

THE MINISTRY OF SCIENCE AND HIGHER EDUCATION OF THE RUSSIAN FEDERATION



ISSN 2687-0517

Computing, Telecommunications and Control

**Vol. 15, No. 3
2022**

Peter the Great St. Petersburg
Polytechnic University
2022

COMPUTING, TELECOMMUNICATIONS AND CONTROL

EDITORIAL COUNCIL

Prof. Dr. *Rafael M. Yusupov* corresponding member of RAS, St. Petersburg Institute for Informatics and Automation of the RAS, Russia,
Prof. Dr. *Sergey M. Abramov* corresponding member of RAS, full member of RAS, Ailamazyan Program Systems Institute of the RAS,
Prof. Dr. *Dmitry G. Arseniev* corresponding member of RAS, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia,
Prof. Dr. *Vladimir V. Voevodin* corresponding member of RAS, Lomonosov Moscow State University, Russia,
Prof. Dr. *Vladimir S. Zaborovsky*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia,
Prof. Dr. *Vladimir N. Kozlov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia,
Prof. Dr. *Alexandr E. Fotiadi*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia,
Prof. Dr. *Igor G. Chernorutsky*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia.

EDITORIAL BOARD

Editor-in-chief

Prof. Dr. *Alexander S. Korotkov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;

Members:

Assoc. Prof. Dr. *Vladimir M. Itsykson*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;
Prof. Dr. *Philippe Ferrari*, Grenoble Alpes University, France;
Prof. Dr. *Yevgeni Koucheryavy*, Tampere University of Technology, Finland;
Prof. Dr. *Wolfgang Krautschneider*, Hamburg University of Technology, Germany;
Prof. Dr. *Fa-Long Luo*, University of Washington, USA;
Prof. Dr. *Sergey B. Makarov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;
Prof. Dr. *Emil Novakov*, Grenoble Alpes University, France;
Prof. Dr. *Nikolay N. Prokopenko*, Don State Technical University, Russia;
Prof. Dr. *Mikhail G. Putrya*, National Research University of Electronic Technology, Russia;
Sen. Assoc. Prof. Dr. *Evgeny Pyshkin*, University of Aizu, Japan;
Prof. Dr. *Viacheslav P. Shkodyrev*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;
Prof. Dr. *Peter V. Trifonov*, ITMO University, Russia;
Prof. Dr. *Igor A. Tsikin*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;
Prof. Dr. *Sergey M. Ustinov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;
Prof. Dr. *Lev V. Utkin*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia.

The journal is included in the List of Leading PeerReviewed Scientific Journals and other editions to publish major findings of PhD theses for the research degrees of Doctor of Sciences and Candidate of Sciences.

Open access journal is to publish articles of a high scientific level covering advanced experience, research results, theoretical and practical problems of informatics, electronics, telecommunications, and control.

The journal is indexed by Ulrich's Periodicals Directory, Google Scholar, EBSCO, ProQuest, Index Copernicus, VINITI RAS Abstract Journal (Referativnyi Zhurnal), VINITI RAS Scientific and Technical Literature Collection, Russian Science Citation Index (RSCI) database Scientific Electronic Library and Math-Net.ru databases.

The journal is registered with the Federal Service for Supervision in the Sphere of Telecom, Information Technologies and Mass Communications (ROSKOMNADZOR). Certificate ЭЛ No. ФС77-77378 issued 25.12.2019.

Editorial office

Dr. Sc., Professor A.S. Korotkov – Editor-in-Chief;

E.A. Kalinina – literary editor, proofreader; G.A. Pyshkina – editorial manager; A.A. Kononova – computer layout; D.Yu. Alekseeva – English translation.

Address: 195251 Polytekhnicheskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

+7 (812) 552-6216, e-mail: infocom@spbstu.ru

Release date: 20.12.2022

© Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 2022

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



ISSN 2687-0517

Информатика, теле^{коммуникации} и управление

**Том 15, № 3
2022**

Санкт-Петербургский политехнический
университет Петра Великого
2022

ИНФОРМАТИКА, ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

Юсупов Р.М., чл.-кор. РАН, Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, Санкт-Петербург, Россия; *Абрамов С.М.*, чл.-кор. РАН, Институт программных систем им. А.К. Айламазяна РАН, Москва, Россия; *Арсеньев Д.Г.*, чл.-кор. РАН, д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия; *Воеводин В.В.*, чл.-кор. РАН, Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова, Москва, Россия; *Зaborовский В.С.*, д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия; *Козлов В.Н.*, д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия; *Фотиади А.Э.*, д-р физ.-мат. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия; *Черноруцкий И.Г.*, д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ ЖУРНАЛА

Главный редактор

Коротков А.С., д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия;

Редакционная коллегия:

Ицыксон В.М., канд. техн. наук, доцент, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия;

Феррари Ф., профессор, Университет Гренобль-Альпы, Гренобль, Франция;

Краутшайдер В., профессор, Гамбургский технический университет, Гамбург, Германия;

Кучерявый Е.А., канд. техн. наук, профессор, Университет Тампere, Финляндия.

Люо Ф.-Л., University of Washington, Washington, USA;

Макаров С.Б., д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия;

Новаков Э., профессор, Университет Гренобль-Альпы, Гренобль, Франция;

Прокопенко Н.Н., д-р техн. наук, профессор, Донской государственный технический университет, г. Ростов-на-Дону, Россия;

Путря М.Г., д-р техн. наук, профессор, Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники», Москва, Россия;

Пышкин Е.В., профессор, Университет Айзу, Айзу-Вакаматсу, Япония;

Трифонов П.В., д-р техн. наук, доцент, Национальный исследовательский университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия;

Устинов С.М., д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия;

Уткин Л.В., д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия;

Цикин И.А., д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия;

Шкодырев В.П., д-р техн. наук, профессор, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия.

Журнал с 2002 года входит в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.

Сетевое издание открытого доступа публикует статьи высокого научного уровня, освещающие передовой опыт, результаты НИР, теоретические и практические проблемы информатики, электроники, телекоммуникаций, управления.

Сведения о публикациях представлены в Реферативном журнале ВИНИТИ РАН, в международной справочной системе «Ulrich's Periodical Directory», в Российской государственной библиотеке. В базах данных: Российский индекс научного цитирования (РИНЦ), Google Scholar, EBSCO, Math-Net.Ru, ProQuest, Index Copernicus.

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор). Свидетельство о регистрации ЭЛ № ФС77-77378 от 25.12.2019.

Учредитель и издатель: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Российская Федерация.

Редакция журнала

д-р техн. наук, профессор А.С. Коротков – главный редактор;

Е.А. Калинина – литературный редактор, корректор; Г.А. Пышкина – ответственный секретарь, выпускающий редактор;

А.А. Кононова – компьютерная вёрстка; Д.Ю. Алексеева – перевод на английский язык.

Адрес редакции: Россия, 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

Тел. редакции +7(812) 552-62-16, e-mail: infocom@spbstu.ru

Дата выхода: 20.12.2022

© Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2022

Contents

Information Technologies

Shariaty F., Zavjalov S.V., Pavlov V.A., Pervunina T.M., Orooji M. Inf-Seg: Automatic segmentation and quantification method for CT-based COVID-19 diagnosis	7
---	---

Circuits and Systems for Receiving, Transmitting and Signal Processing

Ershov I.A., Danishevskiy N.S. Design algorithm of automatic gain control amplifier for RX	22
---	----

Simulations of Computer, Telecommunications, Control and Social Systems

Lazovskaya T.V., Tarkhov D.A., Bortkovskaia M.R., Kaverzneva T.T., Kudryavtseva V.V., Kozhanova P.A. Comparative analysis of hybrid neural network and multilayer modeling of a circular membrane deflection under a load located asymmetrically to its center	38
---	----

Zhu Y.Q. Model of control system for unmanned aerial vehicles (quadcopters)	49
--	----

Information, Control and Measurement Systems

Kurganov S.A., Nedorezov P.V., Filaretov V.V. Parametric diagnostics of electrical circuits in static mode by the method of compensation of nonlinear elements	62
---	----



Содержание

Информационные технологии

Шариати Ф., Завьялов С.В., Павлов В.А., Первунина Т.М., Оруджи М. INF-SEG: Автоматический метод сегментации и количественного определения для диагностики Covid-19 на основе КТ	7
---	---

Устройства и системы передачи, приёма и обработки сигналов

Ершов И.А., Данишевский Н.С. Методика расчета системы автоматической регулировки усиления в усилителях приёмных устройств	22
---	----

Моделирование вычислительных, телекоммуникационных, управляемых и социально-экономических систем

Лазовская Т.В., Тархов Д.А., Бортковская М.Р., Каверзнова Т.Т., Кудрявцева В.В., Кожанова П.А., Чёрная Е.С. Сравнительный анализ гибридных нейросетевых и многослойных моделей прогиба круглой мембранны под действием груза, расположенного асимметрично относительно ее центра	38
--	----

Чжу Ю. Модель системы управления беспилотного летательного аппарата (квадрокоптера)	49
---	----

Информационные, управляемые и измерительные системы

Курганов С.А., Недорезов П.В., Филаретов В.В. Параметрическая диагностика электрических цепей в статическом режиме методом компенсации нелинейных элементов	62
---	----

Information Technologies

Информационные технологии

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15301>

UDC 004.932.72



INF-SEG: AUTOMATIC SEGMENTATION AND QUANTIFICATION METHOD FOR CT-BASED COVID-19 DIAGNOSIS

F. Shariaty¹✉, S.V. Zavjalov², V.A. Pavlov³,
T.M. Pervunina⁴, M. Orooji⁵

^{1,2,3} Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation;

⁴ Almazov National Medical Research Centre,
St. Petersburg, Russian Federation;

⁵ University of California, Los Angeles, USA

✉ shariaty3@gmail.com

Abstract. The global spread of the COVID-19 has increased the need for physicians and accurate and efficient diagnostic tools. The best way to control the spread of COVID-19 is through public vaccination as well as early intervention to prevent the spread of the disease. According to the World Health Organization, chest CT scans in the early stages of COVID-19 disease have good accuracy, which leads to the widespread use of these images in the diagnostics and evaluation of COVID-19 disease. Lung CT scan segmentation is an essential first step for lung image analysis. The purpose of this article is to evaluate the existing computer systems and to present a more efficient computer system for CT scan image segmentation. For this propose, a novel artificial intelligence (AI)-based COVID-19 Lung Infection Segmentation (Inf-Seg) method is proposed to automatically identify infected regions from chest CT scan. In Inf-Seg, after pre-processing of medical image and improving the image quality, texture feature extraction methods are used to collect high-level features and generate a global map. In the next step, we used YOLACT, which consists of a backbone part of a network of feature pyramids for creating multi-scale feature maps and efficient classification and localization of objects of various sizes (with better information than a regular feature pyramid for object detection), a Protonet part and prediction.

Keywords: automated segmentation, COVID-19, artificial intelligence, computed tomography scans, machine learning, deep learning

Funding: The reported study was funded by Russian Foundation for Basic Research and INSF, project number 20-57-56018.

Citation: Shariaty F., Zavjalov S.V., Pavlov V.A., Pervunina T.M., Orooji M. Inf-Seg: Automatic segmentation and quantification method for CT-based COVID-19 diagnosis. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 3, Pp. 7–21. DOI: 10.18721/JCSTCS.15301



Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15301>

УДК 004.932.72

INF-SEG: АВТОМАТИЧЕСКИЙ МЕТОД СЕГМЕНТАЦИИ И КОЛИЧЕСТВЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ COVID-19 НА ОСНОВЕ КТ

Ф. Шариати¹✉, С.В. Завьялов², В.А. Павлов³,
Т.М. Первунина⁴, М. Оруджий⁵

^{1,2,3} Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация;

⁴ Национальный медицинский исследовательский центр им. В.А. Алмазова,
Санкт-Петербург, Российская Федерация;

⁵ Калифорнийский университет, Лос-Анджелес, США

✉ shariaty3@gmail.com

Аннотация. Глобальное распространение COVID-19 увеличило потребность во врачах и точных и эффективных диагностических инструментах. Лучший способ контролировать распространение COVID-19 — вакцинация населения, а также раннее вмешательство для предотвращения распространения болезни. По данным Всемирной организации здравоохранения, КТ грудной клетки на ранних стадиях заболевания COVID-19 имеет хорошую точность, что приводит к широкому использованию этих изображений в диагностике и оценке заболевания COVID-19. Сегментация КТ легких является важным первым шагом для анализа изображений легких. В статье рассмотрены существующие компьютерные системы и представлена эффективная компьютерная система для сегментации изображений КТ. Предложен новый метод сегментации легочной инфекции COVID-19 (Inf-Seg) на основе искусственного интеллекта (ИИ) для автоматического выявления инфицированных областей при компьютерной томографии грудной клетки. В Inf-Seg после предварительной обработки медицинского изображения и улучшения качества изображения используются методы извлечения признаков текстуры для сбора признаков высокого уровня и создания глобальной карты. На следующем этапе используется YOLACT, состоящий из базовой части сети пирамид функций для создания многомасштабных карт объектов и эффективной классификации и локализации объектов различных размеров (с лучшей информацией, чем обычная пирамида функций для обнаружения объектов), а также часть Protonet и предсказание.

Ключевые слова: автоматическая сегментация, COVID-19, искусственный интеллект, компьютерная томография, машинное обучение, глубокое обучение

Финансирование: Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ и INSF, проект № 20-57-56018.

Для цитирования: Shariaty F., Zavjalov S.V., Pavlov V.A., Pervunina T.M., Orooji M. Inf-Seg: automatic segmentation and quantification method for CT-based COVID-19 diagnosis // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 3. С. 7–21. DOI: 10.18721/JCSTCS.15301

Introduction

Coronavirus, or COVID-19, is an epidemic disease caused by SARS-CoV2 that has spread worldwide in a short period, according to the global records from the Center for Systems Science and Engineering (CSSE) at Johns Hopkins University (JHU) [1] as of October 24, 2022, it has resulted in 627 million cases and 6 million confirmed deaths. As a result, the World Health Organization (WHO) declared a COVID-19 pandemic. To control the spread of the virus, the most important tool after general vaccination (which is not currently available to most people) is the screening of a large number of suspected cases for quarantine and appropriate treatment. The main tool for the current diagnosis of COVID-19 is



RT-PCR, while, in addition to the time-consuming nature of this test, the lack of equipment, and strict conditions for testing environment, the sensitivity of this test is not high enough and cannot effectively prevent epidemics. Thus, false negatives of RT-PCR are a potential threat to the general health of the community, which not only causes other people to become infected with the virus, but the virus also progresses in the patient's lungs and reduces the chances of survival.

Imaging equipment such as chest X-rays and chest CT scans are readily available and can help physicians for early detection of COVID-19 [2]. However, CT scan screening is preferred and more accurate than X-ray imaging due to such merits as three-dimensional view and better contrast. Recent studies have reported [3, 4] symptoms of lung infection in CT scan images as ground-glass opacity (GGO). Qualitative evaluation of the infection and its volumetric changes in CT scan contain useful information, such as quantitative measurement of disease progression and evaluation of the effect of drugs used to treat a patient with COVID-19. However, manual isolation of these infections is a tedious and time-consuming task, while the annotation of the infection by the radiologist is also a mental task and can be affected by individual bias and clinical experiences.

Despite the importance of automatic segmentation of lesions and infections caused by COVID-19 in lung CT scans, this is still a challenge. Lesions and infections caused by COVID-19 have a complex appearance (GGO) and on the other hand, the size and location of these lesions are very different in different stages of the disease and in different patients. In addition, these lesions have irregular shapes and blurred borders, and in some cases, no clear borders at all, and have a very similar contrast to the surrounding area of the lungs. Given these challenges, there is an urgent need for an automated computer system of high accuracy and speed for the segmentation of lung CT scan.

Segmentation of CT scans allows to extract areas of interest, such as lung lobes, infected areas, or lesions, for further analysis and diagnosis [5]. Deep learning techniques are widely used to segment regions of interest in CT [6]. In terms of target ROIs in the segmentation approaches of COVID-19 applications can be divided into two categories: lung-region-oriented methods and lung-lesion-oriented methods [7]. The lung-region-oriented approaches attempt to differentiate lung regions, such as the total lung and lung lobes, from other (background) regions in CT or X-ray, which is a required step in COVID-19 applications [8-10]. For example, Jin et al. [11] suggest a two-stage pipeline for screening COVID-19 in CT images, in which an efficient segmentation network based on UNet++ detects the entire lung region first. The lung-lesion-oriented approaches [12, 13] strive to differentiate lesions (or metal and motion artifacts) in the lung regions. As lesions or nodules might be small and have a range of shapes and textures, detecting the regions of the lesions or nodules is necessary and has traditionally been seen as a difficult detection task. Apart from segmentation, the attention mechanism has been reported as an effective localization strategy in screening, which can be used in COVID-19 applications.

In COVID-19 applications, the U-Net is a widely utilized technique for segmenting both lung regions and lung lesions [9, 8, 14]. Ronneberger [15] developed a U-shape design with symmetric encoding and decoding signal routes for the U-Net, a sort of a fully convolutional network. The layers of the coding network and the corresponding layers of the decoding network are connected directly to each other. As a result, the network can learn superior visual semantics and detailed context in this scenario, which is useful for medical image segmentation. In addition, many other U-Nets and their variants were developed, with reasonable segmentation results. Milletari et al. [16] propose the V-Net, which uses residual blocks as the basic convolutional block and a Dice loss to improve the network. Shan et al. [17] use a VB-Net for more effective segmentation by supplying the convolutional blocks with the so-called bottleneck blocks. The UNet++, proposed by Zhou et al. [18] is a significantly more complicated network than U-Net, as it inserts a nested convolutional structure between the encodables.

This work presents an efficient computer system for CT scan image segmentation. For this propose, a novel artificial intelligence (AI) based COVID-19 Lung Infection Segmentation (Inf-Seg) method is proposed to automatically identify infected regions by means of chest CT scan. In our Inf-Seg, after

pre-processing medical image and improving the quality, texture feature extraction methods are used to collect high-level features and generate a global map [19]. In the next step, YOLACT (You Only Look At Coefficients) [20] structure was used which consists of a backbone part of a network of feature pyramids for creating multi-scale feature maps and efficient classification and localization of objects of various sizes (with better information than a regular feature pyramid for object detection), a Protonet part and prediction.

Patients and Methods

Patients

Patients with flu-like symptoms and an initial diagnosis of COVID-19 were chosen for the study, independent of their age or gender. High-resolution CT (HRCT) scans of the patients were taken. Inclusion criteria for each patient included a confirmation of COVID-19 by RT-PCR test. From early 2020 to April 2020, imaging was performed on COVID-19 patients between 3 and 6 days after the onset of the disease. Exclusion criteria for normal group (patients without COVID-19):

- Negative RT-PCR test;
- No fever;
- Ground glass opacities;
- Interlobular septal thickening;
- Bilateral bronchovascular bundle thickening.

Database acquisition

254 cases were acquired from Shariati Hospital (associated with Tehran University of Medical Sciences) and Taleghani Hospital of Tehran (affiliated with the Shahid Beheshti University of the Medical Sciences) in order to reach a reliable and extensible result. Every case study that was considered had a histopathologic confirmation to ensure that the patient had COVID-19. The CT scans' slice thickness ranged from 1 to 6 mm, and the number of slices per scan ranged from 226 to 389. The CT scan images were taken using a Siemens scanner with a kilovoltage peak distribution of 120–140 kVp and currents ranging from 25 to 40 mA, depending on the patient's health. Each slice featured a 512×512 pixel XY planar resolution and a 16-bit grayscale resolution in Hounsfield Units (HU).

Pre-Processing

After creating gray-scale images, an experienced radiologist reviewed the CT scan images. Following that, slices from the CT scan image that showed illness symptoms were chosen (Fig. 1).

On lung CT scans, another pre-processing procedure was used to improve the quality of the images for better diagnostic outcomes [21]. This stage is critical because the lungs include various features that can make a precise diagnosis difficult. Linear interpolation [22], middle filter [23], morphological operation [24], Gaussian filter [25], and weight addition filter [26] are some of the pre-processing methods available. In this work, a Wiener filter was utilized to improve the quality of CT scan images. Filtering entails the creation of a neighborhood (typically a small rectangle) and the application of a predefined operation to the pixels of the image inside that neighborhood.

The filtering operation creates a new pixel with coordinates equal to the neighborhood center's coordinates and a value equal to the filtering operation's result. As the center of the filter is positioned on each of the pixels of the input image, the processed (filtered) image is executed concurrently [27–29].

Wiener filtering is used to reduce the noise that has contaminated an image, resulting in an output that is identical to the first image. The goal is to have the smallest mean square blunder possible. Wiener filtering investigates prior noise information in an image. There is a compelling case for utilizing the Wiener filter for image improvement, and when compared to the median filter and adaptive min-max, the Wiener filter achieves a higher PSNR [30].

To reduce signal noise, a Wiener filter (a form of linear filter) is utilized to replace the FIR filter [31]. Inverse filtering can be used to recover an image that has been blurred by a known low pass filter. Inverse

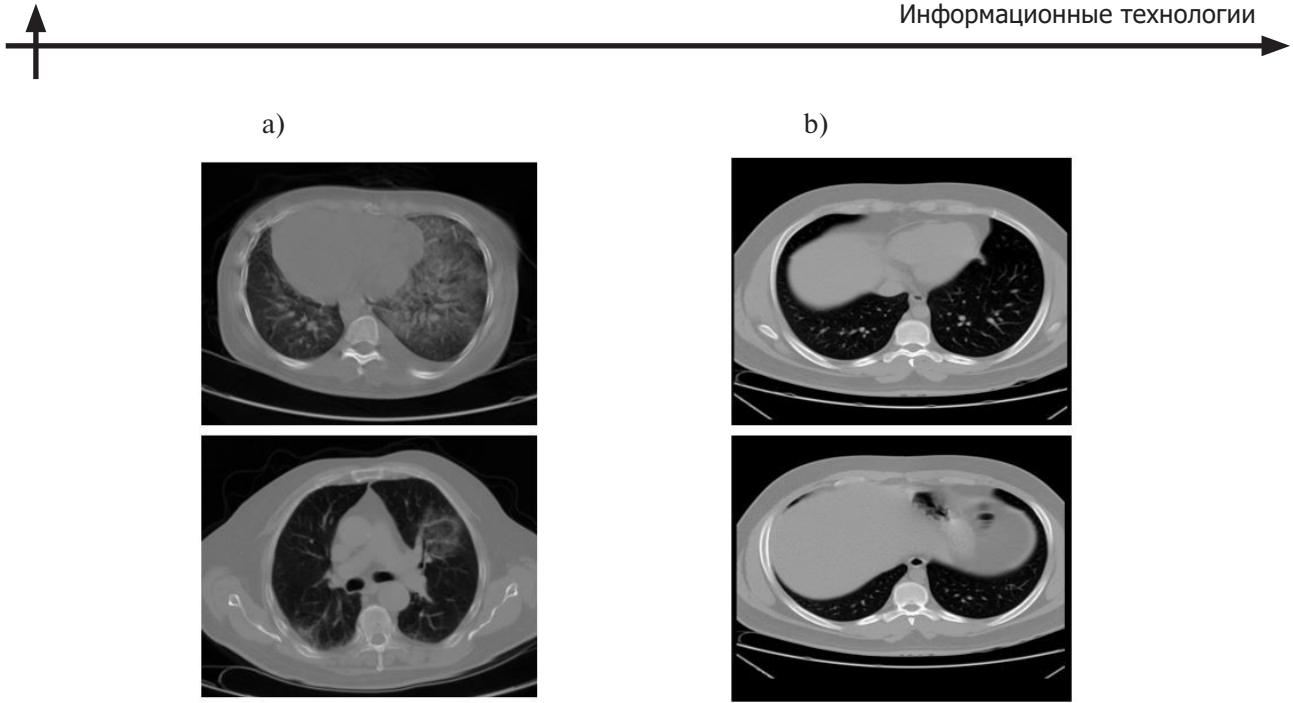


Fig. 1. Slices showing disease symptoms selected by radiologist:
a – acceptable slices; b – non-acceptable slices

filtering, on the other hand, is extremely sensitive to additive noise. Wiener filtering achieves the best balance of inverse filtering and noise smoothing. It simultaneously removes additive noise and inverts blurring [32, 33]. In the inverse filtering and noise smoothing process, it reduces the overall mean square error. A linear estimation of the original image based on a stochastic framework is used in Wiener filtering. Because of the orthogonality principle, the Wiener filter in the Fourier domain can be written as follows:

$$W(f_1, f_2) = \frac{H^*(f_1, f_2)S_{xx}(f_1, f_2)}{|H(f_1, f_2)|^2 S_{xx}(f_1, f_2) + S_{nn}(f_1, f_2)}, \quad (1)$$

where $S_{xx}(f_1, f_2)$ and $S_{nn}(f_1, f_2)$ are the original image's and additive noise's power spectra, respectively, and $H(f_1, f_2)$ is the blurring filter [31].

Study of Deep Learning

YOLACT (You Only Look At Coefficients) solves the problem of segmentation of instances by dividing the task into two smaller subtasks that are executed in parallel: prototype masks and mask coefficients for each individual instance in the image, thereby remaining a one-stage detector. Thus, the method implicitly learns to localize the instance masks and therefore can skip the localization step that is very common in instance segmentation methods. The network architecture is shown in Fig. 2.

The results of the work of parallel branches on the generation of prototype masks and mask coefficients are followed by an assembly step – a linear combination. Next, the operation of trimming according to the predicted coordinates of the bounding rectangles of the instances is carried out for the threshold truncation of detection with predicted probabilities below a given threshold.

YOLACT uses FPN (Feature Pyramid Networks), which consists of upstream (C1–C5) and downstream (P3–P7) paths (Fig. 2). The input of this FPN is a 3D tensor which consists of original image, Gray (entropy) texture feature and Absolute Gradient (Kurtosis) texture feature.

Haralik et al. [34] introduced the gray texture feature, which is a second-order structural feature based on Gray-Level Co-occurrence Matrices (GLCMs) according to the grayscale image's target area-

as. Contrast, correlation, inverse difference moment, angular second moment, and entropy are five gray texture features recovered in this study. The following mathematical formula is used to achieve entropy characteristic:

$$f = \sum_{ij=0}^{N-1} P_{ij} (-\ln P_{ij}). \quad (2)$$

From each determined gradient matrix CT scan, a set of five texture features can be generated: Mean, Variance, Skewness, Kurtosis, and Moment. After generating the histogram (His) of a gradient matrix, gradient features are generated. This histogram is calculated for gradient values that fall within the range [-255, 255]. The following is the gradient (Kurtosis) feature determined [35, 36]:

$$f = \sum_v \frac{His(v+255)(v-\mu)^4}{\text{Total number of pixels}}. \quad (3)$$

The output values of the functions are represented by f and the indices of the GLCM retrieved from the image are represented by i and j in these equations. Furthermore, v is the gradient value that is extended between -255 and 255, P stands for probability, and μ for mean.

As stated, the used FPN consists of upstream (C1–C5) and downstream (P3–P7) paths (Fig. 3), in which upward path is a conventional ResNet-101 feature extraction convolutional network, where the spatial resolution decreases as one moves upward. The output from the last layer of each stage is used as a reference set of feature maps to enrich the downstream path through lateral join. Each side join combines feature maps of the same spatial size with upward and downward paths. FPN provides a top-down path for building higher resolution layers from a semantically rich layer.

The Protonet block (Fig. 4) generates the final output feature map "138 × 138 × k" by folding and deconvolution of the P3 feature map. The oversampling operation is performed once on the P3 layer. The size of the final output feature map is 1/4 of the original image. The number of output channels is k, where k is 32 by default. The value of k is very robust. Even choosing other values will not have much of an impact on the results.

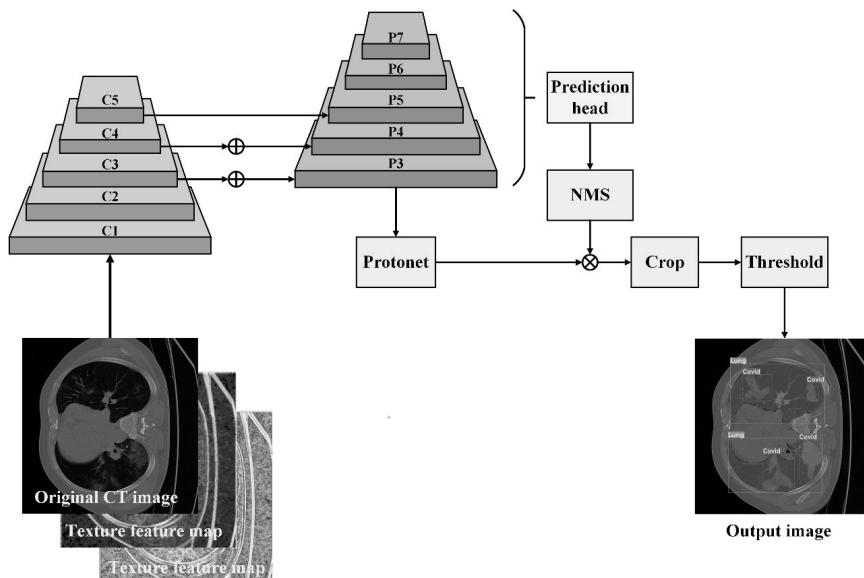


Fig. 2. YOLACT Architecture

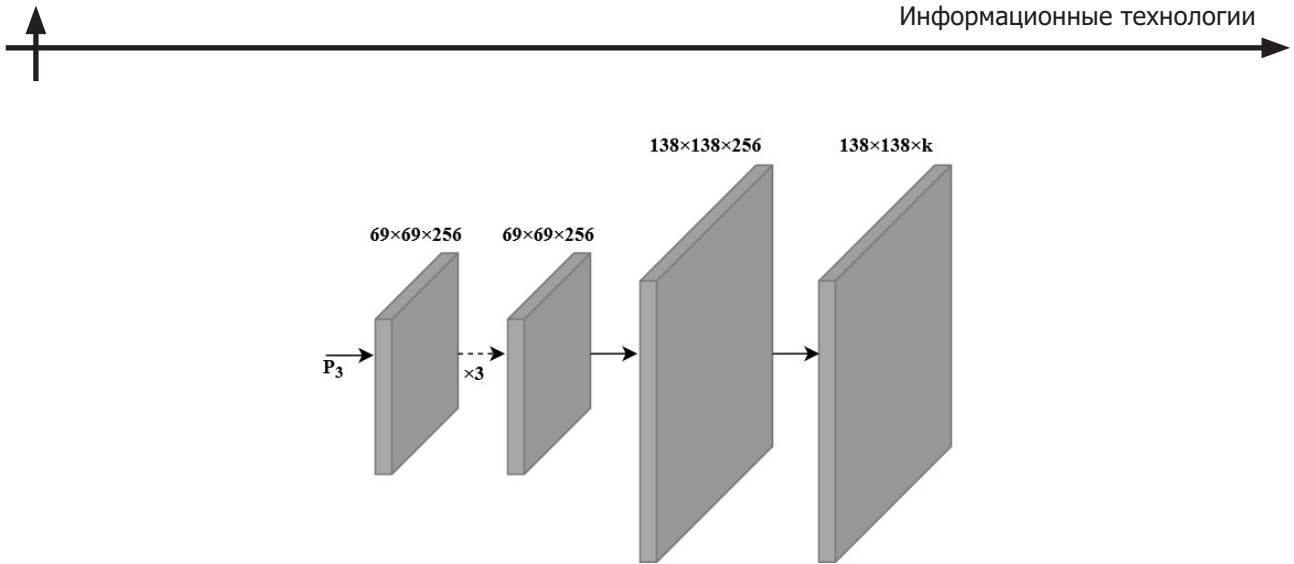


Fig. 3. Feature Pyramid Networks

This is where the main feature map can create a more robust mask. High-level feature maps can produce higher quality features, but are better suited for small targets. The final pin is processed using a rectified linear unit (ReLU) activation function to ensure that the final pin segmentation results are positive.

In the Prediction Head block (Fig. 5, where c is the number of classification categories, a is the number of anchors, and k is the number of divided output channels equal to the number of channels output by the Protonet block), the mask correlation coefficient branch is combined with the RetinaNet multitasking branch. Finally, based on the two branches of traditional classification and regression, an additional split branch is added. This is followed by a block of non-maximum suppression (NMS), which selects one of the many overlapping objects. Blocks with objects are sorted according to their confidence and all those with a lower degree of confidence that have an IoU overlap (Intersection over Union) exceeding a certain threshold are removed. The IoU is the ratio of the overlapping area of ground truth and predicted area to the total area:

$$IoU = \frac{TP}{TP + FP + FN}. \quad (4)$$

A nonlinear combination, represented as a sigmoid, is needed to combine the Protonet and Prediction Head branches.

$$M = \sigma(PC^T), \quad (5)$$

where M is selected object; P is the $h \times w \times k$ prototype mask matrix; C – coefficients of the mask $n \times k$; n is the number of predicted objects after passing non-maximum suppression. This is followed by a trim operation with predicted bounding boxes for each instance. The clipping operation reduces the load on the network to suppress noise outside the bounding box. After all the steps described, the network outputs the final segmentation result.

Statistical analysis

The statistical values of the segmented COVID-19 lesion are compared with the results of other proposed methods to evaluate and determine the performance of the proposed segmentation approach. The probability of a lesion absence in the image might be given, resulting in patients being considered normal and healthy and so no segmentation is necessary. In addition, we used statistics to evaluate the suggested Inf-Seg quality by selecting: Accuracy [37], Sensitivity [38], F-Measure [38], Precision [39],

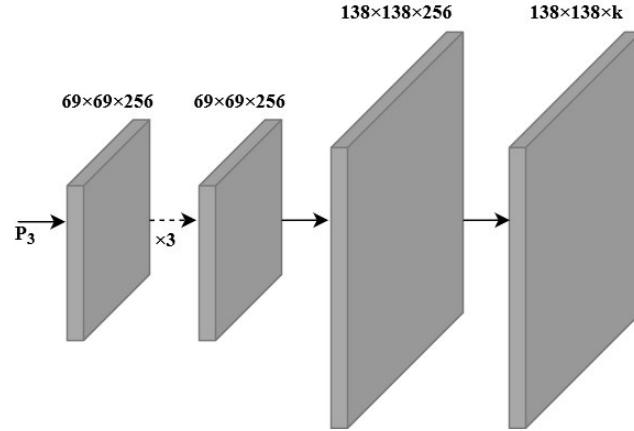


Fig. 4. Feature Pyramid Networks

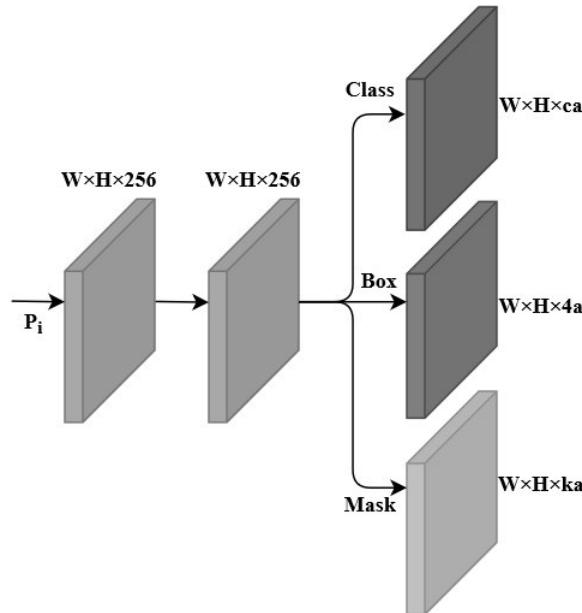


Fig. 5. Prediction Head block

Dice [40], and Specificity [38]. Higher values on these indexes, by definition, indicate better segmentation quality.

$$Accuracy = \frac{TP + TN}{P + N} \quad (6)$$

$$Sensitivity = \frac{TP}{P} \quad (7)$$

$$Specificity = \frac{TN}{N} \quad (8)$$



$$Precision = \frac{TP}{TP + FP} \quad (9)$$

$$F_score = \frac{2 \times Precision \times Recall}{Precision + Recall} \quad (10)$$

Experimental Results and Discussion

Demographic characteristics

A total of 254 COVID-19 patients were studied, with 113 women and 141 men ranging in age from 50.22 ± 10.85 years (mean age \pm standard deviation). In the COVID-19 patients, gender distribution did not differ significantly ($P > 0.05$).

Table 1
Demographic characteristics of data

Characteristics	COVID-19	P-value*
Age (Mean \pm SD)	50.22 ± 10.85	< 0.001
Number of Females (Percentage)	113 (44.44 %)	0.600
Number of Males (Percentage)	141 (55.56 %)	0.600

A professional radiologist used CT imaging to retrieve 5759 imaging patches including COVID-19. For training, testing, and validation, the COVID-19 dataset was separated randomly into three sections (without duplications): 3455 (training), 1152 (testing), and 1152 (validation).

The performance of the deep learning method

Fig. 6 shows the visual performance of the algorithm presented in the paper. In this figure, the greyer pixels, in the results of segmentation, represent the areas that are more possible to be infected with COVID-19, and the less-gray areas indicate the least likely to be infected. Patients with COVID-19 can be acute or non-acute, as shown in Fig. 6, where first row shows that the infection fills most of the lung volume and according to results, it can be said that the Inf-Seg algorithm works very well in both cases.

To verify the proposed algorithm, a radiologist segmented the areas infected with COVID-19 manually. Finally, the results of the lung and infection segmentation algorithm are compared with the results of manual segmentation by a physician. As can be seen in Table 2, Inf-Seg has high performance with Accuracy of 0.99.

In this work, the sensitivity and positive predictive value (PPV) criteria are determined in addition to the Accuracy. According to TP and FN, the suggested algorithm has a sensitivity of 0.96, indicating that it is a powerful tool for diagnosing unhealthy regions in COVID-19 patients.

Table 2
Results of the proposed Inf-Seg and lung segmentation methods

	Accuracy	Sensitivity	F-measure	Precision	Dice	Specificity
Inf-Seg	0.99	0.96	0.97	0.98	0.97	0.99
Lung-seg	0.99	0.97	0.98	0.99	0.98	0.99

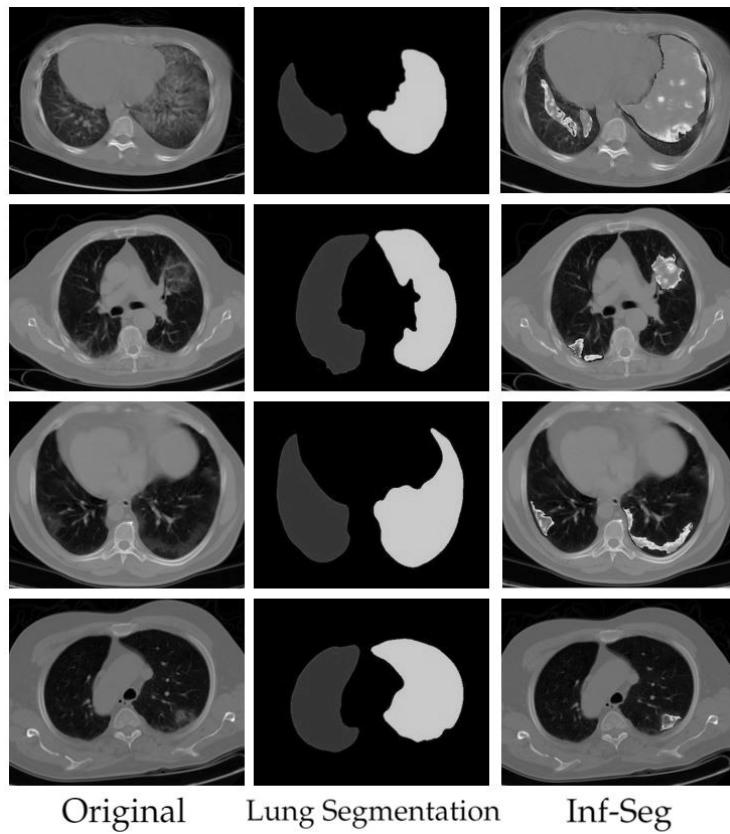


Fig. 6. Visual segmentation results

Comparing the performance of deep methods

YOLACT is a more optimal model for segmentation, because it has a good reputation for trade-offs in speed and accuracy. It is capable of achieving Medium Accuracy much faster than other competing platforms. YOLACT has a number of advantages over existing architectures, one of the most significant being forecast speed. It is also the only architecture in existence that can provide inference in real time.

The results clearly show that the Better Instance Segmentation (YOLACT) and Better Semantic Segmentation (U-Net) models provide very similar metrics in terms of average pixel precision and average frequency weighted IoU. The chosen architecture has many practical advantages:

1. Ease of assembly due to parallel design.
2. A negligible amount of computational cost for single-stage detectors such as ResNet101.
3. The quality of the masks is high.
4. The general concept of adding prototype generation and mask coefficients, which can be added to almost any modern object detector.
5. Work in real time.

We compared our method to other current COVID-19 segmentation algorithms based on CT images for further assessment. Table 3 presents the overview of related work for COVID-19 segmentation and comparison of segmentation performance results. We implemented our Inf-Seg method without using pre-processing step to compare it with the Inf-Seg method. Considering the results presented in Table 3, the performance of the algorithm decreases without the pre-processing step.

State of current limitation

However, it is vital to remember that the majority of current segmentation algorithms in research are not suitable for clinical use. The most of existing models are biased in that they are only trained using

Table 3

**Overview of related work for COVID-19 infection segmentation
and comparison of segmentation performance results using Dice criteria**

Author	Model Architecture	Sample Size	Dice of COVID-19
Vivek et al. [41]	LungINFseg	1800	0.803
Saood et al. [42]	SegNet	80 CT	0.749
Wang et al. [43]	U-Net (Standard)	211	0.704
He et al. [44]	M2UNet (Segmentation only)	666	0.759
Ma et al. [45]	U-Net (Standard)	20 CT	0.608
Pei et al. [46]	MPS-Net (Supervision U-Net)	300	0.833
Fan et al. [47]	Inf-Net (Attention U-Net)	1650	0.764
Ma et al. [48]	nnU-Net	20 CT	0.673
Wang et al. [49]	Attention Mechanism	20 CT	0.847
Yan et al. [50]	COVID-SegNet	731	0.726
Zheng et al. [51]	MSD-Net	3824	0.785
Qiu et al. [52]	MiniSeg (Attention U-Net)	3558	0.773
Saood et al. [42]	U-Net (Standard)	80 CT	0.733
Müller et al. [53]	3D U-Net	20 CT	0.804
Implemented U-net	U-net	254 CT	0.834
Inf-Seg without pre-processing	YOLOACT	254 CT	0.915
Proposed Inf-Seg	YOLOACT	254 CT	0.97

COVID-19-related photos. As a result, it is unclear how well the models distinguish between COVID-19 lesions and other pneumonias, let alone completely unrelated disease disorders like cancer.

Although neural networks can provide reliable decision assistance, their resilience is heavily dependent on the amount of the training dataset. Various medical situations, such as uncommon or new diseases, have insufficient data for model training, reducing generalizability and increasing the danger of overfitting.

Furthermore, the RT-PCR test used to distinguish COVID-19 in this study may be inaccurate. RT-PCR testing, on the other hand, is a molecular test with a number of drawbacks, including the fact that it is time-consuming, expensive, and requires a specialized kit and well-equipped laboratories. For low-income countries, these limitations are even more important, with dire and dangerous consequences.

Potential extensions for future research

As for the further research, we are planning to expand our dataset and evaluation by adding cases with non-COVID-19 conditions like pulmonary Edema or lung cancer. In this study, the ML model will detect and segment the infected region or the nodule and determine the type of disease by three categories: Cancer, COVID-19, and Edema.

Conclusions

Because of the relatively high infection rate, the ongoing COVID-19 pandemic has been declared a global health emergency. As of today, no clinically approved therapeutic medicine for COVID-19 is available. COVID-19 must be diagnosed early since it can be lethal. An automatic approach for segmenting COVID-19 infected areas (Inf-Seg) in CT images is proposed in this research. After applying a Wiener filter to the CT images, Inf-Seg used the YOLOACT DL network to segment the COVID-19

infected area. We demonstrated that our medical image segmentation technique can successfully train accurate and robust models on minimal data without overfitting. Moreover, for COVID-19-infected areas, we were able to surpass existing state-of-the-art semantic segmentation techniques. According to the results, Inf-Seg performs well in segmenting infected areas, with an accuracy of 0.99. Our model has a high potential for use as a clinical decision support system for COVID-19 quantitative evaluation and disease tracking in a clinical setting.

REFERENCES

1. Shariaty F., Mousavi M., Moradi A., Oshnari M.N., Navvabi S., Orooji M., Novikov B. Semi-automatic segmentation of COVID-19 infection in lung CT scans. *International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies*, Springer, Cham, 2022, Pp. 67–76. DOI: 10.1007/978-3-030-81119-8_7
2. Velichko E.N., Shariaty F., Orooji M., Pavlov V.A., Pervunina T.M., Zavyalov S.V., Khazaei R., Radmard A.R. Development of computer-aided model to differentiate COVID-19 from pulmonary edema in lung CT scan: EDECOVID-net. *Computers in Biology and Medicine*, 2022, Vol. 141, P. 105172. DOI: 10.1016/j.combiomed.2021.105172
3. Shariaty F., Shariati S., Navvabi S., Najafi M., Novikov B. *Application of artificial intelligence for rapid prevention of epidemic diseases (COVID-19)*, 2022. DOI: 10.21203/rs.3.rs-1309509/v3
4. Faridoddin Sh., Pavlov V.A., Zavyalov S.V., Makhdi O., Pervunina T.M. Primeneniye modeli vneshnego vida tekstury dlya segmentatsii legochnykh uzlov pri kompyuternoy tomografii grudnoy kletki. *Izvestiya Vyschikh Uchebnykh Zavedeniy Rossii. Radioelektronika*, 2022, Vol. 25 (3), Pp. 96–117. (rus)
5. Shariaty F., Orooji M., Velichko E.N., Zavyalov S.V. Texture appearance model, a new model-based segmentation paradigm, application on the segmentation of lung nodule in the CT scan of the chest. *Computers in Biology and Medicine*, 2021, P. 105086. DOI: 10.1016/j.combiomed.2021.105086
6. Shariaty F., Pavlov V.A., Velichko E.N., Pervunina T.M., Orooji M. Severity and progression quantification of COVID-19 in CT images: A new deep-learning approach. *2021 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*. IEEE, 2021, Pp. 72–76. DOI: 10.1109/EExPolytech53083.2021.9614774
7. Shi F., Wang J., Shi J., Wu Z., Wang Q., Tang Z., He K., Shi Y., Shen D. Review of artificial intelligence techniques in imaging data acquisition, segmentation and diagnosis for COVID-19. *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, 2020.
8. Shariaty F., Pavlov V.A., Zavyalov S.V., Orooji M., Pervunina T.M. Application of a texture appearance model for segmentation of lung nodules on computed tomography of the chest. *Journal of the Russian Universities*. 1998;25(3):97.
9. Pavlov V.A., Shariaty F., Orooji M., Velichko E.N. Application of deep learning techniques for detection of COVID-19 using lung CT Scans: Model development and validation. *International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies*, Springer, Cham, 2022, Pp. 85–96. DOI: 10.1007/978-3-030-81119-8_9
10. Huang L., Han R., Ai T., Yu P., Kang H., Tao Q., Xia L. Serial quantitative chest ct assessment of COVID-19: A deep learning approach. *Radiology: Cardiothoracic Imaging*, 2020, Vol. 2, no. 2, P. e200075.
11. Jin S., Wang B., Xu H., Luo C., Wei L., Zhao W., Hou X., Ma W., Xu Z., Zheng Z. et al. *AI-assisted CT imaging analysis for COVID-19 screening: Building and deploying a medical ai system in four weeks*. MedRxiv, 2020.
12. Tang L., Zhang X., Wang Y., Zeng X. Severe COVID-19 pneumonia: Assessing inflammation burden with volume-rendered chest CT. *Radiology: Cardiothoracic Imaging*, 2020, Vol. 2, no. 2, P. e200044. DOI: 10.1148/ryct.2020200044



13. **Shen C., Yu N., Cai S., Zhou J., Sheng J., Liu K., Zhou H., Guo Y., Niu G.** Quantitative computed tomography analysis for stratifying the severity of coronavirus disease 2019. *Journal of Pharmaceutical Analysis*, 2020, Vol. 10, no. 2, Pp. 123–129.
14. **Shariati F.** Vyavleniye priznakov zabolevaniy legkikh kompyuternymi metodami: vypusknaya kvalifikatsionnaya rabota magistra: napravleniye 11.04. 02 «Infokommunikatsionnye tekhnologii i sistemy svyazi»; obrazovatelnaya programma 11.04. 02_07 «Lazernyye i optovolokonnye sistemy (mezhdunarodnaya obrazovatelnaya programma)».
15. **Ronneberger O., Fischer P., Brox T.** U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation. *International Conference on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention*. Springer, 2015, Pp. 234–241.
16. **Milletari F., Navab N., Ahmadi S.-A.** V-net: Fully convolutional neural networks for volumetric medical image segmentation. *2016 4th International Conference on 3D Vision (3DV)*. IEEE, 2016, Pp. 565–571. DOI: 10.1109/3DV.2016.79
17. **Shan F., Gao Y., Wang J., Shi W., Shi N., Han M., Xue Z., Shen D., Shi Y.** Lung infection quantification of COVID-19 in CT images with deep learning. arXiv preprint arXiv:2003.04655, 2020.
18. **Zhou Z., Siddiquee M.M.R., Tajbakhsh N., Liang J.** Unet++: A nested U-net architecture for medical image segmentation. *Deep Learning in Medical Image Analysis and Multimodal Learning for Clinical Decision Support*. Springer, 2018, Pp. 3–11.
19. **Shariati F., Baranov M., Velichko E.N., Galeeva M., Pavlov V.A.** Radiomics: extracting more features using endoscopic imaging. *2019 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EEx-Polytech)*. IEEE, 2019, Pp. 181–194.
20. **Bolya D., Zhou C., Xiao F., Lee Y.J.** Yolact: Real-time instance segmentation. *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision*, 2019, Pp. 9157–9166.
21. **Shariati F., Mousavi M.** Application of cad systems for the automatic detection of lung nodules. *Informatics in Medicine Unlocked*, 2019, Vol. 15, P. 100173.
22. **Cascio D., Magro R., Fauci F., Iacomi M., Raso G.** Automatic detection of lung nodules in CT datasets based on stable 3D mass-spring models. *Computers in Biology and Medicine*, 2012, Vol. 42, no. 11, Pp. 1098–1109.
23. **Chen B., Kitasaka T., Honma H., Takabatake H., Mori M., Natori H., Mori K.** Automatic segmentation of pulmonary blood vessels and nodules based on local intensity structure analysis and surface propagation in 3D chest CT images. *International Journal of Computer Assisted Radiology and Surgery*, 2012, Vol. 7, no. 3, Pp. 465–482.
24. **Soltaninejad S., Keshani M., Tajeripour F.** Lung nodule detection by KNN classifier and active contour modelling and 3D visualization. *The 16th CSI International Symposium on Artificial Intelligence and Signal Processing (AISP 2012)*. IEEE, 2012, Pp. 440–445.
25. **Namin S.T., Moghaddam H.A., Jafari R., Esmail-Zadeh M., Gity M.** Automated detection and classification of pulmonary nodules in 3D thoracic CT images. *2010 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*. IEEE, 2010, Pp. 3774–3779.
26. **Mekada Y., Kusanagi T., Hayase Y., Mori K., Hasegawa J.-i., Toriwaki J.-i., Mori M., Natori H.** Detection of small nodules from 3D chest X-ray CT images based on shape features. *International Congress Series*, Elsevier, 2003, Vol. 1256, Pp. 971–976.
27. **Shariati F., Orooji M., Mousavi M., Baranov M., Velichko E.N.** Automatic lung segmentation in computed tomography images using active shape model. *2020 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, IEEE, 2020, Pp. 156–159.
28. **Shariati F., Hosseiniou S., Rud V.Y.** Automatic lung segmentation method in computed tomography scans. *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, 2019, Vol. 1236, no. 1, P. 012028.
29. **Mousavi M., Shariati F., Orooji M., Velichko E.N.** The performance of active-contour and region growing methods against noises in the segmentation of computed-tomography scans. *Internation-*

al *Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies*. Springer, 2021, Pp. 573–582.

30. **Halalli B., Makandar A.** Computer aided diagnosis-medical image analysis techniques. *Breast Imaging*, 2018, Vol. 85.

31. **Naimi H., Adamou-Mitiche A.B.H., Mitiche L.** Medical image denoising using dual tree complex thresholding wavelet transform and wiener filter. *Journal of King Saud University-Computer and Information Sciences*, 2015, Vol. 27, no. 1, Pp. 40–45.

32. **Kaur J., Kaur R.** Image denoising for speckle noise reduction in ultrasound images using dwt technique. *International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAIEM)*, 2013, Vol. 2, no. 6.

33. **Ajwad A.A. et al.** Noise reduction of ultrasound image using wiener filtering and haar wavelet transform techniques. *Diyala Journal of Medicine*, 2012, Vol. 2, no. 1, Pp. 91–100.

34. **Haralick R.M., Shanmugam K., Dinstein I.H.** Textural features for image classification. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1973, Nov(6):610–21.

35. **Lerski R.A., Straughan K., Schad L.R., Boyce D., Blüml S., Zuna I.** VIII. MR image texture analysis – An approach to tissue characterization. *Magnetic Resonance Imaging*, 1993 Jan 1;11(6):873–87. DOI: 10.1016/0730-725X(93)90205-R

36. **Al-Kilidari S.H., George L.E.** Texture classification using gradient features with artificial neural network. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2020;55(1).

37. **Fernandez-Moral E., Martins R., Wolf D., Rives P.** A new metric for evaluating semantic segmentation: Leveraging global and contour accuracy. *2018 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*. IEEE, 2018, Pp. 1051–1056.

38. **Boughorbel S., Jarray F., El-Anbari M.** Optimal classifier for imbalanced data using Matthews correlation coefficient metric. *PloS one*, 2017, Vol. 12, no. 6, P. e0177678. DOI: 10.1371/journal.pone.0177678

39. **Gupta S., Girshick R., Arbel'aez P., Malik J.** Learning rich features from RGB-D images for object detection and segmentation. *European Conference on Computer Vision*, Springer, 2014, Pp. 345–360.

40. **Trongtirakul T., Oulefki A., Agaian S., Chirachart W.** Enhancement and segmentation of breast thermograms. *Mobile Multimedia/Image Processing, Security, and Applications 2020*, Vol. 11399. *International Society for Optics and Photonics*, 2020, P. 113990F.

41. **Müller D., Soto-Rey I., Kramer F.** Robust chest CT image segmentation of COVID-19 lung infection based on limited data. *Informatics in Medicine Unlocked*, 2021, Vol. 25, P. 100681. DOI: 10.1016/j.imu.2021.100681

42. **Saood A., Hatem I.** COVID-19 lung ct image segmentation using deep learning methods: U-net versus segnet. *BMC Medical Imaging*, 2021, Vol. 21, no. 1, Pp. 1–10.

43. **Wang Y., Zhang Y., Liu Y., Tian J., Zhong C., Shi Z., Zhang Y., He Z.** Does non-COVID-19 lung lesion help? Investigating transferability in COVID-19 CT image segmentation. *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, 2021, Vol. 202, P. 106004. DOI: 10.1016/j.cmpb.2021.106004

44. **He K., Zhao W., Xie X., Ji W., Liu M., Tang Z., Shi Y., Shi F., Gao Y., Liu J. et al.** Synergistic learning of lung lobe segmentation and hierarchical multi-instance classification for automated severity assessment of COVID-19 in CT images. *Pattern Recognition*, 2021, Vol. 113, P. 107828. DOI: 10.1016/j.patcog.2021.107828

45. **Ma J., Wang Y., An X., Ge C., Yu Z., Chen J., Zhu Q., Dong G., He J., He Z. et al.** *Towards efficient COVID-19 CT annotation: A benchmark for lung and infection segmentation*. arXiv e-prints, pp. arXiv–2004, 2020.

46. **Pei H.-Y., Yang D., Liu G.-R., Lu T.** MPS-net: Multi-point supervised network for CT image segmentation of COVID-19. *IEEE Access*, 2021, Vol. 9, Pp. 47144–47153.

47. **Fan D.-P., Zhou T., Ji G.-P., Zhou Y., Chen G., Fu H., Shen J., Shao L.** INF-net: Automatic COVID-19 lung infection segmentation from CT images. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 2020, Vol. 39, no. 8, Pp. 2626–2637. DOI: 10.1109/TMI.2020.2996645



48. Isensee F., Ja"ger P.F., Kohl S.A., Petersen J., Maier-Hein K.H. *Automated design of deep learning methods for biomedical image segmentation*. arXiv preprint arXiv:1904.08128, 2019.
49. Wang G., Liu X., Li C., Xu Z., Ruan J., Zhu H., Meng T., Li K., Huang N., Zhang S. A noise-robust framework for automatic segmentation of COVID-19 pneumonia lesions from CT images. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 2020, Vol. 39, no. 8, Pp. 2653–2663.
50. Yan Q., Wang B., Gong D., Luo C., Zhao W., Shen J., Shi Q., Jin S., Zhang L., You Z. *COVID-19 chest CT image segmentation – A deep convolutional neural network solution*. arXiv preprint arXiv:2004.10987, 2020.
51. Zheng B., Liu Y., Zhu Y., Yu F., Jiang T., Yang D., Xu T. MSD-net: Multi-scale discriminative network for COVID-19 lung infection segmentation on CT. *IEEE Access*, 2020, Vol. 8, Pp. 185786–185795. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3027738
52. Qiu Y., Liu Y., Li S., Xu J. *Miniseg: An extremely minimum network for efficient COVID-19 segmentation*. arXiv preprint arXiv:2004.09750, 2020.
53. Kumar Singh V., Abdel-Nasser M., Pandey N., Puig and D. Lung INF-SEG: Segmenting COVID-19 infected regions in lung CT images based on a receptive-field-aware deep learning framework. *Diagnostics*, 2021, Vol. 11, no. 2, P. 158. DOI: 10.3390/diagnostics11020158

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Шариати Фаридоддин
Faridoddin Shariaty
E-mail: shariaty3@gmail.com

Завьялов Сергей Викторович
Sergey V. Zavjalov
E-mail: zavyalov_sv@spbstu.ru

Павлов Виталий Александрович
Vitalii A. Pavlov
E-mail: pavlov_va@spbstu.ru

Первунина Татьяна Михайловна
Tatiana M. Pervunina
E-mail: danishevskij.ns@edu.spbstu.ru

Оруджи Махди
Mahdi Orooji
E-mail: morooji@gmail.com

Поступила: 23.09.2022; Одобрена: 26.10.2022; Принята: 04.12.2022.
Submitted: 23.09.2022; Approved: 26.10.2022; Accepted: 04.12.2022.

Устройства и системы передачи, приема и обработки сигналов

Circuits and Systems for Receiving, Transmitting and Signal Processing

Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15302>

УДК 621.375.4



МЕТОДИКА РАСЧЕТА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЯХ ПРИЁМНЫХ УСТРОЙСТВ

И.А. Ершов¹✉, Н.С. Данишевский²

^{1,2} Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

✉ ershov.ia@edu.spbstu.ru

Аннотация. Предложена система автоматической регулировки усиления (АРУ) с обратной связью. В качестве усилителя с изменяемым коэффициентом усиления используется резонансный усилитель. Регулировка коэффициента усиления происходит за счёт изменения угла отсечки тока усилителя. Управление углом отсечки осуществляется путём измерения мощности выходного сигнала усилителя пиковым детектором в режиме малого сигнала. Для достижения большей гибкости настройки системы применяется промежуточный усилитель по схеме с общим эмиттером. Требуемая глубина регулировки достигается при помощи расчёта коэффициента усиления промежуточного усилителя. Приведена методика расчёта данной системы АРУ. Методика использует теорию коэффициентов Берга. Предлагаемый подход позволил получить полностью аналитический расчёт. В качестве подтверждения справедливости методики рассчитана система АРУ с заданными динамическими диапазонами входного и выходного сигналов и проведено моделирование.

Ключевые слова: авторегулировка усиления, усилитель с изменяемым коэффициентом усиления, методика расчета, угол отсечки тока, коэффициенты Берга, пиковый детектор

Для цитирования: Ершов И.А., Данишевский Н.С. Методика расчета системы автоматической регулировки усиления в усилителях приёмных устройств // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 3. С. 22–37. DOI: 10.18721/JCSTCS.15302

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15302>

UDC 621.375.4



DESIGN ALGORITHM OF AUTOMATIC GAIN CONTROL AMPLIFIER FOR RX

I.A. Ershov¹✉, N.S. Danishevskiy²
^{1,2} Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

✉ ershov.ia@edu.spbstu.ru

Abstract. Automatic Gain Control amplifier (AGC) with feedback loop is proposed. As a variable gain amplifier, we use bandpass amplifier. Automatic gain control is carried out by changing the current cutoff angle of the amplifier. We control the current cutoff angle by measuring power of output signal with the help of peak detector in low signal mode. Supportive amplifier allows us to achieve more tuning flexibility. Required gain tuning range is obtained by changing gain ration of the supportive amplifier. We propose a design algorithm of the AGC system. The algorithm is based on the Sonneborn–Berger score. The proposed method helps to achieve fully analytical computation. To prove algorithm validity, calculations and simulation were carried out.

Keywords: Automatic gain control, variable gain amplifier, design algorithm, current cutoff angle, Sonneborn–Berger score, peak detector

Citation: Ershov I.A., Danishevskiy N.S. Design algorithm of automatic gain control amplifier for RX. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 3, Pp. 22–37. DOI: 10.18721/JCSTCS.15302

Введение

Системы автоматической регулировки усиления (АРУ) играют важную роль в устройствах приёма и обработки сигналов с большим динамическим диапазоном. Они используются в таких устройствах, как слуховые аппараты [1], системы оптической связи [2, 3].

Кроме того, системы АРУ широко применяются в устройствах беспроводной связи для регулирования коэффициента усиления приёмных трактов [4]. Система АРУ изменяет коэффициент усиления усилителей радиочастоты и промежуточной частоты (УРЧ), (УПЧ), тем самым устраняя возможную перегрузку следующих каскадов тракта при увеличении амплитуды входного сигнала.

Существует несколько основных структур системы АРУ: с обратной связью [5, 6], с опережающей связью [7], с комбинированной связью [8]. В схемах с обратной связью система АРУ обрабатывает сигнал с выхода усилителя. В этом случае известным недостатком является инерционность системы, обусловленная высокой избирательностью регулируемого усилителя. В схемах с опережающей связью сигнал поступает сразу на систему АРУ и, далее, на усилительный каскад. Недостатком такого решения является необходимость в дополнительном усилительном каскаде перед системой АРУ для повышения чувствительности регулировки. В комбинированных схемах используются оба рассмотренных выше подхода.

Основными характеристиками системы АРУ являются глубина регулировки и время установления. Глубина регулировки характеризуется коэффициентом глубины регулирования $\gamma = K_{\max} / K_{\min}$, где K_{\max}, K_{\min} – максимальный и минимальный коэффициенты усиления входного сигнала соответственно. Время установления определяется как время переходных процессов системы при нулевых начальных условиях.

В статье [5] предложена схема автоматической регулировки усиления с обратной связью, в которой используются два усилителя с изменяемым коэффициентом усиления. Характеристики предложенной схемы следующие: $t_{\text{уст}} = 12$ нс, $\gamma = 28,5$ дБ при изменении сигнала от минус 10 до +18,5 дБ. В [6] используют четыре каскада усилителей с изменяемым коэффициентом усиления, что позволяет увеличить глубину регулировки. В результате добиваются $\gamma = 42$ (дБ), в диапазоне от 3 до 45 дБ. Однако время установления также увеличивается до $t_{\text{уст}} = 20$ нс. Важной характеристикой является величина динамического диапазона приёмника. В статье [9] рассмотрена схема, реализующая динамический диапазон 95 дБ. Для достижения такого результата применяются два блока АРУ, один – на радиочастоте (RFAGC), другой – на промежуточной частоте (IFAGC). RFAGC обеспечивает динамический диапазон 70 дБ, IFAGC предназначен для достижения необходимого отношения сигнал/шум и обеспечивает динамический диапазон 55 дБ. В статье [10] изучена схема АРУ для модуля Bluetooth, работающего в двух режимах. Предложенная система автоматической регулировки усиления состоит из двух основных блоков – блока грубой и точной настройки. В результате грубой настройки определяются уровень усиления – высокий, средний или низкий. Далее производится точная настройка и проверка коэффициента усиления с заданным значением. В статье [11] рассмотрен способ увеличения динамического диапазона цифровой схемы АРУ, позволяющий решить проблему сложности схемы и большой потребляемой мощности. Для решения задачи использована таблица поиска требуемого усиления (a gain lookup table). В результате алгоритм позволяет управлять сразу несколькими усилителями приёмного тракта и обеспечивает глубину регулировки 76 дБ. В статье [12] предложена цифровая система АРУ, состоящая из блоков грубой и точной настройки. Блок грубой настройки состоит из программируемого усилителя, задающего усиление. Блок точной настройки реализован по структуре с опережающей связью и состоит из квадратичного детектора и усилителя с изменяемым коэффициентом усиления. Реализованная схема обеспечивает глубину регулировки от 10 до 58 дБ.

Анализ публикаций показывает, что несмотря на широкое применение в расчётах систем АРУ присутствует элемент эмпирических методик. Как следствие, цель данной статьи – разработка методики расчёта аналоговой системы АРУ с обратной связью, в которой регулировка коэффициента усиления происходит за счёт изменения угла отсечки тока усилителя.

Структурная схема системы АРУ

Схема системы АРУ (рис. 1) содержит каскад усиления радиочастоты с изменяемым коэффициентом усиления (УРЧ) и его цепь управления (ЦУ), устройство формирования сигнала управления (УФСУ), пиковый детектор (ПД), в состав которого входит сглаживающий фильтр,

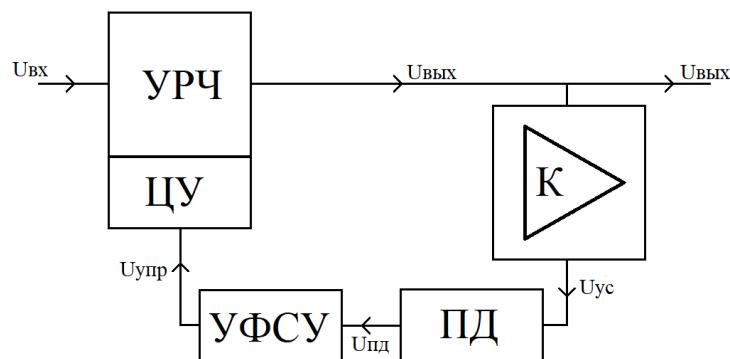


Рис. 1. Блок-схема системы автоматической регулировки усиления

Fig. 1. Block diagram of the automatic gain control system

дополнительный (вспомогательный) усилитель переменного сигнала с постоянным коэффициентом усиления K .

На вход УРЧ поступает сигнал $U_{\text{вх}}$, сигнал с выхода УРЧ $U_{\text{вых}}$ поступает на вход дополнительного усилителя. Переменный сигнал с выхода дополнительного усилителя $U_{\text{yc}} = KU_{\text{вых}}$ детектируется пиковым детектором, на выходе которого наблюдается сигнал $U_{\text{пд}}$, близкий к постоянному, зависящий от U_{yc} согласно закону, соответствующему используемой схеме ПД. Сигнал $U_{\text{пд}}$ поступает на вход УФСУ, на выходе которого формируется постоянный сигнал $U_{\text{упр}}$, зависящий от $U_{\text{пд}}$. Далее сигнал управления поступает на вход ЦУ, настроенной таким образом, чтобы с ростом $U_{\text{вых}}$ уменьшался коэффициент усиления УРЧ. Система АРУ рассчитывается так, чтобы при заданном динамическом диапазоне входного сигнала, т. е. при значениях $U_{\text{вхmax}}, U_{\text{вхmin}}$, обеспечить требуемый динамический диапазон на выходе системы АРУ $U_{\text{выхmax}}, U_{\text{выхmin}}$.

Усилитель с изменяемым коэффициентом усиления

Усилитель с изменяемым коэффициентом усиления имеет в основе резонансный усилитель УКВ диапазона частот (рис. 2). Питание подается в узел E_s . Расчет усилителя производится по методике расчёта УРЧ, приведенной в [13]. Элементы УРЧ рассчитываются по заданному коэффициенту усиления $K_{\text{max}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{U_{\text{вх min}}}$. В ходе расчёта определяются номиналы элементов R_c, L_c, C_c, R_e, C_e , а также напряжение смещения E_{c0} на базе транзистора Q_1 , при котором достигается значение коэффициента усиления, равное K_{max} .

Цепь управления

Регулировку коэффициента усиления осуществляет цепь управления, построенная по схеме усилителя с общим эмиттером на элементах Q_2, R_1, R_2 (см. рис. 2). Для управления коэффициентом усиления требуется подавать постоянное управляющее напряжение $U_{\text{упр}}$ на базу транзистора Q_2 (вход U_{cont} , рис. 2). Регулировка усиления УРЧ обеспечивается путём изменения коллекторного тока транзистора Q_1 , в том числе изменением угла отсечки коллекторного тока θ , за счет изменения напряжения смещения E_c на его базе. Такой подход позволяет достичь глубины регулировки порядка десятков дБ при использовании одного усилительного каскада. Высшие гармоники, возникающие вследствие отсечки тока, фильтруются колебательным контуром в нагрузке усилителя. Таким образом, рассматриваемый усилитель с изменяемым коэффициентом усиления, в зависимости от величины управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$, может работать как усилитель классов $A, A - B, B, C$.

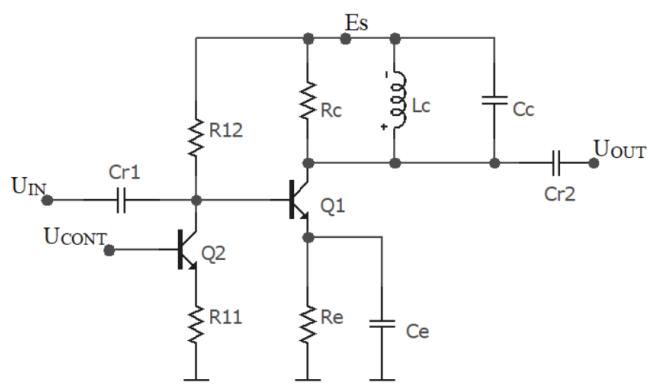


Рис. 2. Схема усилителя с изменяемым коэффициентом усиления

Fig. 2. Circuit of an amplifier with a variable gain

Определим напряжение смещения на базе транзистора Q_1 E_c как сумму $E_c = E_{c0} + \Delta E_c$, где E_{c0} – напряжение смещения, определенное при расчете УРЧ, близко к E_c при отсутствии входного переменного сигнала усилителя (соответствует управляющему напряжению $U_{\text{упр}0}$), ΔE_c – приращение напряжения смещения, обусловленное приращением управляющего напряжения $\Delta U_{\text{упр}}$. Тогда величины ΔE_c и $\Delta U_{\text{упр}}$ можно связать, используя известное выражение [14, с. 128] для приращения выходного напряжения каскада с общим эмиттером:

$$\Delta E_c = -\frac{g_{mQ2}R_1}{1+g_{mQ2}R_2}\Delta U_{\text{упр}}, \quad (1)$$

где g_{mQ2} – передаточная проводимость транзистора Q_2 .

Анализ регулировки усиления УРЧ

Рассмотрим упрощенную схему УРЧ с изменяемым коэффициентом усиления (рис. 3). На базу транзистора Q_1 с соответствующими источниками поступает постоянное смещение E_{cy} , и переменный сигнал $U_m \cos(\omega t)$. Найдем упрощенные выражения, связывающие амплитуду выходного сигнала УРЧ $U_{\text{вых}}$ с величинами U_m и E_{cy} .

Если проходная ВАХ транзистора представляется функцией $I_k = f(U_{\delta_3})$, то зависимость тока коллектора от времени определяется проходной ВАХ и значениями E_c и U_m : $i(t) = I_k = f(E_{cy} + U_m \cos(\omega t))$. При этом максимальное значение тока при фиксированных E_{cy} и U_m равно $i_{\max} = f(E_{cy} + U_m)$ и может быть определено графически по проходной ВАХ транзистора.

При фиксированных E_{cy} и U_m , для нахождения приблизительного значения амплитуды первой гармоники тока коллектора I_1 , достаточно рассмотреть кусочно-линейную аппроксимацию проходной ВАХ транзистора, описываемую выражением

$$I_{\hat{e}} = f(U_{\delta_3}) \approx S(U_{\delta_3} - E'_c), \quad U_{\delta_3} \geq E'_c; \\ I_{\hat{e}} = f(U_{\delta_3}) = 0, \quad U_{\delta_3} < E'_c, \quad (2)$$

где крутизна S – выбирается равной крутизне проходной ВАХ в точке $I_k = i_{\max}$, то есть $S = \left. \frac{dI_k}{dU_{\delta_3}} \right|_{U_{\delta_3}=E_c+U_m}$, E'_c – напряжение отсечки коллекторного тока. Аппроксимирующая функция должна подчиняться условию:

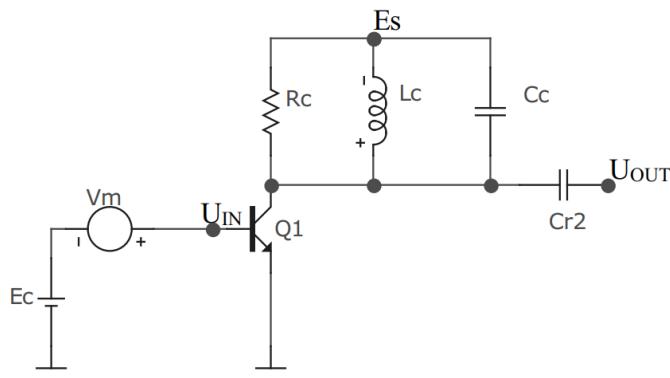
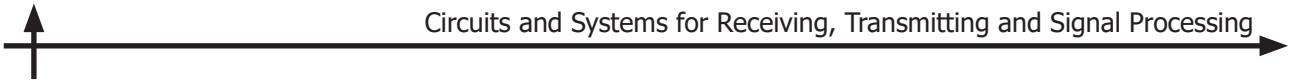


Рис. 3. Упрощенная схема усилителя с изменяемым коэффициентом усиления

Fig. 3. Simplified amplifier circuit with variable gain



$$I_k = f(E_{cy} + U_m) = i_{max}. \quad (3)$$

Из выражений (2), (3) определяется напряжение отсечки:

$$E'_c = E_{cy} + U_m - \frac{i_{max}}{S}. \quad (4)$$

Для нахождения угла отсечки θ воспользуемся известной формулой [15, с. 20]:

$$\cos(\theta) = -\frac{E_{cy} - E'_c}{U_m}. \quad (5)$$

Подставив выражение (4) в выражение (5), получим выражение для нахождения угла отсечки коллекторного тока:

$$\theta = \arccos\left(1 - \frac{i_{max}}{SU_m}\right). \quad (6)$$

Амплитуда первой гармоники тока, имеющего форму усеченных косинусоидальных импульсов, описывается выражением [15, с. 25]

$$I_1 = i_{max} \alpha_1(\theta), \quad (7)$$

где $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент Берга, соответствующий углу отсечки θ .

Таким образом, для определения амплитуды выходного сигнала достаточно, зная E_{cy} и U_m , определить по проходной ВАХ транзистора Q_1 значение тока i_{max} и крутизны S в точке $U_{63} = E_{cy} + U_m$. Затем по формуле (6) найти угол отсечки тока θ , после чего определить коэффициент Берга $\alpha_1(\theta)$ как табличную величину или по формуле:

$$\alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin(\theta)\cos(\theta)}{\pi(1 - \cos(\theta))}, \quad 0 \leq \theta \leq \pi. \quad (8)$$

Первая гармоника выходного напряжения усилителя с изменяемым коэффициентом усиления выражается как:

$$U_1 = U_{\text{вых}} = i_{max} \alpha_1(\theta) R_k, \quad (9)$$

где R_k – сопротивление нагрузки.

Для расчёта предлагаемой системы АРУ необходимо определить E_{cy} по заданным величинам $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$. В этом случае предлагаем использовать следующее приближение. Так как начальная область проходной ВАХ транзистора подчиняется экспоненциальному закону $I_k \sim \exp(U_{63})$, крутизна проходной ВАХ также подчиняется экспоненциальному закону $S(U_{63}) = (dI)/(dU_{63}) \sim \exp(U_{63})$. Из этого следует, что отношение i_{max}/S в формуле (6) можно считать постоянным:

$$\frac{i_{max}}{S} \cong \text{const}(E_{cy}, U_m). \quad (10)$$

Таким образом, согласно (6), угол отсечки коллекторного тока проявляет зависимость только от амплитуды входного сигнала. Тогда, для определения E_{cy} , достаточно определить по одной точке начального участка проходной ВАХ отношение (10); по формуле (6), с учетом $U_m = U_{bx}$, вычислить угол отсечки θ ; определить $\alpha_1(\theta)$. i_{\max} находится по формуле, следующей из выражения (9):

$$i_{\max} = \frac{U_{\text{вых}}}{\alpha_1(\theta) R_k}. \quad (11)$$

Далее, по проходной ВАХ определяем сумму $E_{cy} + U_m$, соответствующую найденному значению i_{\max} . Так как $U_m = U_{bx}$, из найденной суммы однозначно определяется E_{cy} . При расчете E_{cy} для полной схемы УРЧ (см. рис. 1) следует учитывать резистор в цепи эмиттера R_e . На резисторе R_e присутствует постоянная составляющая напряжения, равная $U_e = i_{\max} \cdot \alpha_0(\theta) \cdot R_e$. Таким образом, напряжение смещения для полной схемы вычисляется по формуле:

$$E_c = E_{cy} + i_{\max} \alpha_0(\theta) R_e. \quad (12)$$

Анализ работы схемы пикового детектора

Пиковый детектор построен по схеме транзисторного коллекторного детектора (рис. 4). Детектор состоит из нелинейного усилителя и ФНЧ, образованного выходным сопротивлением нелинейного усилителя и конденсатором Cd . Нелинейный усилитель состоит из $p-n-p$ транзистора $Q7$, сопротивления нагрузки Rd и базового делителя на элементах $Q6$, $R9$. Приведенная схема базового делителя обеспечивает работу транзистора $Q7$ в нелинейной области ВАХ, в результате чего форма тока коллектора транзистора $Q7$ искажается, и в нём появляется постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде входного сигнала ПД. Делитель состоит из транзистора $Q6$, аналогичного транзистору $Q7$, но в диодном включении, и резистора большого номинала $R9$. Напряжение на диоде $Q6$ равно напряжению «база-эмиттер» транзистора $Q7$: $U_{Q6} = U_{b,Q7}$.

Построив ВАХ диода $Q6$ и нагрузочную прямую резистора $R9$ (рис. 5), легко убедиться, что смещение на базе $Q7$ близко к напряжению отсечки и обеспечивает малые токи покоя и нелинейный режим работы транзистора $Q7$. Номинал резистора $R9$ выбирается достаточно большим, чтобы обеспечить слабо запертое состояние транзистора $Q7$. Условие, ограничивающее сопро-

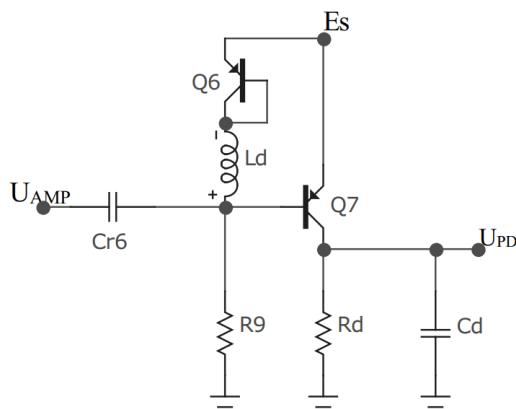


Рис. 4. Схема транзисторного пикового детектора

Fig. 4. Diagram of a transistor peak detector

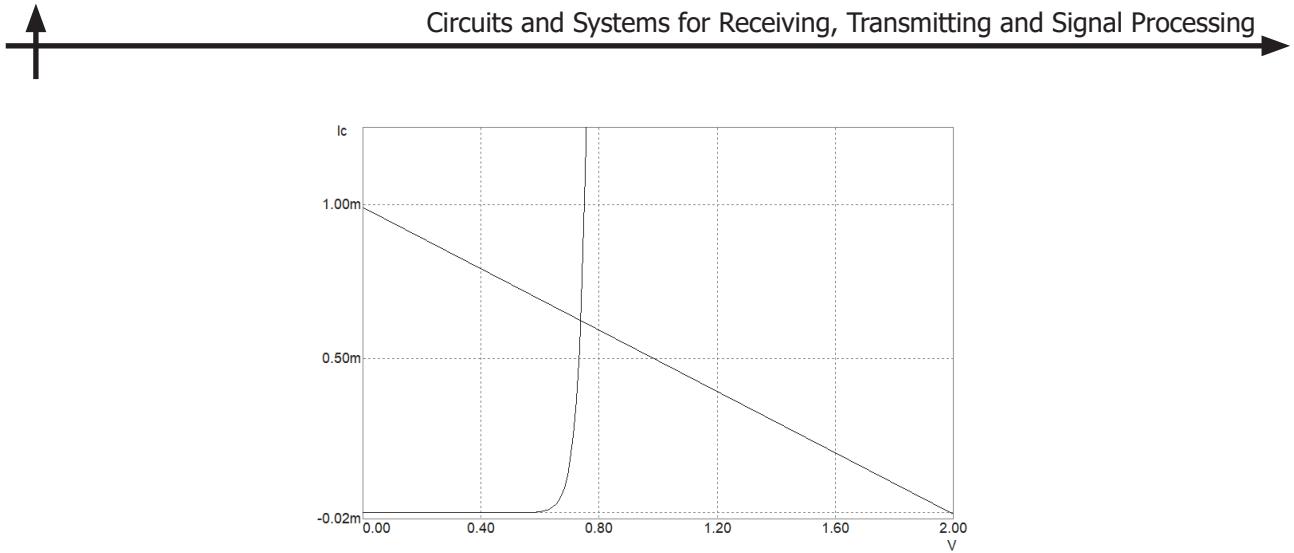


Рис. 5. ВАХ диода Q_6 и нагрузочная прямая резистора R_9
Fig. 5. The VAC of the Q_6 diode and the load line of the resistor R_9

тивление R_9 сверху, гласит: ток через элементы Q_6, R_9 должен значительно превосходить базовый ток транзистора Q_7 .

Кроме перечисленных элементов, в схему ПД включена индуктивность L_d , обладающая нулевым сопротивлением по постоянному току и большим сопротивлением по переменному току. L_d позволяет избежать появления искажений во входном сигнале, связанных с особенностями базового делителя, имеющего в своем составе нелинейный элемент (транзистор в диодном включении). Номинал катушки выбирается из условия $\omega L_d \sim R_9$.

Так как пиковый детектор в данной схеме работает в режиме детектирования малого сигнала, его детекторная характеристика может быть найдена путём разложения тока коллектора транзистора Q_7 в ряд Тейлора, аналогично подходу, описанному в [16] для определения детекторной характеристики диодного детектора. Детекторная характеристика рассматриваемого ПД описывается выражением:

$$\Delta U_{\text{ПД}} = \frac{S' R_{\text{ПД}}}{4} U_{\text{вхПД}}^2, \quad (13)$$

где $U_{\text{вхПД}}$ – амплитуда входного сигнала ПД, S' – производная от крутизны транзистора Q_7 в рабочей точке (при $U_{\text{вхПД}} = 0$), $R_{\text{ПД}}$ – сопротивление нагрузки ПД (на схеме обозначен как R_d). Кроме того, на выходе ПД присутствует статическая составляющая сигнала $U_{\text{ПД0}}$, определяемая в ходе анализа по постоянному току. Сигнал на выходе ПД можно представить в виде суммы статической составляющей и приращения, обусловленного наличием переменного входного сигнала:

$$U_{\text{ПД}} = U_{\text{ПД0}} + \Delta U_{\text{ПД}}. \quad (14)$$

Устройство формирования сигнала управления

Цепь управления коэффициентом усиления УРЧ является каскадом с общим эмиттером на n-p-n транзисторе Q_2 . Для её корректной работы требуется обеспечить активный режим работы транзистора Q_2 (см. рис. 2). В то же время, на выходе ПД формируется постоянное напряжение $U_{\text{ПД}}$. Если подавать отрицательное значение $U_{\text{ПД}}$ на базу транзистора Q_2 , транзистор будет находиться в режиме отсечки. Следовательно, между выходом ПД и входом ЦУ необходимо установить такое устройство формирования сигнала управления, чтобы напряжение на входе ЦУ

принимало значение $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр}0} + \Delta U_{\text{упр}}$, где $U_{\text{упр}0}$ – управляющее напряжение в статическом режиме (при отсутствии сигнала на входе УРЧ), достаточное для обеспечения активного режима работы $Q2$, $\Delta U_{\text{упр}}$ – приращение управляющего напряжения, пропорциональное приращению напряжения на выходе ПД $\Delta U_{\text{выхПД}}$.

В качестве цепи формирования управляющего сигнала используется эмиттерный повторитель на $p-n-p$ транзисторе (рис. 6). Номинал резистора $R10$ повторителя выбирается, исходя из условия $I_{\text{вQ8}} >> I_{\text{бQ2}}$, где $I_{\text{вQ8}}$ – ток эмиттера транзистора $Q8$, $I_{\text{бQ2}}$ – ток базы транзистора $Q2$ в стационарном режиме. Управляющее напряжение, формируемое эмиттерным повторителем, описывается приближенным выражением:

$$U_{\text{упр}} \approx 0,7 + U_{\text{ПД0}} + \Delta U_{\text{ПД}}. \quad (15)$$

Настройка цепи управления УРЧ

После расчёта блоков УРЧ, ПД и УФСУ необходимо провести настройку цепи управления УРЧ по постоянному току. Для этого выбирается ток коллектора транзистора цепи управления $I_{\text{кQ2}}$ таким образом, чтобы выполнялось условие

$$I_{\text{кQ2}} \gg I_{\text{бQ1}}, \quad (16)$$

где $I_{\text{бQ1}}$ – базовый ток транзистора $Q1$.

Стационарное управляющее напряжение, поступающее на базу $Q2$ с УФСУ, принимается равным

$$U_{\text{упр}0} \approx 0,7 + U_{\text{ПД0}}. \quad (17)$$

В этом случае резистор $R2$ рассчитывается по следующей формуле:

$$R2 = \frac{U_{\text{упр}0} - U_{\text{бQ2}}}{I_{\text{кQ2}}} \approx \frac{0,7 + U_{\text{ПД0}} - U_{\text{бQ2}}}{I_{\text{кQ2}}}, \quad (18)$$

где $U_{\text{бQ2}}$ – напряжение база-эмиттер транзистора $Q2$, обеспечивающее ток коллектора равным заданному значению $I_{\text{кQ2}}$.

Так как формула (14) является приближенной, требуется подстройка резистора $R2$ с использованием результатов анализа схемы по постоянному току. Номинал резистора $R1$ вычисляется таким образом, чтобы напряжение смещения на базе транзистора $Q1$ по постоянному току было равно значению E_{c0} , найденному в ходе расчета УРЧ:

$$R1 = \frac{E_{\text{пит}} - E_{c0}}{I_{\text{кQ2}}}. \quad (19)$$

Методика расчёта коэффициента усиления дополнительного усилителя

Система АРУ должна изменять коэффициент усиления УРЧ таким образом, чтобы обеспечивалась заданная глубина регулировки. Для достижения достаточного коэффициента регулировки усиления, перед ПД установлен дополнительный каскад усиления (рис. 7).

В статическом режиме дополнительный усилитель не влияет на работу схемы. Согласно изложенным выше выкладкам, при отсутствии входного сигнала смещение на базе транзистора $Q1$

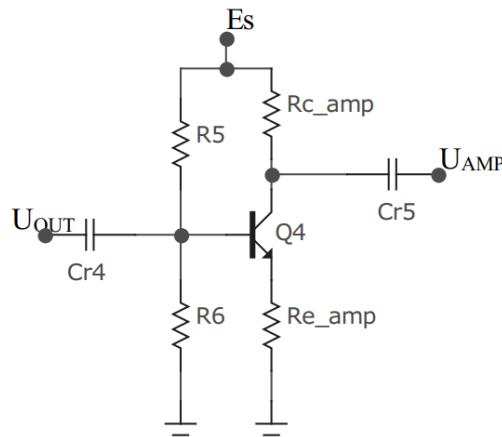


Рис. 7. Схема промежуточного каскада усиления
Fig. 7. Diagram of the intermediate gain stage

УРЧ равно значениюю E_{c0} , и коэффициент усиления малого сигнала усилителем достигает значения $K_{\max} = \frac{U_{\text{ВыХmin}}}{U_{\text{BXmin}}}$. Так как обычно значение U_{BXmin} мало, то коэффициент усиления сигнала, соответствующего нижней границе динамического диапазона, близок к значениюю K_{\max} . То есть система АРУ удовлетворяет требованиям по нижней границе динамического диапазона. Таким образом, расчёт дополнительного усилителя сводится к обеспечению на выходе системы АРУ сигнала $U_{\text{ВыХmax}}$ при подаче на вход системы сигнала U_{BXmax} .

Расчёт коэффициента усиления дополнительного усилителя проводится по приведенному ниже алгоритму:

- 1) Определяем отношение (10) по экспоненциальнай области проходной ВАХ транзистора $Q1$.
- 2) По формуле (6) находим угол отсечки θ , приняв $U_m = U_{\text{BXmax}}$.
- 3) Находим значения коэффициентов Берга для найденного угла отсечки $\alpha_0(\theta)$, $\alpha_1(\theta)$.
- 4) Определяем i_{\max} по формуле (11); по проходной ВАХ транзистора $Q1$ определяем значение $E_{cy} + U_m$, соответствующее найденному i_{\max} ; определяем E_{cy} , зная, что $U_m = U_{\text{BXmax}}$.
- 5) Находим смещение E_c для полной схемы УРЧ по формуле (12).
- 6) Находим приращение напряжения смещения на базе транзистора $Q1$ УРЧ, необходимое для достижения требуемой глубины регулировки как $\Delta E_c = E_c - E_{c0}$.
- 7) Согласно формулам (1), (13), (15), ΔE_c выражается через $U_{\text{вхПД}}^2$ следующим образом:

$$|\Delta E_c| = \frac{g_{mQ2}R1}{1+g_{mQ2}R2} \frac{S'R_{\text{ПД}}}{4} U_{\text{вхПД}}^2. \quad (20)$$

- 8) Из формулы (20) выражаем $U_{\text{вхПД}}$, необходимое для достижения требуемой глубины регулировки:

$$U_{\text{вхПД}} = 2 \sqrt{\frac{|\Delta E_c| (1 + g_{mQ2} R_2)}{S'R_{\text{ПД}} g_{mQ2} R_1}}. \quad (21)$$

- 9) Так как входной сигнал ПД является выходным сигналом дополнительного усилителя, его коэффициент усиления определяется формулой:

$$(22)$$

10) Усилитель рассчитывается стандартным образом по коэффициенту усиления K_{yc} .

Каскад с общим коллектором

Для согласования дополнительного усилителя с УРЧ и пиковым детектором используется схема усилителя с общим коллектором (рис. 8). Данная схема обладает высоким входным сопротивлением, порядка 1–10 кОм, и низким выходным сопротивлением порядка 10–100 Ом.

Моделирование УРЧ с системой АРУ

В качестве примера по приведенной выше методике рассчитана система авторегулировки усиления для частоты $f = 30$ МГц, соответствующей диапазону УКВ. Напряжение питания схемы составляет $E_s = 2$ В. Использовавшиеся в расчёте значения входного и выходного динамического диапазона УРЧ представлены в табл. 1. Схема УРЧ с системой АРУ показана на рис. 9.

Таблица 1

Входной и выходной динамический диапазон системы

Table 1

Input and output dynamic range of the system

Параметр	$U_{BXmin}, \text{мВ}$	$U_{BXmax}, \text{мВ}$	$U_{BbIXmin}, \text{мВ}$	$U_{BbIXmax}, \text{мВ}$
Значение	0,5	50	5	15

Все транзисторы схемы типа NPN имеют следующие параметры:

MODEL BFP520 NPN (BF = 235 BR = 1.5 CJC = 9.3E – 14 CJE = 2.35E – 13 FC = 0.5 IKF = 0.4 IKR = 0.01 IS = 1.5E – 17 ISC = 2E – 14 ISE = 2.5E – 14 ITF = 0.7 MJC = 0.236 MJE = 0.335 MJS = 0.333 NE = 2 PTF = 50 RB = 11 RBM = 7.5 RC = 7.6 RE = 0.6 TF = 1.7E – 12 TR = 5E – 08 VAF = 25 VAR = 2 VJC = 0.661 VJE = 0.958 VJS = 0.75 VTF = 5 XTB = –0.25 XTF = 10 XTI = 0.035).

Все транзисторы схемы типа PNP имеют следующие параметры:

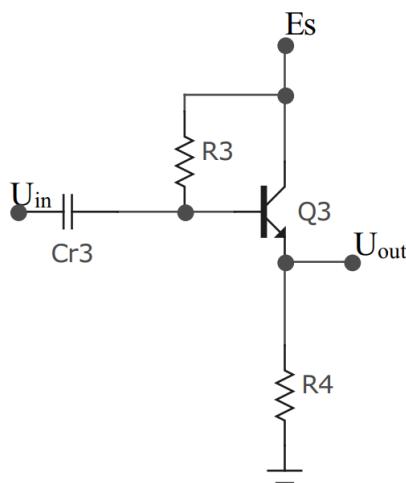


Рис. 8. Схема усилителя с общим коллектором
Fig. 8. Diagram of an amplifier with a common collector

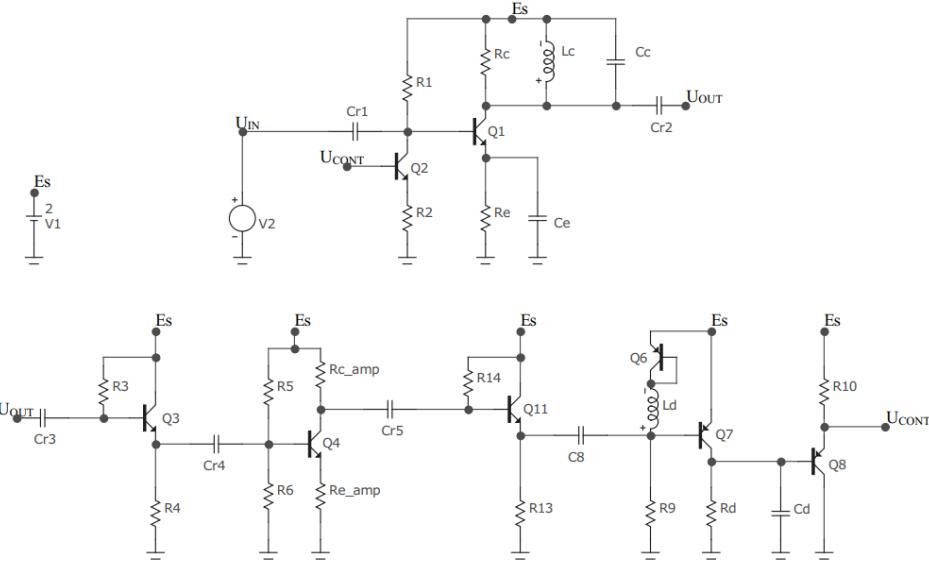


Рис. 9. Схема УРЧ с системой АРУ

Fig. 9. The RF scheme with the AGC system

MODEL BFT92 PNP (BF = 3.35815E + 001 BR = 4.94721E + 000 CJC = 9.37103E – 013 CJE = 7.46659E – 013 EG = 1.11000E + 000 FC = 7.67856E – 001 IKF = 9.95381E – 002 IKR = 5.28157E – 003 IRB = 1.00000E – 006 IS = 4.37563E – 016 ISC = 3.58864E – 014 ISE = 8.70539E – 014 ITF = 1.00000E – 003 MJC = 1.99949E – 001 MJE = 3.56829E – 001 NC = 1.39333E + 000 NE = 1.94395E + 000 NF = 1.00972E + 000 NR = 1.00254E + 000 PTF = 4.50000E + 001 RB = 5.00000E + 000 RBM = 5.00000E + 000 RC = 1.00000E + 001 RE = 1.00000E + 000 TF = 1.74921E – 011 TR = 8.42200E – 009 VAF = 2.33946E + 001 VAR = 3.90385E + 000 VJC = 3.96455E – 001 VJE = 6.00000E – 001 VJS = 7.50000E – 001 VTF = 1.55654E – 001 XCJC = 1.06000E – 001 XTF = 1.35455E + 000 XTI = 3.00000E + 000).

Полученные при расчете номиналы элементов схемы представлены в табл. 2.

Для моделирования полученной схемы использовался пакет Micro-Cap. На рис. 10, 11 приведены переходные процессы в системе АРУ при амплитудах входного сигнала, соответствующих

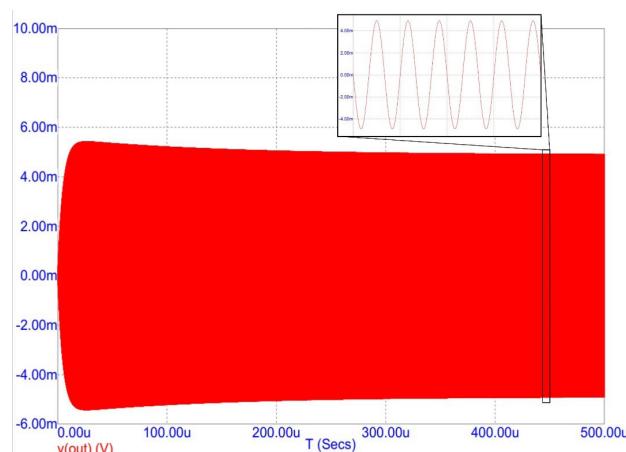


Рис. 10. Переходный процесс усилителя при амплитуде входного сигнала 0,5 мВ
Fig. 10. The transient process of the amplifier at an input signal amplitude of 0.5 mV

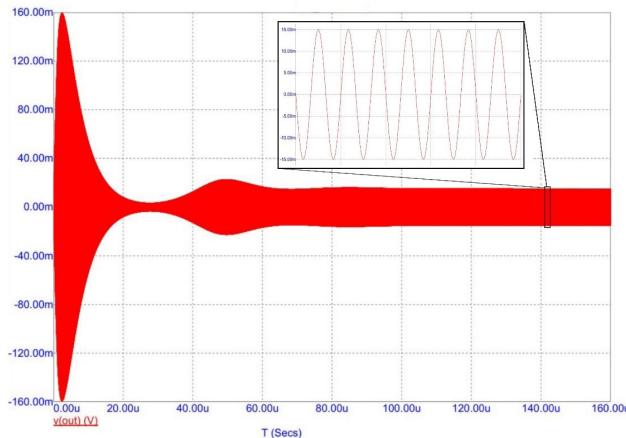


Рис. 11. Переходный процесс в усилителе при амплитуде входного сигнала 50 мВ
Fig. 11. The transient process in the amplifier at an input signal amplitude of 50 mV

нижней и верхней границам динамического диапазона. Графики демонстрируют огибающую и форму сигнала. Согласно рисункам, время установления $t_{\text{уст}}$ варьируется от 80 мкс до 200 мкс в зависимости от амплитуды входного сигнала.

Таблица 2
Номиналы элементов схемы
Table 2
Nominal values of circuit elements

Элемент	Значение	Элемент	Значение	Элемент	Значение
Rc	275	R5	800	Cr4	20 н
Re	200	R6	1,16 к	Cr5	20 н
Rc _{amp}	300	R7	10,3 к	Cr6	20 н
Re _{amp}	150	R8	500	Cc	9,24 н
Rd	600	R9	2,15 к	Ce	100 н
R1	360	R10	500	Cd	4,2 н
R2	50	Cr1	500 н	Lc	3 н
R3	10,3 к	Cr2	20 н	Ld	5 н
R4	500	Cr3	20 н	—	—

Рис. 12 иллюстрирует динамическую характеристику системы автоматической регулировки усиления.

В табл. 3 приведено сравнение расчётных и экспериментальных значений амплитуд выходного сигнала для нижней и верхней границы динамического диапазона входного сигнала.

Заключение

В данной статье предложена методика расчёта системы АРУ для радиоприёмных устройств диапазона УКВ. Основная идея системы заключается в управлении углом отсечки коллекторного тока усилителя, что позволяет достигать глубины регулировки порядка нескольких десятков

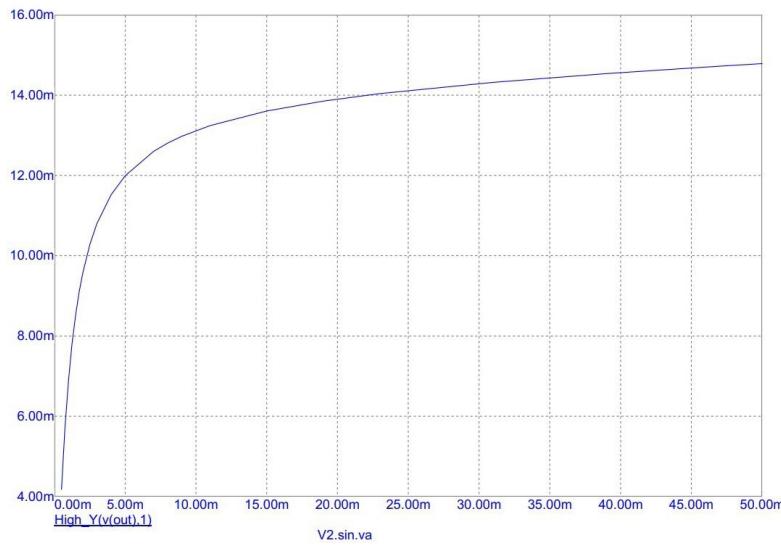


Рис. 12. Динамическая характеристика УРЧ с включенной системой АРУ

Fig. 12. Dynamic characteristics of the RF with the AGC system enabled

Таблица 3

Сравнение рассчитанных и экспериментальных значений амплитуд выходного сигнала

Table 3

Comparison of calculated and experimental values of output signal amplitudes

$U_{\text{BX}}, \text{мВ}$	$U_{\text{ВЫХ РАСЧ}}, \text{мВ}$	$U_{\text{ВЫХ ЭКСП}}, \text{мВ}$
0,5	5,0	4,9
50,0	15,0	14,9

дебибел. В качестве примера приведены номиналы устройства, рассчитанного согласно предложенной методике, для обеспечения глубины регулировки $\gamma = 30$ дБ. Относительная погрешность метода, определённая в ходе моделирования рассчитанной схемы в среде Micro-Cap, составляет не более 2 %. Время установления устройства не превышает 200 мкс.

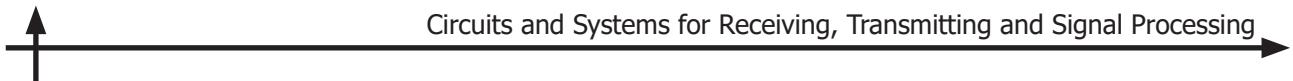
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Baker M.W., Sarpeshkar R. Low-power single-loop and dual-loop AGCs for bionic ears // IEEE Journal of Solid-State Circuits. Sept. 2006. Vol. 41, no. 9. Pp. 1983–1996. DOI: 10.1109/JSSC.2006.880599
2. Ikeda H., Ohshima T., Tsunotani M., Seki S., Kimura T. Auto gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10 Gbps optical communication systems // IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symp. 22nd Annual Technical Digest 2000. (Cat. No. 00CH37084). Pp. 193–196. DOI: 10.1109/GAAS.2000.906321
3. Deng Shijie, Cleary E., McAuliffe M.A., Lewis L. Design of an auto-gain control transimpedance amplifier for optical sensing applications // 27th Irish Signals and Systems Conf. (ISSC). 2016. Pp. 1–5. DOI: 10.1109/ISSC.2016.7528459

4. **Jeon O., Fox R.M., Myers B.A.** Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Oct. 2006. Vol. 41, no. 10. Pp. 2291–2300. DOI: 10.1109/JSSC.2006.881548
5. **Wang I.-Hsin, Liu Shen-Iuan.** A 0.18- μ m CMOS 1.25-Gbps automatic-gain-control amplifier // *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*. Feb. 2008. Vol. 55, no. 2.
6. **Hongwei Guo, Zhiqun Li, Aiyuan Miao, Xiaowei Wang, Zhennan Li.** An automatic gain control amplifier with linear-in-dB gain in 22 nm CMOS // *The 6th Internat. Conf. on Integrated Circuits and Microsystems*. 2021. DOI: 10.1109/ICICM54364.2021.9660341
7. **Nagy L., Arbet D., Kovac M., Stopjakova V.** Towards automatic gain control low-power amplifier in 130 nm CMOS technology // *Internat. Conf. on Applied Electronics (AE)*. Pilsen, Czech Republic, 6-7 Sept. 2016.
8. **Alegre J.P., Calvo B., Celma S., Azna F.** CMOS combined feedforward/feedback AGC circuit for VHF applications // *53rd IEEE Internat. Midwest Symp. on Circuits and Systems*. Zaragoza, Spain, 1-4 Aug. 2010.
9. **Xiaofeng He, Yuanjin Zheng, Chengyan Ma, Tianchun Ye.** A 95 dB dynamic range automatic gain control circuits and systems for multi-standard digital TV tuner // *IEEE Internat. Symp. on Circuits and Systems (IS-CAS)*, June 2014.
10. **Kishan Maladkar, H.V. Ravish Aradhya.** Design and implementation of automatic gain control unit for dual-mode Bluetooth // *Proc. of the 6th Internat. Conf. on Communication and Electronics Systems (IC-CES-2021)*, July 2021.
11. **Naikang Zhang, Zhiping Wen, Xunping Hou, Wu Wen.** Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers // *17th IEEE Internat. Conf. on Communication Technology*, Oct. 2017.
12. **Xin Cheng, Guangjun Xie, Zhang Zhang, Yizhong Yang.** Fast-settling feedforward automatic gain control based on a new gain control approach // *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*. Sept. 2014. Vol. 61, no. 9.
13. **Коротков А.С.** Устройства приема и обработки сигналов. Микроэлектронные высокочастотные устройства радиоприемников систем связи. СПб.: Изд-во Политех. ун-та, 2010. 223 с.
14. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Т. I: Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2008. 832 с.
15. **Белов Л.А., Благовещенский М.В., Богачев В.М.** Радиопередающие устройства. М.: Радио и связь, 1982. 408 с.
16. **Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И.** Радиоприемные устройства. М.: Радио и связь, 1986. 320 с.

REFERENCES

1. **Baker M.W., Sarapeshkar R.** Low-power single-loop and dual-loop AGCs for bionic ears. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Sept. 2006, Vol. 41, no. 9, Pp. 1983–1996. DOI: 10.1109/JSSC.2006.880599.
2. **Ikeda H., Ohshima T., Tsunotani M., Seki S., Kimura T.** Auto gain control transimpedance amplifier with low noise and wide input dynamic range for 10 Gbps optical communication systems. *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuits Symposium. 22nd Annual Technical Digest 2000* (Cat. No. 00CH37084), 2000, Pp. 193–196. DOI: 10.1109/GAAS.2000.906321
3. **Deng Shijie, Cleary E., McAuliffe M.A., Lewis L.** Design of an auto-gain control transimpedance amplifier for optical sensing applications. *27th Irish Signals and Systems Conference (ISSC)*, 2016, Pp. 1–5. DOI: 10.1109/ISSC.2016.7528459
4. **Jeon O., Fox R.M., Myers B.A.** Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Oct. 2006, Vol. 41, no. 10, Pp. 2291–2300. DOI: 10.1109/JSSC.2006.881548
5. **Wang I.-Hsin, Liu Shen-Iuan.** A 0.18- μ m CMOS 1.25-Gbps automatic-gain-control amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, Feb. 2008, Vol. 55, no. 2.



6. **Hongwei Guo, Zhiqun Li, Aiyuan Miao, Xiaowei Wang, Zhennan Li.** An automatic gain control amplifier with linear-in-dB gain in 22 nm CMOS. *The 6th International Conference on Integrated Circuits and Microsystems*, 2021. DOI: 10.1109/ICICM54364.2021.9660341
7. **Nagy L., Arbet D., Kovac M., Stopjakova V.** Towards automatic gain control low-power amplifier in 130 nm CMOS technology. *International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic, 6-7 Sept. 2016.
8. **Alegre J.P., Calvo B., Celma S., Azna F.** CMOS combined feedforward/feedback AGC circuit for VHF applications. *53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Zaragoza, Spain, 1-4 Aug. 2010.
9. **Xiaofeng He, Yuanjin Zheng, Chengyan Ma, Tianchun Ye.** A 95 dB dynamic range automatic gain control circuits and systems for multi-standard digital TV tuner. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, June 2014.
10. **Kishan Maladkar, H.V. Ravish Aradhya.** Design and implementation of automatic gain control unit for dual-mode Bluetooth. *Proceedings of the 6th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES-2021)*, July 2021.
11. **Naikang Zhang, Zhiping Wen, Xunping Hou, Wu Wen.** Digital automatic gain control design with large dynamic range in wireless communication receivers. *17th IEEE International Conference on Communication Technology*, Oct. 2017.
12. **Xin Cheng, Guangjun Xie, Zhang Zhang, Yizhong Yang.** Fast-settling feedforward automatic gain control based on a new gain control approach. *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, Sept. 2014, Vol. 61, no. 9.
13. **Korotkov A.S.** *Ustroystva priyema i obrabotki signalov. Mikroelektronnyye vysokochastotnyye ustroystva radiopriyemnikov sistem svyazi.* St. Petersburg: Politekh. Publ., 2010. 223 p. (rus)
14. **Tittse U., Shenk K.** *Poluprovodnikovaya skhemotekhnika.* Moscow: DMK Press, 2008. 832 p. (rus)
15. **Belov L.A., Blagoveshchenskiy M.V., Bogachev V.M.** *Radioperedayushchiye ustroystva.* Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1982. 408 p. (rus)
16. **Buga N.N., Falko A.I., Chistyakov N.I.** *Radiopriyemnyye ustroystva.* Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1986. 320 p. (rus)

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Ершов Илья Александрович
Ilya A. Ershov
E-mail: ershov.ia@edu.spbstu.ru

Данишевский Никита Сергеевич
Nikita S. Danishevskiy
E-mail: danishevskij.ns@edu.spbstu.ru

Поступила: 22.09.2022; Одобрена: 28.09.2022; Принята: 04.12.2022.
Submitted: 22.09.2022; Approved: 28.09.2022; Accepted: 04.12.2022.

Моделирование вычислительных, телекоммуникационных, управляющих и социально-экономических систем

Simulations of Computer, Telecommunications, Control and Social Systems

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15303>

UDC 519.673, 004.896



COMPARATIVE ANALYSIS OF HYBRID NEURAL NETWORK AND MULTILAYER MODELING OF A CIRCULAR MEMBRANE DEFLECTION UNDER A LOAD LOCATED ASYMMETRICALLY TO ITS CENTER

T.V. Lazovskaya¹✉, D.A. Tarkhov¹, M.R. Bortkovskaia¹,
T.T. Kaverzneva¹, V.V. Kudryavtseva¹, P.A. Kozhanova¹, E.S. Chernaya¹

¹ Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

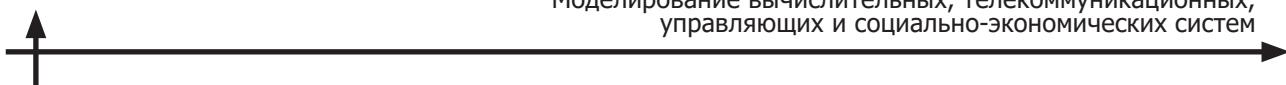
✉ lazovskaya_tv@spbstu.ru

Abstract. This article is devoted to the problem of a hybrid approach in modelling, which combines methods based on mathematical physics equations and data-driven methods. The issue of choosing a hybrid model for circular membrane deflection under a load is considered. To build models, the Laplace equation inaccurately describing the object and measurement data of sufficiently high accuracy are used. With the help of cross-validation methods, an algorithmic comparison of the generalising ability of a multilayer model, a physics informed neural network model and a classical approach is made. The results obtained allow us to recommend neural network and multilayer methods for modelling objects when a sufficiently accurate classical description using a boundary value problem is unknown or excessively difficult and additional information is available in the form of measurement results. Multilayer methods are preferable in case of shortage of data or its dynamic nature, if a compact adaptive model is needed, including for use in embedded systems and digital twins.

Keywords: hybrid models, circular membrane deflection, Laplace equation, PINN, multilayer model, physics-based architecture

Funding: The reported study was funded by project No. 20-57-56018 “Methods of creation and adaptation of intelligent systems based on physically informed neural networks”.

Citation: Lazovskaya T.V., Tarkhov D.A., Bortkovskaia M.R., Kaverzneva T.T., Kudryavtseva V.V., Kozhanova P.A. Comparative analysis of hybrid neural network and multilayer modeling of a circular membrane deflection under a load located asymmetrically to its center. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 3, Pp. 38–48. DOI: 10.18721/JCSTCS.15303



Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15303>

УДК 519.673, 004.896



СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ГИБРИДНЫХ НЕЙРОСЕТЕВЫХ И МНОГОСЛОЙНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОГИБА КРУГЛОЙ МЕМБРАНЫ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ГРУЗА, РАСПОЛОЖЕННОГО АСИММЕТРИЧНО ОТНОСИТЕЛЬНО ЕЕ ЦЕНТРА

Т.В. Лазовская¹ , Д.А. Тархов¹, М.Р. Бортковская¹,
Т.Т. Каверзнева¹, В.В. Кудрявцева¹, П.А. Кожанова¹, Е.С. Чёрная¹

¹ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

 lazovskaya_tv@spbstu.ru

Аннотация. Данная статья посвящена проблеме гибридного подхода в моделировании, при котором соединяются методы основанные уравнениях математической физики и методы, управляемые данными. Рассматривается проблема выбора гибридной модели для задачи о прогибе круглой мембранны на тканевой основе под действием груза. Для построения моделей используется уравнение Лапласа, неточно описывающее объект, и данные измерений достаточно высокой точности. С помощью методов скользящего контроля произведено алгоритмическое сравнение обобщающей способности многослойной модели, построенной с помощью аналитической модификации классических численных методов, физически информированной нейросетевой модели и классического подхода. Полученные результаты позволяют рекомендовать нейросетевой и многослойный методы при моделировании объектов, для которых неизвестно или избыточно сложно достаточно точно классическое описание с помощью граничной задачи для дифференциальных уравнений и имеется дополнительная информация в виде результатов измерений. Многослойные модели предпочтительны в случае нехватки или динамических данных, при необходимости компактной адаптивной модели, в том числе, для использования во встроенных системах и цифровых двойников.

Ключевые слова: гибридное моделирование, прогиб круглой мембранны, уравнение Лапласа, физически информированные нейронные сети, многослойная модель, основанная на физике архитектура

Финансирование: Работа выполнена при поддержке гранта № 22-21-20004 «Методы создания и адаптации интеллектуальных систем на основе физически информированных нейронных сетей».

Для цитирования: Лазовская Т.В., Тархов Д.А., Бортковская М.Р., Каверзнева Т.Т., Кудрявцева В.В., Кожанова П.А., Чёрная Е.С. Сравнительный анализ гибридных нейросетевых и многослойных моделей прогиба круглой мембранны под действием груза, расположенного асимметрично относительно ее центра // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 3. С. 38–48. DOI: [10.18721/JCSTCS.15303](https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15303)

Introduction

Simultaneously with the development of new technologies [1–2] and the widespread implementation of digital twins [3–4] there arises the problem of modelling real objects to meet the requirements of the modern world. An incomplete list of factors that must be included in the state-of-the-art paradigm of modelling is the following: the speed and cost of constructing models, their adaptability, the use of equations that describe an object inaccurately, the absence of conditions allowing the application of classical modelling methods, the possibility of using additional heterogeneous information, etc.

This article is devoted to the problem of hybrid approach to modelling when methods based on physics of an object (equations) and data-driven methods are combined.

Obviously, neither of these two types of modelling based on physics or data is perfect for using in digital twins. The hybrid approach is often applied in two situations: firstly, in modelling dynamical systems when the data is used to update the model and forecast, for example, in [7–8], and, secondly, in solving problems involving multifidelity [9–11].

The problem under consideration belongs to the second case. The differential equation is regarded as low-fidelity data and the measurements – as high-fidelity data. We propose an original approach to constructing models that combines multilayer methods [12], which are our analytical modification of the known numerical methods of solving differential equations and data-driven methods. The resulting hybrid multilayer model is compared with two other models constructed by means of a classical method and the common neural network approach, better known as the physics-informed neural network (PINN). Multilayer method as the method of building a model with an architecture based on physics and PINN as a hybrid method are regarded in the context of a new paradigm of modelling in work [13]. To compare models, a cross-validation allowing the estimation of different models from an algorithmic point of view [14] is used.

All types of models constructed can be used for computational modelling the objects of a similar nature after the parameter adjustment according to the actual measurement data.

Materials and Methods

Let us consider the task of approximating a deflection function for a circular membrane with a fixed edge under a load placed at a distance from the center and without overlapping it. The domain under the load is circular too. As a differential equation describing the real object, we use the Laplace equation for small deviations of a membrane under a load [15]. This equation obviously reflects the behavior of the membrane with low fidelity. In the process of the experiment, quite a big deflection described by more complicated equations is observed. These equations have a bigger number of parameters and require more information about physical properties of a membrane. As high-fidelity data, we use measurements obtained during the experiment.

The experiment consisted of the following. After placing a load with radius $r_0 = 3.95$ cm and weight 300 g on the membrane with radius $R = 50$ cm at a distance 10 cm from a membrane center $N = 24$ measurements of membrane deflection were taken in points around the load. In order to make high-fidelity measurements a coordinate mesh was drawn and markups have been made every 10 cm. Experimental set-up was wooden, a membrane material was elastane. All measurements were made by means of a laser level.

Depending on the method used to construct the membrane deflection model, the Laplace equation was formulated in Cartesian or polar coordinates (Fig. 1). In the first case, we have an equation of the form

$$h_{xx}'' + h_{yy}'' = 0 \quad (1)$$

in the domain $D = \{(x, y) | (x + a)^2 + y^2 \geq r_0^2, x^2 + y^2 \leq R^2\}$ (eccentric ring), where $R > a + r_0 > 2r_0$, R is a radius of membrane, r_0 is a radius of the area under the load, a is a distance from a membrane center to a center of the loaded area.

The boundary value problem for equation (1) corresponds to zero deflection at the fixed edge of the membrane

$$h(x, y) = 0 \text{ at } \{x^2 + y^2 = R^2\},$$

the other conditions are unknown. Thus, we have an incorrect problem that we solve using additional measurement data.

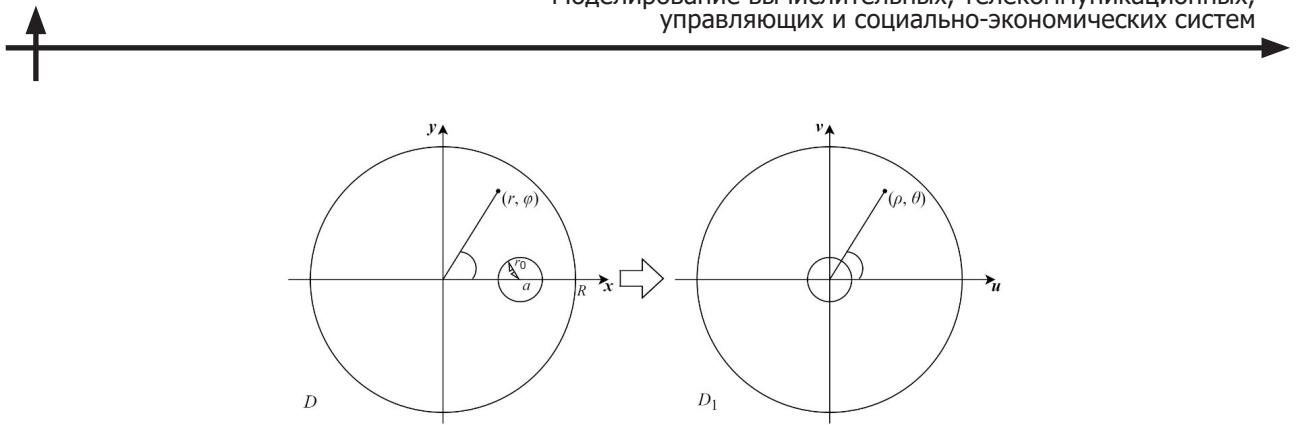


Fig. 1. Cartesian and polar coordinates for non-symmetric and symmetric formulations of the problem of finding the deflection of the membrane connected by a conformal mapping

If an equation of the form (1) is enough to apply the PINN, then other methods require some transformations. Using the conformal mapping [16], equation (1) in the domain D is reduced to the Laplace $h''_{uu} + h''_{vv} = 0$ equation in the symmetric closed domain D_1 (concentric ring).

Then in polar coordinates (ρ, θ) , $u = \rho \cos \theta$, $v = \rho \sin \theta$, we obtain the Laplace equation

$$\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial h}{\partial \rho} \right) + \frac{\partial^2 h}{\partial \theta^2} = 0 \quad \text{or} \quad h''_{\rho\rho} + \frac{1}{\rho} h'_{\rho} + \frac{1}{\rho^2} h''_{\theta\theta} = 0. \quad (2)$$

The first ("classic") method is as follows. The solution is written as a series [17] which we approximate by its partial sum

$$h(\rho, \theta) = \sum_{n=1}^m \left(\rho^n - \frac{1}{\rho^n} \right) (A_n \cos n\theta + B_n \sin n\theta) + D_0 \ln \frac{1}{\rho}, \quad (3)$$

where the coefficients A_n , B_n , D_0 are found from the boundary conditions and the measurement data by the least squares method. The relationship between the polar coordinates (r, ϕ) and (ρ, θ) [16] allows us to obtain the final expression for a solution directly for the original domain D .

A PINN is considered the second model. Parameters of a neural network with one hidden layer $h(x, y, c_i, \mathbf{a}_i) = \sum_{i=1}^N c_i v(x, y, \mathbf{a}_i)$ and a radial basis function (a Gaussian function) $\exp(-b((x-d_1)^2 + (y-d_2)^2))$ are adjusted during training, namely, minimising the loss function $J = J_1 + \delta_1 J_2 + \delta_2 J_3$. Here, summands J_1 , J_2 , J_3 correspond to the quadratic errors of satisfying the neural network solution to the Laplace equation, boundary conditions and experimental data. The hyperparameters δ_1 , $\delta_2 > 0$ reflect the contribution of the corresponding terms to the loss function after the initial random initialisation of the PINN weights. This method is described in more detail in [16].

A new approach to solving the problem of modelling the deflection of a membrane under a load is the multilayer method [12] based on the modification of classical numerical methods such as Runge–Kutta, Euler and others. This technique leads to the multilayer functional approximations of the solution of the Cauchy problem for a system of ordinary differential equations

$$\begin{aligned} \mathbf{y}' &= \mathbf{f}(x, \mathbf{y}_0), \\ \mathbf{y}(x_0) &= \mathbf{y}_0, \quad x \in R, \quad \mathbf{y}_0 \in R^n. \end{aligned} \quad (4)$$

The interval $[x_0, x]$ is divided in a certain way into n parts $x_0 < x_1 < \dots < x_n = x$ with corresponding steps h_k . Then the recurrence formula is used n times

$$\mathbf{y}_{k+1} = \mathbf{F}(\mathbf{f}, h_k, x_k, \mathbf{y}_{k+1}, \mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{k-1}, \dots, \mathbf{y}_0), \quad (5)$$

stipulated by specific classical numerical methods. The final expression y_n is regarded as an analytical function $y(x)$ of an end of the interval and is called a multilayer solution of the Cauchy problem. n determines the number of layers of the model and the length of the interval where the resulting solution satisfies the known estimates for the basis classical method and is selected in accordance with the required accuracy and permissible complexity of calculations.

We return to equation (2) in polar coordinates given in the symmetric domain D_1 which is obtained from the original domain using a conformal mapping, and the unknown function of deflection $h(\rho, \theta)$.

Denote $\rho \frac{\partial h}{\partial \rho} = z$ and we reduce equation (3) to a normal system of differential equations with respect to variable ρ :

$$\begin{cases} \frac{\partial h}{\partial \rho} = \frac{z}{\rho}, \\ \frac{\partial z}{\partial \rho} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 h}{\partial \theta^2}. \end{cases} \quad (6)$$

We apply our modification [12] of the implicit Euler method with one layer, that is, the operator F in expression (6) has the form

$$F(f, h, x_{k+1}, \mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{k+1}) = \mathbf{y}_k + hf(x_{k+1}, \mathbf{y}_{k+1}),$$

and starting at some point selected further. We get the expressions:

$$\begin{cases} h_1 = h_0(\theta) + \frac{\rho - R_0}{\rho} z_1, \\ z_1 = z_0(\theta) - \frac{\rho - R_0}{\rho} \frac{\partial^2 h_1}{\partial \theta^2}. \end{cases}$$

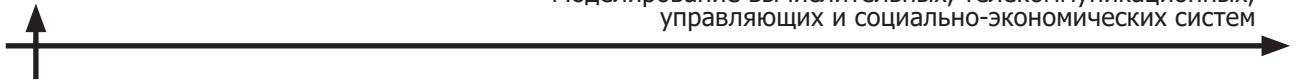
Given that $h_0(\theta) = h_1|_{\rho=R_0}$, $z_0(\theta) = z_1|_{\rho=R_0}$, the solution takes the form

$$h_1 = h_0(\theta) + \frac{\rho - R_0}{\rho} z_0(\theta) - \left(\frac{\rho - R_0}{\rho} \right)^2 \frac{\partial^2 h_1}{\partial \theta^2}. \quad (7)$$

Let us find $z_0(\theta)$. The edge of the membrane is fixed so $h_1|_{\rho=R} = 0$ and from equation (7)

$$h_0(\theta) + \frac{R - R_0}{R} z_0(\theta) = 0.$$

Expressing $z_0(\theta)$ and substituting it into equation (7), we obtain



$$\left(\frac{\rho - R_0}{\rho}\right)^2 \frac{\partial^2 h_1}{\partial \theta^2} + h_1 = h_0(\theta) \frac{R_0}{\rho} \frac{R - \rho}{R - R_0}. \quad (8)$$

The functions h_1, h_0 can be written as:

$$h_1(\rho, \theta) = \sum_{n=0}^{+\infty} a_n(\rho) \cos n\theta, \quad h_0(\rho, \theta) = \sum_{n=0}^{+\infty} A_n(\rho) \cos n\theta$$

and replace the series with partial sums

$$h_1(\rho, \theta) = \sum_{n=0}^m a_n(\rho) \cos n\theta, \quad h_0(\rho, \theta) = \sum_{n=0}^m A_n(\rho) \cos n\theta \quad (9)$$

Substitute expressions (9) into equation (8) and find the coefficients

$$a_n(\rho) = \frac{A_n \alpha(\rho)}{1 - \left(\frac{\rho - R_0}{\rho}\right)^2 n^2},$$

where $\alpha(\rho) = \frac{R_0}{\rho} \frac{R - \rho}{R - R_0}$, R_0, A_n are parameters that are found for the approximations of functions by expression (9) from the measurement data by means of the least squares method. In this case, the deflection values measured in the experiment are used directly and formulas corresponding to the conformal mapping in the form

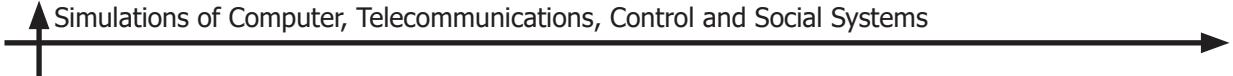
$$\rho = \rho(r, \varphi) = k \sqrt{\frac{4a^2 r^2 + 4arQ_- \cos \varphi + Q_-^2}{4a^2 r^2 + 4arQ_+ \cos \varphi + Q_+^2}} \quad \text{and} \quad \operatorname{tg} \theta = \frac{r \sqrt{(R^2 + a^2 - r_0^2)^2 - 4R^2 a^2} \sin \varphi}{a(R^2 + r^2) + r(R^2 + a^2 - r_0^2) \cos \varphi}.$$

Computation results

Using the data measured during the experiment described in the previous section two multilayer models (9) with different numbers of terms in the final sum were constructed. To estimate the obtained models and compare them with PINN model and "classical" solution, the method of cross-validation was utilised [14, 18]. A relatively small number $N = 24$ of measurements used for training and calculating model parameters allows calculating estimates for all partitions of the sample into training and test settings in the case of leave-one-out cross-validations. In addition, the ability of models to generalise is tested for the first time using the cross-validation method for a smaller volume of the training set.

We performed 40 calculation variants for each type of the model constructed using the "classical" method, neural network, and multilayer methods respectively. In experiments No. 1–24, the test sample consists of 1 test point, the remaining 23 points are a training sample; in experiments No. 25–40, training samples contain 16 randomly selected points and the remaining 8 points make up a test sample.

Thus, a total of 120 models were built, 24 "classical" analytical solutions of the form (4) among them. For each model, the unknown coefficients of approximation of the series (4) by the first summand (the sum of the first order) were calculated by the least squares method for 23 points. The maximum deviation is no more than 0.31 cm, the mean square deviation averaged over all variants for the training and test samples is 0.13 cm.



A solution was also obtained based on two terms of the partial sum of the series (5). A similar error distribution was observed in the solution as in the calculation by the first-order method. The maximum deviation was no more than 0.32 cm, the standard deviation averaged over the variants for the training and test sample points was 0.13 cm and 0.16 cm, respectively. A small increase in the standard deviation can be associated with an increase in instability in the load domain.

At the same time, the condition number of a matrix of the system for finding the coefficients of the solution (5) based on the L_2 -norm, grew to 200. While for the approximation of a series by one term, it ranged from 6 to 10 for different variants of training samples.

To train 24 PINN models, the same 23 points were used as in the calculations with the "classical" method. The maximum deviation was no more than 0.22 cm, the mean square deviation averaged over all variants for the training and test sample of points was 0.03 cm and 0.07 cm. It turned out that when using PINN, the maximum deviation of the calculation results from the experimental data was about a third less, the standard deviation was 2 times less than when using the "classical" method.

For each of the 24 partitions of the measurement data, multilayer models for finite sums (9) of the first and second order were constructed for the first time. For multilayer models of the first type, the maximum deviation is no more than 0.31 cm, the calculated mean square deviation for the training and test sample of points was 0.13 cm and 0.12 cm respectively.

For the sum of the second order the maximum deviation of the multilayer model from the test samples of experimental data decreased and was 0.28 cm, the calculated mean square error for the training and test samples decreased slightly and was 0.1 cm and 0.11 cm, respectively. In general, the results of calculations by the multilayer method practically coincided in accuracy with the results obtained using the "classical" method but the solution was more stable in the sense of maximum error for individual objects.

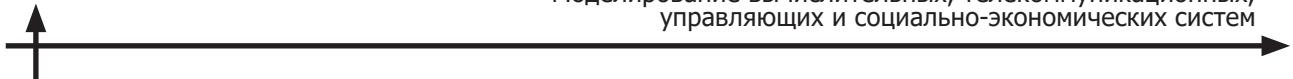
For all models, the maximum deviations of the calculated data from the experimental data at the points of the training and test samples, $ERR_{\max}^{\text{learn}}$ and ERR_{\max}^{test} , the maximum standard errors at the points of the training and test samples, $MSE_{\max}^{\text{learn}}$ and MSE_{\max}^{test} , the standard deviations of both samples averaged over all calculations, the so-called averaged regularity criterion, $\langle MSE \rangle^{\text{learn}}$ and $\langle MSE \rangle^{\text{test}}$, are presented in Table 1. Table 2 shows the number of adjusted parameters m for each method.

Thus, the PINN model allows us to get a minimum error in all indicators for leave-one-out exhaustive cross-validation. For a profound comparison, we analyzed the results of leave-8-out cross-validation for sixteen random partitions of a set of measurement data.

Table 1

**The maximum and standard deviation of the calculated values of the models
on the training and test sample for leave-one-out exhaustive cross-validation, cm**

Method	$ERR_{\max}^{\text{learn}}$	ERR_{\max}^{test}	$MSE_{\max}^{\text{learn}}$	$\langle MSE \rangle^{\text{learn}}$	$\langle MSE \rangle^{\text{test}}$
"Classical", the first order sum	0.32	0.43	0.14	0.13	0.13
"Classical", the second order sum	0.32	0.47	0.13	0.13	0.16
PINN	0.15	0.22	0.06	0.03	0.07
Multilayer, the first order sum	0.28	0.31	0.13	0.13	0.12
Multilayer, the second order sum	0.29	0.3	0.12	0.11	0.1



The results of calculations using a training set with 16 points are presented in Table 3. It contains the same estimates as Table 1. While maintaining the magnitude of estimates for training sets, the “classical” approach shows a weak ability to generalise on a test sample. A similar difference in estimates compared to the case of a larger training set is observed for a neural network model.

We can see that for a multilayer model the maximum deviations and root-mean-square estimates on both the training sample and the test sets differ little from those observed in the calculations for 23 points. Therefore, 16 points are sufficient to build the model, and the resulting solution does not depend on the sample and maintains its generalising ability.

Table 2

The number of adjusted parameters for each method

Method	m
"Classical", the first order sum	3
"Classical", the second order sum	5
PINN	48
Multilayer, the first order sum	3
Multilayer, the second order sum	4

Note that the estimates presented in Table 3 for test sets allow considering the quality of generalisation for all three models and avoiding optimistic underestimation of the error for a more complex PINN solution containing the maximum number of adjusted parameters (48 parameters in total, that is, 4 parameters with 12 neurons).

Table 3

**Maximum and standard deviation in the case
of the training (16 points) and test (8 points) samples, cm**

Method	ERR_{\max}^{learn}	ERR_{\max}^{test}	MSE_{\max}^{learn}	MSE_{\max}^{test}	$\langle MSE \rangle^{learn}$	$\langle MSE \rangle^{test}$
"Classical", the first order sum	0.32	0.58	0.15	0.24	0.13	0.16
"Classical", the second order sum	0.35	0.98	0.14	0.44	0.12	0.24
PINN	0.15	0.43	0.05	0.24	0.02	0.1
Multilayer, the first order sum	0.3	0.44	0.14	0.21	0.12	0.16
Multilayer, the second order sum	0.29	0.4	0.13	0.2	0.11	0.15

For visual comparison of the obtained models, 3D images of some models were constructed. Fig. 2 on the left shows the dependence of the deflection of the membrane on the coordinate for one of the calculations using the "classical" method, on the right – the difference between the result of numerical calculations using the same model and experimental data. The results for a PINN model are shown in Fig. 3. It can be seen that the shape of the membrane deflection became more natural, close to the physical one observed in the experiment. An example of a solution obtained by the method of multilayer approximations is shown in Fig. 4.

Conclusion

In this paper, a new multilayer approach to solving the incorrectly posed problem of finding the analytical function of deflection of a circular membrane under the action of a load placed far enough from

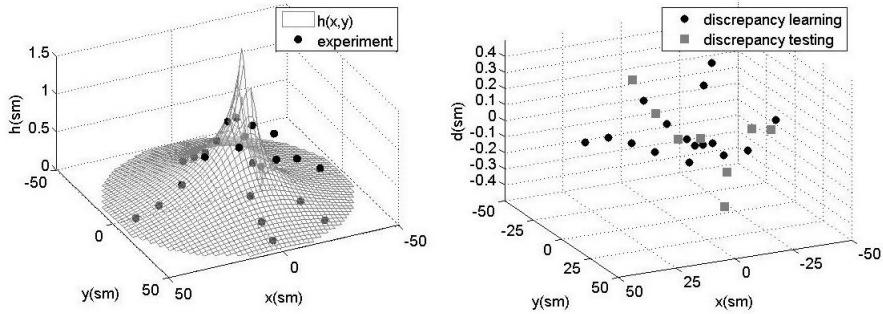


Fig. 2. The model of membrane deflection and deviation from experimental data.
"Classical" method, the first order sum

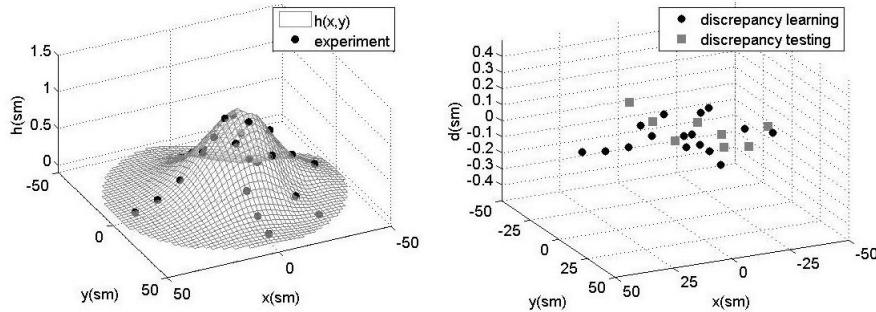


Fig. 3. The model of membrane deflection and deviation from experimental data. PINN model

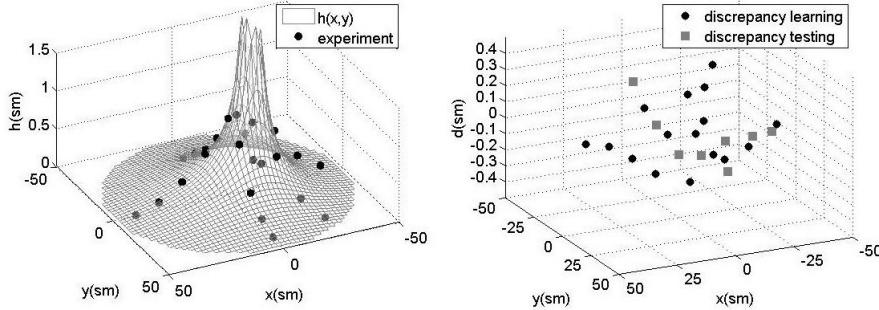


Fig. 4. The model of membrane deflection and deviation from experimental data.
Multilayer method, the first order sum

its center is considered. Instead of one of the boundary conditions, it is proposed to use measurement data obtained on a full-scale experiment. An algorithmic comparison has been made using the cross-validation method of a multilayer model with the basis implicit Euler method with a physics informed neural network model and a classical approach using the representation of the solution of the Laplace equation in polar coordinates through a trigonometric series.

As a result of the application of these techniques, 120 semi-empirical mathematical models were constructed using a relatively small set of experimental data that set the amount of deflection at each point of the membrane surface. With the help of the estimates obtained during the cross-validation, the generalising abilities of all models for the problem under consideration were analysed for different



volumes of training samples. Based on the conducted research, it can be concluded that PINN and multilayer methods should be applied to modelling objects when a sufficiently accurate classical description using a boundary value problem for a differential equation (a system of differential equations) is unknown or excessively difficult and additional information is available in the form of measurement results. At the same time, PINN models are more effective in a situation with many measurements, and the accuracy requirements are quite high. It is advisable to apply analytical modifications of numerical methods when there are few measurements or they arrive dynamically and a compact adaptive model is required, for example, in embedded systems.

REFERENCES

1. Oztemel E., Gursev S. Literature review of industry 4.0 and related technologies, *Journal of Intelligent Manufacturing*, 31 (1) (2020) 127–182.
2. Lee J., Bagheri B., Kao H. A cyber-physical systems architecture for industry 4.0-based manufacturing systems, *Manufacturing Letters*, 3 (2015) 18–23.
3. Liu M., Fang S., Dong H., Xu C. Review of digital twin about concepts, technologies, and industrial applications, *Journal of Manufacturing Systems*, 58 (2021) 346–361.
4. Dashkina A., Khalyapina L., Kobicheva A., Lazovskaya T., Malykhina G., Tarkhov D. Neural network modeling as a method for creating digital twins: From industry 4.0 to industry 4.1, *Proceedings of the 2nd International Scientific Conference on Innovations in Digital Economy: SPBPU IDE-2020 (SPBPU IDE '20)*, Association for Computing Machinery, 18 (2020) 1–5.
5. Rai R., Sahu C.K. Driven by data or derived through physics? A review of hybrid physics guided machine learning techniques with cyber-physical system (CPS) focus, *IEEE Access*, 8, (2020) 71050–71073.
6. Frank M., Drikakis D., Charassis V. Machine-learning methods for computational science and engineering. *Computation*, 8 (1) (2020). DOI:10.3390/computation8010015
7. Wang B., Zhang G., Wang H., Xuan J., Jiao K. Multi-physics-resolved digital twin of proton exchange membrane fuel cells with a data-driven surrogate model, *Energy and AI*, 1 (2020). DOI:10.1016/j.egyai.2020.100004
8. Guo J., Li Z., Li M. A review on prognostics methods for engineering systems, *IEEE Transactions on Reliability*, 69 (3) (2020) 1110–1129.
9. Pawar S., San O., Nair A., Rasheed A., Kvamsdal T. Model fusion with physics-guided machine learning: Projection-based reduced-order modelling, *Physics of Fluids*, 33 (6) (2021). DOI:10.1063/5.0053349
10. Xiang Y., Pan B., Luo L. A new model updating strategy with physics-based and data-driven models, *Structural and Multidisciplinary Optimization*, 64 (1) (2021) 163–176.
11. Leoni N., Amon C.H. Bayesian surrogates for integrating numerical, analytical, and experimental data: application to inverse heat transfer in wearable computers, *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, 23 (1) (2000) 23–32.
12. Lazovskaya T., Tarkhov D. Multilayer neural network models based on grid methods, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 158 (1) (2016). DOI:10.1088/1757-899X/158/1/012061
13. Lazovskaya T., Malykhina G., Tarkhov D. Physics-based neural network methods for solving parameterized singular perturbation problem, *Computation*, 9 (9) (2021). DOI:10.3390/computation9090097
14. Arlot S., Celisse A. A survey of cross-validation procedures for model selection, *Statistics Surveys*, 4 (2010) 40–79.
15. Aramanovich I.G., Levin V.I. Uravneniya matematicheskoy fiziki [Equations of mathematical physics]. M.: Nauka, 1969. 288 p.
16. Bortkovskaya M.R., Vasilyev A.N., Kaverzneva T.T., Kozhanova P.A., Kudryavtseva V.V., Tarkhov D.A., Chernaya Ye.S. Modeling the deflection of circular membrane effected by a cargo positioned asym-

metrically relative to the center, Modern Information Technologies and IT-education. 2021. Vol. 17, No. 3. Pp. 633–641.

17. **Arsenin V.Ya.** Matematicheskaya fizika: Osnovnyye uravneniya i spets. funktsii [Mathematical Physics: Basic equations and special functions]. Fiz.-mat. b-ka inzhenera. M.: Nauka, 1966. 367 p.

18. **Efron B.** Netraditsionnye metody mnogomernogo statisticheskogo analiza [Non-traditional methods of multidimensional statistical analysis]. M: Finansy i statistika, 1988. 263 p.

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Лазовская Татьяна Валерьевна

Tatiana V. Lazovskaya

E-mail: lazovskaya_tv@spbstu.ru

Тархов Дмитрий Альбертович

Dmitrii A. Tarkhov

E-mail: dtarkhov@gmail.com

Бортковская Мария Романовна

Mariia R. Bortkovskaia

E-mail: mbort@mail.ru

Каверзнева Татьяна Тимофеевна

Tatyana T. Kaverzneva

E-mail: kaverztt@mail.ru

Кудрявцева Василиса Вадимовна

Vasilisa V. Kudryavtseva

E-mail: vasilisa.kudryavtseva1997@gmail.com

Кожанова Полина Алексеевна

Polina A. Kozhanova

E-mail: polinakozhanova@yandex.ru

Чёрная Екатерина Сергеевна

Ekaterina S. Chernaya

E-mail: Chernaya.kotyk@gmail.com

Поступила: 03.09.2022; Одобрена: 04.12.2022; Принята: 04.12.2022.

Submitted: 03.09.2022; Approved: 04.12.2022; Accepted: 04.12.2022.

Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15304>

УДК 681.5



МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА (КВАДРОКОПТЕРА)

Ю. Чжу¹ 

¹ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

 1918149382@qq.com

Аннотация. Проектирование систем управления беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) на основе моделей позволяет устраниить неопределенность, неоднозначность, и невычислимость. Кроме того, это эффективный способ гарантировать создание БПЛА с высоким коэффициентом безопасности, соответствующего стандартам летной годности. Это процесс проектирования летательных аппаратов, принятый некоторыми известными международными компаниями. Квадрокоптеры представляют собой небольшие сложные системы, должны внедрить "Системная инженерия на основе моделей" на разработку дронов в компаниях и научных институтах с достаточными ресурсами. Разработка на модели и Экспериментирование моделей в виртуальной среде значительно повышает безопасность системы. В данном исследовании представлена трехмерная модель квадрокоптера (одной из разновидностей БПЛА) в программе SolidWorks. Проведен анализ характеристик и динамики полета квадрокоптера, затем с помощью Matlab создана модель механизма системы и двигателей квадрокоптера. Приведена модель динамики квадрокоптера и смоделировано его движения при выполнении различных задач.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, квадрокоптер, модель динамики, мультитул Simscape, аналоговое моделирование в Matlab

Для цитирования: Чжу Ю. Модель системы управления беспилотного летательного аппарата (квадрокоптера) // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 3. С. 49–61. DOI: 10.18721/JCSTCS.15304

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15304>

UDC 681.5



MODEL OF CONTROL SYSTEM FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES (QUADCOPTERS)

Y.Q. Zhu¹

¹ Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

1918149382@qq.com

Abstract. Designing control systems for unmanned aerial vehicles (UAV) based on models eliminates uncertainty, ambiguity, and non-computability. In addition, it is an effective way to ensure the creation of UAV with a high safety factor that meets airworthiness standards. This is the aircraft design process adopted by some well-known international companies. It may be worthwhile for companies and science institutes with sufficient resources to implement “Model-Based Systems Engineering” for drones or quadcopters as small complex systems. Model-based development greatly enhances the safety of small complex systems. Simulation in virtual environments is beneficial for exploring the development process and gaining experience for UAV development. This study presents a three-dimensional model of a quadcopter (one of the UAV varieties) in the SolidWorks program. An analysis of the characteristics and dynamics of the flight of the quadcopter was carried out, then, using Matlab, a model of the mechanism of the system and quadcopter engines was created. A model of quadcopter dynamics is presented and its movements are simulated when performing various tasks.

Keywords: unmanned aerial vehicle, quadrocopter, dynamics model, Simscape Multibody, analog simulation in Matlab

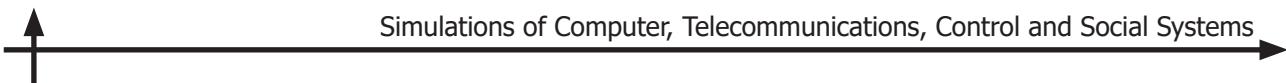
Citation: Zhu Y.Q. Model of control system for unmanned aerial vehicles (quadcopters). Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 3, Pp. 49–61. DOI: 10.18721/JCSTCS.15304

Введение

На данном этапе развития авиационной техники значительное внимание уделяется созданию различных видов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Во многих странах начали приниматься законы, правила и стандарты для БПЛА, организуется изучение систем управления воздушным движением для БПЛА. Можно считать с уверенностью, что БПЛА вступили в новую, упорядоченную фазу развития.

Можно предположить, что с развитием 5G, информационных технологий, технологий искусственного интеллекта и дальнейших исследований технологии роя, возможностей для развития будет еще больше. Пользователи БПЛА смогут эффективнее воспринимать мир, добавив на них камеры глубины, LIDAR и другие более профессиональные устройства. БПЛА могут стать платформами для сбора данных на небольшой высоте. Создатели БПЛА пытаются применить к ним такие методы, как обучение с подкреплением, чтобы позволить БПЛА летать более «умно». Начинает широко использоваться технология роя, которая позволяет группам БПЛА работать совместно. Эти концепции позволяют отдельным БПЛА или роям БПЛА выполнять эффективно более сложные задачи в различной обстановке.

Квадрокоптеры занимают особое место среди множества разновидностей БПЛА. Это определяется преимуществами, которые обеспечиваются применением квадрокоптеров для решения таких задач, как скрытая разведка, постановка помех, доставка полезных грузов и прочие, в том числе доставка средств воздействия на противника: относительная дешевизна, высокая живучесть и малозаметность [1, 2].



В настоящее время имеется значительное количество литературных источников, посвященных исследованиям по динамическому моделированию полноразмерных летательных аппаратов разной размерности [3–7, 10–12, 15, 16]. При этом для создания моделей систем управления в основном применяют метод модификации модели, метод структурного анализа, метод идентификации системы и некоторые другие методы, которые используются для получения математической модели движения БПЛА [8].

Квадрокоптер – это летательный аппарат с четырьмя пропеллерами. Пропеллеры разделены на две группы: вращающиеся по часовой стрелке и вращающиеся против часовой стрелки при виде сверху. Пропеллеры осуществляют вращение диагонально в противоположных направлениях, что нейтрализует противовращающий момент.

По сравнению с традиционными вертолетами (с одним пропеллером и одним хвостовым пропеллером), конструкция квадрокоптера имеет уникальные преимущества. В ней не требуется сложная кинематическая схема передач. Устойчивость полета может обеспечиваться путем регулировки скорости вращения четырех пропеллеров. Конструкция симметрична, компактна, обладает хорошей управляемостью и надежностью. Квадрокоптер обладает хорошей помехоустойчивостью, устойчивостью полета и безопасностью, а также имеет низкую стоимость.

Эти преимущества определяют то, что квадрокоптер может широко применяться в гражданской и военной областях. Квадрокоптер может не только реализовать работу как единичный аппарат, но также лучше выполнять задачу совместной работы нескольких аппаратов и стать хорошей испытательной платформой для проверки различных передовых технологий и алгоритмов управления.

Модель квадрокоптера

Согласно теории твердого тела и теореме Ньютона–Эйлера, моделирование динамики квадрокоптера делится на две части: поступательное движение и вращательное. В моделировании учитывается взаимное влияние воздушного потока между роторами, сопротивление воздуха, испытываемое квадрокоптером, эффект гироскопа квадрокоптера и эффект гироскопа тела. Исходя из вышеизложенного, можно получить модели кинематики и динамики твердого тела для всей системы.

С точки зрения моделирования и управления, из-за сложностей аэродинамики необходимо учитывать многие факторы для анализа сил, действующих на квадрокоптер. Квадрокоптеры обладают характеристиками продольной и поперечной нелинейной связи и сильно зависят от метеорологической обстановки. Кроме того, взаимное влияние между пропеллерами, нестрогая симметрия конструкции, ошибки сборки и наладки, сложные аэродинамические параметры и т. д., будут вносить неопределенные факторы в конструкцию и управление квадрокоптерами [9, 17–20].

Для упрощения процесса моделирования приняты следующие допущения:

- общая конструкция квадрокоптера представляет собой абсолютно твердое тело;
- все части квадрокоптера полностью симметричны;
- центр тяжести квадрокоптера находится в геометрическом центре конструкции;
- пропеллеры не деформируются при вращении.

Квадрокоптер рассматривается как система с несколькими твердыми телами – фюзеляжем и пропеллерами. Пропеллер квадрокоптера имеет жесткую конструкцию и не имеет колебательного движения, поэтому колебательный эффект пропеллера не учитывается. Предположим, что каркасная конструкция фюзеляжа квадрокоптера может игнорировать воздействие воздуха на квадрокоптер и необходимо учитывать только влияние воздуха на пропеллеры и влияние пропеллера на квадрокоптер. Теорию элемента лопасти пропеллера используем чтобы провести анализ аэродинамики пропеллеров с привлечением теоремы Эйлера Ньютона для анализа всей системы квадрокоптера.



Модель поступательного движения. Известно, что теорема Ньютона–Эйлера представляет собой общий подход для анализа моделей динамики систем твердого тела. Согласно теории динамики твердого тела, движение квадрокоптера можно разделить на две части: перемещение квадрокоптера относительно наземной инерциальной системы координат и вращение (изменение угла ориентации) относительно системы координат тела.

Примем следующие обозначения. Согласно анализу динамики пропеллера, F_1, F_2, F_3, F_4 – это подъемная сила четырех пропеллеров, пропорциональная квадрату скорости Ω_1 пропеллера, и соотношение между подъемной силой F_i и реакцией момента M_i , создаваемый каждым пропеллером, определится как

$$F_i = k_1 \Omega_i^2 \quad (i = 1, 2, 3, 4)$$

$$M_i = b \Omega_i^2,$$

где Ω_1 – скорость вращения пропеллера; $\lambda = k_1/b$, $k_1 > 0$, $b > 0$ – коэффициент, связанный с такими факторами, как плотность воздуха, радиус пропеллера, сечение пропеллера и форма пропеллера.

С помощью модели взаимосвязи силы и крутящего момента, входной элемент управления распространяется на четыре управляющие переменные. Полная подъемная сила F и моменты M квадрокоптера могут быть определены по следующей зависимости:

$$U = \begin{bmatrix} F \\ M_\delta \\ M_\theta \\ M_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & l & 0 & -l \\ l & 0 & -l & 0 \\ -\lambda & \lambda & -\lambda & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_3 \\ F_4 \\ F_2 \\ F_1 \end{bmatrix},$$

где F – равнодействующая подъемной силы F_1, F_2, F_3, F_4 , создаваемой четырьмя пропеллерами; M_δ – результирующий момент, создаваемый группой пропеллеров, создающих угол крена; M_θ – результирующий момент, создаваемый группой пропеллеров, создающих угол тангенса; M_ψ – момент рыскания, создаваемый регулировкой скорости вращения пропеллера, пропорциональный подъемной силе.

Согласно уравнению Ньютона–Эйлера и с учетом сопротивления воздуха, если обозначить за (q_x, q_y, q_z) смещение в инерциальной системе координат, а за f_x, f_y, f_z – составляющие подъемной силы в трех направлениях в инерциальной системе координат, то можно записать:

$$\begin{bmatrix} m\ddot{q}_x \\ m\ddot{q}_y \\ m\ddot{q}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} k_1 \dot{q}_x \\ k_1 \dot{q}_y \\ k_1 \dot{q}_z \end{bmatrix} = (F_1 + F_2 + F_3 + F_4) R_{BE} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} - m \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} k_1 \dot{q}_x \\ k_1 \dot{q}_y \\ k_1 \dot{q}_z \end{bmatrix}.$$

Из представленной зависимости видно, что сопротивление воздуха $k_1 \dot{q}_x, k_1 \dot{q}_y, k_1 \dot{q}_z$ имеет линейную зависимость от скорости $\dot{q}_x, \dot{q}_y, \dot{q}_z$ тела и всегда противоположно направлению скорости. Следовательно, можно получить уравнение поступательного движения квадрокоптера:

$$\begin{cases} \ddot{q}_x = \frac{\sin \psi \sin \delta + \cos \psi \sin \theta \cos \delta}{m} (F_1 + F_2 + F_3 + F_4) - k_1 \dot{q}_x \\ \ddot{q}_y = \frac{-\cos \psi \sin \delta + \sin \psi \sin \theta \cos \delta}{m} (F_1 + F_2 + F_3 + F_4) - k_1 \dot{q}_y \\ \ddot{q}_z = \frac{\cos \theta \cos \delta}{m} (F_1 + F_2 + F_3 + F_4) - k_1 \dot{q}_z - g \end{cases}$$

Модель ориентации. При полете скорость вращения каждого из четырех пропеллеров должна своевременно регулироваться таким образом, чтобы фактическая ориентация четырех пропеллеров была близка к идеальной. ПИД-регулятор в данном случае позволяет достичнуть этой цели. Углы рысканья, тангажа и крена квадрокоптера теоретически независимы друг от друга, поэтому управление ориентацией квадрокоптера можно разделить на три отдельных элемента управления.

Связь между угловой ориентацией θ, δ, ψ квадрокоптера и угловой скоростью (p, q, r) в связанный системе координат можно записать как

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \delta & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi \cos \delta & \cos \psi & 0 \\ \sin \delta & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\delta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix}.$$

Согласно уравнению Ньютона–Эйлера и с учетом гироскопического эффекта фюзеляжа и пропеллера:

$$\begin{cases} I_x \dot{p} = l(F_4 - F_1) + (I_y - I_z)qr - J_r q(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3) \\ I_y \dot{q} = l(F_2 - F_3) + (I_z - I_x)pr - J_r p(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3) \\ I_z \dot{r} = M_\psi + (I_x - I_y)pq = \lambda(F_1 + F_4 - F_2 - F_3) + (I_x - I_y)pq \end{cases},$$

где l – это расстояние от геометрического центра фюзеляжа до центра любого пропеллера (т. е. точки действия подъемной силы); I_x, I_y, I_z – моменты инерции квадрокоптера относительно оси x_B, y_B, z_B в связанный системе координат; J_r – момент инерции пропеллера; $(I_y - I_z)qr$, $(I_z - I_x)pr$, $(I_x - I_y)pq$ – гироскопический эффект фюзеляжа; $-J_r q(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3)$, $-J_r p(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3)$ – эффекты гироскопа пропеллера.

Используя уравнение Ньютона–Эйлера, можно получить уравнение пространственного ориентации квадрокоптера:

$$\begin{cases} \dot{p} = \frac{M_\delta + (I_y - I_z)qr - J_r q(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3)}{I_x} = \\ = \frac{M_\delta + (I_y - I_z)(-\dot{\theta} \sin \psi \cos \delta + \dot{\delta} \cos \psi)(\dot{\theta} \sin \delta + \dot{\psi}) - J_r q(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3)}{I_x} \\ \dot{q} = \frac{M_\theta + (I_z - I_x)pr - J_r p(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3)}{I_y} = \\ = \frac{M_\theta + (I_z - I_x)(\dot{\theta} \sin \delta + \dot{\psi})(\dot{\theta} \cos \psi \cos \delta + \dot{\delta} \sin \psi) - J_r p(-\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_4 + \Omega_3)}{I_y} \\ \dot{r} = \frac{M_\psi + (I_x - I_y)pq}{I_z} = \\ = \frac{M_\psi + (I_x - I_y)(\dot{\theta} \cos \psi \cos \delta + \dot{\delta} \sin \psi)(-\dot{\theta} \sin \psi \cos \delta + \dot{\delta} \cos \psi)}{I_z} \end{cases}.$$

Модель имеет четыре управляющих входа и 12 переменных состояния, шесть степеней свободы (три перемещения, три положения) и является системой пониженного привода.

Устройства квадрокоптера. Квадрокоптер состоит из фюзеляжа, силовой установки и системы управления. Силовая система является наиболее важным компонентом квадрокоптера, включая двигатель и пропеллеры. От качества системы силовой установки зависят основные характеристики квадрокоптера, такие как грузоподъемность, скорость полета, дальность полета, время зависания, стабильность полета и т. д. [13].

Двигатель квадрокоптера – это устройство, которое непосредственно создает силу и крутящий момент. Основная функция управления двигателем заключается в получении ШИМ-сигналов для управления скоростью двигателя.

Динамическое уравнение электродвигателя можно записать как

$$\left(\frac{J_r}{\eta r^2} + J_m \right) \dot{\omega}_e = -\frac{C_m C_e}{R_a} \omega_e - \frac{n}{\eta r^3} \omega_e^2 + \frac{C_m}{R_a} u_a,$$

где C_e – постоянная электрического потенциала двигателя; ω_e – представляет скорость вращения двигателя; C_m – коэффициент крутящего момента электродвигателя; J_m – момент инерции вращающейся части; J_r – момент инерции винта, n – коэффициент лобового сопротивления, η – коэффициент полезного действия коробки передач с регулируемой скоростью; r – передаточное число.

Согласно этому уравнению, можно получить связь между напряжением в качестве управляющих входных параметров и скоростью в качестве выходов.

В настоящей статье аэродинамика пропеллеров не обсуждается. Очевидно, что правильно подобранные пропеллеры могут обеспечить более эффективную и стабильную работу двигателя.

Характеристики квадрокоптера. Выбор пропеллера оптимальной конфигурации является одним из способов улучшить летные характеристики квадрокоптера. При этом системы силовых установок должны подходить друг другу, иначе все четыре пропеллера не будут работать синхронно. Для решения задач исследования в качестве объекта управления и моделирования был выбран коммерчески доступный квадрокоптер [22] в конструкции которого используются стандартные компоненты оборудования. Этот квадрокоптер далее и будем использовать для создания модели. Характеристики аккумуляторов и двигателей, пропеллеров, и других устройств выбранного квадрокоптера, составляющие объекта управления и моделирования показаны на рис. 1. Харак-

Detail Information					
Hovering Performance :		Max. Throttle Performance :		Integral Performance :	
Hovering Time	: 6.17 min.	Flight Time	: 2.4 min.	Normal Operation	: 5.3 min.
Throttle Percentage	: 63.5 %	Total Lift	: 26.6 N	Total Weight	: 1.5 kg
ESC Current	: 3.59 A	ESC Current	: 9.6 A	Remaining Load	: 0.66 kg
Motor Speed	: 5506.3 rpm	Motor Speed	: 7408.7 rpm	Max. Takeoff Altitude	: 3.17 km
Motor Power	: 28.6 W	Motor Power	: 69.5 W	Max. Tilt Angle	: 46.1 °
Battery Voltage	: 11.9 V	Battery Voltage	: 11.5 V	Max. Forward Speed	: 13.6 m/s
Battery Current	: 14.9 A	Battery Current	: 38.4 A	Max. Flight Range	: 3.14 km
Power Efficiency	: 63.3 %	Power Efficiency	: 59.8 %	Wind Resistance	: 5 Degree

Рис. 1. Характеристики квадрокоптера
Fig. 1. Characteristics of the quadrocopter

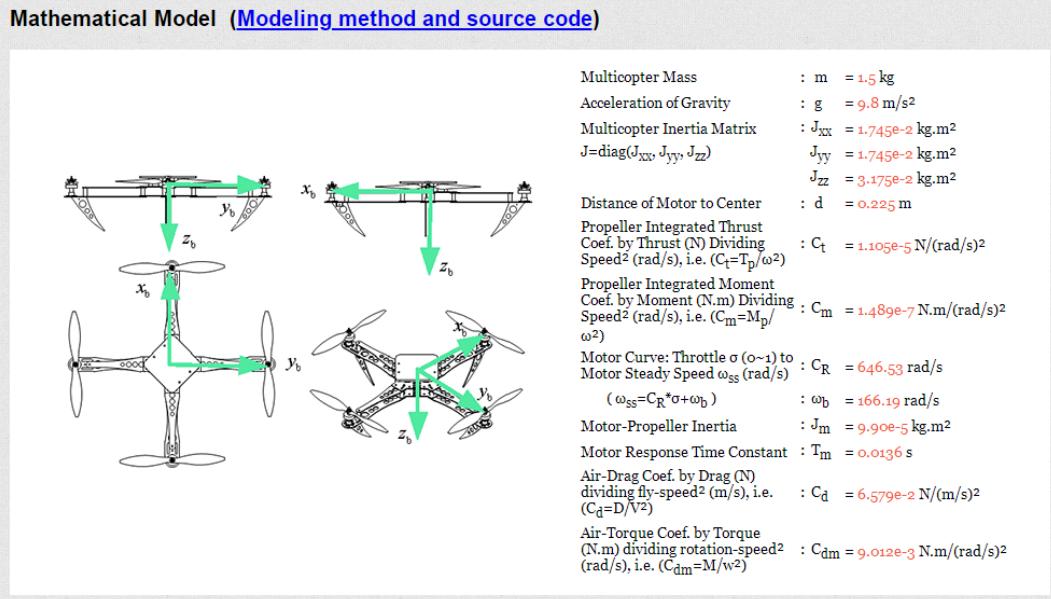


Рис. 2. Характеристики математической модели квадрокоптера
 Fig. 2. Characteristics of the mathematical model of the quadrocopter

теристики математической модели на выбранном оборудовании на открытой платформе [21, 22] показаны на рис. 2.

Модель квадрокоптера в Matlab

Трехмерная модель квадрокоптера в программе Matlab. Модель объекта управления составим на основе использования открытых исходных ресурсов. Физическую модель квадрокоптера сформулируем в программе SolidWorks. Для этого необходимо импортировать модель в Matlab и сделать аналоговое моделирование. В результате непосредственного импортирования модель получается очень беспорядочной, в ней отсутствуют эффективные соединения и витые соедине-

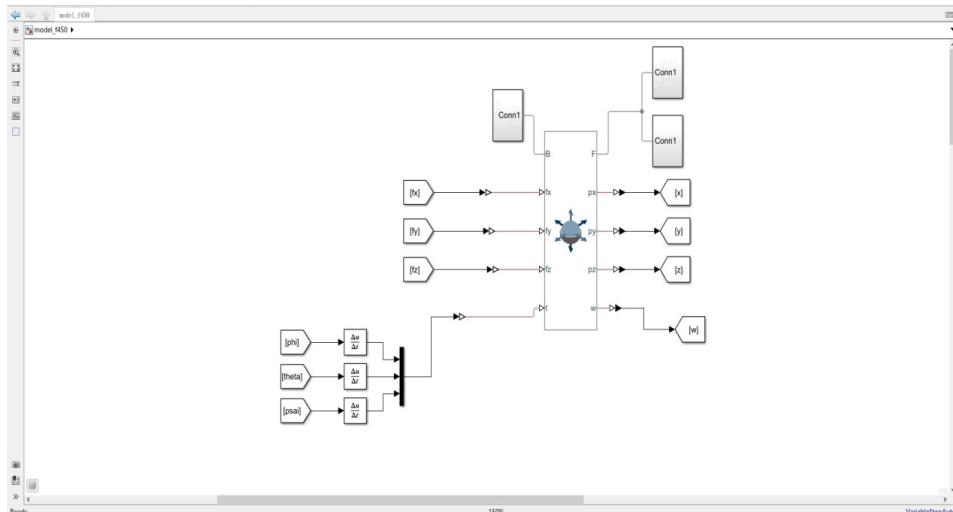


Рис. 3. Схема физического соединения блоков квадрокоптера в программе Matlab
 Fig. 3. Diagram of the physical connection of the quadrocopter blocks in the Matlab program

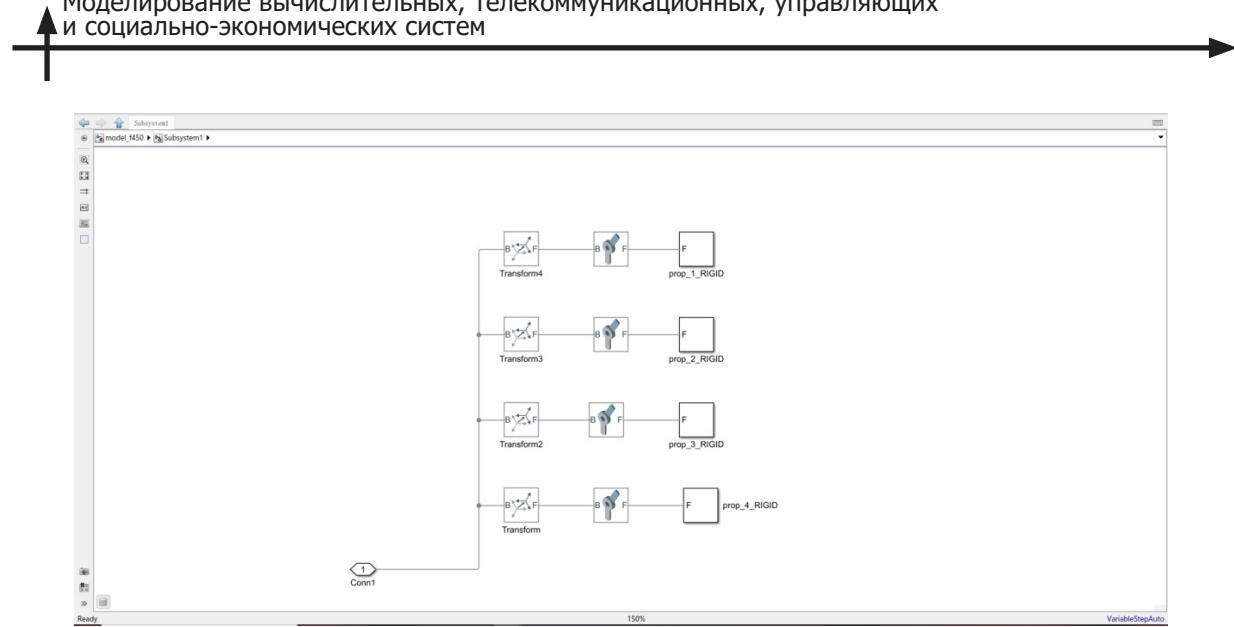


Рис. 4. Схема физического соединения пропеллеров квадрокоптера в программе Matlab
Fig. 4. Diagram of the physical connection of the quadrocopter propellers in the Matlab program

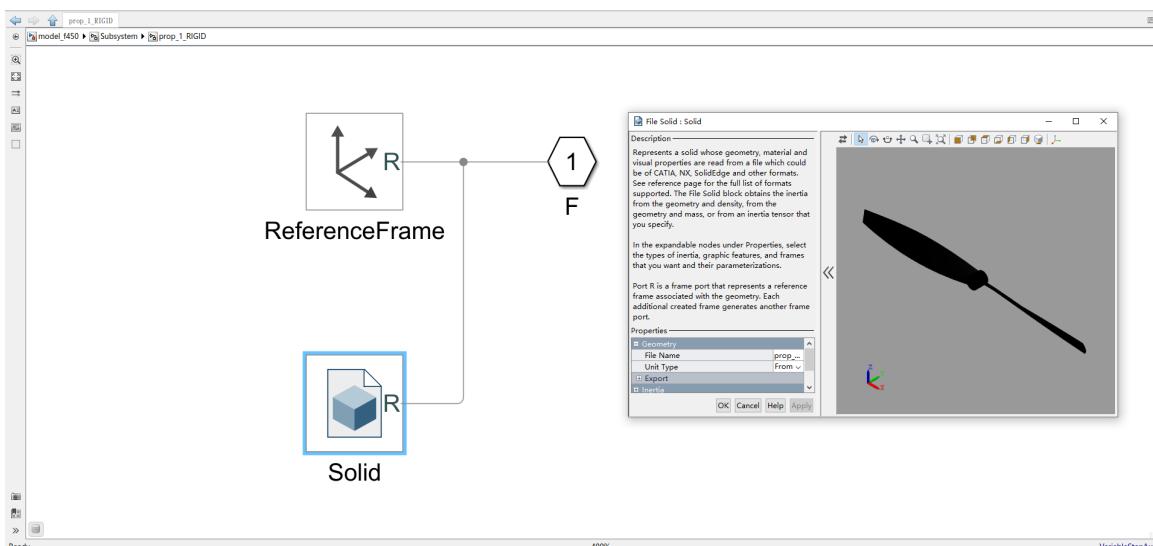


Рис. 5. Трехмерная физическая модель пропеллера квадрокоптера в программе Matlab
Fig. 5. Three-dimensional physical model of the quadrocopter propeller in the Matlab program

ния. Необходимо изменить архитектуру модели для её упрощения и перестройки. Схема связи конструкции квадрокоптера, согласования пропеллеров, трехмерная модель пропеллера квадрокоптера в программе Matlab показаны на рис. 3–5.

Установим связанную систему координат, в которой ось Z направлена вниз (к земле). В этой системе координат построим модель квадрокоптера в Mechanics Explorer (рис. 6).

Анализ структуры контроллера. Модель и структура управления квадрокоптера показаны на рис. 7.

Структура модели состоит из четырех модулей: модель динамики привода, модель динамики пропеллера, модель взаимосвязи сил и моментов, модель динамики. Предложенная структура модели с четырьмя блоками будет соответствовать схеме контроллера, представленной на рис. 8.

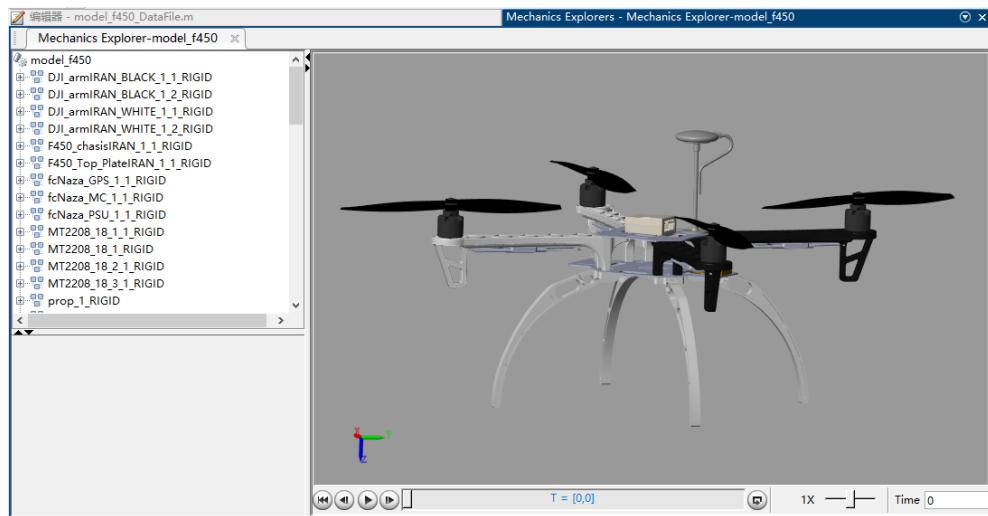


Рис. 6. Трехмерная физическая модель квадрокоптера в программе Matlab
Fig. 6. Three-dimensional physical model of the quadrocopter in the program Matlab

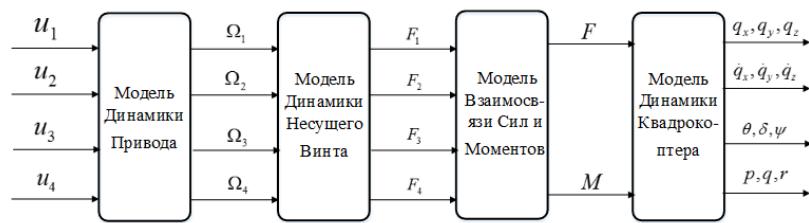


Рис. 7. Структура модели динамики и схема контроллера квадрокоптера
Fig. 7. Dynamics model structure and quadrocopter controller diagram

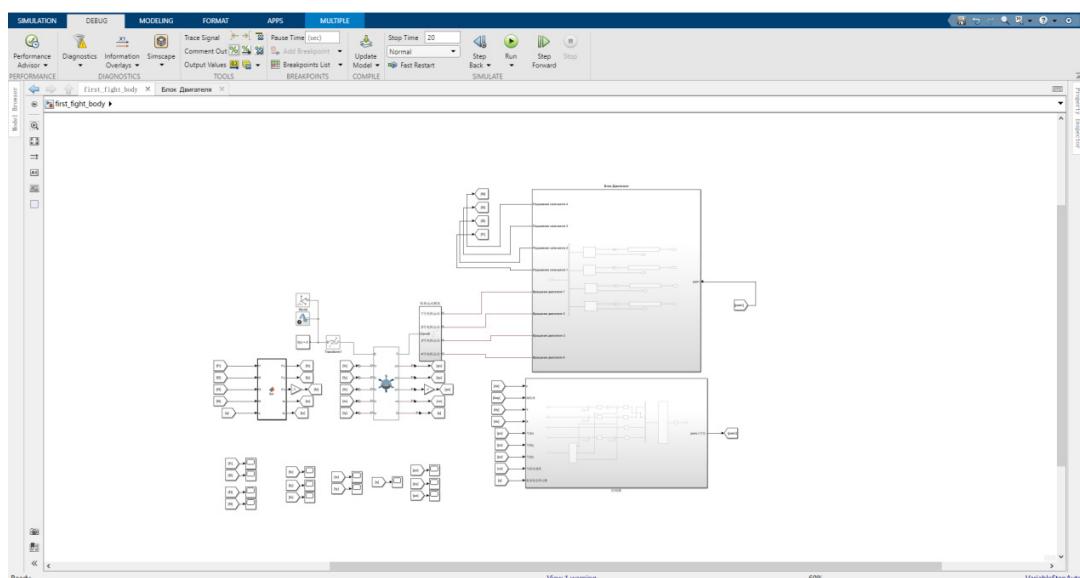


Рис. 8. Схема контроллера на четыре блока
Fig. 8. Controller diagram for four blocks

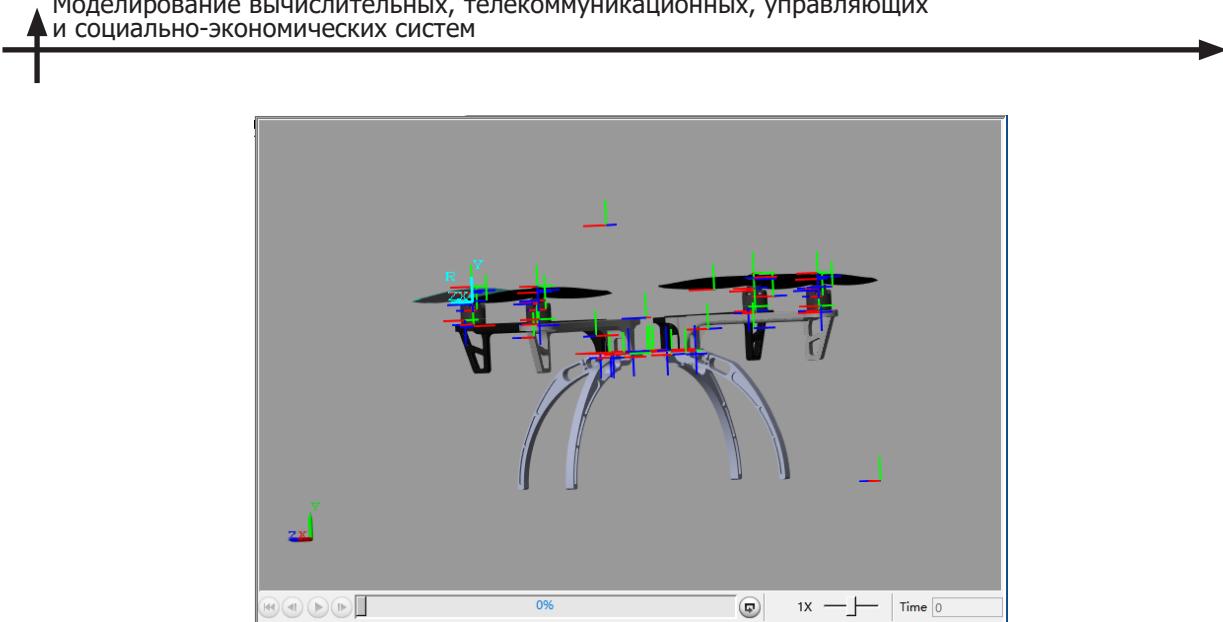


Рис. 9. Квадрокоптер под системой координат
Fig. 9. Quadrocopter under the coordinate system

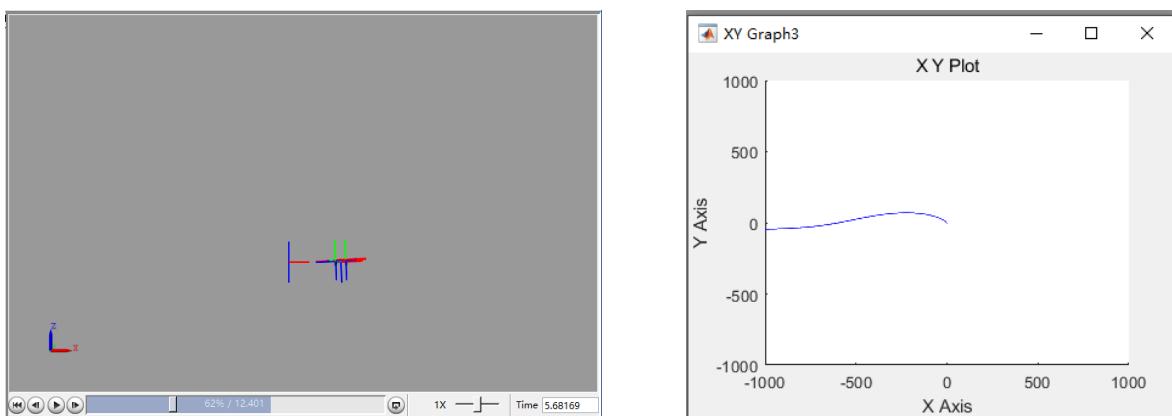


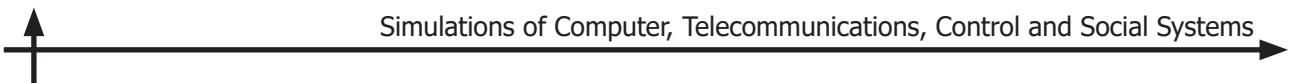
Рис. 10. Горизонтальный полёт квадрокоптера и траектория горизонтального полета
Fig. 10. Horizontal flight of the quadcopter and the trajectory of horizontal flight

Смоделированный в виртуальной среде запуск трехмерной модели квадрокоптера показан на рис. 9.

Для упрощения модели уберем второстепенные факторы. Запускаем программу. Моделирование полета в симулированной среде с реальной характеристикой, результат и траектория горизонтального полета показаны на рис. 10.

Заключение

Результаты проведенного моделирования в значительной степени отражают физические характеристики модели БПЛА и позволяют проверить динамику модели БПЛА и её достоверность. Все основные режимы движения БПЛА (зависание, ровный полет, подъем, спуск) можно реализовать с помощью созданной модели. Таким образом показано, что применённый нами метод анализа может использоваться для установления модели динамики системы управления БПЛА через метод Ньютона-Эйлера, включая динамику твердого тела, модель пропеллера и сервокрыла. Через принятие допущений и упрощений динамических уравнений для БПЛА могут быть определены углы поворота сервопривода, а также моменты тангажа, крена и рыскания последовательно.



Получена линейная модель движения БПЛА, описываемая физическими параметрами системы, которая определяет модель ориентации БПЛА с неизвестными параметрами. Система ориентации аппарата является ключом к конструкции системы управления БПЛА. Если конструкция эффективная, то навигационная часть БПЛА может быть упрощена, и простой ПИД-регулятор может выполнить полетную задачу.

Дальнейшей работой по теме данной статьи может быть продолжение развития системы контроллера полета, что означает модификацию и расширение функций системы Autopilot (система контроллера полета) для конкретных целей и потребностей в соответствующих условиях (поддержка новых планеров и конструкций БПЛА, полученных с помощью моделирования), использование в качестве платформы для модификации алгоритмов полета и добавления новых режимов полета.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Aviation Week & Space Technology, Oct. 25, 2004, Pp. 90-94.
2. **Растопчин В.В.** Беспилотные авиационные системы // URL: www.avia.ru, 2005.
3. **Mettler B.** Identification modeling and characteristics of miniature rotorcraft. American: Kluwer Academic Publishers, 2003.
4. **John C. Moms, Mkhie, Nieowstadt, Pascaie Bendotti.** Identification and control of a model helicopter in hover. [C]. Proceedings of the American Control Conference, (S0743-161.9), Vol. 2. no. 29, A 994, Pp. 238–1242.
5. **Hyunchul Shim D., et al.** Control system design for rotorcraft-based unmanned aerial vehicles using time-domain system identification // Proc. of the 2000 IEEE Internat. Conf. on Control Applications. 2000. Vol. 3(23): S08-813.
6. **Hashimoto S., et al.** System identification experiments on a large-scale unmanned helicopter for autonomous flight // Proc. of the 2000 IEEE Internat. Conf. on Control Applications (S1085-1992).2000. Vol. 12. no. 2. Pp. 850–854.
7. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий. Под ред. М.Н. Красильщика и Г.Г. Себрякова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003.
8. **Kim S.K., Tilbury D.M.** Mathematical modeling and experimental identification of a model helicopter // J. of Robotic Systems. (80741-2223). Vol. 21. no. 3. Pp. 95–116.
9. **Beard R.W., McLain T.W.** Small unmanned aircraft: Theory and practice // IEEE Electron Device Letters. 2012. Vol. 2 (5). Pp. 103–105.
10. **Hehn M., D'Andrea R.** A flying inverted pendulum // 2011 IEEE Internat. Conf. on Robotics and Automation. May 9-13, 2011. Shanghai, China.
11. **Quan Q.** Decryption of multirotor development // Robot Ind. 2015. no. 2. Pp. 72–83. (in Chinese)
12. **Hrishikeshavan V., Black J., Chopra I.** Design and performance of a quad-shrouded rotor micro air vehicle // J. Aircr. 2014. no. 51. Pp. 779–791.
13. RC airplane propellers // Available: <http://www.rc-airplanes-simplified.com/rc-airplane-propellers.html>. (Accessed: 29 Jan 2016).
14. **Lim H., Park J., Lee D., et al.** Build your own quadrotor: Open-source projects on unmanned aerial vehicles // IEEE Robot Autom Mag. 2012. no. 19. Pp. 33–45.
15. **Beckman B.C.** Vehicle noise control and communication // US patent 20,160,083,073. 2016
16. **Driessens S., Pounds P.** The triangular quadrotor: A more efficient quadrotor configuration // IEEE Trans Robot. 2015. Vol. 31 (6). Pp. 1517–1526.
17. **Grune L., Pannek J.** Nonlinear model predictive control: Theory and algorithms. London: Springer-Verlag, 2017.

18. **Dai X., Quan Q., Ren J., Cai K.-Y.** An analytical design optimization method for electric propulsion systems of multicopter UAVs with desired hovering endurance // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2019. Vol. 24. no. 1. Pp. 228–239.
19. **Shi D., Dai X., Zhang X., Quan Q.** A practical performance evaluation method for electric multicopters // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2017. Vol. 22. no. 3. Pp. 1337–1348.
20. **Dai X., Ke C., Quan Q., Cai K.-Y.** Simulation credibility assessment methodology with FPGA-based hardware-in-the-loop platform // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2021. Vol. 68. no. 4. Pp. 3282–3291.
21. **Dai X., Ke C., Quan Q., Cai K.-Y.** RFlySim: Automatic test platform for UAV autopilot systems with FP-GA-based hardware-in-the-loop simulations // Aerospace Science and Technology. 2021. Vol. 114. P. 106727.
22. Flight Evalution // Available: <https://www.flyeval.com/>

REFERENCES

1. *Aviation Week & Space Technology*, October 25, 2004, Pp. 90–94.
2. **Rastopchin B.B.** *Bespilotnyye aviationsionnyye sistemy*. Available: www.avia.ru, 2005 (rus)
3. **Mettler B.** *Identification modeling and characteristics of miniature rotorcraft*. American: Kluwer Academic Publishers, 2003.
4. **John C Moms, Mkhie, Nieowstadt, Pascaie Bendotti.** Identification and Control of a Model Helicopter in Hover. [C]. Proceedings of the American Control Conference, (S0743-161.9), Vol. 2, no. 29, A 994, pp. 238–1242.
5. **Hyunchul Shim D., et al.** Control system design for rotorcraft-based unmanned aerial vehicles using time-domain system identification. *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications*, 2000, Vol. 3(23): S08–813.
6. **Hashimoto S., et al.** System identification experiments on a large-scale unmanned helicopter for autonomous flight. *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications (S1085-l992)*, 2000, Vol. 12, no. 2, Pp. 850-854.
7. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий. Eds. M.N. Krasiltsikov, G.G. Sebryakov. Moscow: FIZMATLIT Publ., 2003. (rus)
8. **Kim S.K., Tilbury D.M.** Mathematical modeling and experimental identification of a model helicopter. *Journal of Robotic Systems*, (80741-2223), Vol. 21, no. 3, Pp. 95–116.
9. **Beard R.W., McLain T.W.** Small unmanned aircraft: Theory and practice. *IEEE Electron Device Letters*, 2012, Vol. 2 (5), Pp. 103–105.
10. **Hehn M., D'Andrea R.** A flying inverted pendulum. *2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, May 9-13, 2011, Shanghai, China.
11. **Quan Q.** Decryption of multirotor development. *Robot Ind.*, 2015, no. 2, Pp. 72–83. (in Chinese)
12. **Hrishikeshavan V., Black J., Chopra I.** Design and performance of a quad-shrouded rotor micro air vehicle. *J. Aircr.*, 2014, no. 51, Pp. 779–791.
13. RC airplane propellers. Available: <http://www.rc-airplanes-simplified.com/rc-airplane-propellers.html>. (Accessed: 29 Jan 2016).
14. **Lim H., Park J., Lee D., et al.** Build your own quadrotor: Open-source projects on unmanned aerial vehicles. *IEEE Robot Autom Mag*, 2012, no. 19, Pp. 33-45.
15. **Beckman B.C.** *Vehicle noise control and communication*. US patent 20,160,083,073. 2016.
16. **Driessens S., Pounds P.** The triangular quadrotor: A more efficient quadrotor configuration. *IEEE Trans Robot*, 2015, Vol. 31 (6), Pp. 1517–1526.
17. **Grune L., Pannek J.** Nonlinear model predictive control: Theory and algorithms. London: Springer-Verlag, 2017.

18. **Dai X., Quan Q., Ren J., Cai K.-Y.** An analytical design optimization method for electric propulsion systems of multicopter UAVs with desired hovering endurance. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2019, Vol. 24, no. 1, Pp. 228–239.
19. **Shi D., Dai X., Zhang X., Quan Q.** A practical performance evaluation method for electric multicopters. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, Vol. 22, no. 3, Pp. 1337–1348.
20. **Dai X., Ke C., Quan Q., Cai K.-Y.** Simulation credibility assessment methodology with FP-GA-based hardware-in-the-loop platform. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, Vol. 68, no. 4, Pp. 3282–3291.
21. **Dai X., Ke C., Quan Q., Cai K.-Y.** RFlySim: Automatic test platform for UAV autopilot systems with FPGA-based hardware-in-the-loop simulations. *Aerospace Science and Technology*, 2021, Vol. 114, P. 106727.
22. Flight Evalution. Available: <https://www.flyeval.com/>

INFORMATION ABOUT AUTHOR / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ

Чжу Юйцин
Zhu Yuqing
E-mail: 1918149382@qq.com

Поступила: 03.06.2022; Одобрена: 23.11.2022; Принята: 04.12.2022.
Submitted: 03.06.2022; Approved: 23.11.2022; Accepted: 04.12.2022.

Информационные, управляющие и измерительные системы

Information, Control and Measurement Systems

Научная статья

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15305>

УДК 621.3.011.7



ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В СТАТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ МЕТОДОМ КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

С.А. Курганов¹✉, П.В. Недорезов², В.В. Филаретов³

^{1,3} Ульяновский государственный технический университет,
г. Ульяновск, Российская Федерация;

² Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Российская Федерация

✉ sakurganov@mail.ru

Аннотация. Для решения задачи параметрической диагностики предложено использовать компенсацию нелинейных элементов как с неизвестными, так и с известными параметрами. Этим диагностика нелинейной цепи сводится к базисной задаче диагностики линейной схемы замещения при многократном эксперименте. Кратность эксперимента и расчета схемы замещения определяется числом требуемых точек вольтамперных характеристик (ВАХ) нелинейных резисторов и передаточных характеристик нелинейных управляемых источников. Число измерений при каждом эксперименте должно быть не менее числа нелинейных элементов и линейных элементов с неизвестными параметрами. Вычислительные затраты можно сократить, если использовать символьные методы анализа, позволяющие получить ВАХ и передаточные характеристики нелинейных элементов в виде параметрических функций. Предлагаемый подход позволяет автоматизировать диагностику нелинейных элементов в статическом режиме с помощью известных символьных и численных программ анализа линейных электрических цепей. Приведен пример нахождения ВАХ нелинейных резисторов с помощью разработанной программы символьного анализа CirSym.

Ключевые слова: электрическая цепь, статический режим, базисная задача диагностики, нелинейный резистор, нелинейный управляемый источник, косвенная компенсация, вольтамперная характеристика

Для цитирования: Курганов С.А., Недорезов П.В., Филаретов В.В. Параметрическая диагностика электрических цепей в статическом режиме методом компенсации нелинейных элементов // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 3. С. 62–72. DOI: 10.18721/JCSTCS.15305

Research article

DOI: <https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15305>

UDC 621.3.011.7



PARAMETRIC DIAGNOSTICS OF ELECTRICAL CIRCUITS IN STATIC MODE BY THE METHOD OF COMPENSATION OF NONLINEAR ELEMENTS

S.A. Kurganov¹✉, P.V. Nedorezov², V.V. Filaretov³
^{1,3} Ulyanovsk State Technical University,
Ulyanovsk, Russian Federation;
² Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI",
St. Petersburg, Russian Federation

✉ sakurganov@mail.ru

Abstract. To solve the diagnostic problem in static mode, it is proposed to use compensation of nonlinear elements with both unknown and known parameters. This reduces the diagnosis of a nonlinear circuit to the basic task of diagnosing a linear substitution circuit with multiple experiments. The multiplicity of the experiment and the calculation of the substitution circuit is determined by the number of required points of the volt-ampere characteristics of nonlinear resistors and the transfer characteristics of nonlinear controlled sources. The number of measurements in each experiment should not be less than the number of nonlinear elements and linear elements with unknown parameters. Computational costs can be reduced if symbolic analysis methods are used to obtain volt-ampere and transfer characteristics of nonlinear elements in the form of parametric functions. The proposed approach makes it possible to automate the diagnostics of nonlinear elements in a static mode using well-known symbolic and numerical programs for the analysis of linear electrical circuits. An example of finding the volt-ampere characteristics of nonlinear resistors using the developed CirSym symbolic analysis program is given.

Keywords: electric circuit, static mode, basic diagnostic problem, nonlinear resistor, nonlinear controlled source, indirect compensation, volt-ampere characteristic

Citation: Kurganov S.A., Nedorezov P.V., Filaretov V.V. Parametric diagnostics of electrical circuits in static mode by the method of compensation of nonlinear elements. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 3, Pp. 62–72. DOI: 10.18721/JCSTCS.15305

Введение

Параметрическая диагностика нелинейных электрических цепей в статическом режиме требует нахождения по результатам эксперимента вольтамперных характеристик (ВАХ) нелинейных резисторов и передаточных характеристик нелинейных управляемых источников (УИ) или неизвестных параметров линейных резисторов и УИ [1–6].

В процессе многовариантного обращения к программе анализа нелинейных электрических цепей SAPDEC подбирается параметр линейного элемента, чтобы расчетные и измеренные отклики компьютерной модели и реальной цепи соответствовали друг другу с заданной точностью [1]. В [2] рассмотрено нахождение сопротивлений нескольких линейных резисторов в нелинейной цепи. Для этого проводится многократный эксперимент с подключением источников постоянного напряжения к доступным узлам, измеренные на них напряжения учитываются в системе нелинейных алгебраических уравнений для искомых сопротивлений. Параметры нескольких линейных элементов находятся также методом, основанным на обобщенной частотной функции нелинейных цепей и алгоритме наименьших квадратов [3].

В работах [1–3] характеристики нелинейных элементов не являются искомыми. В [4] находятся дифференциальные характеристики нелинейных элементов иерархическим методом. Задача нахождения ВАХ нелинейных резисторов и передаточных характеристик нелинейных УИ

сводится к многократному решению *базисной задачи* диагностики линейной электрической цепи, считая все нелинейные элементы неизвестными [5]. Система уравнений, формируемая относительно токов и/или напряжений нелинейных резисторов и нелинейных УИ, оказывается линейной и решается по результатам каждого эксперимента при различных значениях функций независимых источников. Число экспериментов определяется требуемыми точками ВАХ нелинейного резистора. В [6] приведено решение задачи диагностики электрической цепи в статическом режиме для одного нелинейного резистора. Источник постоянного напряжения принимает ряд значений, его ток измеряется и учитывается в системе уравнений для тока и статического сопротивления нелинейного резистора.

Недостатком методов [5, 6] является трудоёмкое неформализованное построение уравнений диагностируемой цепи. В то же время *метод косвенной компенсации* позволяет применить для диагностики линейных цепей известные автоматизированные программы численного [7, 8] и символьного [9] анализа электронных цепей. В [7] для компенсации неисправности в линейной электрической цепи параллельно неисправному элементу подключается норатор. Измеренные на доступных узлах напряжения устанавливаются с помощью фиксатора напряжения, который представляется последовательным соединением нуллатора и источника электродвижущей силы (ЭДС) с измеренным напряжением. После замены пары норатор–нуллатор на источник напряжения, управляемый напряжением, с предельно большим параметром (для имитации нуллора), компенсированная схема анализируется программой численного моделирования PSpice для получения токов и напряжений неисправных элементов [7]. Аналогичным образом метод косвенной компенсации применяется для диагностики многополюсной линейной электрической цепи в системе численного моделирования OrCad Capture [8].

Цель настоящей работы – *обобщение метода косвенной компенсации для параметрической диагностики нелинейных цепей в статическом режиме* при нахождении характеристик нелинейных элементов и параметров линейных элементов компьютерными программами анализа линейных электрических цепей.

Символьная диагностика линейных электрических цепей методом косвенной компенсации [9, 10]. Диагностируемая цепь содержит линейный резистор с неизвестным сопротивлением r (рис. 1 а). Прямоугольником обозначена произвольная подсхема, содержащая линейные резисторы, УИ с известными параметрами и нуллоры – идеальные операционные усилители. Вольтметром V указана сторона многополюсника с измеренным напряжением.

Резистор r компенсируется путем замены его норатором (обозначен двойной заштрихованной стрелкой), как показано на рис. 1 в. При этом измеренное напряжение u_v устанавливается фиксатором, содержащим источник ЭДС и нуллатор (обозначен одинарной заштрихованной стрелкой).

Топологическим условием диагностируемости является отсутствие в компенсированной схеме контуров и сечений из нораторов или нуллаторов. Достаточным условием диагностируемости является отличие от нуля схемного определителя компенсированной схемы (рис. 1 в) [9]:

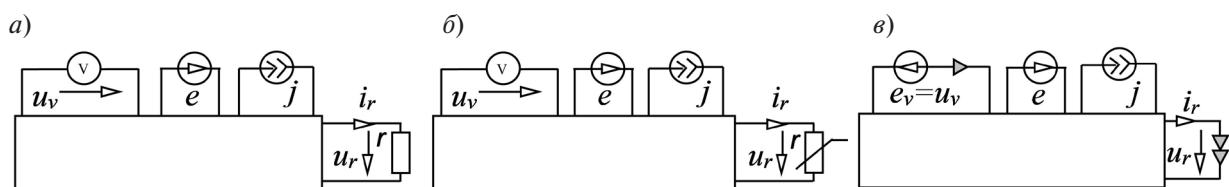


Рис. 1. Исходная схема с линейным (а) и нелинейным (б) резистором, и схема с компенсированным линейным или нелинейным резистором (в)

Fig. 1. The initial circuit with a linear (a) and nonlinear (b) resistor, and a circuit with a compensated linear or nonlinear resistor (c)

$$\Delta = \left| \begin{array}{c} \text{Diagram of a compensated circuit scheme} \\ \text{with dependent voltage source } e_v = u_v, \text{ independent voltage source } e, \text{ and independent current source } j. \end{array} \right| , \quad (1)$$

где схема получена из компенсированной схемы (рис. 1 в) приравниванием к нулю параметров независимых источников напряжения и тока; $| \cdot |$ – символ определителя соответствующей схемы.

Определитель схемы или схемный определитель – это символьное выражение, тождественное матричному определителю, полученное без построения уравнений путем выделения параметров элементов непосредственно из схемы. Схемный определитель в отличие от матричного определителя не содержит избыточных слагаемых, равных по модулю, но противоположных по знаку [11].

Искомое сопротивление резистора находится по схемно-алгебраической формуле (САФ), содержащей как схемные образы, так и алгебраические операции [10]:

$$r = u_r / i_r = - \left| \begin{array}{c} \text{Diagram of a circuit scheme for calculating resistance } r = u_r / i_r \\ \text{with dependent voltage source } e_v = u_v, \text{ independent voltage source } e, \text{ and independent current source } j. \end{array} \right| . \quad (2)$$

В (2) числитель и знаменатель получаются из исходной схемы (рис. 1 а) заменой резистора проводником и разрывом соответственно, а независимые источники замещаются многомерным источником, управляемым нуллатором. Формулы выделения многомерного УИ позволяют получить в отличие от формул для независимых источников компактные символьные выражения [10].

Компенсация линейных УИ выполняется аналогично двухполюсникам. Так, источник тока, управляемый током, (ИТУТ) (рис. 2 а) с неизвестным параметром β компенсируется заменой генератора ИТУТ норатором и установлением измеренного напряжения u_v фиксатором напряжения (рис. 2 в).

Диагностируемость схемы с ИТУТ проверяется, как и схемы с резистором (рис. 1 а), по ненулевому значению определителя компенсированной схемы (рис. 2 в). САФ для нахождения параметра ИТУТ имеет вид [10]:

$$\beta = i/j = - \left| \begin{array}{c} \text{Diagram of a circuit scheme for calculating coefficient } \beta = i/j \\ \text{with dependent voltage source } e_v = u_v 1, \text{ independent voltage source } e, \text{ and independent current source } j. \end{array} \right| , \quad (3)$$

где схемы числителя и знаменателя получены из исходной схемы (рис. 2 а) заменой ИТУТ нуллом (управляющая и управляемая ветви заменяются нуллатором и норатором соответственно) и его нейтрализацией ($\beta = 0$), все независимые источники, как и в формуле (2), заменяются многомерным источником, управляемым нуллатором.

Символьные выражения для искомого сопротивления и коэффициента передачи тока получаются из (2) и (3) путем разложения определителей по методу схемных определителей (МСО) [11]. Автоматизированное разложение может быть выполнено по программе символьного анализа и диагностики линейных электрических цепей CirSym, разработанной В.В. Филаретовым [12]. Онлайн-сервис программы имеется на сайте <http://intersyn.net/cirsym.html>.

Обобщение формул вида (2) и (3) для диагностики нелинейных электрических цепей в статическом режиме. Косвенная компенсация применима не только для линейных, но и для нелинейных элементов. Компенсация нелинейного резистора (рис. 1 б) и нелинейного УИ, например, ИТУТ

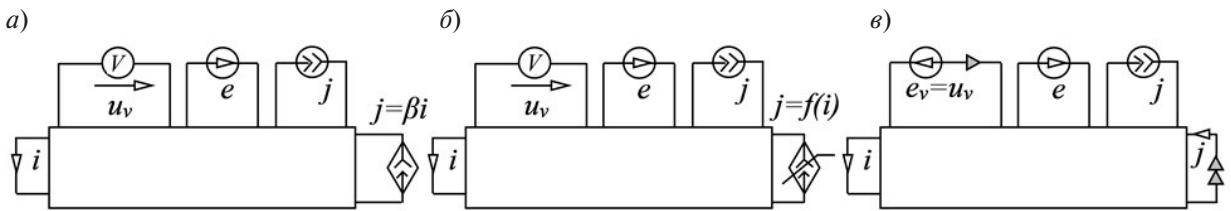


Рис. 2. Исходная схема с линейным (а) и нелинейным (б) ИТУТ, и схема с компенсированным линейным или нелинейным ИТУТ (в)

Fig. 2. The initial scheme with linear (a) and nonlinear (b) CCCS and the scheme with compensated linear or nonlinear CCCS (c)

(рис. 2 б) выполняется как и для соответствующих линейных элементов, а схемы с компенсированными нелинейными элементами совпадают со схемами с компенсированными линейными элементами (рис. 1 в и 2 в). Компенсация других типов УИ – источника тока, управляемого напряжением, источника напряжения, управляемого током, и источника напряжения, управляемого напряжением, – выполняется аналогично ИТУТ. Управляемая ветвь – генератор напряжения и тока – так же, как и на рис. 2 в, заменяется норатором.

При компенсации всех нелинейных элементов электрическая цепь становится линейной, *линейные сопротивления и УИ* могут быть определены по формулам (2) и (3), которые при разложении определителей получаются в виде

$$r = N_r(R, G, P, e, j, e_v)/D_r(R, G, P, e, j, e_v); \quad (4)$$

$$\beta = N_\beta(R, G, P, e, j, e_v)/D_\beta(R, G, P, e, j, e_v), \quad (5)$$

где $N_r, D_r, N_\beta, D_\beta$ – рациональные выражения числителей и знаменателей искомых сопротивления r и параметра ИТУТ β как функций известных линейных сопротивлений R , проводимостей G , параметров УИ P , независимых источников ЭДС e , тока j и компенсирующих источников e_v .

По формулам (4) и (5) можно определить *статические сопротивления нелинейных резисторов* и *статические коэффициенты передачи нелинейных УИ*. Для этого эксперимент, компенсация и расчет по формулам (4) и (5) проводятся многократно с разными напряжениями и токами независимых источников.

САФ для ВАХ нелинейных резисторов и передаточных характеристик нелинейных ИТУТ следуют из формул (2) и (3):

$$u_r = \Delta(r=0)/\Delta_r; \quad i_r = -\Delta(r=\infty)/\Delta_r; \quad (6)$$

$$i_\beta = \Delta(\beta=0)/\Delta_\beta; \quad j_\beta = -\Delta(\beta \rightarrow \text{нуллор})/\Delta_\beta. \quad (7)$$

В формулах (6) и (7): Δ_r, Δ_β – определители компенсированных схем на рис. 1 в и 2 в; $\Delta(r=0)$ и $\Delta(r=\infty)$ – определители модифицированных схем, полученных из схемы (рис. 1 б) заменой резистора r проводником и разрывом соответственно; $\Delta(\beta=0)$ и $\Delta(\beta \rightarrow \text{нуллор})$ – определители схем, полученных из схемы (рис. 2 б) путем нейтрализации ИТУТ ($\beta=0$) и замены ИТУТ на нуллор. При этом во всех схемах из определителей $\Delta(r=0), \Delta(\beta=0), \Delta(\beta=0)$ и $\Delta(\beta \rightarrow \text{нуллор})$ все независимые источники заменены на многомерный источник, управляемый нуллатором.



При разложении САФ (6)–(7) по МСО ВАХ резистора и передаточная характеристика ИТУТ получаются в параметрическом виде:

$$\begin{aligned} u_r &= N_r(R, P, e, j, e_v)/\Delta_r(R, P, e, j, e_v); \\ i_r &= D_r(R, P, e, j, e_v)/\Delta_r(R, P, e, j, e_v); \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_\beta &= N_\beta(R, P, e, j, e_v)/\Delta_\beta(R, P, e, j, e_v); \\ j_\beta &= D_\beta(R, P, e, j, e_v)/\Delta_\beta(R, P, e, j, e_v), \end{aligned} \quad (9)$$

где $N_r(R, G, e, j, e_v), D_r(R, G, e, j, e_v)$ и $N_\beta(R, G, e, j, e_v), D_\beta(R, G, e, j, e_v)$ – рациональные выражения из формул (4) и (5); $\Delta_r(R, P, e, j, e_v), \Delta_\beta(R, P, e, j, e_v)$ – рациональные выражения определятелей компенсированной схемы с резистором (рис. 1 в) и с ИТУТ (рис. 2 в).

Для получения ВАХ нелинейного резистора или передаточной характеристики нелинейного УИ в виде таблицы численных значений или графика проводится многократный эксперимент – измеряются напряжения и/или токи на доступных узлах при множестве значений функции независимого источника – и выполняется многократный расчет по формулам вида (8) или (9).

Численные функции нелинейных элементов можно получить и с помощью численных программ анализа линейных электрических цепей. Для этого требуется многократно рассчитать режим компенсированной схемы (рис. 1 в или рис. 2 в), в которой пара норатор–нуллатор заменяется линейным источником напряжения или тока, управляемым напряжением или током, с предельно большим параметром.

Алгоритм символьной параметрической диагностики нелинейных цепей в статическом режиме методом косвенной компенсации.

1. Из исходной электрической цепи получить статическую схему замещения, содержащую η и χ нелинейных резисторов и УИ соответственно, σ и μ линейных резисторов и УИ с неизвестными параметрами. При этом число p доступных для измерения напряжений и токов узлов и ветвей должно быть не меньше числа $s = \eta + \chi + \sigma + \mu$ – суммы чисел нелинейных элементов и линейных элементов с неизвестными параметрами.

2. Построить компенсированную схему (рис. 1 в или рис. 2 в), все параметры задать в виде символов. Проверить по CirSym схему на диагностируемость – определитель схемы должен отличаться от нуля.

3. Получить по CirSym ВАХ нелинейного резистора и/или передаточную характеристику УИ, например, ИТУТ в параметрической форме – в виде символьных функций напряжения u_r и тока i_r (8) и/или управляющего i_β и управляемого j_β тока (9).

4. Провести многократный эксперимент по схеме на рис. 1 а или 2 а, устанавливая n раз различные значения источников постоянного напряжения e_k и тока j_k , и измеряя в установившемся режиме p напряжений и токов.

5. Построить по точкам ВАХ $i_r = i_r(u_r)$ нелинейного резистора и/или передаточную характеристику УИ, например, ИТУТ $j_\beta = j_\beta(i_\beta)$ в табличной или графической форме путем n -кратной подстановки в параметрические функции нелинейных элементов (8)–(9) значений p напряжений и токов.

Пример нахождения ВАХ p – n переходов биполярного транзистора в схеме усилителя постоянного тока. Здесь иллюстрируется получение ВАХ p – n -переходов, недоступных для прямого измерения. Характеристики находятся косвенным путем – на основе напряжений, измеренных в доступных узлах схемы. В качестве измеренных напряжений используются соответствующие результаты математического моделирования. Приведенные далее пункты 1–5 соответствуют пунктам предложенного выше алгоритма.

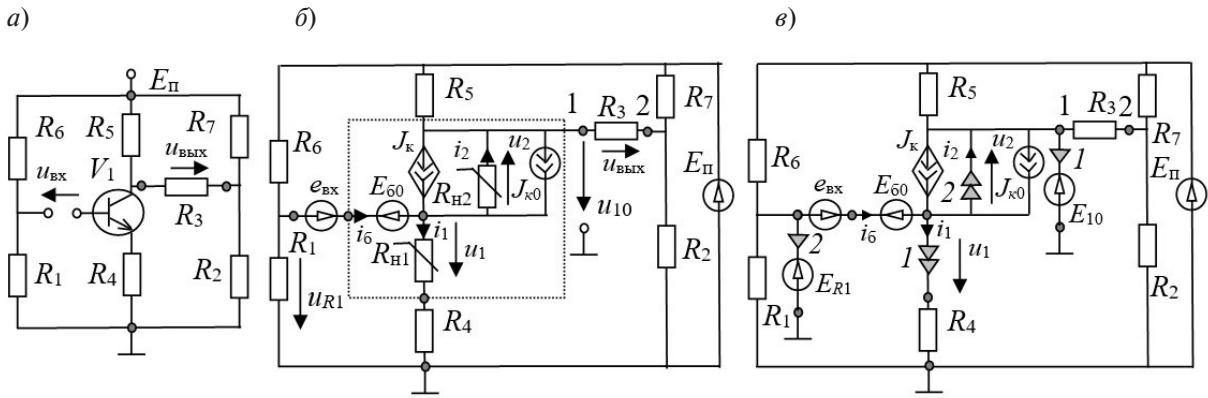


Рис. 3. Каскад усилителя постоянного тока: исходная схема (а); схема замещения (б); схема с компенсированными нелинейными резисторами R_{h1} и R_{h2} (в)

Fig. 3. DC amplifier stage: initial circuit (a); replacement circuit (b); circuit with compensated nonlinear resistors R_{h1} and R_{h2} (c)

1. Получаем по исходной схеме транзисторного каскада (рис. 3 а) [13] схему замещения (рис. 3 б), в которой использована кусочно-нелинейная схема замещения биполярного транзистора [14]. Известны сопротивления резисторов (в килоомах): $R_1 = 1,2$; $R_2 = 5,5$; $R_3 = R_5 = 10$; $R_4 = 0,5$; $R_6 = 20$; $R_7 = 5$; параметры элементов схемы замещения транзистора – напряжение смещения базы $E_{60} = 0,2$ В; ток смещения коллекторного перехода $J_{k0} = 1$ мА; коэффициент передачи тока базы $\beta = 50$; напряжение питания $E_n = 15$ В. Требуется найти ВАХ эмиттерного R_{h1} и коллекторного R_{h2} $p-n$ переходов. Для измерения доступны входные и выходные узлы. Двух напряжений u_{R1} и u_{10} (рис. 3 б) в соответствии с п. 1 достаточно для нахождения ВАХ двух нелинейных резисторов R_{h1} и R_{h2} .

2. Нелинейные резисторы R_{h1} и R_{h2} (рис. 3 б) компенсируются в соответствии с рис. 1 в заменой их нораторами, измеренные напряжения u_{R1} и u_{10} устанавливаются фиксаторами из нуллаторов и источников ЭДС $E_{R1} = u_{R1}$ и $E_1 = u_{10}$ (рис. 3 в). Определитель компенсированной схемы отличен от нуля:

$$D = -R_6 * R_1 * R_5 * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) = -31,8 \cdot 10^{18} \text{ Ом}^5, \quad (10)$$

где обозначения резисторов записаны в формате программы CirSym.

3. Получим по компенсированной схеме (рис. 3 в) также с помощью CirSym ВАХ нелинейных резисторов R_{h1} и R_{h2} в параметрическом виде – в виде формул для токов и напряжений в зависимости от известных сопротивлений, входного напряжения, напряжения питания и измеренных напряжений:

$$\begin{aligned} I_1 = & [-R_6 * R_1 * R_5 * J_{k0} * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) - \\ & - R_6 * R_1 * E_{10} * ((R_3 + R_5) * (R_2 + R_7) + \dots R_2 * R_7) + \\ & + R_1 * (E_n * R_2 * R_5 * R_6 - (-R_2 * E_n * (R_3 + R_7) - R_7 * R_3 * E_n) * (-\beta * R_5 + R_6)) + \\ & + \dots R_5 * E_{R1} * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) * \beta_1 * (R_6 + R_1) / D; \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 I_2 = & [R_6 * R_1 * E_{10} ((R_3 + R_5) * (R_2 + R_7) + R_2 * R_7) - \\
 & - (R_1 * E_{\Pi} - E_{R1} * (R_6 + \dots + R_1)) * R_5 * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) - \\
 & - R_1 * R_6 * E_{\Pi} * (R_3 * (R_2 + R_7) + \dots + R_2 * (R_5 + R_7))] / D; \\
 U_1 = & [R_5 * R_6 * R_1 * E_{\delta o} * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) - \\
 & - R_5 * R_6 * R_1 * E_{ex} * (R_2 * (R_3 + R_7) + \dots + R_3 * R_7) + \\
 & + R_1 * (R_6 * R_5 * E_{10} * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) - \\
 & - \dots - R_6 * R_5 * E_{R1} * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7))] / D; \\
 U_2 = & [R_5 * R_6 * R_1 * E_{\delta o} * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) - \\
 & - R_5 * R_6 * R_1 * E_{ex} * (R_2 * (R_3 + R_7) + \dots + R_3 * R_7) - \\
 & - R_6 * R_1 * E_{10} * R_4 * ((R_3 + R_5) * (R_2 + R_7) + R_2 * R_7) - \\
 & - (-R_1 * E_{\Pi} * R_4 + \dots + E_{R1} * (R_4 * (R_6 + R_1) + R_6 * R_1)) * \\
 & * R_5 * (R_2 * (R_3 + R_7) + R_3 * R_7) - \dots - R_1 * R_6 * R_4 * E_{R1} * R_5 * R_3 + \\
 & + R_1 * R_6 * R_4 * (-E_{\Pi} + E_{R1}) * R_3 * R_5 + \dots + \\
 & + R_6 * R_1 * R_4 * E_{R1} * ((R_5 + R_7) * (R_2 + R_3) + R_2 * R_3) - \\
 & - R_6 * R_1 * (-E_{\Pi} * R_4 + \dots + R_4 * E_{R1}) * ((R_5 + R_7) * (R_2 + R_3) + R_2 * R_3)] / D,
 \end{aligned} \tag{11}$$

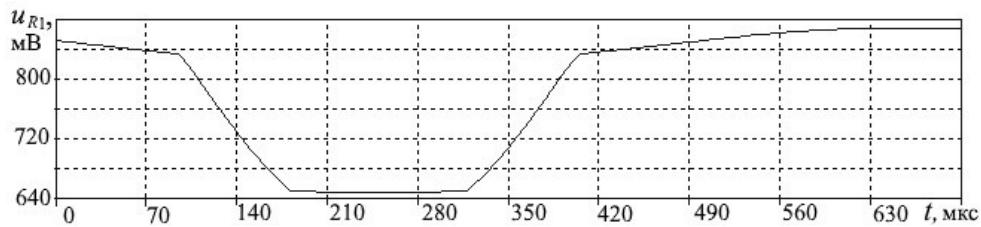
где обозначение параметров и переменных соответствует компенсированной схеме на рис. 3 *в*; D – определитель этой схемы из формулы (10).

4. Пусть ВАХ резисторов R_{h1} и R_{h2} одинаковые: $i = 0,008 u_2$ при $u \geq 0$ (ток и напряжение в амперах и вольтах) и $i = 0$ при $u < 0$. На входе схемы действует синусоидальная ЭДС частотой $f = 1$ кГц и амплитудой $E_{bx.m} = 1$ В, большей, чем в рабочем режиме, чтобы получить ВАХ в более широком диапазоне напряжений. Графики напряжений u_{R1} и u_{10} , полученные по схеме (рис. 3 *б*) на интервале 700 мкс с помощью программы LTSpice [15], представлены на рис. 4 *а, б*.

5. Рассчитаем по формулам (11) графики ВАХ (рис. 5 *а, б*) нелинейных резисторов R_{h1} и R_{h2} . Как видно, графики соответствуют исходным квадратичным функциям. При этом погрешность ВАХ определяется погрешностью анализа нелинейной схемы (рис. 3 *б*). Так, при расчете напряжений u_{R1} и u_{10} по программе LTSpice [15] с тремя верными знаками (из семи) численные значения ВАХ получаются с таким же числом точных знаков.

Расчет численных ВАХ может быть выполнен и с помощью численных программ анализа электрических цепей, например, LTSpice по компенсированной схеме (рис. 3 *в*). При замещении нуллора УИ с большим коэффициентом передачи вносится численная погрешность, которая отсутствует при использовании символьного метода. Символьные функции нелинейных характеристик позволяют уменьшить время расчета при большом числе вариантов, поскольку не требуют повторного анализа схемы.

a)



б)

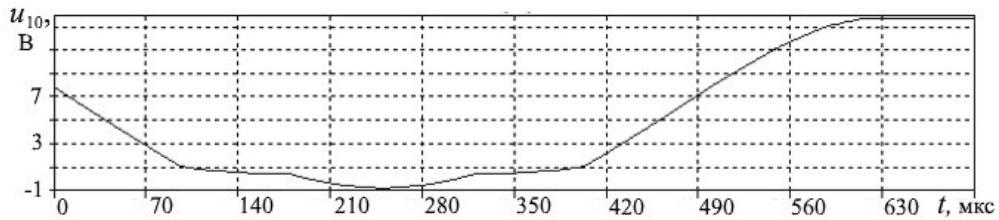
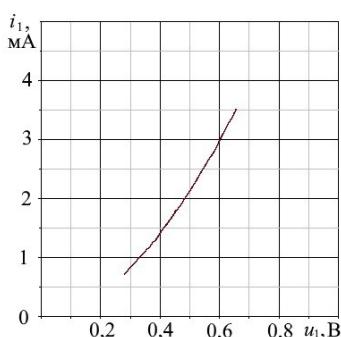


Рис. 4. Напряжения u_{R1} (*а*) и u_{10} (*б*) как функции времени

Fig. 4. The voltages u_{R1} (*a*) and u_{10} (*b*) as a function of time

а)



б)

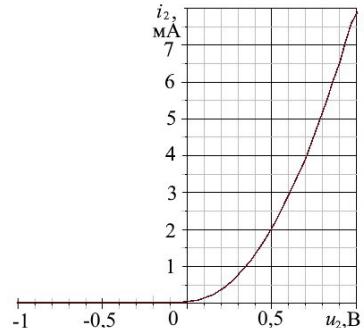


Рис. 5. ВАХ нелинейных резисторов R_{h1} (*а*) и R_{h2} (*б*) по результатам диагностики

Fig. 5. VAC of nonlinear resistors R_{h1} (*a*) and R_{h2} (*b*) according to diagnostic results

Выводы

Задача диагностики нелинейных электрических цепей в статическом режиме сведена с помощью метода косвенной компенсации к базисной задаче диагностики линейных электрических цепей, что позволяет получать решение с помощью известных программ символьного или численного анализа линейных электрических цепей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Liberatore A., Manetti S., Piccirilli M.C. Network symbolic analysis automated fault diagnosis // Proc. 1992 IEEE Internat. Symp. on Circuits and Systems. Computer Science. 1992. Pp. 1169–1172.
2. Tadeusiewicz M., Halgas S. A method for fault diagnosis of nonlinear circuits // COMPEL: The Internat. J. for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering. 2019. Vol. 38, no. 6. Pp. 1770–1781. DOI: 10.1108/COMPEL-03-2019-0101



3. **Zhang J.** Fault diagnosis of nonlinear analog circuit based on generalized frequency response function and LSSVM classifier fusion // Mathematical Problems in Engineering. Hindawi. 2020. Pp. 1–11. DOI: 10.1155/2020/8274570
4. **Deng Y., Zhou Y.** Fault diagnosis of an analog circuit based on hierarchical DVS // Symmetry. 2020. no. 12. Pp. 1–19. DOI: 10.3390/sym12111901
5. **Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А.** Диагностика электрических цепей. М.: Энергоатомиздат, 1983. 192 с.
6. **Басан С.Н.** Идентификация параметров удалённых элементов электрических цепей // Изв. вузов. Электромеханика. 2019. Т. 62, № 4. С. 97–99.
7. **Farchy S., Gadzheva E., Raykovska L., Kouyoumdjiev T.** Nullator-norator approach to analogue circuit diagnosis using general-purpose analysis programmes // Internat. J. of Circuit Theory and Applications. 1995. Vol. 20. Iss. 6. Pp. 571–585.
8. **Djordjevic S.** Analog circuit diagnosis based on the nullor concept and multiport description of the circuit // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2018. no. 95. Pp. 141–149. DOI: 10.1007/s10470-018-1123-7
9. **Курганов С.А., Филаретов В.В.** Формулы для символьной параметрической диагностики линейных электрических цепей // Электричество. 2006. № 4. С. 47–60.
10. **Filaretov V., Gorshkov K., Kurganov S.** Generalized Parameter Extraction Method for Analog Circuit Fault Diagnosis // Proc. of Internat. Conf. on Industrial Engineering ICIE–2016. Chelyabinsk (Russia). IEEE Xplore, 2016. Pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911568
11. **Филаретов В.В.** Топологический анализ электронных схем методом выделения параметров // Электричество. 1998. № 5. С. 43–52.
12. **Филаретов В.В.** Программа символьного анализа CIRSYM: история создания, структура и функции // Синтез, анализ и диагностика электронных цепей: Международ. сб. науч. труд. Ульяновск: УлГТУ, 2012. Вып. 10. С. 158–171.
13. **Степаненко И.П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1977. 672 с.
14. **Chua L.O., Lin P.M.** Computer-aided analysis of electronic circuits: Algorithms and Computational Techniques. Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 1975. 737 p.
15. **Heinemann R.** PSPICE: Einführung in die elektroniksimulaton. München/FRG: Carl Hanser Verlag, 2011. 400 p.

REFERENCES

1. **Liberatore A., Manetti S., Piccirilli M.C.** Network symbolic analysis automated fault diagnosis. *Proc. 1992 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Computer Science*, 1992, Pp. 1169–1172.
2. **Tadeusiewicz M., Halgas S.** A method for fault diagnosis of nonlinear circuits. *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2019, Vol. 38, no. 6, Pp. 1770–1781. DOI: 10.1108/COMPEL-03-2019-0101
3. **Zhang J.** Fault diagnosis of nonlinear analog circuit based on generalized frequency response function and LSSVM classifier fusion. *Mathematical Problems in Engineering. Hindawi*, 2020, Pp.1–11. DOI: 10.1155/2020/8274570
4. **Deng Y., Zhou Y.** Fault diagnosis of an analog circuit based on hierarchical DVS // *Symmetry*, 2020, no. 12, Pp. 1–19. DOI: 10.3390/sym12111901
5. **Kinsht N.V., Gerasimova G.N., Kats M.A.** *Diagnostika elektricheskikh tsepey [Diagnostics of electric circuits]*. Moscow: Energoatomizdat Publ., 1983, 192 p. (rus)
6. **Basan S.N.** Identifikatsiya parametrov udalennykh elementov elektricheskikh tsepey [Identification of parameters of remote elements of electrical circuits]. *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedeniy. Elektromehanika*, 2019, Vol. 62, no. 4, Pp. 97–99. (rus)

7. Farchy S., Gadzheva E., Raykovska L., Kouyoumdjieva T. Nullator-norator approach to analogue circuit diagnosis using general-purpose analysis programmes. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 1995, Vol. 20, Iss. 6, Pp. 571–585.
8. Djordjevic S. Analog circuit diagnosis based on the nullor concept and multiport description of the circuit. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2018, no. 95, Pp. 141–149. DOI: 10.1007/s10470-018-1123-7
9. Kurganov S.A., Filaretov V.V. Formuly dlya simvolnoy parametricheskoy diagnostiki lineynykh elektricheskikh tsepey [The formulae for symbolic parametric diagnostics of linear electrical circuits]. *Elektrichestvo*, 2006, no. 4, Pp. 47–60. (rus)
10. Filaretov V., Gorshkov K., Kurganov S. Generalized parameter extraction method for analog circuit fault diagnosis. *Proc. of International Conference on Industrial Engineering ICIE–2016*. Chelyabinsk (Russia). IEEE Xplore, 2016, Pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICIEAM.2016.7911568
11. Filaretov V.V. Topologicheskiy analiz elektronnykh skhem metodom vydeleniya parametrov [Topological analysis of electronic circuits using the method of extraction of parameters]. *Elektrichestvo*, 1998, no. 5, Pp. 43–52. (rus)
12. Filaretov V.V. Programma simvolnogo analiza CIRSYM: istoriya sozdaniya, struktura i funktsii [Cirsym symbolic analysis program: creation history, structure and functions]. *Sintez, Analiz i Diagnostika Elektronnykh Tsepey: Mezhdunarod. sb. nauch. trud.* Ulyanovsk: UIGTU, 2012, Iss. 10, Pp. 158–171. (rus)
13. Stepanenko I.P. Osnovy teorii tranzistorov i tranzistornykh skhem [Fundamentals of the theory of transistors and transistor circuits]. Moscow: Energiya Publ., 1977. 672 p. (rus)
14. Chua L.O., Lin P.M. Computer-aided analysis of electronic circuits: Algorithms and Computational Techniques. Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 1975. 737 p.
15. Heinemann R. PSPICE: Einführung in die elektroniksimulaton. München/FRG: Carl Hanser Verlag, 2011. 400 p.

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Курганов Сергей Александрович
Sergey A. Kurganov
E-mail: sakurbanov@mail.ru

Недорезов Пётр Владимирович
Pyotr V. Nedorezov
E-mail: pyatakpy@rambler.ru

Филаретов Владимира Валентинович
Vladimir V. Filaretov
E-mail: vvfil@mail.ru

Поступила: 12.09.2022; Одобрена: 26.09.2022; Принята: 04.12.2022.
Submitted: 12.09.2022; Approved: 26.09.2022; Accepted: 04.12.2022.