражения (4), где сигнал мгновенной мощности содержит одну спектральную компоненту, в выражении (10) учитываются все спектральные составляющие помехи. Спектр помехи расположен в диапазоне частот от ω_n до $2N\omega_n$.

Выражение (10) отражает условия для идеального фильтра нижних частот, погрешность измерения при применении которого равна нулю. Для реального фильтра, обладающего конечным затуханием в полосе заграждения и конечной неравномерностью полосы пропускания, выходной сигнал после фильтрации будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
 F_{LP}(2p[n]) = & \sum_{i=1}^N U_{m,i} I_{m,k} (H_{PB} \cos(\varphi_i) - H(2\omega_i) \cos(2\omega_i n + \varphi_{LP,1,i})) + \\
 & + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} I_{m,k} H(\omega_i - \omega_k) \cos((\omega_i - \omega_k)n + \varphi_{LP,2,ik}) - \\
 & - \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} I_{m,k} H(\omega_i + \omega_k) \cos((\omega_i + \omega_k)n + \varphi_{LP,3,ik}).
 \end{aligned} \quad (11)$$

где $\varphi_{LP,1,i}$, $\varphi_{LP,2,ik}$, $\varphi_{LP,3,ik}$ – значения фаз спектральных составляющих выходного сигнала фильтра.

Значение активной мощности, как и для случая синусоидального сигнала может быть получена согласно соотношению (6). При этом погрешность измерения активной мощности определяется выражением:

$$\begin{aligned}
 \delta P = & - \frac{\sum_{i=1}^N U_{m,i} I_{m,k} (H(2\omega_i) \cos(2\omega_i n + \varphi_{LP,1,i}))}{\sum_{i=1}^N U_{m,i} I_{m,k} H_{PB} \cos(\varphi_i)} + \\
 & + \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} I_{m,k} H(\omega_i - \omega_k) \cos((\omega_i - \omega_k)n + \varphi_{LP,2,ik})}{\sum_{i=1}^N U_{m,i} I_{m,k} H_{PB} \cos(\varphi_i)} - \\
 & - \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N U_{m,i} I_{m,k} H(\omega_i + \omega_k) \cos((\omega_i + \omega_k)n + \varphi_{LP,3,ik})}{\sum_{i=1}^N U_{m,i} I_{m,k} H_{PB} \cos(\varphi_i)}.
 \end{aligned} \quad (12)$$

В общем случае фазы гармоник могут принимать произвольное значение. По этой причине для определения максимального значения погрешности все слагаемые вида должны быть заменены на 1, а знаки “–” в слагаемых выражения на знаки “+”.

Виды применяемых низкочастотных фильтров. В предыдущем разделе были определены требования к низкочастотному фильтру для случая синусоидального (6) и полигармонического входных сигналов (10). Из сравнения условий (6) и (10) видно, что условие (10) более жесткое. Для его выполнения необходимо, что значения АЧХ фильтра были равны нулю на частотах, кратных основной частоте входного сигнала:

$$H(\omega) = H_{SB} = 0, \quad \omega > i(\omega_n + \Delta\omega), \quad (13)$$

где i – номер спектральной компоненты.

Данным свойством обладают фильтры скользящего среднего и интеграторы-гребенчатые фильтры, поэтому их применение оправдано в решаемой задаче. Следует учитывать, то частота входного сигнала

переменна во времени, по этой причине значение АЧХ фильтра должно равняться нулю и в окрестностях частот $j\omega_n$. По возможности максимальное затухание следует обеспечить во всей полосе заграждения (см. соотношение (10)). Кроме того, если значение активной мощности изменяется во время проведения измерения, для снижения динамической составляющей погрешности следует обеспечить малое значение неравномерности полосы пропускания фильтра (H_{PB}).

Фильтры с бесконечной импульсной характеристикой. Фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) имеют ряд достоинств в решаемой задаче: они обладают большим затуханием (но не бесконечно большим) во всей полосе заграждения при относительно небольшом порядке [3]. При реализации на реальной элементной базе должна быть использована арифметика с плавающей точкой, что позволит избежать дополнительных ошибок, связанных с округлением и неустойчивости работы. Как правило, параметры цифровых БИХ-фильтров рассчитываются по известным аналоговым фильтрам-прототипам (фильтр Бесселя, Баттерворта, Чебышева, эллиптический). При моделировании в пакете Simulink может быть использован блок '*Lowpass filter*' при этом в позиции '*Impulse response*' меню блока должно быть установлено '*IIR*'. При реализации БИХ-фильтра с помощью аналогового прототипа нет возможности обеспечить условие (13), что является недостатком.

Фильтры с конечной импульсной характеристикой. Фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) кроме некоторых исключений, не имеют обратных связей. По этой причине ошибки, связанные с округлением, в данных фильтрах меньше. Для реализации КИХ-фильтров может быть использована целочисленная арифметика [3], [8]. Для обеспечения высокого затухания во всей полосе заграждения требуется КИХ-фильтр высокого порядка. При моделировании в пакете Simulink может быть использован блок '*Lowpass filter*' при этом в позиции '*Impulse response*' меню блока должно быть установлено '*FIR*'. Фильтр скользящего среднего [3], [8], АЧХ которого позволяет выполнить соотношение (13) может быть реализован с помощью КИХ-фильтра.

Каскадные интегратор-гребенчатые фильтры. Амплитудно-частотная характеристика каскадного интегратора-гребенчатого фильтра (КИГ-фильтра) имеет следующий вид [3], [8]:

$$|H(j\omega)| = \left| \frac{\sin(0,5LR\omega)}{\sin(0,5\omega)} \right|^M, \quad (14)$$

где L – значение применяемой задержки (как правило выбирается равным 1 или 2); R – коэффициент децимации; M – число применяемых каскадов (степень фильтра).

Значения частот, при которых АЧХ фильтра принимает нулевые значения определяются следующим выражением:

$$RL = \text{round}\left(\frac{2\pi}{\omega_1}\right). \quad (15)$$

Как правило выбирают $L=1$. Частоты дискретизации входного и выходного сигналов КИГ-фильтра будут различаться в R раз. Аналогично фильтру скользящего среднего, можно отметить, что общая погрешность измерения активной мощности наблюдается вследствие девиации частоты входного сигнала. Увеличение числа каскадов (увеличение параметра M) приводит к снижению данной погрешности.

Для увеличения подавления во всей полосе заграждения может быть применен дополнительный низкочастотный фильтр. На практике для снижения неравномерности в полосе пропускания применяются фильтр-компенсатор. Частотная характеристика фильтра-компенсатора за счет подъема в полосе пропускания позволяет компенсировать спад АЧХ КИГ-фильтра. При этом затухание в полосе заграждения КИГ-фильтра и фильтра-компенсатора суммируются, что повышает метрологические характеристики измерительной системы.

При моделировании в пакете Simulink КИГ-фильтра может быть использован блок '*CIC*' или блок '*CIC-Decimation*'. Моделирование фильтра-компенсатора может быть выполнено путем использования блока '*CIC-Compensator*'. Отметим, что при установке дополнительного фильтра или фильтра-компенсатора на выходе КИГ-фильтра частота дискретизации его работы будет в R раз меньше входной частоты дискретизации системы. Это существенно упрощает конечную реализацию фильтра-компенсатора.

Имитационное моделирование. Для сравнения метрологических характеристик измерительной системы активной мощности, получаемых при использовании различных цифровых фильтров в рамках данной публикации было выполнено моделирование в программном пакете Simulink. При выполнении моделирования были использованы следующие фильтры:

- БИХ-фильтр Баттерворта четвертого порядка с параметрами: граница полосы пропускания – 10 Гц; максимальная неравномерность полосы пропускания – 1 дБл; граница полосы заграждения – 50 Гц; минимальное затухание в полосе заграждения – 40 дБл; Время установления (до 0,001 %) переходного процесса данного фильтра не превышает 0,15 с;
- Цифровой фильтр скользящего среднего построен по нерекурсивной схеме (установлены последовательно три одинаковых фильтра), частота первого полюса равна 50 Гц;

– КИГ-фильтр (является каскадным интегратор-гребенчатым фильтром пятой степени. Частота дискретизации данного фильтра равна частотой первого полюса, равной 50 Гц) и дополнительный БИХ фильтр Баттерворта 4-го порядка.

При выполнении моделирования был рассмотрен синусоидальный сигнал с единичной амплитудой и частотой дискретизации, равной Гц. Номинальное значение частоты входного сигнала – 50 Гц, диапазон отклонения частоты от номинального значения $\pm 15\%$. На **Рис.1** показана амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого БИХ-фильтра Баттерворта. На **Рис.2** показана амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого КИГ-фильтра. Обе характеристики получены в программном пакете Simulink. По результатам моделирования были получены следующие результаты относительной погрешности измерения активной мощности:

- $7 \cdot 10^{-3} \%$ для БИХ фильтра Баттерворта 4-го порядка;
- 3.5% для фильтра скользящего среднего, реализованного с помощью КИХ-фильтра;
- $2 \cdot 10^{-4} \%$ для КИГ-фильтра и фильтра-компенсатора.

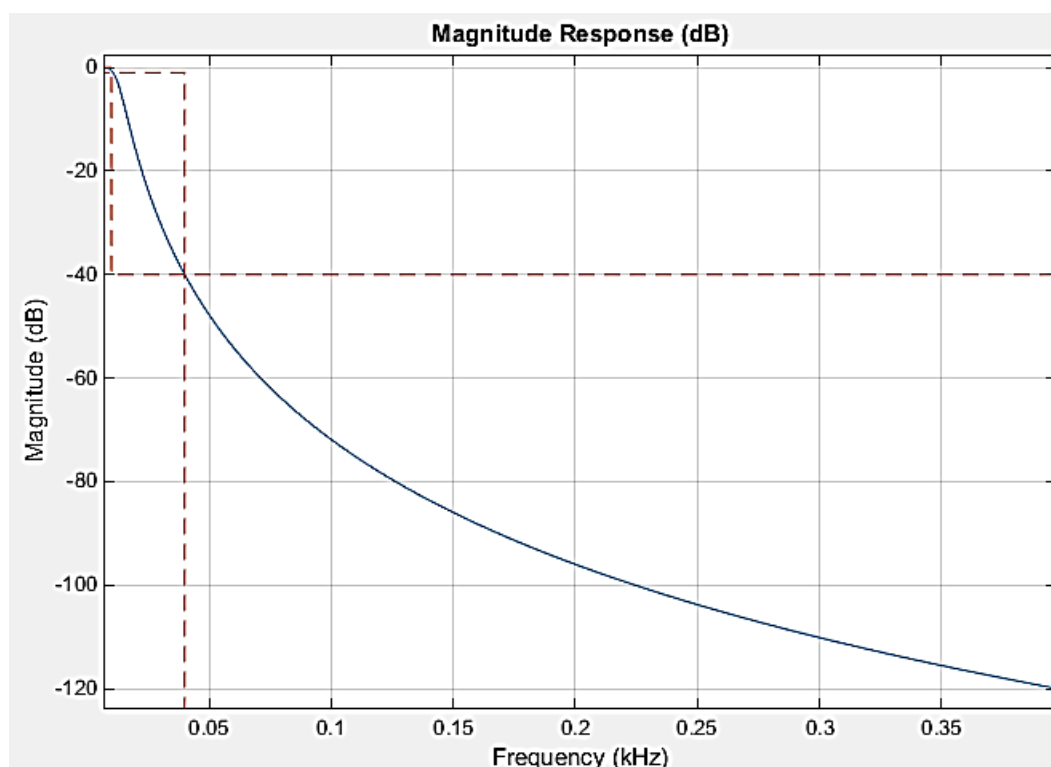


Рис.1 – Амплитудно-частотная характеристика цифрового фильтра с бесконечной импульсной характеристикой, применяемого при моделировании

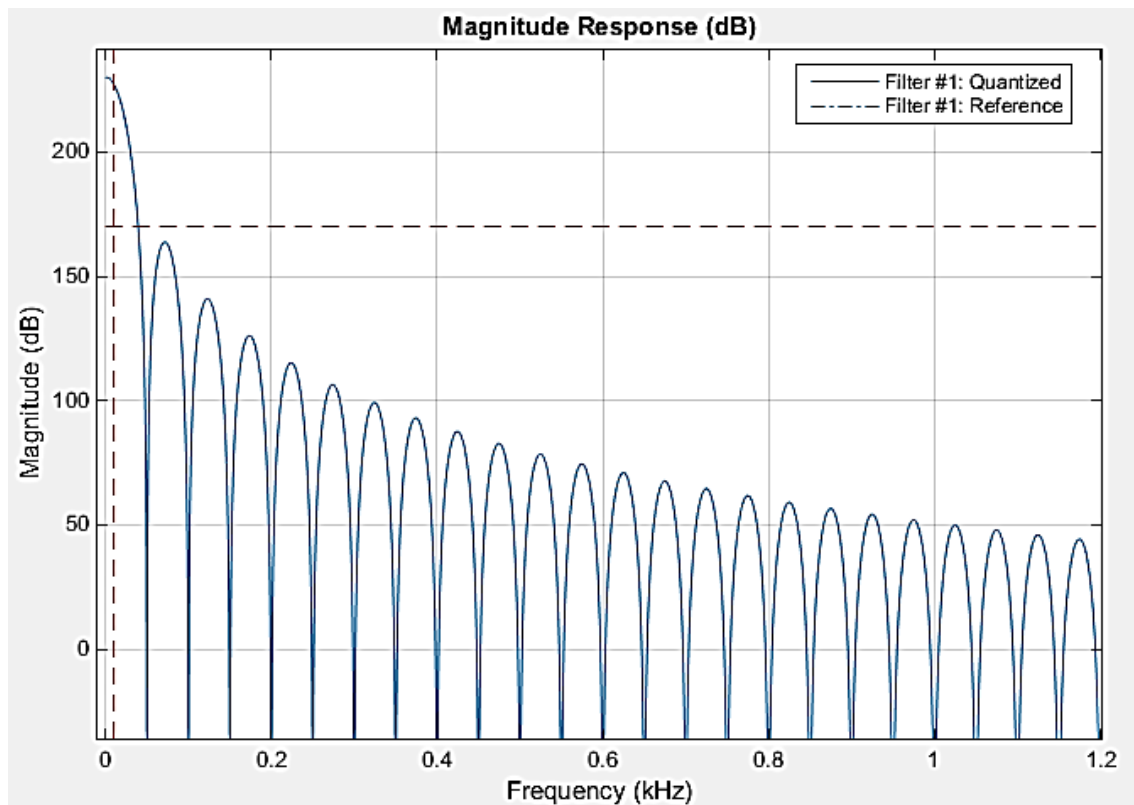


Рис.2 – Амплитудно-частотная характеристика применяемого при имитационном моделировании каскадного интегратор-гребенчатого фильтра

Заключение. Рассмотрен метод измерения активной мощности с помощью низкочастотной фильтрации мгновенной мощности. Получены аналитические соотношения, позволяющие выполнить расчет погрешности измерения активной мощности, вызванной конечной неравномерностью АЧХ фильтра в полосе пропускания и конечным затуханием в полосе заграждения. Результаты проведенного имитационного моделирования показывают, что наименьшей погрешности измерения удастся достичь при применении КИГ-фильтра и фильтра-компенсатора. По данным имитационного моделирования относительная погрешность измерения активной мощности не превышает $2 \cdot 10^{-4} \%$.

Библиографический список

1. Emanuel A.E. Powers in nonsinusoidal situations – a review of definitions and physical meaning / A.E. Emanuel // IEEE Trans. on Power Delivery. – 1990. – vol. 5, no. 3. – pp. 1377-1389
2. Dugan R. Electrical power systems quality / R. Dugan, M. McGranaghan, S. Santoso, W. Beaty. – New-York:McGraw-Hill. – 2004. – pp. 525.

3. Lyons R.G. Understanding Digital Signal Processing 3rd ed. / R.G. Lyons. – Pearson Education, Inc. – 2011. – 954 p.
4. Ferrero A. Harmonic power flow analysis for the measurement of the electric power quality / A. Ferrero, L. Cristaldi // IEEE transactions on instrumentation and measurement. – 1995. – vol. 60, No. 3. – pp. 683–685.
5. Lima M. A method of Dynamic Resampling for DFT-based harmonic analysis under time-varying frequency conditions / M. Lima, J. de Carvalho, D. Coury, A. Cerqueira, C. Duque. // Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2010), 2010. – pp. 1–6.
6. Fan Wang Frequency-response characteristics and error estimation in RMS measurement / Fan Wang, M.H.J. Bollen // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2004. – vol. 19, No. 4. – pp. 1569-1578.
7. Serov A.N. Comparative Analysis of the Active Power Measurement Methods in Time Domain / A.N. Serov, A.A. Shatokhin, N.A. Serov // 2020 43rd International Convention on Information Communication and Electronic Technology (MIPRO), 2020. – pp. 1-6.
8. Serov A.N. Correction Methods of the Magnitude Response of the Power Quality Measurement Channel Containing a Sigma-Delta ADC / A.N. Serov, A.A. Shatokhin, I.P. Konchalovsky // 2020 International Symposium on Industrial Electronics and Applications (INDEL), 2020. – pp. 1-6.

Bibliograficheskiy spisok

1. Emanuel A.E. Powers in nonsinusoidal situations – a review of definitions and physical meaning / A.E. Emanuel // IEEE Trans. on Power Delivery. – 1990. –vol. 5, no. 3. – pp. 1377-1389
2. Dugan R. Electrical power systems quality / R. Dugan, M. McGranaghan, S. Santoso, W. Beaty. – New-York:McGraw-Hill. – 2004. – pp. 525.
3. Lyons R.G. Understanding Digital Signal Processing 3rd ed. / R.G. Lyons. – Pearson Education, Inc. – 2011. – 954 p.
4. Ferrero A. Harmonic power flow analysis for the measurement of the electric power quality / A. Ferrero, L. Cristaldi // IEEE transactions on instrumentation and measurement. – 1995. – vol. 60, No. 3. – pp. 683–685.
5. Lima M. A method of Dynamic Resampling for DFT-based harmonic analysis under time-varying frequency conditions / M. Lima, J. de Carvalho, D. Coury, A. Cerqueira, C. Duque. // Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2010), 2010. – pp. 1–6.
6. Fan Wang Frequency-response characteristics and error estimation in RMS measurement / Fan Wang, M.H.J. Bollen // IEEE Transactions on Power Delivery. – 2004. – vol. 19, No. 4. – pp. 1569-1578.

7. Serov A.N. Comparative Analysis of the Active Power Measurement Methods in Time Domain / A.N. Serov, A.A. Shatokhin, N.A. Serov // 2020 43rd International Convention on Information Communication and Electronic Technology (MIPRO), 2020. – pp. 1-6.
8. Serov A.N. Correction Methods of the Magnitude Response of the Power Quality Measurement Channel Containing a Sigma-Delta ADC / A.N. Serov, A.A. Shatokhin, I.P. Konchalovsky // 2020 International Symposium on Industrial Electronics and Applications (INDEL), 2020. – pp. 1-6.

¹*Серов Андрей Николаевич, к.т.н., доцент, SerovAN@mpei.ru, Россия, Москва, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт»*

²*Серов Николай Андреевич, к.т.н., доцент, SerovNA@mpei.ru, Россия, Москва, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт»*

³*Иваненко Кирилл Андреевич, ассистент, IvanenkoKA@mpei.ru, Россия, Москва, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт»*

APPLICATION OF LOW-PASS FILTRATION FOR THE ACTIVE POWER MEASUREMENT

A.N. Serov, N.A. Serov, K.A. Ivanenko

To measure the active power in a given frequency band, a method based on low-pass filtration of the instantaneous power signal can be applied. For active power digital meters, the low-pass filter is implemented digitally. At the same time, infinite impulse response (IIR) digital filters, finite impulse response (FIR) digital filters can be used to perform low-frequency filtering. The article shows that the parameters of the applied digital filter are significantly affected to the measurement error. The application of cascaded integrator-comb (CIC) filters plays an important role. The article shows that when using a complex circuit containing a CIC-filter and a IIR-filter, the smallest measurement error (among the considered digital filters) is shown. Analytical expressions are obtained, which allows to contact the measurement error of active power and the parameters of the applied digital filter. To verify the reliability of the obtained analytical expressions, simulations were performed in the Simulink software package.

Key words: active power, digital filtration, cascade integrator-comb filter, measurement error, simulation.

Serov Andrey Nikolaevich, candidate of technical sciences, docent, SerovAN@mpei.ru, Russia, Moscow, National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

Serov Nikolay Andreevich, candidate of technical sciences, docent, SerovNA@mpei.ru, Russia, Moscow, National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

Ivanenko Kirill Andreevich, assistant, IvanenkoKA@mpei.ru, Russia, Moscow, National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЗНАЧЕНИЙ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПОРШНЕВЫХ СИЛОВЫХ УСТАНОВОК

Новиков В.В.¹, Осипов К.Н.², Кондратова Е.В.³

Аннотация. *Предлагается методика прогнозирования значений диагностических параметров поршневой силовой установки 4Ч7.6/7.3 на стадии производственных испытаний. Методика заключается в статистическом моделировании испытуемых силовых установок по результатам мониторинга диагностических параметров с последующим использованием полученных моделей для прогнозирования технических состояний с целью сокращения длительности процесса испытаний. Приводится численный пример.*

Ключевые слова. *Моделирование, диагностика, структурная и параметрическая идентификация.*

Стоимость и длительность производственных испытаний поршневых силовых установок составляют значительную долю затрат и сроков, необходимых для их изготовления. Решение проблемы сокращения времени и снижение стоимости автоматизированных испытаний при обеспечении требований к уровню контроля качества сводится, в основном, к рациональной организации процесса обработки экспериментальной информации, а также к оптимизации, с точки зрения принятых критериев, режимов функционирования изделий и пространственного размещения точек съема информации.

В современной научно-технической литературе [1-5] описано большое число методов неразрушающего контроля поршневых силовых установок и процедур анализа измерительной информации с целью оценки и прогноза их технического состояния. Однако производственные испытания имеют свои особенности, накладывающие организационно-технические ограничения на методы и способы организации процессов диагностирования. С одной стороны, в серийном производстве, например, приемосдаточным испытаниям подвергают все собранные изделия, количество которых при полной загруженности сборочного конвейера может достигать сотни тысяч изделий в год; изделия представляют сложные технические системы с нестационарными рабочими процессами; на стадии испытаний существует недостаток априорной информации; по мере усложнения конструкции изделий ужесточаются требования к точности и достоверности принимаемых решений о возможности их последующей эксплуатации; временные и стоимостные характеристики процессов испытаний очень ограничены.

Анализ открытых литературных источников позволят сделать вывод о том, что до сих пор нет однозначного универсального решения задачи научно

обоснованной оценки текущего технического состояния поршневых силовых установок, их остаточного ресурса и построения несмещенного состоятельного прогноза безаварийного срока службы, имеющего статистическую устойчивость и минимальную дисперсию доверительного интервала [3-5]. С другой стороны, для сохранения уровня себестоимости изделий испытания должны быть непродолжительными, количество измеряемых параметров минимально, должны выполняться ограничения на используемые трудовые, временные, энергетические ресурсы. Поэтому для серийного производства поршневых силовых установок необходимы специальные нетрудоемкие алгоритмы и процедуры, создаваемые на базе новых методов идентификации стохастических динамических объектов, в том числе в условиях априорной неопределенности, позволяющие обрабатывать значительные потоки информации в реальном времени испытаний.

Цель работы – оценивание и прогнозирование многомерного случайного процесса изменения информативных диагностических параметров поршневой силовой установки 4ч-7.5/7.3 в ходе производственных испытаний с использованием адаптивного алгоритма, настраивающегося по текущим наблюдениям для достижения минимального расхождения между параметрами истинного вектора состояния и его оценки.

В ходе решения задач технической диагностики техническое состояние изделия оценивают по численным значениям диагностических параметров, косвенно определяющих качество изготовления и сборки. В результате выводы о техническом состоянии испытуемых изделий делают по результатам измерений этих параметров в дискретные моменты времени и их сопоставлении с номинальными значениями. Наиболее информативными являются параметры, определяющие главные характеристики функционирования изделия. Для поршневой силовой установки 4ч-7.5/7.3 такими характеристиками являются нагрузочные, регулировочные, многопараметрические, вибрационные, детонационные.

Поршневые силовые установки представляют непрерывные технические (динамические) объекты, однако диагностические параметры определяются только их дискретными значениями в заданные программой испытаний моменты времени. Анализ дискретных объектов и систем соответствует реальным техническим возможностям и может быть проведен различными методами [5]. Для этого необходимы модели, учитывающие действия случайных факторов, поскольку на детерминированные процессы и явления, определяющие состояние и, как следствие, функционирование двигателей, накладываются случайные возмущения.

В последние десятилетия наиболее популярным для решения сложных прикладных задач стал экспериментально-статистический подход, включающий целый ряд методов математико-статистического анализа [6,7]. По словам акад.

В.С. Пугачева, как отмечено в [7], «для построения моделей сложных систем приходится прибегать к экспериментальному исследованию самих систем или входящих в них подсистем и строить соответствующие модели путем статистической обработки полученных данных» [8, с. 351].

Для рассматриваемых объектов при сохранении численных значений главных параметров постоянными во времени режимы функционирования являются установившимися, например, когда момент сопротивления потребителя равен крутящему моменту; когда давление воздуха во впускном коллекторе постоянно; когда постоянно давление отработавших газов в выпускном коллекторе.

Обобщенная зависимость эффективной мощности от диагностических параметров при установившемся режиме $N_e = f(M_o, n_o, p_{ko}, \alpha_o, \dots)$ может быть интерпретирована многомерной поверхностью, каждая точка которой определяется совокупностью конкретных значений параметров, определяющих режим. При моделировании тогда учитывают не все возможные, а только информативные параметры [9]. Линейная модель испытуемого изделия по i компоненте вектора состояний x^0 описывает касательную плоскость $\dot{x}_i^0 = \varphi_i^0 [x^0, \omega^0]$ к соответствующей поверхности его обобщенной динамической характеристики и задается уравнением в отклонениях

$$\Delta \dot{x}_i^0 = a_i^0 \Delta x_i^0 + b_i^0 \Delta \omega_i^0,$$

где $\Delta x_i^0 = x_i^0 - x^0$, $\Delta \omega = \omega_i^0 - \omega^0$ – отклонения переменных состояния и возмущений от заданной точки (x_i^0, u_i^0) ; (a_i^0, b_i^0) – коэффициенты касательной плоскости, ω^0 – внешние возмущения. Для повышения точности вычисления коэффициентов модели производные параметров рабочего процесса объекта исключают из уравнения. Замена производной $\Delta \dot{x}^0$ на $[\Delta x^0(t_{i+1}) - \Delta x^0(t_i)] / \Delta t$ приводит к дискретным уравнениям

$$\Delta x_{i+1} = A \Delta x_i + G \Delta \omega_i,$$

$$\Delta y_i = B \Delta x_i + H \Delta v_i,$$

где v – погрешности измерений в измерительном канале.

Такая многомерная дискретная стохастическая система отличается простотой: интерпретации случайных последовательностей меняющихся значений параметров, адекватностью дискретных во времени алгоритмов вычислительным процессам разностных схем, экономией времени вычислений. Главное преимущество модели заключается в возможности оперативного оценивания и прогнозирования вектора состояния с использованием алгоритмов адаптивной фильтрации.

Рассмотрим вектор $z_t = (Z_{1,t}, \dots, Z_{n,t})^T$, $t=1, \dots, T$, $n=1, \dots, 3$, содержащий в момент времени t диагностические параметры, определяющие нагрузочную характеристику поршневой силовой установки 4ч-7.5/7.3: часовой расход топлива, Gt (кг/ч); удельный средний эффективный расход топлива ge (г/кВт час); крутящий момент Mk (Нм). Параметры отражают общее состояние системы питания, энергетические характеристики изделия и качество произведенных регулировочных работ. Результаты измерений указанных параметров представлены на **Рис.1**.

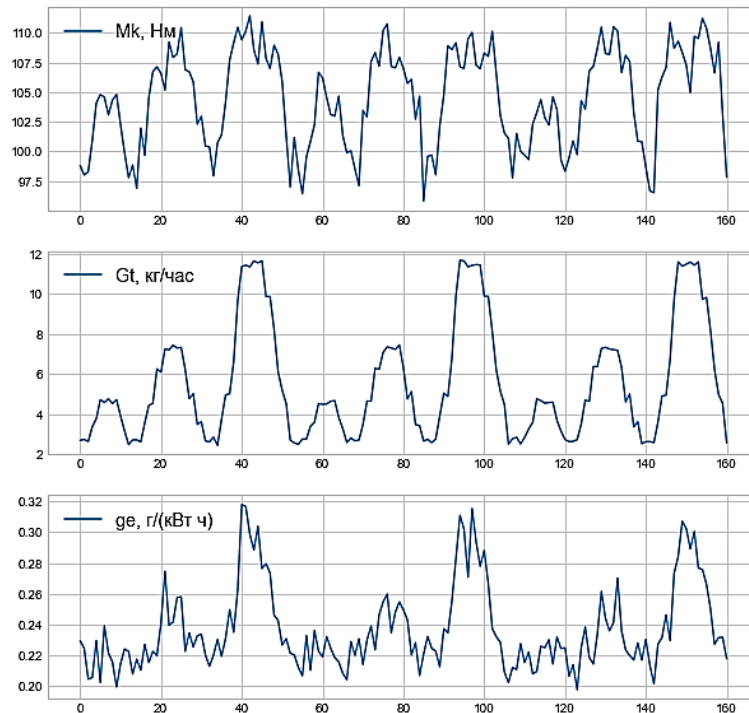


Рис.1 – Результаты измерений диагностических параметров в равноотстоящие дискретные моменты времени

Эмпирическая модель для новых процессов $x_t = \Delta Z_t = Z_t - Z_{t-1}$ построена по алгоритму, подробно описанному в [10], а затем представлена в пространстве состояний [5]. Модель включает уравнение состояния

$$x_t = \Pi_0 + Ax_{t-1} + \omega_{t-1}, \quad (1)$$

где $x_t = \begin{pmatrix} \Delta Mk_t \\ \Delta Gt_t \\ \Delta ge_t \end{pmatrix}$, $(\omega_{t-1})^T = [\varepsilon_t \ 0 \ \dots \ 0]$ – вектор шума размером 3×1 , $\Pi_0 = \begin{pmatrix} 0,001 \\ -0,004 \\ -0,009 \end{pmatrix}$ – 3×1

матрица-столбец эмпирических коэффициентов, $A = \begin{pmatrix} 0,871 & -0,04 & 0,006 \\ 0,317 & 1,087 & -0,014 \\ 0,437 & 0,244 & 0,918 \end{pmatrix}$ –

квадратная 3×3 матрица перехода состояний, и уравнение наблюдений

$$y_t = Bx_t. \quad (2)$$

Здесь y_t есть 3×1 вектор наблюдения, $B = [I_3 \ 0 \ \dots \ 0]$ 3×3 матрица наблюдения, I_3 – единичная матрица размерности 3×3 .

Для получения сглаженных текущих и будущих значений вектора состояния по результатам наблюдения за системой использован адаптивный алгоритм фильтра Калмана [11]. Уравнения алгоритма для определения априорной и апостериорной оценок известны:

$$\hat{x}_{t/t-1} = A\hat{x}_{t-1}, \quad (3)$$

$$\hat{x}_{t/t} = \hat{x}_{t/t-1} + K_t(y_t - B\hat{x}_{t/t-1}), \quad (4)$$

$$\hat{x}_{t+1|t} = A\hat{x}_{t/t} + K_t z_t. \quad (5)$$

Здесь $\hat{x}_{t/t-1}$ – априорная (прогнозная) оценка вектора состояния x_t по наблюдениям $y_{t-1}, \dots, y_0$, $\hat{x}_{t/t}$ – скорректированная оценка x_t по наблюдениям $y_t, y_{t-1}, \dots, y_0$, $z_t = y_t - B\hat{x}_{t/t-1}$ – остаточные члены, или невязка; K_t – матрица коэффициентов.

Алгоритм (3) – (5) реализован на ЭВМ с использованием программного обеспечения Python 3.6 в среде Linux. Измеренные и прогнозные значения диагностических параметров представлены в таблице 1 и демонстрируют их хорошее совпадение. Ошибки оценивания имеют распределение, близкое к нормальному и не коррелированы между собой (Рис.3).

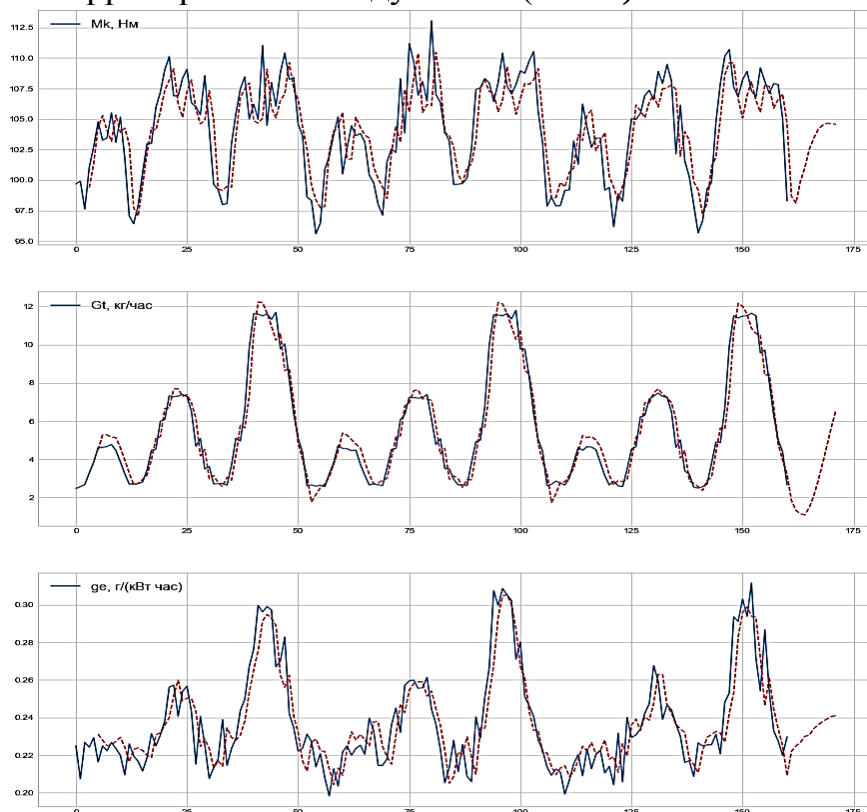


Рис.2 – Результат сглаживания и прогнозирования исследуемых параметров, используя фильтр Калмана

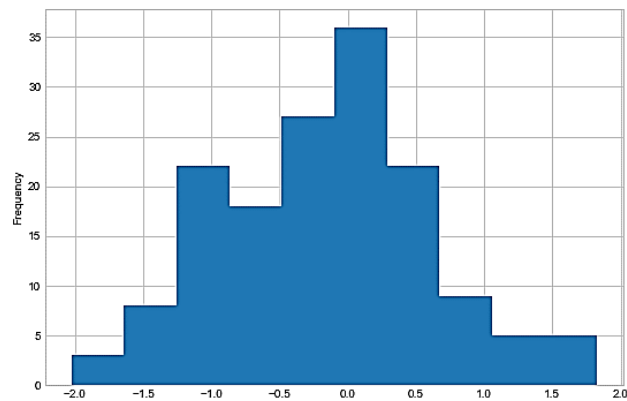


Рис.3 – Пример гистограммы ошибок прогнозирования

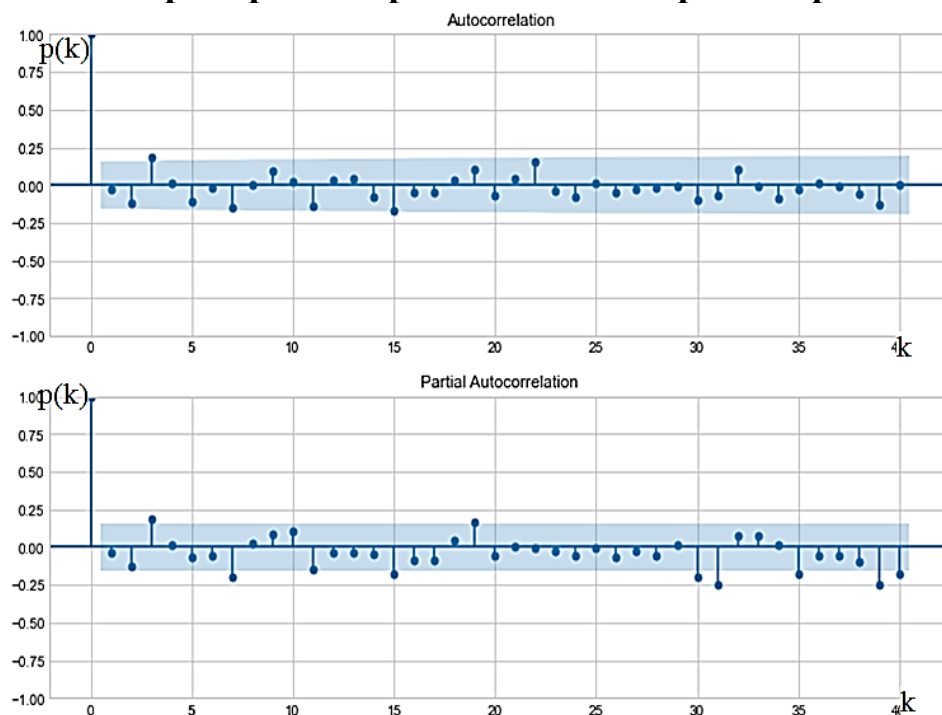


Рис.4 – Пример анализа автокорреляционной и частной автокорреляционной функции ошибок прогнозирования

Количественный анализ ошибок прогнозирования иллюстрирует, что при повышении точности измерений ошибки оценивания прогнозных значений изучаемых величин становятся независимыми (автокорреляционная функция быстро затухает с ростом лаговой задержки (**Рис.4**), их среднее значение – нулевым (**Рис.3**).

Учитывая проанализированные особенности испытаний поршневых силовых установок модификации 4ч-7.5/7.3 и недостаток априорной информации о вероятностных характеристиках параметров испытываемых изделий, прогнозирование значений диагностических параметров целесообразно

проводить с помощью адаптивных алгоритмов фильтрации, корректирующих оценки по мере поступления новых наблюдений, на базе моделей, учитывающих причинно-следственные зависимости между параметрами.

В перспективе описанная методика может быть обобщена на более широкий класс машиностроительных изделий, например, на газотурбинные двигатели, судовые воздушные нагнетатели, поршневые компрессоры и т.д.

Библиографический список.

1. Шульгин А.Ф. Технологические газовоздушные системы стендов экспериментальной испытательной базы авиационных двигателей и энергетических установок. / А.Ф. Шульгин, Ю.И. Павлов, В.Г. Попов, В.В. Кулаков. – М.: МАТИ, 2009. – 384 с.
2. Лоскутов А.С. Испытания ДВС: Учебное пособие. / А.С. Лоскутов, А.Н. Григорьев, Д.В. Кожин. – Йошкар-Ола: Марийский ГТУ, 2007. – С. 136.
3. Скатков А.В. Системное моделирование акторных взаимодействий для облачных сервисов / А.В. Скатков, В.И. Шевченко и [др.]. – Общество с ограниченной ответственностью «Издательство Типография «Ариал» (Симферополь), 2018 г. – 420 с.
4. Барсегян А.А. Анализ данных и процессов: учеб. пособие / А.А. Барсегян, М.С. Куприянов, И.И. Холод и др. – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 512 с.
5. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления / В. Стрейц. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – 296 с.
6. Голикова В.В. Моделирование измерительных последовательностей диагностических параметров ДВС / В.В. Голикова, Е.Л. Первухина, П.К. Сопин // Двигатели внутреннего сгорания. – 2012. – №2. – С 114-117.
7. Pervukhina E. Adaptive time series filters obtained by minimization of the Kullback-Leibler divergence criterion / E. Pervukhina, J-F. Emmenegger // International Journal of Applied Mathematics. – 2005. – Vol. 17, № 1. – pp.69-89.
8. Пугачев В.С. Теория вероятностей и математическая статистика: Учебн. Пособие / В.С. Пугачев. – 2-е изд-е. – М.: Физматлит, 2002. – 296 с.
9. Боев Б.В. Идентификация и диагностика в информационно-управляющих системах авиакосмической энергетики / Б.В. Боев, В.В. Бугровский, М.П. Вершинин и др. – М.: Наука, 1988. – 168 с.
10. Первухина Е.Л. Статистическое моделирование машиностроительных изделий по диагностическим параметрам / Е.Л. Первухина, В.В. Голикова, П.К. Сопин // Проблемы машиностроения и надежности машин. – 2008. – №6. – С. 89-95.
11. Первухина Е.Л. Использование информационной меры в процедурах оценки дискретных стохастических систем при неизвестных ковариациях шумов / Е.Л. Первухина // Известия РАЕН, серия МММИУ. – 1999. – Т.3, №3. – С. 100-106.

12. Pervukhina E. Adaptive time series filters obtained by minimization of the Kullback-Leibler divergence criterion / E. Pervukhina, J.-F. Emmenegger // International Journal of Applied Mathematics. – 2005. – Vol. 17, № 1. – pp.69-89.

Bibliograficheskiy spisok

1. SHul'gin A.F. Tekhnologicheskie gazovozdushnye sistemy stendov eksperimental'noj ispytatel'noj bazy aviacionnyh dvigatelej i energeticheskikh ustanovok./ A.F. SHul'gin, YU.I. Pavlov, V.G. Popov, V.V. Kulakov. – M.: MATI, 2009. – 384 c.
2. Loskutov A.S. Ispytaniya DVS: Uchebnoe posobie. / A.S. Loskutov, A.N. Grigor'ev, D.V. Kozhin. – Joshkar-Ola: Marijskiy GTU, 2007. – S. 136.
3. Skatkov A.V. Sistemnoe modelirovanie aktornyh vzaimodejstvij dlya oblachnyh servisov / A.V. Skatkov, V.I. SHEvchenko i [dr.]. – Obshchestvo s ogranichennoj otvetstvennost'yu «Izdatel'stvo Tipografiya «Arial» (Simferopol'), 2018 g. – 420 s.
4. Barsegyan A.A. Analiz dannyh i processov: ucheb. posobie / A.A. Barsegyan, M.S. Kupriyanov, I.I. Holod i dr. – SPb.: BHV-Peterburg, 2009. – 512 s.
5. Strejc V. Metod prostranstva sostoyanij v teorii diskretnyh linejnyh sistem upravleniya / V. Strejc. – M.: Nauka. Glavnaya redakciya fiziko-matematicheskoy literatury, 1985. – 296 s.
6. Golikova V.V. Modelirovanie izmeritel'nyh posledovatel'nostej diagnosticheskikh parametrov DVS / V.V. Golikova, E.L. Pervuhina, P.K. Sopin // Dvigateli vnutrennego sgoraniya. – 2012. – №2. – S 114-117.
7. Pervukhina E. Adaptive time series filters obtained by minimization of the Kullback-Leibler divergence criterion / E. Pervukhina, J.-F. Emmenegger // International Journal of Applied Mathematics. – 2005. – Vol. 17, № 1. – pp.69-89.
8. Pugachev V.S. Teoriya veroyatnostej i matematicheskaya statistika: Uchebn. Posobie / V.S. Pugachev. – 2-e izd-e. – M.: Fizmatlit, 2002. – 296 s.
9. Boev B.V. Identifikaciya i diagnostika v informacionno-upravlyayushchih sistemah aviakosmicheskoy energetiki / B.V. Boev, V.V. Bugrovskij, M.P. Vershinin i dr. – M.: Nauka, 1988. – 168 s.
10. Pervuhina E.L. Statisticheskoe modelirovanie mashinostroitel'nyh izdelij po diagnosticheskim parametram / E.L. Pervuhina, V.V. Golikova, P.K. Sopin // Problemy mashinostroeniya i nadezhnosti mashin. – 2008. – №6. – S. 89-95.
11. Pervuhina E.L. Ispol'zovanie informacionnoj mery v procedurah ocenki diskretnyh stohasticheskikh sistem pri neizvestnyh kovariatsiyah shumov / E.L. Pervuhina // Izvestiya RAEN, seriya MMMIU. – 1999. – T.3, №3. – S. 100-106.
12. Pervukhina E. Adaptive time series filters obtained by minimization of the Kullback-Leibler divergence criterion / E. Pervukhina, J.-F. Emmenegger // International Journal of Applied Mathematics. – 2005. – Vol. 17, № 1. – pp.69-89.

Новиков Владимир Витальевич, д.т.н., профессор, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище им. П.М. Нахимова

Осипов Константин Николаевич, к.т.н., доцент, Россия, Севастополь, Севастопольский государственный университет

Кондратова Елена Васильевна, к.т.н., доцент, Россия, Севастополь, Черноморское высшее военно-морское училище им. П.М. Нахимова

PREDICTION OF THE VALUES OF DIAGNOSTIC PARAMETERS OF PISTON POWER PLANTS

V.V. Novikov, K.N. Osipov, E.V. Kondratova

A technique for predicting the diagnostic parameters of a 4Ch7.6/7.3 piston power plant at the stage of production tests is proposed. The technique consists in statistical modeling of the tested power plants based on the results of monitoring diagnostic parameters and the subsequent use of the resulting models to predict technical conditions in order to reduce the duration of the testing process. A numerical example is given.

Keywords: modeling, diagnostics, structural identification, parametric identification.

Novikov Vladimir Vitalievich, doctor of technical sciences, professor, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School named after. P.M. Nakhimov

Osipov Konstantin Nikolaevich, candidate of technical sciences, docent, Russia, Sevastopol, Sevastopol State University

Kondratova Elena Vasilievna, candidate of technical sciences, docent, Russia, Sevastopol, Black Sea Higher Naval School. P.M. Nakhimov

ПРИМЕНЕНИЕ SIMULINK ДЛЯ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СРЕДНЕГО КВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ И РАСЧЕТ ИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Сердюкова Л.С.¹, Серов А.Н.²

Аннотация. Аналоговые измерительные преобразователи являются важной составной частью как аналоговых, так и цифровых средств измерения и автоматического управления. Их характеристики определяют конечные метрологические характеристики разрабатываемого устройства. В настоящей работе спроектирована обобщённая модель измерительного преобразователя напряжения в однофазной цепи переменного тока промышленной частоты с помощью программного пакета Simulink. Преобразователь содержит масштабирующее устройство аналоговый фильтр и преобразование сигнала в действующее значение напряжения. Разработанная модель позволяет имитировать неидеальность входящих в состав преобразователя блоков. Имитационная модель содержит перечисленные выше блоки измерительного преобразователя. Модель интуитивно понятна для пользователя, снабжена подсказками по работе с ней и выводом сообщений об ошибках при неправильном вводе параметров. Пользователь может настраивать параметры каждого блока, входящего в состав проектируемого преобразователя, таким образом, полученная модель позволяет решать широкий круг задач по проектированию преобразователей «Напряжение – Действующее значение напряжения». Дополнительная задача, решенная в статье, состоит в аналитической оценке погрешности преобразования конечного параметра – СКЗ входного напряжения. Рассмотрены аддитивные, мультипликативные составляющие используемых блоков, а также погрешность линейности блока преобразования СКЗ.

Ключевые слова. Среднее квадратическое значение, моделирование, погрешность преобразования, нелинейность, маскируемая подсистема.

Введение. Измерительные преобразователи занимают важное место в современных измерительных устройствах и устройствах автоматического управления [1]-[2]. Вне зависимости от типа устройства измерительный сигнал нуждается в масштабировании и фильтрации, обеспечением которых и занимаются аналоговые измерительные преобразователи. Данный тип преобразователей входит в состав как аналоговых, так и цифровых устройств, что обеспечивает их широкое применение.

На практике при работе с электрическими сигналами часто возникает задача измерения среднего квадратического значения (СКЗ) напряжения сигнала, вследствие чего необходима разработка устройства (измерительного преобразователя) [3-4].

Решение данной задачи аналитически трудоемко и занимает достаточно длительное время, так как она включает в себя: выбор структурной схемы; согласование номинальных значений элементов, используемых в выбранных микросхемах, входящих в состав устройства, для обеспечения его работы и необходимого выходного диапазона сигнала; анализ и расчёт погрешностей используемых в конечной реализации микросхем.

Цель данной работы заключается в разработать обобщённую модель измерительного преобразователя напряжения в однофазной цепи переменного тока промышленной частоты с помощью программного пакета Simulink, позволяющую пользователю проектировать преобразователь с индивидуальными характеристиками и выполнять учет результирующей погрешности.

Структурная схема. Структурная схема типового измерительного преобразователя среднего квадратического значения показана на **Рис.1**.

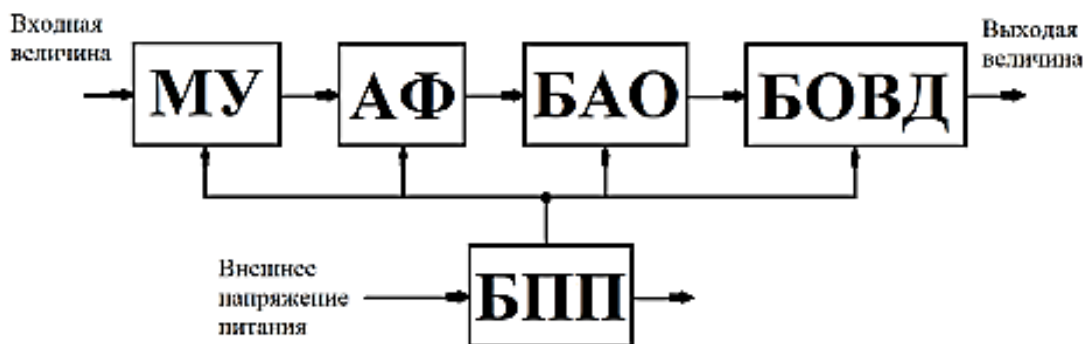


Рис.1 – Структурная схема преобразователя

В структурной схеме использованы блоки масштабирующего устройства, аналогового фильтра (АФ), аналоговой обработки (БАО), обеспечения выходного диапазона (БОВД), преобразования питания (БПП).

Масштабирующее устройство (МУ) [5-6] обеспечивает согласование диапазонов изменения входного сигнала и входных диапазонов микросхем, используемых в структурной схеме, чтобы данные микросхемы могли корректно воспринимать входной сигнал (не выходили из строя и находились в рабочем диапазоне входных напряжений).

Аналоговый фильтр (АФ) [5-6] обеспечивает подавление помех во входном сигнале. Он представляет собой фильтр нижних частот порядка, требуемого для обеспечения пропускания сигнала с заданной погрешностью при достаточном подавлении помехи.

Блок аналоговой обработки (БАО) необходим для вычисления значения СКЗ, необходимого по условию, обрабатываемого сигнала. На практике данный блок представляет собой отдельную промышленно выпускаемую микросхему преобразователя переменного напряжения в постоянное напряжение, равное

СКЗ входного сигнала. Примером такой микросхемы может служить AD736, производитель – компания Analog Devices.

Блок обеспечения выходного диапазона (БОВД) необходим для дополнительных преобразований входного сигнала и обеспечения решения практической задачи. Он представляет собой неинвертирующий усилитель на операционном усилителе [5]-[6].

Блок преобразования питания (БПП), обеспечивает необходимый диапазон напряжения питания для каждой микросхемы в структурной схеме. На точность выполнения преобразования данный блок не оказывает влияния, поэтому далее в настоящей статье рассматриваться не будет.

Таким образом, необходимо решить следующие задачи:

1. С помощью программного пакета Simulink построить обобщенную модель измерительного преобразователя напряжения. Модель должна включать в себя блоки масштабирующего устройства (реализующего функции и усилителя и делителя), аналоговый фильтр нижних частот (ФНЧ) и блок преобразования напряжение-СКЗ. Для удобства представления и использования блоки должны быть оформлены в виде маскируемых подсистем [7]-[8].

2. Для блока моделирования аналогового фильтра (ФНЧ) возможность управления какими-либо параметрами предусмотрена не будет. Принцип управления параметрами аналогового фильтра в пакете Simulink разобран в работах [9]-[10]. Для блока моделирования масштабирующего устройства (решающий усилитель или делитель) необходимо предусмотреть возможность управления номинальным значением коэффициента усиления.

3. Блок преобразования напряжение-СКЗ в данной работе будет рассмотрен максимально подробно. В данном случае требуется предусмотреть возможность управления следующими параметрами:

- граница полосы пропускания;
- значение номинального коэффициента передачи;
- значение аддитивной составляющей погрешности;
- значение мультипликативной составляющей погрешности;
- значение погрешности линейности;
- постоянная времени интегрирования (фильтрации);
- ограничение входного и выходного диапазонов.

Функциональная схема. На Рис.2 изображена функциональная схема варианта реализации разрабатываемого измерительного преобразователя. В качестве ОУ, на базе которого выполнен усилитель и аналоговый фильтр, была выбрана микросхема ОРА340-ЕР фирмы Texas Instruments, в качестве блока преобразования СКЗ выбрана микросхема AD736 фирмы Analog Devices. Аналоговый фильтр представлен пассивной RC-цепочкой и ОУ, включенным по схеме повторителя.

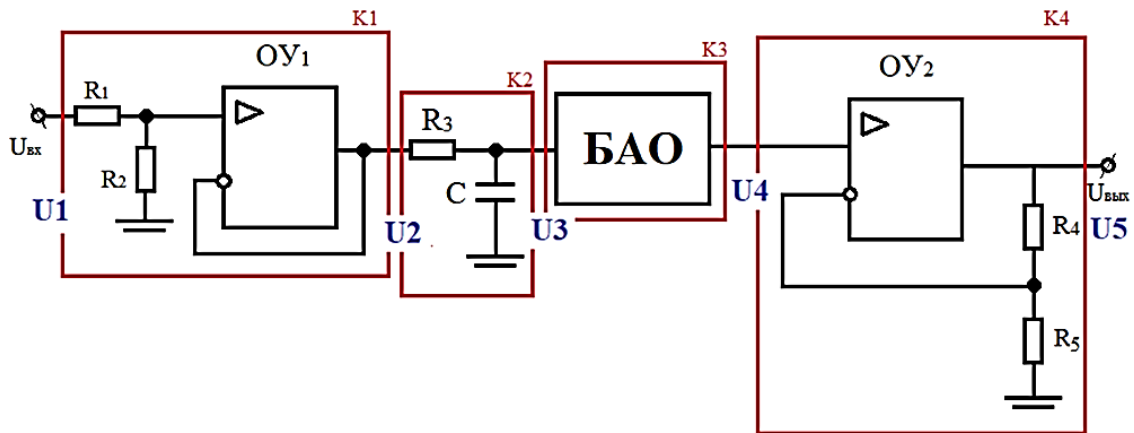


Рис.2 – Пример реализации преобразователя напряжение–СКЗ (функциональная схема)

Оценка влияния аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности. Проведён метрологический расчет, в ходе которого к выходу каждого блока были приведены их аддитивные, мультипликативные составляющие погрешности и погрешность линейности блока преобразования напряжение–СКЗ.

Аддитивные и мультипликативные погрешности отдельных блоков были приведены к выходу блока $U4$. Значение мультипликативной составляющей погрешности, приведенной к выходу устройства, имеет вид:

$$\Delta_M = \delta_{M1} U_{\text{вх}} K_1 K_2 K_3 K_4 + \delta_{M2} U_{\text{вх}} K_1 K_2 K_3 K_4 + \delta_{M3} U_{\text{вх}} K_1 K_2 K_3 K_4 + \\ + \delta_{M4} U_{\text{вх}} K_1 K_2 K_3,$$

где K_1, K_2, K_3, K_4 – соответственно коэффициенты передачи блоков $U1, U2, U3, U4$ (Рис.2); $U_{\text{вх}}$ – значение входного сигнала преобразователя; $\delta_{M1}, \delta_{M2}, \delta_{M3}, \delta_{M4}$ – соответственно значения мультипликативных составляющих блоков $U1, U2, U3, U4$ (Рис.2).

Расчет аддитивной на выходе блока $U4$ может быть произведен аналогично.

Рассмотрим, с какими коэффициентами будут проходить погрешности через блок БАО – из точки $U3$ к точке $U4$. Для этого рассмотрим преобразование сигнала, проходящего через данный блок:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ}} &= \sqrt{\int_0^T \frac{u^2(t)}{T} dt} = \sqrt{\int_0^T \frac{u^2(t) + u^2(t) \cdot \delta_M + u(t) \cdot \Delta_a + u^2(t) \cdot \delta_M^2}{T} dt +} \\
 &\quad + \frac{u^2(t) \cdot \delta_M + u(t) \cdot \Delta_a \cdot \delta_M + u(t) \cdot \Delta_a + u(t) \cdot \Delta_a \cdot \delta_M + \Delta_a^2}{T} dt = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u^2(t) + 2 \cdot u^2(t) \cdot \delta_M) dt} = U_{id} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot \delta_M} \cong U_{id} \cdot (1 + \delta_M).
 \end{aligned}$$

Таким образом, следует заметить, что аддитивную погрешность входного сигнала при прохождении через блок БАО можно не учитывать в виду малости её влияния на конечную погрешность.

Тогда общая мультипликативная погрешность устройства, выраженная в приведенном виде, будет составлять:

$$\gamma_M = \frac{\Delta_M}{U_{\text{ВХ}} K_1 K_2 K_3 K_4} = \delta_{M1} + \delta_{M2} + \delta_{M3} + \delta_{M4},$$

где γ_M – приведенная мультипликативная погрешность преобразователя, %; δ_{Mi} – мультипликативная погрешность, вносимая i -ым блоком, %.

Имитационное моделирование. Данные блоки оформлены в программной среде в виде маскируемых подсистем [7-8]. В маске каждого блока пользователь может получить краткую справку о его работе и задать его параметры. Структурная схема модели, выполненная в Simulink в виде маскируемых подсистем, приведена на **Рис.3**.

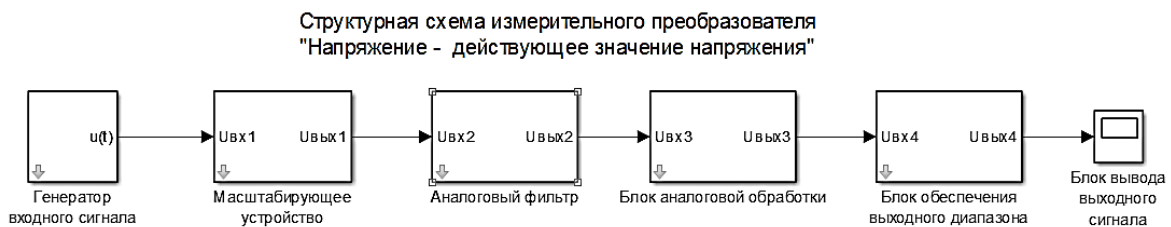


Рис.3 – Структурная схема модели в среде Simulink

Блок «Генератор входного сигнала» имитирует работу генератора синусоидального сигнала. Реализован с помощью блока Simulink Sine Wave. В маске блока пользователь может задать следующие параметры входного сигнала: амплитуда входного сигнала (В), фаза (рад), частота (Гц), частота дискретизации (Гц). Устройство данной подсистемы показано на **Рис.4**.

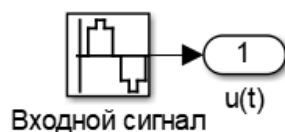


Рис.4 – Устройство подсистемы «Генератор входного сигнала»

Блок «Масштабирующее устройство» имитирует работу делителя напряжения на операционном усилителе со стопроцентной обратной связью. Пользователь может передавать номинальные значения сопротивлений для достижения необходимого коэффициента усиления. Устройство данной подсистемы показано на **Рис.5**.

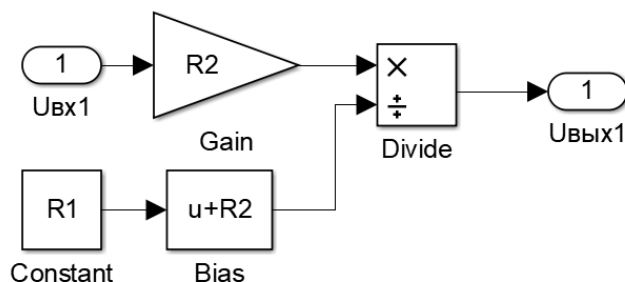


Рис.5 – Устройство подсистемы «Масштабирующее устройство»

Блок «Аналоговый фильтр», как описано выше, имитирует работу БИХ-фильтр Баттерворта нижних частот первого порядка. Пользователь может передавать в него параметр – граница полосы пропускания. Устройство данной подсистемы показано на **Рис.6**.

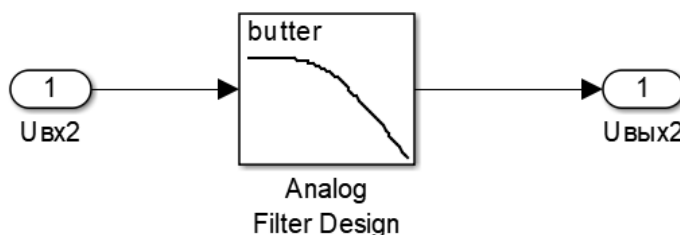


Рис.6 – Устройство подсистемы «Аналоговый фильтр»

«Блок аналоговой обработки» имитирует микросхему преобразователя переменного напряжения в постоянное напряжение, равное СКЗ входного сигнала. В нём последовательно выполняются: фильтрация сигнала с помощью БИХ-фильтра нижних частот Баттерворта первого порядка, задающая полосу пропускания для данного блока, ограничение входного диапазона, усиление

входного сигнала с определенным коэффициентом, выпрямление и возведение в квадрат, усреднение с помощью БИХ-фильтра нижних частот Баттерворта, извлечение квадратного корня, суммирование полученного сигнала с абсолютными погрешностями блока (мультипликативной, аддитивной и погрешностью линейности), ограничение выходного диапазона сигнала, пост-фильтрация с помощью БИХ-фильтра нижних частот Баттерворта.

Блок предусматривает погрешность преобразования: мультипликативную, аддитивную, погрешность линейности (реализована с помощью группы блоков «Формирование погрешности линейности»). Данные погрешности преобразуются к абсолютному виду и суммируются с сигналом, выходящим с блока извлечения квадратного корня.

Группа блоков «Формирование погрешности линейности» состоит из ключа, ко входам которого подключены блоки, имитирующие погрешности линейности различных типов: 1) заданную полиномом второго порядка; 2) заданную полиномом третьего порядка; 3) произвольную – заданную пользователем.

Устройство данной подсистемы показано на **Рис.7**.

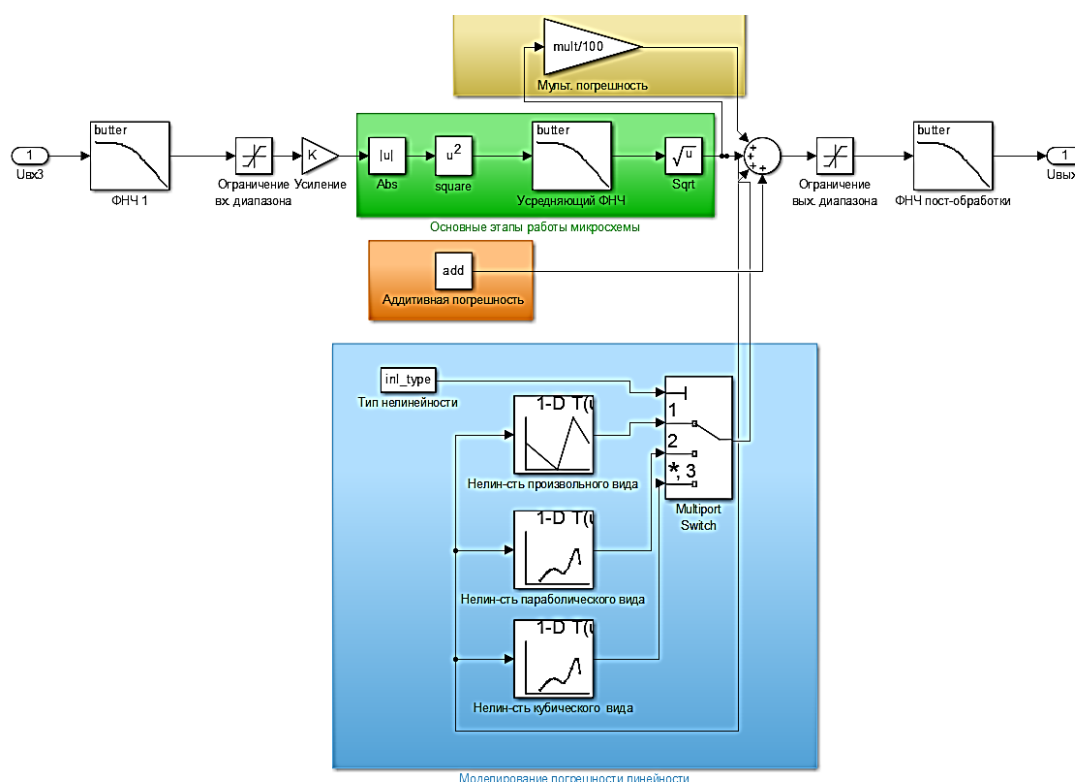


Рис.7 – Устройство подсистемы «Блок аналоговой обработки»

Для задания данных параметров действуют следующие ограничения: значения элементов вектора нелинейности должны находиться в диапазоне $[-1;1]$, элементы вектора значений СКЗ должны располагаться в порядке возрастания, крайние (слева и справа) элементы последнего должны

представлять собой минимальное и максимальное значения выходного диапазона соответственно.

Ограничение есть и для параметра «Нижняя граница выходного диапазона»: он не может быть менее нуля.

Для случая несоблюдения перечисленных ограничений обработаны с помощью написания программного кода выводы диалоговых окон с соответствующими сообщениями об ошибке (**Рис.8**).

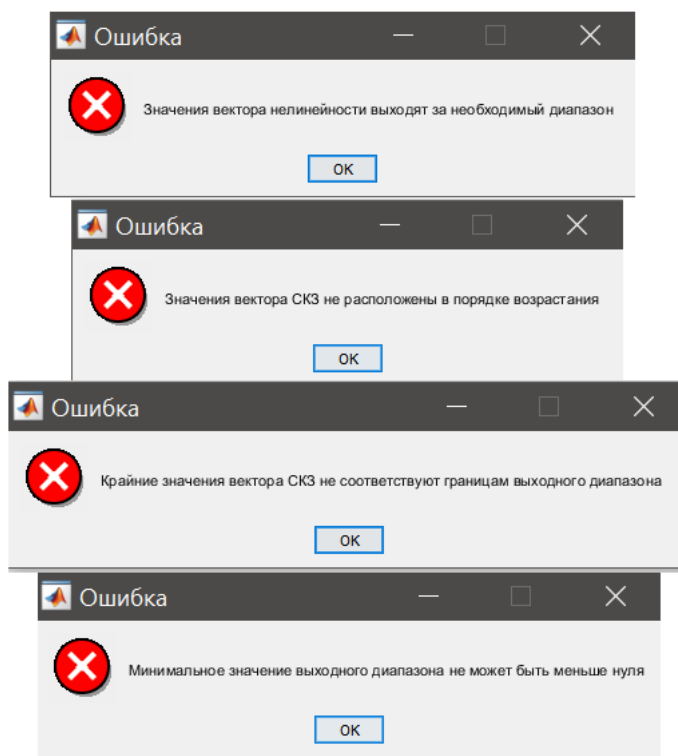


Рис.8 – Обработка ошибок при неверном вводе параметров подсистемы пользователем

«Блок обеспечения выходного диапазона» имитирует работу неинвертирующего усилителя на операционном усилителе. Пользователь может передавать номинальные значения сопротивлений для достижения необходимого коэффициента усиления. Устройство данной подсистемы показано на **Рис.9**.

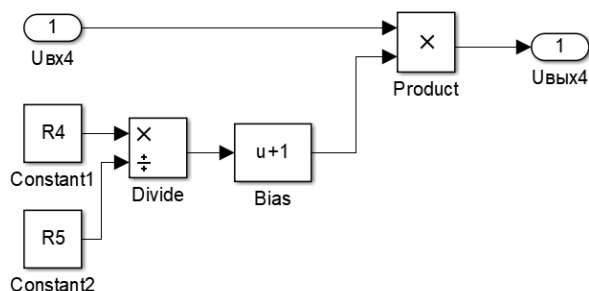


Рис.9 – Устройство подсистемы «Блок обеспечения выходного диапазона сигнала»

«Блок вывода выходного сигнала» представляет собой блок Simulink Scope. С помощью него пользователь может наблюдать осциллограмму выходного сигнала.

Для проверки работы имитационной модели преобразователя были проведены опыты с изменением входных параметров подсистем. В каждом опыте модель показала себя исправно. Представим результаты опыта для данных технических требований модели. На **Рис.10** показана осциллограмма выходного сигнала имитационной модели преобразователя (время моделирования – 16 с). Как можно заметить, для требуемых входных характеристик сигнала в ходе преобразования выполняются все необходимые точностные условия и условия ограничения выходного диапазона. Выходной сигнал действительно представляет собой среднее квадратическое значение входного сигнала, передаваемое с определенным коэффициентом усиления. Выходной диапазон сигнала ограничен значениями [0;3] В.

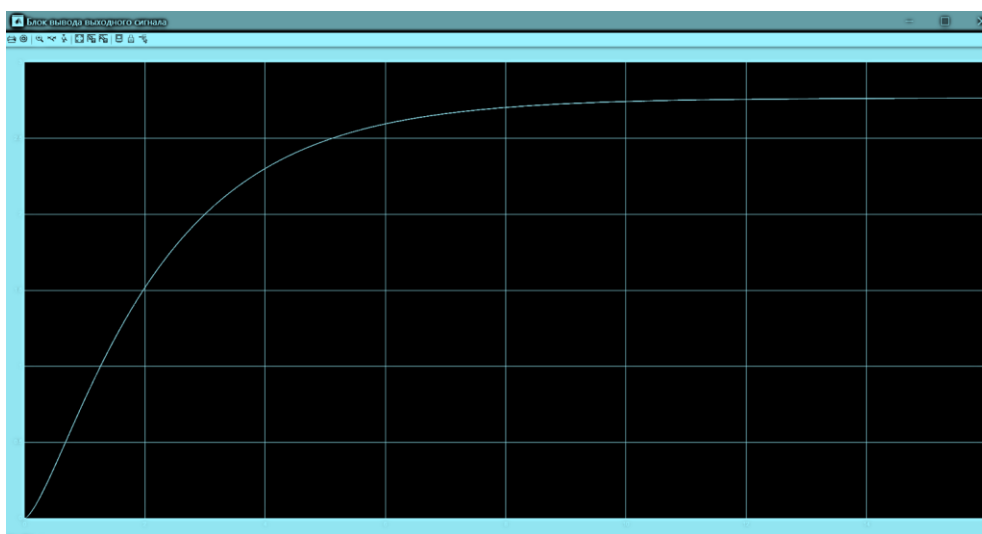


Рис.10 – Осциллограмма выходного сигнала для входного сигнала с требуемыми входными характеристиками

Заключение. Достоверность результатов имитационного моделирования подтверждена совпадением результатов, полученных путем расчёта с помощью аналитических выражений.

Таким образом, разработанная имитационная модель преобразователя «Напряжение – Действующее значение напряжения» позволяет значительно снизить время на проектирование реальной модели данного устройства, заранее проанализировать его работу и получить необходимую характеристику выходного сигнала. Данная модель позволяет имитировать устройство с другими характеристиками и входными характеристиками синусоидального сигнала.

В дальнейшей работе по совершенствованию модели предполагается снабдить и другие подсистемы учетом погрешностей различных типов, обеспечить подачу на вход сигналов, отличающихся от синусоидальной формы.

Библиографический список

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: «Питер», 2006. – 606 с.
2. D'Antona G. Digital Signal Processing for Measurement Systems in Theory and Applications / G. D'Antona, A. Ferrero. – New York, NY, USA: Springer, 2006. – 296.
3. Serov A.N. Application of the Signal Samples Approximation for Accurate RMS Measurement / A.N. Serov, A.A. Shatokhin, N.A. Serov // 2021 44th International Convention on Information, Communication and Electronic Technology (MIPRO), 2021. – pp. 147-153.
4. Сайт Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions [электрон. ресурс]. Режим доступа: <https://standards.ieee.org/ieee/1459/7578/>
5. Картер Б. Операционные усилители для всех / Б. Картер, Р. Манчини. – М.: «Додека-XXI», 2011 – 530 с.
6. Walt Jung Op Amp Applications Handbook / Walt Jungю – Newnes/Elsevier, 2005 – 895 p..
7. Дьяконов В.П. Matlab и Simulink для радиоинженеров / В.П. Дьяков. – М.: «ДМК Пресс», 2016. – 976 с.
8. Дьяконов В.П. Simulink: самоучитель / В.П. Дьяков – М.: «ДМК Пресс», 2015. – 782 с.
9. Suhanova K.A. Application of Simulink for Simulation of the RMS Measurement Method Based on Low-pass Filtration / K.A. Suhanova, A.N. Serov // 2020 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), 2020. – pp. 571-576
10. Gulko A.A. Analysis of the Instrumentation Amplifiers Errors by Simulation Modeling / A.A. Gulko, A.N. Serov // 2021 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), 2021 – pp. 106-110.

Bibliograficheskiy spisok

1. Sergienko A.B. Cifrovaya obrabotka signalov / A.B. Sergienko. – SPb.: «Piter», 2006. – 606 s.
2. D'Antona G. Digital Signal Processing for Measurement Systems in Theory and Applications / G. D'Antona, A. Ferrero. – New York, NY, USA: Springer, 2006. – 296.
3. Serov A.N. Application of the Signal Samples Approximation for Accurate RMS Measurement / A.N. Serov, A.A. Shatokhin, N.A. Serov // 2021 44th International Convention on Information, Communication and Electronic Technology (MIPRO), 2021. – pp. 147-153.
4. Sajt Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions [elektron. resurs]. Rezhim dostupa: <https://standards.ieee.org/ieee/1459/7578/>
5. Karter B. Operacionnye usiliteli dlya vsekh / B. Karter, R. Manchini. – M.: «Dodeka-XXI», 2011 – 530 s.
6. Walt Jung Op Amp Applications Handbook / Walt Jungyu – Newnes/Elsevier, 2005 – 895 p..
7. D'yakonov V.P. Matlab i Simulink dlya radioinzhenerov / V.P. D'yakov. – M.: «DMK Press», 2016. – 976 s.
8. D'yakonov V.P. Simulink: samouchitel' / V.P. D'yakov – M.: «DMK Press», 2015. – 782 c.
9. Suhanova K.A. Application of Simulink for Simulation of the RMS Measurement Method Based on Low-pass Filtration / K.A. Suhanova, A.N. Serov // 2020 International Russian Automation Conference (RusAutoCon), 2020. – pp. 571-576
10. Gulko A.A. Analysis of the Instrumentation Amplifiers Errors by Simulation Modeling / A.A. Gulko, A.N. Serov // 2021 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), 2021 – pp. 106-110.

Сердюкова Лилия Сергеевна, студент, SerdukovaLS@mpei.ru, Россия, Москва, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт»,

Серов Андрей Николаевич, к.т.н., доцент, SerovAN@mpei.ru, Россия, Москва, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт».

APPLICATION OF THE GOERTZEL TRANSDUCER FOR REACTIVE POWER PARAMETERS MEASUREMENT

L.S. Serdukova, A.N. Serov

Analog measuring transducers are an important part of both analog and digital measuring and automatic control equipment. Their characteristics determine the final

metrological characteristics of the developed device. In this work, a generalized model of a voltage measuring converter in a single-phase AC circuit of industrial frequency is designed by using the Simulink software package. The converter being developed contains a scaling device, an analog filter and a signal conversion into the root mean square (RMS) value. The developed model allows simulating the imperfection of the above blocks included in the converter. The resulting simulation model contains blocks corresponding to the blocks of the measuring transducer listed above. The model is intuitive for the user, provided with tips for working with it and displaying error messages when parameters are entered incorrectly. The user can adjust the parameters of each block that is part of the designed converter, thus, the resulting model allows solving a wide range of problems in designing of RMS converters. An additional task to be solved in the paper is to analytically estimate the conversion error of the final parameter – RMS of the input voltage. The additive, multiplicative components of the blocks used, as well as the linearity error of the RMS conversion block, are considered.

Key words: root mean square value, simulation, conversion error, non-linearity, masked subsystem.

Serdukova Liliya Sergeevna, student, SerdukovaLS@mpei.ru, Russia, Moscow, National Research University “Moscow Power Engineering Institute”,

Serov Andrey Nikolaevich, candidate of technical sciences, docent, SerovAN@mpei.ru, Russia, Moscow, National Research University “Moscow Power Engineering Institute”.

АВТОМАТИЗАЦИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ В МАШИНО-ПРИБОРОСТРОЕНИИ

Научный журнал

Выпуск №3(19) 2022 г.

16+

Рубрики в соответствии с номенклатурой научных специальностей:

- 1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
- 2.2.8. Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды
- 2.3.3. Автоматизация и управление технологическими процессами и производствами

Адрес редакции:

299053, г. Севастополь, ул. Университетская, д. 33.

Телефон редакции: 8(692)550077

<https://www.sevsu.ru/nauka/pechat-izdaniya/item/3655-avtomatizatsiya-i-izmereniya-v-mashinopriborostroenii>

e-mail: appr.sevgu@yandex.ru

Отпечатано в издательстве СевГУ.

Публикуемые материалы прошли обязательную процедуру рецензирования и экспертного отбора. Авторы опубликованных материалов несут полную ответственность за подбор и точность приведенных фактов, цитат, данных, имен собственных и прочих сведений.

Редакция не несет ответственности за нарушение авторами исключительных прав на результаты интеллектуальной деятельности третьих лиц. Мнение редакционной коллегии может не совпадать с позицией авторов статей. При перепечатке материалов ссылка на научный журнал «Автоматизация и измерения в машино-приборостроении» обязательна.

Учредитель и издатель

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» ул. Университетская, 33.
Севастополь, 299053.

№ рег. СМИ: ПИ №ФС77-73958 от 12.окт. 2018 г.

Главный редактор: Копп Вадим Яковлевич

Подписано к печати 06.12.2022. Заказ 018К. Дата выхода в свет: 16.12.2022. Тираж: 50 экз. Цена: Бесплатно. Формат 60×84/8. Бумага офсетная. Объем усл. печ. л. 10,81.

Севастополь, 2022