THE MINISTRY OF SCIENCE AND HIGHER EDUCATION OF THE RUSSIAN FEDERATION



ISSN 2687-0517

Computing, Telecommunications and Control

Vol. 15, No. 1 2022

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University 2022

COMPUTING, TELECOMMUNICATIONS AND CONTROL

EDITORIAL COUNCIL

Prof. Dr. Rafael M. Yusupov full member of RAS, St. Petersburg Institute for Informatics and Automation of the RAS, Russia,

Prof. Dr. Sergey M. Abramov full member of RAS, full member of RAS, Ailamazyan Program Systems Institute of the RAS,

Prof. Dr. Dmitry G. Arseniev full member of RAS, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia,

Prof. Dr. Vladimir V. Voevodin full 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;

Piol. Di. Futuppe Ferrari, Ofenoble Alpes University, Flance,

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.

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 $\Im J No. \Phi C77-77378$ 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: 09.06.2022

© Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 2022

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.

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



ISSN 2687-0517

Информатика, телекоммуникации и управление

Том 15, № 1 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; *Заборовский 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; *Фотшади 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-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; *Черноруцкий И.Г.*, д-р техн. наук,

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;

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

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

 $\Pi \omega \phi$.- Π ., 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. Ростовна-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.

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: 09.06.2022

© Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2022

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.

Contents

Telecommunication Systems and Computer Networks

| Tipikin A.A. Method of obtaining global digital maps of underlying surface electric characteristics in the very low frequency band | 7 |
|--|----|
| Circuits and Systems for Receiving, Transmitting and Signal Processing | |
| Suhotskiy S.A., Zavjalov S.V., Ovsyannikova A.S., Lavrenyuk I.I. Symmetrical iterative algorithm for cancelling inter-channel interference of SEFDM signals | 19 |
| Kurganov S.A., Filaretov V.V. ANGD-circuits on impedance converters with stabilizing feedback | 29 |
| Simulations of Computer, Telecommunications, Control and Social Systems | |
| Koigerov A.S., Balysheva O.L. Finite element simulation of SAW delay line operating with the use of third harmonic frequency | 40 |
| Information, Control and Measurement Systems | |
| Bazhin V.Y., Masko O.N. Evaluating the effect of particulate matter concentration in the furnace exhaust duct on temperature change using a computational fluid dynamics model | 51 |
| Intellectual Systems and Technologies | |

| Van V., Gruzdev A.S., Nguyen Q.T., Nguyen N.T. Comparison of recommendation systems based | |
|---|----|
| on machine learning methods | 64 |

Содержание

Телекоммуникационные системы и компьютерные сети

| Типикин | A.A. | Методика | формирования | глобальных | цифровых | карт | электрических | |
|--|------|----------|--------------|------------|----------|------|---------------|--|
| характеристик подстилающей поверхности в диапазоне очень низких частот 7 | | | | | | | | |
| V | | | | | | | | |
| устроиства и системы передачи, приема и обработки сигналов | | | | | | | | |

| Сухоцкий С.А., Завьялов С.В., Овсянникова А.С., Лавренюк И.И. Симметричный итерационный алгоритм компенсации межканальных помех SEFDM-сигналов | 19 |
|--|----|
| Курганов С.А., Филаретов В.В. Электронные цепи с отрицательной групповой задержкой на конверторах сопротивлений при стабилизирующей обратной связи | 29 |
| Моделирование вычислительных, телекоммуникационных, | |

управляющих и социально-экономических систем

Информационные, управляющие и измерительные системы

Бажин В.Ю., Масько О.Н. Оценка влияния концентрации твердых частиц в газоотводящем тракте печи на изменение температуры с помощью модели вычислительной гидродинамики 51

Интеллектуальные системы и технологии

| Ван В., Груздев А.С., Нгуен К.Т., Нгуен Н.Т. Сравнение рекомендательных систем, основанных | |
|--|----|
| на методах машинного обучения | 64 |

Телекоммуникационные системы и компьютерные сети Telecommunication Systems and Computer Networks

Научная статья DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15101 УДК 621.371.3

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ ГЛОБАЛЬНЫХ ЦИФРОВЫХ КАРТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ В ДИАПАЗОНЕ ОЧЕНЬ НИЗКИХ ЧАСТОТ

А.А. Типикин¹

¹ Военно-морская академия им. адмирала флота Советского Союза Н.Г. Кузнецова, Санкт-Петербург, Российская Федерация

⊠ alextip@mail.ru

Аннотация. Проводимость и диэлектрическая проницаемость подстилающей поверхности входят в состав исходных данных, необходимых для расчета энергетических параметров радиотрасс. Отсутствие полных сведений об электрических характеристиках земной поверхности свидетельствует об актуальности исследований. Методика формирования глобальных цифровых карт электрических характеристик подстилающей поверхности в диапазоне очень низких частот включает в себя два основных аспекта: формирование сведений об электрических характеристиках континентальной и океанической частей земной поверхности. Глобальная карта проводимости континентальной части земной поверхности получена путем оцифровки атласа проводимости почвы. Вычислена регрессионная функция, на основе которой сформирована глобальная карта диэлектрической проницаемости почвы. С помощью методик, описанных в рекомендациях МСЭ, на основе данных о температуре и солености мирового океана получены глобальные карты проводимости и диэлектрической проницаемости океанической части земной поверхности. С помощью разработанного алгоритма консолидации данных промежуточные результаты преобразованы в глобальные цифровые карты электрических характеристик земной поверхности в диапазоне очень низких частот.

Ключевые слова: электрические характеристики, подстилающая поверхность, проводимость, диэлектрическая проницаемость, очень низкие частоты

Для цитирования: Типикин А.А. Методика формирования глобальных цифровых карт электрических характеристик подстилающей поверхности в диапазоне очень низких частот // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 1. С. 7–18. DOI: 10.18721/ JCSTCS.15101

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии СС ВУ-NC 4.0 (https://creative-commons.org/licenses/by-nc/4.0/).

Research article DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15101 UDC 621.371.3

METHOD OF OBTAINING GLOBAL DIGITAL MAPS OF UNDERLYING SURFACE ELECTRIC CHARACTERISTICS IN THE VERY LOW FREQUENCY BAND

A.A. Tipikin¹ ⊠

¹ Naval Academy named after Admiral of the Fleet of the Soviet Union N.G. Kuznetsov, St. Petersburg, Russian Federation

[™] alextip@mail.ru

Abstract. The conductivity and dielectric permittivity of the underlying surface are part of the initial data necessary for calculating the energy parameters of radio tracks. The lack of complete information about the electrical characteristics of the Earth surface indicates the relevance of the researches. The technique of forming global digital maps of the electrical characteristics of the underlying surface in the very low frequency range points to two main aspects: the formation of information about the electrical characteristics of the continental and oceanic parts of the Earth surface. We obtained the global conductivity map of the continental part of the Earth surface by digitizing the soil conductivity atlas. We calculated a regression function, on the base of which a global map of the dielectric permittivity of the soil has been formed. Using the methods described in the ITU recommendations, we obtained global maps of the conductivity and permittivity of the soceanic part of the Earth surface based on data of the temperature and salinity of the world ocean. With the help of the developed data consolidation algorithm, we transformed the intermediate results into global digital maps of electrical characteristics of the Earth surface in the very low frequency range.

Keywords: electrical characteristics, underlying surface, conductivity, dielectric permittivity, very low frequencies

Citation: Tipikin A.A. Method of obtaining global digital maps of underlying surface electric characteristics in the very low frequency band. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 7–18. DOI: 10.18721/JCSTCS.15101

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (https://creativecommons.org/ licenses/by-nc/4.0/).

Введение

Определение характеристик подстилающей поверхности на трассе распространения радиоволн — одна из важнейших проблем прогнозирования энергетических параметров радиотрасс. От проводимости и диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности напрямую зависит дальность распространения радиоволн, особенно диапазона очень низких частот (OHЧ), занимающего промежуток частот от 3 до 30 кГц. В модели распространения радиоволн ОНЧ-диапазона поверхность Земли и ионосфера образуют сферический волновод, поэтому для наиболее адекватного прогнозирования энергетических параметров радиотрасс необходимо как можно точнее знать характеристики стенок этого волновода. Если для ионосферы получена и периодически уточняется международная эталонная модель ионосферы, находящаяся в свободном доступе [1-3], то для земной поверхности подобные сведения неполные [4-7].

В работе [8] приведены данные о проводимости континентальной части земной поверхности в диапазоне ОНЧ на основе геологической структуры грунта, подобные сведения имеются в Мировом атласе проводимости почвы [5], где проводимость океанической части земной по-



Рис. 1. Обобщенная блок-схема методики формирования глобальных цифровых карт подстилающей поверхности Fig. 1. Method of obtaining global digital maps of underlying surface electric characteristics, generalized block diagram

верхности принята равной 4 См/м. В обоих источниках отсутствуют сведения о диэлектрической проницаемости земной поверхности, но в [8] указано, что следует использовать усредненное значение, равное 10.

Таким образом, необходимо создать цифровую карту проводимости и диэлектрической проницаемости подстилающей поверхности, которая могла бы служить источником исходных данных для формирования профиля подстилающей поверхности на трассе распространения радиоволн ОНЧ-диапазона. Данная задача может быть разделена на две подзадачи, заключающиеся в определении электрических характеристик подстилающей поверхности континентальной и океанической частей земной поверхности. Методика формирования глобальных цифровых карт электрических характеристик подстилающей поверхности в диапазоне ОНЧ в виде обобщенной блок-схемы представлена на рис. 1.

В работе [9] показано, что электрические характеристики континентальной части земной поверхности могут быть получены на основе рекомендаций МСЭ-R Р.527-5 [10] из данных о гранулометрическом составе почвы и удельной плотности грунта на основе цифровой карты и базы данных [11] и данных о содержании воды в почве на основе цифровых карт проекта TerraClimate [12]. Однако для этого требуется предварительно вычислить эффективную глубину проникновения электромагнитных волн (ЭМВ) ОНЧ-диапазона в процессе их распространения в сферическом волноводе Земля-ионосфера. В качестве эффективной глубины проникновения ЭМВ в почву может быть принят скин-слой δ [13], который рассчитывается в соответствии с формулой [10]:

$$\delta = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\left(\varepsilon_r'\right)^2 + \left(\varepsilon_r''\right)^2} - \varepsilon_r'}},\tag{1}$$

где λ – длина ЭМВ; ε'_r и ε''_r – действительная и мнимая части комплексной относительной диэлектрической проницаемости.

В соответствии с рекомендациями МСЭ-R P.527-5 выполнены расчеты величины δ для 12 различных типов почв в диапазоне температур от -10 до +30 °С и влажности почвы от 0,01 до 50 %. Плотность грунта для расчетов взята из базы [11] по координатам центроидов почвенных многоугольников на треугольнике Гиббса-Розебома, удельные веса сухой смеси составляющих почвы рассчитаны с помощью интерполяционной функции, полученной в [9]. Исходные данные о плотности грунта ρ_d , удельном весе сухой смеси составляющих почвы G_s и координатах центроидов представлены в табл. 1. Результаты расчетов величины δ сведены в табл. 2.

Таблица 1

Исходные данные для расчетов действительной и мнимой частей комплексной относительной электрической проницаемости грунта

Table 1

| Тип почвы | Πιοτμοςτι | Удельный вес сухой | Координаты центроидов | |
|-------------------------------|-------------------------------------|--------------------------------|-----------------------|----------|
| по механическому составу | грунта ρ_d , г/см ³ | смеси составляющих почвы G_s | Песок, % | Глина, % |
| Песок | 1,79 | 2,65 | 91,67 | 3,33 |
| Супесь | 1,66 | 2,65 | 81,67 | 5,83 |
| Песчаный суглинок | 1,60 | 2,66 | 64,60 | 10,35 |
| Суглинок | 1,58 | 2,70 | 41,04 | 18,73 |
| Илистый суглинок | 1,58 | 2,59 | 21,42 | 13,41 |
| Ил | 1,46 | 2,68 | 7,35 | 5,30 |
| Песчаный глинистый суглинок | 1,40 | 2,69 | 59,94 | 27,13 |
| Глинистый суглинок | 1,31 | 2,69 | 32,50 | 33,75 |
| Илистый глинистый суглинок | 1,27 | 2,59 | 10,00 | 33,75 |
| Песчаная глина | 1,32 | 2,73 | 51,67 | 41,67 |
| Илистая глина | 1,48 | 2,56 | 6,67 | 46,67 |
| Глина | 1,20 | 2,74 | 19,52 | 62,93 |

Initial data for calculations of the real and imaginary parts of the complex relative permittivity of the soil

Как видно из табл. 2, медианный скин-слой на нижней границе диапазонов средних, низких и очень низких частот составляет от 8 до 80 м, что делает невозможным расчет проводимости и диэлектрической проницаемости почвы по рекомендациям МСЭ-R P.527-5, т. к. данные по нижнему горизонту почвы в базе HWSD приведены для глубин до 3 м [11]. Таким образом, методику определения почвенного профиля на трассе распространения радиоволн [9] допустимо использовать только для ЭМВ частотой от 3 МГц и выше.

Таблица 2

Результаты расчета скин-слоя почвы

Table 2

Results of calculation of the skin layer of the soil

| | Скин-слой δ, м | | | | |
|---------------------|--------------------------|-------------------------|-----------------------|--|--|
| Длина волны λ, м | Максимальное значение | Минимальное значение | Медианное значение | | |
| 105 | 202,5 | 34,7 | 81,1 | | |
| 104 | 64,1 | 11,0 | 25,6 | | |
| 10 ³ | 20,5 | 3,5 | 8,2 | | |
| 10 ² | 7,3 | 1,1 | 2,7 | | |
| 10 | 9,2 | 0,5 | 1,4 | | |
| 1 | 6,3 | 0,2 | 0,9 | | |

Результаты расчета медианного значения глубины скин-слоя в грунте приводят к выводу, что составление цифровых карт проводимости и диэлектрической проницаемости континентальной части поверхности Земли в ОНЧ-диапазоне возможно путем прямой оцифровки атласа проводимости почвы, представленного в рекомендациях МСЭ-R P.832-4, или на основе подходов, изложенных в [8]. В соответствии с указанными подходами и разработанной обобщенной методикой (рис. 1) составлена карта проводимости почвы в диапазоне ОНЧ, которая не учитывает сезонные изменения из-за отсутствия необходимых исходных данных.

Кроме проводимости, другой неотъемлемой электрической характеристикой почвы является её диэлектрическая проницаемость. Диэлектрическая проницаемость в диапазоне ОНЧ может быть получена на основе частотных зависимостей электрической проницаемости различных геологических пород по данным цифровых геологических карт. Однако подобные сведения носят несистематизированный и фрагментарный характер, поэтому в настоящий момент реализовать подобный подход не представляется возможным. По этой причине, например, в исследовании [8], посвященном цифровому картографированию электрических характеристик грунта в диапазоне ОНЧ, принято среднее значение относительной диэлектрической проницаемости для всех типов геологических пород, $\varepsilon = 10$.

Альтернативным способом составления цифровой карты диэлектрической проницаемости грунта является выявление регрессионной зависимости значений данного параметра от значений проводимости грунта. Это может быть выполнено с помощью статистического подхода на основе моделей, представленных в рекомендации МСЭ-R P.527-5.

Для реализации данного подхода проведены расчеты для всех возможных типов почв по их механическому составу с относительной долей влажности от 0,01 до 50 % в диапазоне температур от -10 до +30 °C. Полученные значения проводимости сгруппированы в соответствии с данными табл. 1 в рекомендациях [10], после чего каждой группе поставлено в соответствие усредненное значение диэлектрической проницаемости, на основе которых построено регрессионное уравнение

$$\varepsilon = 58,55\sigma^{0,4733} + 1,695. \tag{2}$$

График регрессионной функции проводимости грунта в диапазоне ОНЧ и усредненные статистические данные показаны на рис. 2.



Рис. 2. Зависимость диэлектрической проницаемости от проводимости грунта в диапазоне ОНЧ: (—) – регрессионная функция; маркеры – усредненные расчеты по рекомендациям МСЭ-R P.527-5 Fig. 2. Soil dielectric permittivity versus conductivity in the very low frequency band: (—) – regression; markers – ITU-R P.527-5 calculation averaged values

Значения относительной диэлектрической проницаемости, полученные на основе perpecсии (2), представлены в табл. 3. С помощью табл. 3 из цифровой карты проводимости сформирована карта диэлектрической проницаемости континентальной части земной поверхности в диапазоне ОНЧ, которая, как и карта проводимости почвы, не учитывает сезонные изменения электрических характеристик.

Таблица 3

Результаты расчета относительной электрической проницаемости по регрессионной модели

Table 3

| Относительная электрическая проницаемость є | Проводимость σ, См/м |
|---|----------------------|
| 1,9 | 0,00001 |
| 2,1 | 0,00003 |
| 2,4 | 0,0001 |
| 3,0 | 0,0003 |
| 3,9 | 0,001 |
| 5,4 | 0,003 |
| 8,3 | 0,01 |
| 12,8 | 0,03 |

Results of calculation of relative permittivity by regression model

Кроме электрических характеристик континентальной следует также определить электрические характеристики океанической (морской) части земной поверхности. Для расчета проводимости и диэлектрической проницаемости морской воды должны быть приняты во внимание сведения об её температуре и солености. Указанные параметры непостоянны не только по широте и долготе места, но и по глубине водной массы. Чтобы учитывать влияние воды на распространение радиоволн, следует определить глубину скин-слоя морской воды. Расчеты в соответствии с формулой (1) для морской воды соленостью от 10 до 40 ‰ и температурой от 0,1 до 30 °С представлены в табл. 4.

Таблица 4

Результаты расчета скин-слоя морской воды

Table 4

Results of calculation of the skin layer of seawater

| Плина радина) на | Скин-слой δ, м | | | |
|------------------|----------------|-------------|-----------|--|
| Длина волны л, м | Максимальная | Минимальная | Медианная | |
| 105 | 9,58 | 3,58 | 5,26 | |
| 104 | 3,03 | 1,13 | 1,66 | |
| 103 | 0,96 | 0,36 | 0,53 | |
| 102 | 0,31 | 0,11 | 0,17 | |
| 10 | 0,10 | 0,04 | 0,05 | |
| 1 | 0,05 | 0,01 | 0,02 | |

Как видно из таблицы, для учета влияния морской воды на распространение радиоволн необходимо принимать во внимание характеристики воды на глубине до 5 м. Такие сведения могут быть получены из модели [14] и затем использованы для проведения расчетов в соответствии с моделями, представленными в рекомендации МСЭ-R P.527-5.

Так как Балтийское, Каспийское, Черное, Азовское и Аральское моря, а также ряд соленых озер не вошли в модель [14], то характеристики земной поверхности в данных районах в соответствии с рекомендациями МСЭ-R P.832-4 и данными [15, 16] приняты равными $\sigma = 4$ См/м и $\varepsilon = 80$.

В работе [17] показано, что в диапазоне от 0,05 до 100 кГц проводимость пресной воды постоянна и составляет 0,036 См/м. В соответствии с исследованиями [18] пресная вода при температуре 26 °С меняется в диапазоне от 65 до 50 единиц на частотах от 2 до 10 кГц соответственно. Так как проводимость оказывает более существенное влияние на распространение радиоволн, то для пресной воды в качестве электрических параметров могут быть приняты значения, указанные в рекомендациях МСЭ R P.527-5, которые составляют $\sigma = 0,01$ См/м, $\varepsilon = 80$. Районам пресной воды соответствуют наиболее крупные озера: Байкал, Онежское, Ладожское, Виктория и ряд др.

Полученные цифровые карты электрических характеристик океанической части подстилающей поверхности Земли учитывают сезонные и климатические изменения, т. к. базируются на исходных данных, представляющих собой месячные карты глобального охвата, со значениями, усредненными по результатам наблюдений с 2008 по 2017 г. [14].

С помощью программного обеспечения Matlab цифровые карты электрических характеристик континентальной и океанической частей земной поверхности объединены в общую карту с учетом отдельных морских районов, не вошедших в океаническую часть, и ряда внутренних морей и озер. Для выполнения данной операции составлена вспомогательная карта типов подстилающей поверхности, включающих четыре класса: континентальный район, океанический район, морской район или внутреннее море, озеро. Блок-схема алгоритма консолидации данных показана на рис. 3.

После ввода исходных данных в блоке 1 открываются два вложенных цикла по частоте (значения 3, 10, 30 кГц) и по месяцам года (с января по декабрь) — блоки 2 и 3. В блоках 4.1 и 5.1 с помощью функции fillmissing заполняются отсутствующие данные, обусловленные несоответствием географических областей определения входных массивов данных, а в блоках 4.2 и 5.2 данные интерполируются и приводятся к единой координатной сетке. С помощью массива типов подстилающей поверхности данные из различных массивов консолидируются в два мас-



Рис. 3. Блок-схема алгоритма консолидации данных Fig. 3. Block diagram of the data consolidation algorithm

сива ячеек VLFmap_Sdata{i,j} и VLFmap_Edata{i,j}, где i — порядковый номер частоты, j — порядковый номер месяца в году. В массиве VLFmap_Sdata хранятся данные о проводимости земной поверхности, а в массиве VLFmap_Edata — о диэлектрической проницаемости. Примеры консолидированных карт показаны на рис. 4 *a*,*б*.

С помощью функции mapprofile, входящей в пакет расширения Mapping Toolbox, может быть построен профиль электрических характеристик подстилающей поверхности. Например,



Рис. 4. Консолидированные карты электрических характеристик земной поверхности (июнь, f = 10 кГц): a – проводимость, δ – диэлектрическая проницаемость Fig. 4. Consolidated maps of underlying surface electric characteristics (June, f = 10 kHz): a – conductivity, b – dielectric permittivity



Рис. 5. Пример трассы радиосвязи Fig. 5. Radio path example

для радиотрассы, пролегающей по дуге большого круга из точки 50° с. ш., 20° в. д. в точку 60° с. ш., 0° в. д. (рис. 5), электрические характеристики подстилающей поверхности показаны на рис. 6 a,b.

Выводы

В ходе исследований получены глобальные цифровые карты электрических характеристик подстилающей поверхности Земли в диапазоне ОНЧ.

Для океанической части земной поверхности учитываются климатические и сезонные изменения, путем использования в качестве исходных данных месячных цифровых карт солености и температуры мирового океана, усредненных по результатам наблюдений с 2008 по 2017 г.





Для континентальной части земной поверхности сезонные изменения не учитываются в связи с отсутствием необходимого объёма данных по изменениям гранулометрического состава почвы и её влажности на глубинах до 80 м.

Полученные сведения об электрических характеристиках поверхности Земли далее могут использоваться при расчете энергетических параметров радиотрасс с помощью скачковых методов или методов волновых мод [19, 20].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Bilitza D.** IRI the international standard for the ionosphere // Adv. Radio Sci. 2018. no. 16. Pp. 1–11. DOI: 10.5194/ars-16-1-2018

2. Fron A., Galkin I., Krankowski A., Bilitza D., Hernandez-Pajares M., Reinisch B., Li Z., Kotulak K., Zakharenkova I., Cherniak I., Roma Dollase D., Wang N., Flisek P., Garcia-Rigo A. Towards cooperative global mapping of the ionosphere: Fusion feasibility for IGS and IRI with global climate VTEC maps // MDIP Remote Sens. 2020. no. 12(21). 3531 p. DOI: 10.3390/rs12213531

3. Galkin I., Fron A., Reinisch B., Hernandez-Pajares M., Krankowski A., Nava B., Bilitza D., Kotulak K., Flisek P., Li Z. Global monitoring of ionospheric weather by GIRO and GNSS data fusion // Atmosphere. 2022. no. 13. 371 p. DOI: 10.3390/atmos13030371

4. Morgan R.R. World-wide VLF effective conductivity map. Westinghouse Electric Corporation, 1968. 62 p.

5. Рекомендация МСЭ-R Р.832-4. Мировой атлас проводимости почвы. МСЭ, 2015.

6. Nikolayenko A., Shvets A., Hayakawa M. Extremely low frequency (ELF) radio wave propagation: A review // Internat. J. of Electronics and Applied Research. 2016. Vol. 3. no. 2. 91 p.

7. Башкуев Ю.Б., Хаптанов В.Б., Аюров Д.Б. Результаты радиоизмерений в Белом, Баренцевом и Карском морях летом 2016 года // Оптика атмосферы и океана. Физика атмосферы: матер. XXIII Междунар. симп. Томск: ИОА СО РАН, 2017. DOI: 10.1117/12.2287639 8. Башкуев Ю.Б., Ангархаева Л.Х., Буянова Д.Г., Адвокатов В.Р. Прогнозная карта геоэлектрических разрезов континентов Земли // V Междунар. науч.-техн. конф. Радиотехника, электроника и связь. Омск, ОНИИП: 2019. С. 17–24. DOI: 10.33286/978-5-6041917-2-9.17-24

9. **Типикин А.А., Потапов** Д.С. Методика оценки электрических характеристик почвы на трассе распространения земных радиоволн // Техника радиосвязи. 2022. № 1(52). С. 19–29.

10. Рекомендация МСЭ-R Р.527-5. Электрические характеристики земной поверхности. МСЭ, 2019.

11. Nachtergaele F., van Velthuizen H.T., Verelst L., Wiberg D. Harmonized world soil database (version 1.2). Rome, FAO/IIASA, 2012.

12. Abatzoglou J., Dobrowski S., Parks S., Hegewisch K. TerraClimate, a high-resolution global dataset of monthly climate and climatic water balance from 1958–2015. 2018. DOI: 5.170191.10.1038/sdata.2017.191

13. **Bradley P.A., Hanbaba R.** Handbook: The ionosphere and its effects on radiowave propagation. A guide with background to ITU-R procedures for radio planners and users. Geneva, ITU, 1998. 153 p.

14. Fukumori I., Wang O., Fenty I., Forget G., Heimbach P., Ponte R.M. ECCO Consortium. Synopsis of the ECCO central production global ocean and sea-ice state estimate. Version v4r4. 2021. DOI: 10.5281/zeno-do.3765928

15. Gadani D.H., Rana V.A., Prajapati A.N., Bhatnagar S., Vyas A.D. Effect of salinity on the dielectric properties of water // Indian J. of Pure and Applied Physics. 2012. Vol. 50. Pp. 405–410.

16. Modi F.M., Gadani D.H., Rana V.A. Study of variation of optical and physical properties of saline water solutions with temperature // Materials Today: Proceedings. 2021. Vol. 47. no. 2. Pp. 656–660.

17. Aldosky H., Shamdeen S. A new system for measuring electrical conductivity of water as a function of admittance // J. of Electric Bioimpedance. 2011. no. 2. Pp. 86–92. DOI: 10.5617/jeb.203

18. Sherman A., Mercado-Uribe H. Dielectric spectroscopy of water at low frequencies: The existence of an isopermitive point // Chemical Physics Letters. 2010. no. 503. Pp. 4–6. DOI: 10.1016/j.cplett.2011.01.027

19. **Coleman C.** Analysis and modeling of radio wave propagation. Cambridge: Cambridge University Press, 2017. 296 p.

20. **Gonzalez G.** Advanced electromagnetic wave propagation methods. Boca Raton, CRC Press, 2022. 708 p.

REFERENCES

1. **Bilitza D.** IRI the international standard for the ionosphere. *Adv. Radio Sci.*, 2018, no. 16, Pp. 1–11. DOI: 10.5194/ars-16-1-2018

2. Fron A., Galkin I., Krankowski A., Bilitza D., Hernandez-Pajares M., Reinisch B., Li Z., Kotulak K., Zakharenkova I., Cherniak I., Roma Dollase D., Wang N., Flisek P., Garcia-Rigo A. Towards cooperative global mapping of the ionosphere: Fusion feasibility for IGS and IRI with global climate VTEC maps. *MDIP Remote Sens.*, 2020, no. 12(21), 3531 p. DOI: 10.3390/rs12213531

3. Galkin I., Fron A., Reinisch B., Hernandez-Pajares M., Krankowski A., Nava B., Bilitza D., Kotulak K., Flisek P., Li Z. Global monitoring of ionospheric weather by GIRO and GNSS data fusion. *Atmosphere*, 2022, no. 13, 371 p. DOI: 10.3390/atmos13030371

4. Morgan R.R. World-wide VLF effective conductivity map. Westinghouse Electric Corporation, 1968. 62 p.

5. ITU-R Recommendation P.832-4. World atlas of ground conductivities. ITU, 2015.

6. Nikolayenko A., Shvets A., Hayakawa M. Extremely Low Frequency (ELF) radio wave propagation: A review. *International Journal of Electronics and Applied Research (IJEAR)*, 2016, Vol. 3, no. 2, 91 p.

7. Bashkuev Yu.B., Khaptanov V.B., Ayurov D.B. Results of radio measurement in the White, Barents, and Kara Seas in the summer of 2016. 23rd International Symposium on Atmospheric and Ocean Optics: Atmospheric Physics, 104666C, 2017. (rus). DOI: 10.1117/12.2287639

8. Bashkuev Yu.B., Angarkhaeva L.Kh., Buyanova D.G., Advokatov V.R. Predictive map of geoelectric sections of continents of the world. *V International Scientific-Technical Conference on Radio Engineering, Electronics and Communications*, 2019, Pp. 17–24. (rus). DOI: 10.33286/978-5-6041917-2-9.17-24

9. Tipikin A.A., Potapov D.S. Method for estimating soil electrical characteristics on the ground radio waves propagation route. *Radio Communications Technology*, 2022, no. 1(52), Pp. 19–29. (rus)

10. ITU-R Recommendation P.527-5. Electrical characteristics of the surface of the Earth. ITU, 2019.

11. Nachtergaele F., van Velthuizen H.T., Verelst L., Wiberg D. Harmonized world soil database (Version 1.2). Rome, FAO/IIASA, 2012.

12. Abatzoglou J., Dobrowski S., Parks S., Hegewisch K. TerraClimate, a high-resolution global dataset of monthly climate and climatic water balance from 1958–2015. 2018. DOI: 5.170191.10.1038/sdata.2017.191

13. Bradley P.A., Hanbaba R. Handbook: The ionosphere and its effects on radiowave propagation. A guide with background to ITU-R procedures for radio planners and users. Geneva, ITU, 1998, 153 p.

14. Fukumori I., Wang O., Fenty I., Forget G., Heimbach P., Ponte R.M. ECCO Consortium. Synopsis of the ECCO central production global ocean and sea-ice state estimate. Version v4r4, 2021. DOI: 10.5281/zeno-do.3765928

15. Gadani D.H., Rana V.A., Prajapati A.N., Bhatnagar S., Vyas A.D. Effect of salinity on the dielectric properties of water. *Indian Journal of Pure and Applied Physics*, 2012, Vol. 50, Pp. 405–410.

16. Modi F.M., Gadani D.H., Rana V.A. Study of variation of optical and physical properties of saline water solutions with temperature. *Materials Today: Proceedings*, 2021, Vol. 47, no. 2, Pp. 656–660.

17. Aldosky H., Shamdeen S. A new system for measuring electrical conductivity of water as a function of admittance. *Journal of Electric Bioimpedance*, 2011, no. 2, Pp. 86–92. DOI: 10.5617/jeb.203

18. Sherman A., Mercado-Uribe H. Dielectric spectroscopy of water at low frequencies: The existence of an isopermitive point. *Chemical Physics Letters*, 2010, no. 503, Pp. 4–6. DOI: 10.1016/j.cplett.2011.01.027

19. Coleman C. Analysis and modeling of radio wave propagation. Cambridge, Cambridge University Press, 2017. 296 p.

20. Gonzalez G. Advanced electromagnetic wave propagation methods. Boca Raton, CRC Press, 2022. 708 p.

INFORMATION ABOUT AUTHOR / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРЕ

Типикин Алексей Алексеевич Aleksey A. Tipikin E-mail: alextip@mail.ru

Поступила: 03.04.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022. Submitted: 03.04.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022. Circuits and Systems for Receiving, Transmitting and Signal Processing Устройства и системы передачи, приёма и обработки сигналов

Research article DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15102 UDC 621.391.8

SYMMETRICAL ITERATIVE ALGORITHM FOR CANCELLING INTER-CHANNEL INTERFERENCE OF SEFDM SIGNALS

S.A. Suhotskiy¹, S.V. Zavjalov² ⊠, A.S. Ovsyannikova³, I.I. Lavrenyuk⁴

^{1,2,3,4} Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russian Federation

[™] zavyalov_sv@spbstu.ru

Abstract. This article deals with spectrally efficient frequency-division multiplexing signals (SEFDM). Authors considered symmetrical and asymmetrical iterative algorithms to prevent BER performance degradation. These algorithms reduce inter-channel interference (ICI) between the subcarriers, which leads to better value of BER performance. The authors analyzed complexity and results of the algorithms, and determined the best conditions for a symmetrical algorithm with different number of subcarriers and different frequency multiplexing coefficient.

Keywords: SEFDM, demodulation, algorithm, BER performance, feedback on decision

Acknowledgements: The reported study was funded by RFBR according to the research project No. 20-37-90007\20

Citation: Suhotskiy S.A., Zavjalov S.V., Ovsyannikova A.S., Lavrenyuk I.I. Symmetrical iterative algorithm for cancelling inter-channel interference of SEFDM signals. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 19–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.15102

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (https://creativecommons.org/ licenses/by-nc/4.0/).

Научная статья DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15102 УДК 621.391.8

СИММЕТРИЧНЫЙ ИТЕРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЕНСАЦИИ МЕЖКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ SEFDM-СИГНАЛОВ

С.А. Сухоцкий¹, С.В. Завьялов² ⊠, А.С. Овсянникова³, И.И. Лавренюк⁴

^{1,2,3,4} Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Российская Федерация

[⊠] zavyalov_sv@spbstu.ru

Аннотация. Рассмотрены спектрально-эффективные сигналы с частотным мультиплексированием (SEFDM-сигналы). Представлен анализ симметричных и асимметричных итерационных алгоритмов для улучшения помехоустойчивости приёма. Предложенный подход к построению алгоритмов позволяет уменьшать межканальные помехи (ICI) между сигналами на поднесущих частотах, что приводит к улучшению помехоустойчивости приёма. Выполнен анализ сложности алгоритмов и определены наилучшие условия для применения симметричного алгоритма при разном количестве поднесущих и разном коэффициенте частотного мультиплексирования.

Ключевые слова: SEFDM, демодуляция, алгоритм, помехоустойчивость, обратная связь

Финансирование: Данное исследование проведено при финансовой поддержке РФФИ в рамках исследовательского проекта № 20-37-90007\20

Для цитирования: Suhotskiy S.A., Zavjalov S.V., Ovsyannikova A.S., Lavrenyuk I.I. Symmetrical iterative algorithm for cancelling inter-channel interference of SEFDM signals // Computing, Tele-communications and Control. 2022. Т. 15, № 1. С. 19–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.15102

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии СС ВУ-NC 4.0 (https://creative-commons.org/licenses/by-nc/4.0/).

Introduction

Ideas of spectrally efficient frequency-division multiplexing (SEFDM) is used in Beyond 5G [1, 2] systems and as the foundation for 6G technology standard [3, 4]. SEFDM can provide many times more data than 5G [1]. The other way of using SEFDM is optical channels [5]. Based on Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) we can achieve higher spectral efficiency by reducing separation between subcarriers frequencies [6]. Spectral efficiency can be expressed as $R/\Delta F$, where R – symbol rate and ΔF – occupied frequency bandwidth [7]. Unfortunately, SEFDM has a big disadvantage of inter-channel interference (ICI) between signals on subcarriers that leads to incorrect demodulation and bit error rate (BER) performance degradation [8]. It is shown that energy losses for SEFDM compared to OFDM at BER = 10^{-3} can achieve 5–15 dB depending on scenarios [9]. There are different demodulation algorithms solving this problem: algorithm with feedback on decision [7, 10], Viterbi algorithm [11], maximum likelihood sequence estimations (MLSE) algorithm [7, 12]. MLSE algorithm is rarely used in real communication systems due to excessive complexity of implementation. Viterbi algorithm is simpler than MLSE but Viterbi algorithm still requires top hardware platforms. So algorithms with cancelling inter-channel interference can provide low energy losses and low requirements for hardware. Usually algorithms with cancelling inter-channel interference are considered with interference of one signal on nearby frequency subcarrier. This article deals with development algorithms through considering more interference signals on different frequencies with estimation of operation complexity.

The structure of transmitter and receiver of SEFDM signal

The transmitted discrete SEFDM signals can be expressed by the following expression [13]:

$$s_n = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k e^{2j\alpha\pi \frac{kn}{N}}, \quad n = 0, 1, ..., L-1.$$
(1)

In this equation N is a number of subcarriers, $\{C_k\}_{k=1}^N$ is vector of modulated symbols, where k is a current number of subcarrier, $\alpha = \Delta fT$ is a factor of compressed bandwidth, Δf is the frequency distance between signals on subcarriers, T is transfer time of one OFDM symbol, n = 0, 1, ..., L - 1, L is the number of time samples in one SEFDM symbol [13–15].

Structure scheme of SEFDM transmitter is presented on Fig. 1*a* [13]. The first step to generate signal is creating modulation symbols from input bits using modulation with Mapper block. For our study, we chose quadrature phase-shift keying (QPSK). Therefore, this type of modulation transmits 2 bits per subcarrier. Next, the generation requires to put a vector of symbols in serial/parallel block and add $(N_{FFT} - N)$ zeros, where N_{FFT} is a number of samples in fast Fourier transform and N is the number of subcarriers to see the out-of-band emission on the spectrum. The result enters the inverse fast Fourier transform (IFFT) block with N_{FFT} size, where symbols become time samples. The next part is ignoring $(1 - \alpha)N_{FFT}$ samples to reduce duration of signal and then serial/parallel block.

Output signal from previous block has to be transformed with digit-to-analog converter, filters and power amplifiers. The last part of transmitting scheme is antenna.



Fig. 1. Structure scheme of transmitter and receiver

Structure scheme of SEFDM signals receiver is presented in Fig. 1*b*. The mixture of SEFDM signal and AWGN is received by antenna with low noise amplifier, filters and analog-to-digit converter. Result samples of signal enter the S/P block with adding zeros afterwards to decompress spectrum from $\Delta F_{\text{SEFDM}} = \alpha \Delta F_{\text{OFDM}}$ to ΔF_{OFDM} and follow to FFT block. Following data come in the "Algorithm for cancelling inter-channel interference" block to improve BER performance. Fixed evaluations of symbols transform into bits in Demapper.

Iterative algorithm for cancelling inter-channel interference

After the FFT block, interference samples of each subcarrier iteratively can be saved in Block storage as k_{ij} , where *i*th subcarrier affects *j*th subcarrier. k_{ij} can be called coefficients of mutual interference from different subcarriers (Fig. 2).

For example, normalized value of interference for signals at current subcarrier and at neighboring $i = \pm 1$ subcarrier is equal to 0.64 with $\alpha = 0.5$, if $\alpha = 0.1$ interference value increases to 0.98.

The idea of the algorithm is iterative subtraction from considered subcarrier of every interference sample of any other subcarrier. This way, the expression for received samples can be written as Eq. (2). For the convenience we reassigned received modulated symbols as $\{C_k^*\}_{k=1}^N$, symbols after the first iteration of algorithm $-C_i'$.

$$C_i^* - \sum_{j=1}^{t-1} k_{ij} C_j^* = C_i'.$$
 (2)

The idea of this algorithm is similar with algorithm for one-frequency Faster-than-Nyquist signals, proposed in [16]. Note, that this algorithm is not similar with algorithms based on feedback on decision and has some common solutions with error-correcting coding.

Eq. (2) is supposed to subtract ICI only from one of the sides, the left one. This type of feedback on decision algorithm can be called asymmetrical. By analogy, algorithms with feedback on decision with subtraction from both sides can be called symmetrical. For Eq. (2) we can express structure scheme of the first iteration of our algorithm (Fig. 3). Note, that symbols C'_i can be transmitted to demapper to form output bits or to the second iteration of algorithm.

First received sample from IFFT block C_1^* goes through without any changes and improving. Second received sample C_2^* gets subtracted with product of k_{12} and C_1^* . That leads to removal ICI from the first subcarrier. These two operations can be united in "Block 1.2". Here and further delay line for pro-



Fig. 2. Inter-channel interference on nearby subcarriers



Fig. 3. Structure scheme of algorithm (first iteration)

cessing time is injected in block of subtraction. For C_3^* process repeats but amount of operations doubles. In this way we continue till the C_N^* sample.

We can use the second iteration of the algorithm for better results as shown in Fig. 4. Second iteration is the reverse version of the first. C'_N goes through without any changes. C'_{N-1} gets subtracted with $k_{N(N-1)}$ and C'_N . Step by step, ICI is reduced in every symbol. In addition, we can write off the equation for every symbol:

$$C'_{i} - \sum_{j=i+1}^{N} k_{ij} C'_{j} = C''_{i}.$$
(3)

This way, if we use only the first iteration (Fig. 5), then we use asymmetrical algorithm with N_{FB_left} subcarriers, $N_{FB_right} = 0$. If we use the first and the second iteration, then we use symmetrical algorithm with $N_{FB} = N_{FB_left} + N_{FB_right}$. Fig. 5 serves for better understanding of N_{FB} positions and the structure of interference.

Modeling and results

Modeling was made in programming and numeric computing platform MATLAB.

After Demapper, we can calculate BER and find out how reduction of frequency space between subcarriers influences BER. For the BER performance, we need to use E_{k}/N_{0} parameter, where E_{k} is



Fig. 4. Structure scheme of algorithm (2nd iteration)



Fig. 5. Simplified scheme of N_{FB} positions

the energy bit and N_0 is spectral density of average power of noise [7]. At least 10⁶ information bits are transmitted to calculate each value of BER.

Fig. 6*a* demonstrates this situation for various α , N = 256. At this graph we can see different curves matching different α . "Theory, QPSK ($\alpha = 1$)" is the theoretical BER performance of OFDM signals ($\alpha = 1$) with QPSK modulation of signals on each subcarriers. As we can see, modulation of case $\alpha = 1$ perfectly matches with "Theory, QPSK ($\alpha = 1$)".

Let us compare BER performance of standard demodulation and demodulation with asymmetrical algorithm on one subcarrier ($N_{FB_left} = 1$) (Fig. 6b). Both of them transmit 64 bits with N = 32. As we can see, the asymmetrical algorithm gives us small coding gain at these values of E_b/N_0 .

For better values of BER performance, we can increase amount of N_{FB} step by step on every side and watch dependence of energy losses of our algorithm in comparison with the theory (Fig. 7) (value of BER is constant and equals 10^{-2}). An analysis confirms the idea presented above about ICI tending to zero with N_i tending to infinity. As we can see in Fig. 7, energy loss tends to limit with increasing N_{FB} because furthest subcarriers have lower values of coefficients of mutual interference than nearby subcarriers. That is the reason why the idea of using $N_{FB} = N$ is very resource-intensive and moreover meaningless.

This way we can find the limit for N_{FB} for every N, when BER performance doesn't change anymore. For example, we can consider a situation when signal is transmitted with N = 128 subcarriers (Fig. 7*a*), E_b/N_0 is constant and equal to 10 dB. From this plot we can understand that for $\alpha = 0.7$ the limit that can be taken is $N_{FB} = 4$, for $\alpha = 0.75 - 6$, for $\alpha = 0.8 - 8$, for $\alpha = 0.85 - 11$, for $\alpha = 0.9 - 14$. Furthermore, we will see that the limit for N_{FB} almost does not change with increasing N.

Conclusion

The article presents the idea of a symmetrical iterative algorithm for cancelling inter-channel interference of SEFDM signals from both sides of considered subcarrier by iterative analysis of every received subcarrier and interference of each of the neighboring ones. This work demonstrated existence of a limit for the number of subcarriers used for feedback when energy loss cannot be reduced any more, which can be used for optimizing settings and saving computing resources. As for numerical results (Fig. 8), the developed algorithm with found limit N_{FR} in comparison with algorithm on one subcarrier gives



Fig. 6. BER performance: a - SEFDM signal with various α (N = 256); b - comparison of standard demodulation algorithm and asymmetrical FB demodulation algorithm (N = 32, $N_{FB \ left} = 1$)



Fig. 7. *a* – Dependence of energy loss versus α at various N_{FB} (BER = 10⁻²); *b* – dependence of BER performance versus $N_{FB} = N_{FB \ left} + N_{FB \ right} (E_b/N_0 = 10 \text{ dB})$



Fig. 8. Comparison of standard demodulation algorithm, asymmetrical feedback algorithm on one subcarrier ($N_{FB \ left} = 1$) and symmetrical feedback algorithm

coding gain in value of 2 dB in case of $\alpha = 0.9$, N = 128 and BER = 10^{-2} . For case the case of $\alpha = 0.8$, coding gain is about 15 dB. For $\alpha = 0.7$, energy coding cannot be detected as the algorithm BER curve is too high on one subcarrier that does not exceed the value of BER = 10^{-2} . For the lowest α , the coding gain will be increasing even further.

REFERENCES

1. Liu X., Xu T., Darwazeh I. Coexistence of orthogonal and non-orthogonal multicarrier signals in beyond 5G scenarios. 2020 2nd 6G Wireless Summit (6G Summit), 2020, Pp. 1–5. DOI: 10.1109/6GSummit49458.2020.9083780

2. **Ghannam H., Darwazeh I.** SEFDM: Spectral efficiency upper bound and interference distribution. 2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 2018, Pp. 1–6. DOI: 10.1109/CSNDSP.2018.8471782

3. Ziegler V. Yrjölä S. How to make 6G a general purpose technology: Prerequisites and value creation paradigm shift. *2021 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit* (*EuCNC/6G Summit*), 2021, Pp. 586–591. DOI: 10.1109/EuCNC/6GSummit51104.2021.9482431

4. Mahmood N.H., Alves H., López O.A., Shehab M., Osorio D.P.M., Latva-Aho M. Six key features of machine type communication in 6G. 2020 2nd 6G Wireless Summit (6G Summit), 2020, Pp. 1–5. DOI: 10.1109/6GSummit49458.2020.9083794

5. Xu T., Xu T., Bayvel P., Darwazeh I. Non-orthogonal signal transmission over nonlinear optical channels. *IEEE Photonics Journal*, 2019, Vol. 11, no. 3, Pp. 1–13, Art no. 7203313. DOI: 10.1109/JPHOT.2019.2904960

6. Darwazeh I., Ghannam H., Xu T. The first 15 years of SEFDM: A brief survey. 2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 2018, Pp. 1–7. DOI: 10.1109/CSNDSP.2018.8471886

7. Zavjalov S.V., Volvenko S.V., Makarov S.B. A method for increasing the spectral and energy efficiency SEFDM signals. *IEEE Communications Letters*, 2016, Vol. 20, no. 12, Pp. 2382–2385. DOI: 10.1109/LCOMM.2016.2607742

8. Ahmed S.I.A. Spectrally efficient FDM communication signals and transceivers: Design, mathematical modelling and system optimization, communications and information. Systems Research Group Department of Electronic and Electrical Engineering University College London, Oct. 2011. Available: *https://discovery.ucl.ac.uk/id/eprint/1335609* (Accessed: 05.04.2022).

9. Makarov S.B., Zavjalov S.V., Nguyen D.C., Ovsyannikova A.S. Coherent detection of non-orthogonal spectrally efficient multicarrier signals using a decision feedback algorithm. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2021, Vol. 24, no. 5, Pp. 22–35. DOI: 10.32603/1993-8985-2021-24-5-22-35

10. Yu B., Zhang S., Dai X. Zhang H. Iterative decoder for coded SEFDM systems. 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), 2017, Pp. 145–150. DOI: 10.1109/ ICCT.2017.8359620

11. Gelgor A., Gorlov A., Nguyen V.P. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes. 2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 2017, Pp. 1–5. DOI: 10.1109/BlackSeaCom.2017.8277680

12. Makarov S.B., Tsikin I.A. Peredacha diskretnykh soobshcheniy po radiokanalam s ogranichennoy polosoy propuskaniya. Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1988. 304 p. (rus)

13. Rashich A., Kislitsyn A, Fadeev D., Ngoc Nguyen T. FFT-based trellis receiver for SEFDM signals. 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 2016, Pp. 1–6. DOI: 10.1109/GLO-COM.2016.7841841

14. Gelgor A., Nguyen V.P. Outperforming conventional OFDM and SEFDM signals by means of using optimal spectral pulses and the M-BCJR algorithm. *2019 26th International Conference on Telecommunications* (*ICT*), 2019, Pp. 130–134. DOI: 10.1109/ICT.2019.8798793

15. Gelgor A., Gorlov A., Nguyen V.P. The design and performance of SEFDM with the Sinc-to-RRC modification of subcarriers spectrums. *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2016, Pp. 65–69. DOI: 10.1109/ATC.2016.7764831

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Svyatoslav A. Suhotskiy Сухоцкий Святослав Александрович E-mail: suhotskij2.sa@edu.spbstu.ru

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

Anna S. Ovsyannikova Овсянникова Анна Сергеевна E-mail: ovsyannikova_as@spbstu.ru

Ilya I. Lavrenyuk Лавренюк Илья Игоревич E-mail: lavrenyuk_i@spbstu.ru

Submitted: 18.04.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022. Поступила: 18.04.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022. Научная статья DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15103 УДК 621.372.54

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ГРУППОВОЙ ЗАДЕРЖКОЙ НА КОНВЕРТОРАХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРИ СТАБИЛИЗИРУЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

С.А. Курганов¹ ⊠, В.В. Филаретов²

^{1,2} Ульяновский государственный технический университет, г. Ульяновск, Российская Федерация

[™] sakurganov@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены активные электрические цепи произвольного порядка с отрицательной групповой задержкой (ОГЗ), реализованные на основе полиномов Бесселя с помощью конверторов сопротивления. Схемы содержат операционные усилители (ОУ), резисторы и конденсаторы. Символьные передаточные функции получаются путем анализа методом схемных определителей. Для формирования компактных выражений и сокращения числа операций используется деление схем по двум узлам на повторяющиеся частичные схемные определители. Параметры элементов находятся последовательно из уравнений, полученных приравниванием символьных и численных значений коэффициентов. Совместного решения системы уравнений не требуется. Устойчивость схем обеспечивается использованием ОУ с внутренней отрицательной обратной связью (ООС) или универсальных ОУ с внешней ООС. Схемы обладают максимально плоской частотной функцией ОГЗ, равномерной АЧХ и обеспечивают неискажающую передачу импульсов напряжения в более широком диапазоне длительностей, чем известные многокаскадные схемы из АRС-цепей первого порядка.

Ключевые слова: электрические цепи, отрицательная групповая задержка, ARC-цепи, конвертор сопротивлений, схемные определители

Для цитирования: Курганов С.А., Филаретов В.В. Электронные цепи с отрицательной групповой задержкой на конверторах сопротивлений при стабилизирующей обратной связи // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 1. С. 29–39. DOI: 10.18721/JCSTCS.15103

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии СС ВУ-NC 4.0 (https://creative-commons.org/licenses/by-nc/4.0/).

Research article DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15103 UDC 621.372.54

ANGD-CIRCUITS ON IMPEDANCE CONVERTERS WITH STABILIZING FEEDBACK

S.A. Kurganov¹ \boxtimes , V.V. Filaretov²

^{1,2} Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russian Federation

[™] sakurganov@mail.ru

Abstract. Active electric circuits of arbitrary order with negative group delay (NGD) are proposed, implemented on the basis of Bessel polynomials using impedance converters. The circuits contain operational amplifiers (op-amp), resistors and capacitors. The parameters of the elements are found sequentially from the equations obtained by equating the symbolic and numerical values of the coefficients. At the same time each equation can be solved independently of the others. The stability of the circuits is ensured by the use of an op-amp with internal negative feedback or universal op-amp with external negative feedback. The circuits have the flattest frequency function of the NGD, uniform frequency response and provide non-distorting transmission of voltage pulses over a wider range of durations than the known multi-stage circuits from first-order active circuits.

Keywords: negative group delay, operational amplifier, Bessel polynomials, impedance converter, circuit determinants

Citation: Kurganov S.A., Filaretov V.V. ANGD-circuits on impedance converters with stabilizing feedback. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 29–39. DOI: 10.18721/JCSTCS.15103

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (https://creativecommons.org/ licenses/by-nc/4.0/).

Введение

Идеальная передаточная функция в виде экспоненты с постоянной задержкой t_0 , пропускающая все частоты, и её приближение рядом Маклорена имеют вид соответственно

$$F(p) = e^{-pt_0} = \frac{1}{1 + pt_0 + \frac{(pt_0)^2}{2!} + \frac{(pt_0)^3}{3!} + \dots},$$
(1)

где p — оператор Лапласа и комплексная частота $j\omega$ для временной и частотной областей [1]. Функция групповой задержки сигнала с узкой полосой частот определяется по формуле

$$t_d(\omega) = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega},\tag{2}$$

где $\Phi(\omega)$ – фазочастотная характеристика (ФЧХ) комплексной передаточной функции по напряжению [2].

Цепи с задержкой сигналов используются в импульсной и вычислительной технике для формирования сигналов, измерения временных интервалов, последовательного запуска устройств, кодирования и дешифрирования информации.

Отрицательная групповая задержка (ОГЗ) [1, 3–11] определяется по той же формуле (2), что и групповая задержка. ОГЗ имеет место, если на ФЧХ $\Phi(\omega)$ есть участок с положительной производной. Идеальная передаточная функция схемы с ОГЗ и её полиномиальное приближение были предложены [1] по аналогии с (1):

$$K(p) = e^{pt_0} = 1 + pt_0 + \frac{(pt_0)^2}{2!} + \frac{(pt_0)^3}{3!} + \dots$$
(3)

Однако практическое применение схемы с ОГЗ получили только в последние десятилетия. В настоящее время они используются для выравнивания частотных функций групповой задержки в усилительных устройствах [6], компенсации задержки импульсных сигналов в линиях передач с распределёнными параметрами [4], улучшения характеристик фазированных антенных решеток с последовательным питанием и реализации нестационарных реактивных элементов [8].

Схемы с ОГЗ реализуются в виде пассивных последовательных и параллельных *RLC*-контуров [5], лестничной *RLC*-схемы [9], активного полосового фильтра [3], *ARC*-цепи первого порядка с функцией [4]

$$K(p) = 1 + p, \tag{4}$$

соответствующей приближению (3). Возможны обобщения *ARC*-цепи, например, с проходным четырёхполюсником из резистора с параллельно включенным конденсатором [11].

В СВЧ-схемах для получения ОГЗ используется малошумящий усилитель с *RL*- [7] и *RC*-цепями [10]. Схема согласуется с нагрузкой, а анализ проводится с помощью S-параметров. Полученная формула используется для нахождения параметров элементов по заданной задержке.

Синтез схем с ОГЗ основан на каскадном соединении *ARC*-схем первого порядка [4], комбинировании последовательных и параллельных *RLC*-контуров [5], создании в СВЧ-диапазоне многокаскадных цепей из схем на активных элементах с *RLC*-контурами [7], аппроксимации *S*-параметров дробно-рациональными функциями и реализации их на связанных микрополосковых резонаторах [8].

Функция ОГЗ на основе полиномов Бесселя

Функция схемы с ОГЗ может быть аппроксимирована полиномами Бесселя [2], которые имеют максимально плоскую характеристику задержки времени в отличие от функции (3), обладающей колебательным характером. При этом передаточная функция схемы с ОГЗ имеет вид

$$K(p) = 1 + \sum_{k=1}^{n} \frac{a_k p^k}{a_0} = 1 + \sum_{k=1}^{n} b_k p^k,$$
(5)

где $a_k = \frac{(2n-k)!}{2^{n-k}(n-k)!k!}$, а коэффициенты $b_k = a_k/a_0$.

Функция первого порядка (4) из формулы (5) при n = 1 реализована на основе неинверсного включения ОУ (рис. 1 *a*) [4]. Однако частотные характеристики коэффициента передачи $K(\omega)$ и ОГЗ $t_d(\omega)$ этой схемы отличаются существенной неравномерностью – 40 и 50 %, что сужает частотный диапазон. Это показывают в диапазоне нормированной частоты $\omega = 1$ верхние графики на рис. 2 *a*,*б* соответственно.

Для получения схем с более широким частотным диапазоном применяется каскадное соединение схем первого порядка (рис. 1 б) [4], АЧХ и ОГЗ которых более равномерны, чем у схем



Рис. 1. Известные схемы с ОГЗ на ОУ: *а* – первого порядка; *б* – каскадное соединение двух схем первого порядка; *в* – каскадное соединение с коррекцией

Fig. 1. Known circuits with Negative group delay on the op-amp: a – first order; b – cascade connection of two circuits of the first order; c – cascade connection with correction



Рис. 2. АЧХ $K(\omega)$ (*a*) и ОГЗ $t_d(\omega)$ (б) для схем: первого порядка, из двух каскадов первого порядка, второго и третьего порядка – сверху вниз Fig. 2. Frequency response $K(\omega)$ (*a*) and Negative group delay $t_d(\omega)$ (*b*) for circuits: first order, of two cascades of the first order, second and third order – from top to bottom

первого порядка. Так, неравномерность АЧХ и ОГЗ у каскадного соединения двух цепей первого порядка составляет 25 и 20 % (вторые сверху кривые на рис. 2 *а*,*б* соответственно).

Еще меньше неравномерность АЧХ и ОГЗ у функций высшего порядка. Например, у функции второго порядка неравномерность АЧХ и ОГЗ составляет 20 и 7,7 % (третьи сверху кривые на рис. 2 a, δ). Поэтому целесообразно рассмотреть реализацию схем с ОГЗ высшего порядка. При реализации можно использовать конверторы сопротивлений на ОУ, резисторах и конденсаторах [12].

Реализация схем с ОГЗ высшего порядка в ARC-базисе на основе полиномов Бесселя

Схемы нечетного *n*-го порядка получаются из схемы первого порядка (рис. 1 *a*) путем включения в цепь обратной связи v = (n-1)/2 конверторов сопротивления K'_i (рис. 3 *a*). Аналогично получаются схемы четного (n-1)-го порядка (рис. 3 *б*).

Схема конвертора K'_i для рис. З *а* изображена на рис. 4 *а*. Конвертор K''_v получается из K'_v заменой конденсаторов C_{3v-1} и C_{3v} сопротивлением R'_{3v-1} и проводником соответственно. Конвертор K''_v присутствует в единичном числе в схемах с четной передаточной функцией (рис. 3 δ).

Передаточная функция для схемы с ОГЗ нечетного порядка n (рис. 3 a) формируется методом схемных определителей [13] в виде отношения определителей N и D схем числителя и знаменателя

$$K = N/D. (6)$$



Рис. 3. Схема с ОГЗ (*a*) и (δ) при нечетном *n* и четном (*n* – 1) порядке функции Бесселя (5) Fig. 3. Circuit with Negative group delay (*a*) and (*b*) for odd *n* and even (*n* – 1) order of the Bessel function (5)





Рис. 4. Конверторы сопротивлений $K'_i(a)$ и $K''_v(\delta)$ Fig. 4. Resistance converters $K'_i(a)$ and $K''_v(b)$

При этом ОУ A_0 замещается нуллором — парой из норатора и нуллатора. Схема знаменателя получается путем замены входного источника напряжения проводником. В результате определитель схемы знаменателя для нечетного порядка n имеет вид

$$D = \begin{vmatrix} \begin{matrix} & & & \\ & & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & & \\ & & & \\ & & & & & \\ & & & & \\ & & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & &$$

Схемно-алгебраическая формула (7), содержащая схемные элементы и символ определителя в виде пары вертикальных линий, упрощается путем удаления конденсатора C_0 , параллельного нуллатору, и замены сопротивления R_0 , последовательного с нуллатором, проводником. Определитель полученной каскадной схемы с нуллатором и норатором на входе и выходе равен произведению определителей отдельных конверторов K'_i с нуллатором и норатором на входе и выходе и выходе [14]. Определитель такой схемы с учетом рис. 4 *а* имеет вид

$$D = pC_3 \cdot pC_6 \cdot \dots \cdot pC_{3\nu}.$$
(8)

Определитель схемы числителя формируется из исходной схемы на рис. 3 *а* путем замены источника напряжения и приёмника напряжения норатором и нуллатором, удаления и замены проводником последовательного и параллельного соединения норатора и нуллатора. В результате определитель числителя приводится к виду

$$N = \begin{bmatrix} K'_1 & K'_2 & \cdots & K'_\nu \\ \hline C_0 & \downarrow & \downarrow & \downarrow \end{bmatrix}$$
(9)

Символьное разложение определителя схемы (9) выполняется аналогично определителю знаменателя (7) путем рекурсивного деления её по двум узлам [13]. Для минимизации объёма выкладок исходная схема (9) и производные от неё схемы делятся на две подсхемы с примерно равным числом блоков [14] до получения однотипных частичных схемных определителей с единственным блоком (табл. 1).

Таблица 1

Частичные определители (
$$i = 1, 2, ..., v$$
) для разложения (9)

Table 1

| | 1 | 2 | 3 | 4 |
|-------------------------|-----------------------|---------------------------------------|-----------|--|
| Частичный определитель | | | | |
| Символьное выражение | $p^2 C_{3i-1} C_{3i}$ | $p^2 C_{3i-1} C_{3i} R_{3i-2} R_{3i}$ | pC_{3i} | $p^{2}C_{3i-2}C_{3i-1}R_{3i-2}R_{3i-1}(1+pC_{3i}R_{3i})$ |

Partial determinants (i = 1, 2, ..., v) for decomposition (9)

Передаточная функция находится по формуле (6) в виде отношения символьных выражений числителя (9) и знаменателя (8). После сокращения одинаковых сомножителей передаточная функция для схемы нечетного порядка *n* имеет вид

$$K_{n}(p) = 1 + C_{0} \left(R_{0}p + \frac{R_{1}R_{2}C_{1}C_{2}}{C_{3}}p^{2} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}p^{3} + \dots + \frac{R_{1}R_{2}R_{4}R_{5} \dots R_{3\nu-2}R_{3\nu-1}C_{0}C_{1}C_{2}C_{4}C_{5} \dots C_{3\nu-2}C_{3\nu-1}}{C_{3\nu}}p^{n-1} + R_{1}R_{2}R_{4}R_{5} \dots R_{3\nu-2}R_{3\nu-1}R_{3\nu}C_{0}C_{1}C_{2}C_{4}C_{5} \dots C_{3\nu-2}C_{3\nu-1}p^{n} \right),$$

$$(10)$$

где v = (n-1)/2 – как и ранее, число конверторов.

В передаточной функции (10) коэффициенты b_k нечетных степеней k > 3 содержат по два сопротивления с номерами R_{3i-1} и R_{3i-2} (рис. 4 *a*) из каждого конвертора с i = 1, 2, ..., (k - 3)/2, а из конвертора с номером i = (k - 1)/2 – все три сопротивления. В b_3 входят три сопротивления из конвертора с номером i = 1. Ёмкости входят в нечетные коэффициенты парами с номерами C_{3i-1} и C_{3i-2} из всех конверторов с номерами i = 1, 2, ..., (k - 1)/2, при этом во все коэффициенты входит ёмкость C_0 .

Коэффициенты b_{μ} четных степеней представляются дробями, числитель которых содержит по паре сопротивлений R_{3i-1} и R_{3i-2} и ёмкостей C_{3i-1} и C_{3i-2} из всех конверторов с номерами $i = 1, 2, ..., \mu/2$. В знаменателях находится ёмкость $C_{3\mu/2}$.

Численные значения сопротивлений резисторов $R_0, R_1, R_2, ..., R_{3v}$ и ёмкостей конденсаторов $C_0, C_1, C_2, ..., C_{3v}$ в формуле (10) находятся путем решения системы из n - 1 нелинейных уравнений, полученных приравниванием при расчетной частоте ω символьных коэффициентов в этих формулах и соответствующих численных значений в (5)

$$R_{0}C_{0}\omega = b_{1}; R_{1}R_{2}C_{0}C_{1}C_{2}\omega^{2}/C_{3} = b_{2}; ...;$$

$$R_{1}R_{2}...R_{3\nu-2}R_{3\nu-1}C_{0}C_{1}C_{2}...C_{3\nu-2}C_{3\nu-1}\omega^{n}.$$
(11)

Система (11) не доопределена, поэтому сопротивления задаются, а ёмкости с нечетными и четными индексами попарно приравниваются $C_1 = C_2$; $C_4 = C_5$; ...; $C_{3v-2} = C_{3v-1}$. Сопротивления резисторов должны быть много больше сопротивления генератора и выходного сопротивления ОУ. Ёмкости находятся последовательно по формулам

$$C_{0} = b_{1}/(R_{1}\omega); \ C_{1} = C_{2} = \sqrt{\left(b_{3}/(R_{1}R_{2}C_{0}\omega^{3})\right)}; \ C_{3} = b_{2}/(R_{1}R_{2}C_{0}C_{1}\omega^{2});$$

...;
$$C_{3\nu} = b_{n}/(R_{1}R_{2}R_{4}R_{5}...R_{3\nu-2}R_{3\nu-1}C_{0}C_{1}C_{2}C_{4}C_{5}...C_{3\nu-2}C_{3\nu-1}\omega^{n}).$$
 (12)

Передаточная функция схемы четного порядка (рис. 3 б) получается из передаточной функции (10) для нечетной степени путем замены проводимости $pC_{3\nu-1}$ на проводимость $1/R'_{3\nu-1}$, а сопротивления $1/(pC_{3\nu})$ – на нулевое сопротивление. В результате получается четная передаточная функция для схемы на рис. 3 б:

$$K_{n}(p) = 1 + C_{0} \left(R_{0}p + \frac{R_{1}R_{2}C_{1}C_{2}}{C_{3}}p^{2} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{1}C_{2}p^{3} + \dots + \frac{R_{1}R_{2}R_{4}R_{5}\dots R_{3\nu-2}R_{3\nu-1}R_{3\nu}C_{0}C_{1}C_{2}C_{4}C_{5}\dots C_{3\nu-2}}{R_{3\nu-1}'}p^{n-1} \right).$$

$$(13)$$

Схемы 2-го и 3-го порядка показаны на рис. 5 *а,б*. Символьные передаточные функции этих схем, полученные по формулам (13) и (12), имеют вид соответственно

$$K_{2}(p) = 1 + R_{0}C_{0}p + \frac{R_{1}R_{2}R_{3}C_{0}C_{1}}{R_{2}'}p^{2}; \qquad (14)$$

$$K_{3}(p) = 1 + R_{0}C_{0}p + \frac{R_{1}R_{2}C_{0}C_{1}C_{2}}{C_{3}}p^{2} + R_{1}R_{2}R_{3}C_{0}C_{1}p^{3}.$$
(15)

Графики АЧХ и ОГЗ для схем на рис. 5 *а*,*б* представлены на рис. 2 *а*,*б* – кривые 3 и 4 (по порядку сверху вниз).

Схемы с ОГЗ на реальных ОУ

Передаточные функции (10) и (13) для схем нечетного и четного порядка и формулы (14) и (15) для схем второго и третьего порядка получены при идеальных ОУ. При реальных универсальных



Рис. 5. Схемы с ОГЗ второго (*a*) и третьего (δ) порядка Fig. 5. Circuits with Negative group delay of the second (*a*) and third (*b*) order

Устройства и системы передачи, приема и обработки сигналов

OV, например ADTL082 (analog.com), нередко на выходе схем (рис. 5 a, δ) наблюдаются колебания высоких частот, отсутствующие на входе схем. Неустойчивость связана с тем, что универсальные OV имеют крутизну спада AЧX до 40 дБ/декаду в диапазоне верхних частот. Вследствие фазового сдвига выходное и входное напряжение на инвертирующем входе оказываются в одной фазе. Уменьшить крутизну спада AЧX и сдвиг фазы выходного напряжения можно, используя специальные OУ с внутренней отрицательной обратной связью (OOC) по току, например, LT1229/1230 (analog.com). Исключить высокочастотные колебания можно, используя универсальные OУ с внешней OOC.

Моделирование схемы второго порядка на ОУ с внутренней ООС

Моделирование здесь и далее выполняется в программе LTspice [15]. В схеме (рис. 5 *a*) применяется упомянутый ранее высокочастотный (до 100 МГц) ОУ LT1230 с внутренней ООС. Напряжение питания ±15В. Параметры элементов: $R_0 = R_1 = R'_2 = R_3 = 10$ кОм; $C_0 = 1,59$ нФ; $C_1 = 0,531$ нФ. Полученные при моделировании графики АЧХ и ОГЗ представлены на рис. 6.

Для сравнения их с соответствующими графиками при идеальном ОУ (рис. 2 *a*,*b*) в табл. 2 приведены численные значения ОГЗ $\tau(0)$ при $\omega = 0$, отклонение ОГЗ $\Delta \tau$ и затухание АЧХ ΔK в диапазоне частот $\omega = 0...1$. Как видно, $\tau(0)$ при реальном ОУ не хуже, чем при идеальном ОУ. Однако отклонение $\Delta \tau$ и затухание ΔK на 3,3 % и 2,2 дБ при реальном ОУ больше, чем при идеальном ОУ. Несовпадение объясняется существенным различием частотных характеристик реального и идеального ОУ.

Таблица 2

Сравнение АЧХ и ОГЗ схем второго порядка с идеальным и реальными ОУ

Table 2

| Схема | ОГЗ при нулевой частоте $\tau(0)$, мкс | Снижение ОГЗ Δτ при ω = 01, % | Отклонение АЧХ Δ <i>К</i> при ω = 01, дБ |
|--------------------------------------|---|----------------------------------|---|
| С идеальным ОУ (рис. 5 а) | -15,9 | 7,7 | 0,58 |
| С ОУ LT1230 (рис. 5 <i>a</i>) | -16,4 | 11 | 2,8 |
| С ОУ TL082 и внешней ООС (рис. 8) | -15,1 | 8,8 | 1,7 |

Comparison of frequency response and second-order Negative group delay circuits with ideal real op-amps

Частотные свойства демонстрируются при подаче на схему гауссова импульса, при этом минимальная длительность передаваемого без искажений импульса составляет $\tau_{\mu} = 42$ мкс (рис. 7). Отрицательная задержка импульса на уровне 0,5 от амплитуды импульсов составляет $\tau_{3} = -14,2$ мкс (31,6 % от τ_{μ}).

Моделирование схемы второго порядка на ОУ с внешней ООС

Устойчивость схемы (рис. 5 a) на универсальных ОУ, например упомянутом выше ADTL082, можно обеспечить с помощью внешней ООС (рис. 8).

Напряжение с выхода схемы подается на вход схемы последовательно с источником через инвертирующий усилитель на ОУ A_3 . Параметры элементов схемы совпадают с одноименными параметрами в схеме на ОУ LT1230. Дополнительные сопротивления $R_4 = 500$ OM, $R_5 = 10$ кOM.

Результаты АЧХ и ОГЗ, полученные моделированием схемы на рис. 8, приведены в табл. 2. ОГЗ $\tau(0) = -15,1$ мкс несколько меньше, чем в схеме на LT1230, в то же время меньше (лучше) отклонение ОГЗ $\Delta \tau = 8,8$ % и затухание $\Delta K = 1,7$ дБ. Минимальная длительность передаваемого


Рис. 6. АЧХ (–) и функция ОГЗ (–) схемы второго порядка на рис. 5 *a* с ОУ LT1230 Fig. 6. Frequency response (–) and function of Negative group delay (–) circuit of the second order in Fig. 5 *a* and with the LT1230 op-amp



Рис. 7. Входной (справа) и выходной импульсы схемы на рис. 5 *a* с ОУ LT1230 Fig. 7. Input (right) and output pulses of the circuit in Fig. 5 *a* with the LT1230 op-amp



Рис. 8. Схема с ОГЗ второго порядка на ОУ с внешней ООС Fig. 8. Circuit with Negative group delay of the second order on op-amp with external negative feedback

без искажений импульса такая же, как и для схемы с ОУ LT1230, $\tau_{\mu} = 42$ мкс. При этом выходной импульс опережает входной на 15,2 мкс, что несколько больше, чем в схеме с LT1230 (14,2 мкс).

Сравнение схемы ОГЗ второго порядка с каскадной схемой из двух цепей первого порядка

Для сравнения проведено моделирование схемы из двух каскадов первого порядка с элементами коррекции [4] (рис. 1 *в*). Параметры элементов, обеспечивающие одинаковое время ОГЗ с предлагаемыми схемами второго порядка (рис. 5 *а* и рис. 8), имеют вид: $R_0 = 5 \text{ кOm}$; $C_0 = 1,59 \text{ нФ}$; $R_1 = 250 \text{ Om}$; $C_1 = 0,318 \text{ нФ}$. При этом также используется ОУ ADTL082. Минимальная длительность импульса, который передается этой схемой без искажений, составляет $\tau_{\mu} = 65 \text{ мкc}$, что в 1,5 раз больше, чем в предлагаемых схемах второго порядка с конвертором сопротивления (42 мкс).

Выводы

Предложены *ARC*-схемы высшего порядка на основе полиномов Бесселя, обладающие максимально плоской характеристикой ОГЗ. Устойчивость схем обеспечивается с помощью внутренней ООС по току ОУ или внешней ООС по напряжению.

Схемы второго порядка на основе полиномов Бесселя передают без искажений импульсы в 1,5 раза меньшей длительности, чем два каскада из схем первого порядка.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Stewart J. Circuit theory and design. New York: Jonh Wiley & Sons, Inc., 1956. 480 p.

2. **Karni Sh.** Networks theory: Analysis and synthesis. Boston, Massachusetts: Allyn and Bacon, Inc., 1966. 504 p.

3. Mitchel M.W., Chiao R. Causality and negative group delays in a simple bandpass amplifier // American Journal of Physics. 1998. Vol. 66. no. 1. Pp. 14–19.

4. **Kitano M., Nakanishi T., Sugiyama K.** Negative group delay and superluminal propagation: An electronic circuit approach // IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron. 2003. Vol. 9. no. 1. Pp. 43–51.

5. Choi H., Song K., Kim C.D., Jeong Y. Synthesis of negative group delay time circuit // IEEE Xplore: Microwave Conf. (APMC). Asia-Pacific, 2008. Pp. 1–4.

6. Ahn K.-P., Ishikawa R., Honjo K. Group delay equalized UWB InGaP/GaAs HBT MMIC amplifier using negative group delay circuits // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 57. no. 9. Pp. 2139–2147.

7. Ravelo B. Baseband NGD circuit with RF amplifier // Electronics Letters. 2011. Vol. 47. Pp. 752–753.

8. Das R., Zhang Q., Mukherjee J. Synthesis of negative group delay using lossy coupling matrix // arX-iv:1708.02343 [physics.app-ph]. 2017. Pp. 1–10.

9. Barroso J.J., Oliveira J.E.B., Coutinho O.L., Hasar U.C. Negative group velocity in resistive lossy lefthanded transmission lines // IET Microw. Antennas Propag. 2017. Vol. 11. Iss. 15. Pp. 2235–2240.

10. Wan F., Wang J., Ravelo B., Ge J., Li B. Time-domain experimentation of NGD Active RC-network cell // IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs. 2019. Vol. 66. no. 4. Pp. 562–566.

11. Wan F., Gu T., Ravelo B., Li B., Cheng J., Yuan Q., Ge J. Negative group delay theory of a four-port RC-network feedback operational amplifier // IEEE Access. 2019. Vol. 7. Pp. 75708–75720.

12. **Коротков А.С.** Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. СПб.: Наука, 1999. 416 с.

13. Filaretov V.V., Gorshkov K.S., Kurganov S.A., Nedorezov M.V. Generalized parameter extraction method for symbolic analysis of analog circuits containing pathological elements // Lect. Notes Electrical Eng. 2018. Vol. 479 (Pathological Elements in Analog Circuit Design). Pp. 31–70.

14. Filaretov V., Gorshkov K. Efficient generation of compact symbolic network functions in a nested rational form // Internat. J. of Circuit Theory and Applications: Research articles. 2020. no. 5. Pp. 1–25.

15. Heinemann R. PSPISE. Einfürung in die Elektroniksimulaton. München/FRG: Carl Hanser Verlag, 2011. 400 p.

REFERENCES

1. Stewart J. Circuit theory and design. New York: Jonh Wiley & Sons, Inc., 1956, 480 p.

2. Karni Sh. *Networks theory: Analysis and synthesis*. Boston, Massachusetts: Allyn and Bacon, Inc., 1966, 504 p.

3. Mitchel M.W., Chiao R. Causality and negative group delays in a simple bandpass amplifier. *American Journal of Physics*, 1998, Vol. 66, no. 1, Pp. 14–19.

4. Kitano M., Nakanishi T., Sugiyama K. Negative group delay and superluminal propagation: An electronic circuit approach. *IEEE J. Sel. Top. in Quantum Electron*, 2003, Vol. 9, no. 1, Pp. 43–51.

5. Choi H., Song K., Kim C.D., Jeong Y. Synthesis of negative group delay time circuit. *IEEE Xplore: Microwave Conference (APMC)*, Asia-Pacific, 2008, Pp. 1–4.

6. Ahn K.-P., Ishikawa R., Honjo K. Group delay equalized UWB InGaP/GaAs HBT MMIC amplifier using negative group delay circuits. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2009, Vol. 57, no. 9, Pp. 2139–2147.

7. Ravelo B. Baseband NGD circuit with RF amplifier. *Electronics Letters*, 2011, Vol. 47, Pp. 752–753.

8. Das R., Zhang Q., Mukherjee J. Synthesis of negative group delay using lossy coupling matrix. *arX-iv:1708.02343* [*physics.app-ph*], 2017, Pp. 1–10.

9. Barroso J.J., Oliveira J.E.B., Coutinho O.L., Hasar U.C. Negative group velocity in resistive lossy lefthanded transmission lines. *IET Microw. Antennas Propag.*, 2017, Vol. 11, Iss. 15, Pp. 2235–2240.

10. Wan F., Wang J., Ravelo B., Ge J., Li B. Time-domain experimentation of NGD active RC-network cell. *IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2019, Vol. 66, no. 4, Pp. 562–566.

11. Wan F., Gu T., Ravelo B., Li B., Cheng J., Yuan Q., Ge J. Negative group delay theory of a four-port RC-network feedback operational amplifier. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, Pp. 75708–75720.

12. Korotkov A.S. Mikroelektronnyye analogovyye filtry na preobrazovatelyakh impedansa [Microelectronic analog filters on impedance converters]. St. Petersburg: Nauka Publ., 1999, 416 p. (rus)

13. Filaretov V.V., Gorshkov K.S., Kurganov S.A., Nedorezov M.V. Generalized parameter extraction method for symbolic analysis of analog circuits containing pathological elements. *Lect. Notes Electrical Eng.*, 2018, Vol. 479 (Pathological Elements in Analog Circuit Design), Pp. 31–70.

14. Filaretov V., Gorshkov K. Efficient generation of compact symbolic network functions in a nested rational form. *International Journal of Circuit Theory and Applications: Research articles*, 2020, no. 5, Pp. 1–25.

15. Heinemann R. PSPISE. *Einfürung 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: sakurganov@mail.ru

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

Поступила: 03.03.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022. Submitted: 03.03.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022.

Simulations of Computer, Telecommunications, Control and Social Systems

Моделирование вычислительных, телекоммуникационных, управляющих и социально-экономических систем

Research article DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15104 UDC 621.37

FINITE ELEMENT SIMULATION OF SAW DELAY LINE OPERATING WITH THE USE OF THIRD HARMONIC FREQUENCY

A.S. Koigerov¹ [∞], O.L. Balysheva²

 ¹ St. Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russian Federation;
 ² Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St. Petersburg, Russian Federation

□ a.koigerov@rambler.ru

Abstract. A numerical practical approach for a simulation of surface acoustic wave delay line is proposed. The principle of operation of transducers with split electrodes at frequency harmonics is shown. Practical recommendations and calculation algorithm in COMSOL Multiphysics are considered. Admittance parameters were calculated from simulations of delay line employing COMSOL software. Finally, obtained Y-parameters were converted into a full set of S-parameters. The numerical approach makes it possible to accurately model the SAW device using the universal finite element method with automatic inclusion of second-order effects in the device. To demonstrate the finite element method, the frequency response for 1.5 GHz SAW delay line with a relative bandwidth of 7.46 % on 128° YX-cut LiNbO₃ are calculated. Input interdigital transducer operates at main frequency, output transducer operates at the third harmonic frequency. The simulation results are in good agreement with the experimental data.

Keywords: surface acoustic waves, SAW, delay line, numerical approach, finite element method, lithium niobate, piezoelectric substrate

Citation: Koigerov A.S., Balysheva O.L. Finite element simulation of SAW delay line operating with the use of third harmonic frequency. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 40–50. DOI: 10.18721/JCSTCS.15104

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (https://creativecommons.org/ licenses/by-nc/4.0/).

Научная статья DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15104 УДК 621.37

КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ НА ПАВ, РАБОТАЮЩЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРЕТЬЕЙ ЧАСТОТНОЙ ГАРМОНИКИ

А.С. Койгеров¹ [⋈], О.Л. Балышева²

 ¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Российская Федерация;
 ² Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Российская Федерация
 ¹ а.koigerov@rambler.ru

Аннотация. Рассмотрен численный практический подход моделирования линии задержки на поверхностных акустических волнах. Показан принцип работы преобразователей с расщепленными электродами на гармониках. Приведены практические рекомендации и алгоритм расчета для моделирования в пакете COMSOL Multiphysics. Характеристики адмиттанса рассчитаны из моделирования линии задержки на поверхностных акустических волнах с помощью метода конечных элементов в COMSOL. В результате расчета полученные Y-параметры преобразованы к полному набору S-параметров. Рассматриваемый численный подход на основе метода конечных элементов дает возможность рассчитать линию задержки на поверхностных акустических волнах с учетом «вторичных эффектов». Представлены результаты расчета амплитудно-частотной характеристики линии задержки с относительной полосой пропускания 7,46 % для частоты 1,5 ГГц на подложке 128° YX-среза ниобата лития. Входной встречно-штыревой преобразователь работает на основной гармонике, выходной преобразователь – на третьей гармонике. Результаты моделирования линию задержки данными.

Ключевые слова: поверхностные акустические волны, линия задержки на ПАВ, численный подход, метод конечных элементов, ниобат лития, пьезоэлектрическая подложка

Для цитирования: Koigerov A.S., Balysheva O.L. Finite element simulation of SAW delay line operating with the use of third harmonic frequency // Computing, Telecommunications and Control. 2022. T. 15, \mathbb{N} 1. C. 40–50. DOI: 10.18721/JCSTCS.15104

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии СС ВУ-NC 4.0 (https://creative-commons.org/licenses/by-nc/4.0/).

Introduction

Currently, surface acoustic wave (SAW) devices (filters, delay lines (DL), resonators, etc.) are used in various radio engineering systems. So, SAW filters [1, 2] are key elements of modern communication systems and radio equipment. SAW tag and wireless sensors [3, 4] solve the problems of identifying and measuring the parameters of the ambient environment for various applications from individual autonomous sensors to industrial automation systems.

In recent years, there has been growing interest in the use of SAW devices at gigahertz frequencies. It is known that the interdigital transducer (IDT) can operate not only at fundamental, but at harmonic frequencies [5–8]. Moreover, the intensity of their excitation depends on the metallization coefficient (the ratio of the electrode width a to the pitch of the IDT electrodes p: a/p), the thickness of the metallization, the shape of the electrode and the type of transducer. An analysis of higher-order harmonics from the metallization ratio for Rayleigh waves is investigated in [5]. Propagation and resonant properties of harmonics of leaky SAW are presented in [9]. The characteristics of non-linear harmonic bulk

acoustic wave (BAW) mode generation in SAW devices have been learned and presented in [10, 11]. Experimental and theoretical studies of harmonic operation for various classes of SAW devices are presented in [12–16], for example, two-port resonators [12], filters [13], tags [14], sensors [15], devices with temperature compensation SAW [16].

This approach based on higher-order harmonics makes it possible to manufacture SAW devices operating at frequencies above 2.5 GHz without the use of submicron lithography methods. But it is worth noting a number of disadvantages inherent in harmonics:

- 1) high insertion loss with increasing frequency;
- 2) presence of a spectrum of bulk acoustic waves that are excited in the same frequency range;
- 3) presence of unwanted harmonics that can be excited simultaneously.

Generally, designers and users would like the SAW devices to operate on one selected harmonic while suppressing other unwanted harmonics.

Designing SAW devices is a complicated technical problem, because there are complex acoustic relationships between the element of the topology, the resonant behavior of the acoustic processes, the high sensitivity of the electrical parameters to the geometry of the elements, and also all this depends on the parameters of the acoustic waves and the piezoelectric material. To calculate LC-filters and filters based on LC-prototypes, there is specialized software, such as AWR Microwave Office, HFSS, ADS, CST Studio Suite. Methods for synthesizing LC-filters are fairly well known. There are no unified approaches and programs for calculating SAW devices; each developer uses different modeling approaches and their own software. The only more or less unified approach can be called the approach based on the finite element method (FEM). In addition, the problem of using frequency harmonics deserves special attention. Since the SAW devices mainly operate on the fundamental harmonic, the technological limit of operation is limited to a value of the order of 2.5...3 GHz. The use of frequency harmonics potentially allows operation in a higher frequency range.

Today the most popular software for numerical modeling of SAW/BAW devices are COMSOL and ANSYS. These software products have proven to be a powerful tool for analyzing wave acoustic processes in piezoelectric crystals and for SAW/BAW devices calculations [17–21].

The aim of the work is to show the state of the art and the main features of the calculation of the SAW DL using the third harmonic based on the finite element method in the COMSOL. As a sample, on the basis of which the results of calculation and experiment will be compared, the design of a DL on a substrate of a 128° YX-cut of lithium niobate was chosen.

SAW delay line model

Fig. 1*a* shows a typical SAW delay line (DL) topology, which consists of an input and output IDT located on a piezoelectric substrate. The DL is represented as a two-port device in the system of Y-parameters (Fig. 1*b*).



Fig. 1. SAW delay line: a – typical topology; b – the device in the system of Y-parameters and the principle of switching electrical ports for finding Y-parameters



To model this device in the COMSOL, it is necessary to accurately outline the geometry of the SAW DL. Fig. 2 shows the DL geometry and its main parameters. A 128° YX-cut of lithium niobate was chosen as the piezoelectric substrate. The operating wavelength is $\lambda = 2.6 \,\mu\text{m}$, which corresponds to a frequency of about 1.5 GHz. The considered delay is about 100 ns, so the distance between the IDTs is about 150 λ .

The principle of operation of the device at frequency harmonics

Fig. 3 shows the results of calculating admittance parameters by FEM for various types of transducers. At Fig. 3*a* one you observe the admittance of the split transducer with electrodes $\lambda/8$ ($\lambda = 2.6 \mu m$) with the number of periods N = 6. It is clearly seen that, in addition to the fundamental mode at a frequency of 1.5 GHz, there is a third harmonic at a frequency of about 4.5 GHz. Besides, you can see that, in addition to the 3rd harmonic, there is a fairly strong BAW radiation. Fig. 3*b* shows the admittance parameters of the transducer with electrodes $\lambda/4$ and the transducer with split electrodes $3\lambda/8$. It can be seen that the fundamental mode for the IDT with $\lambda/4$ corresponds to a frequency of 1.5 GHz, while for the IDT with split electrodes, the fundamental mode is now at a frequency of 0.5 GHz, and the 3rd harmonic is located at a frequency of 1.5 GHz. Using this combination of IDTs as the input and output IDTs for the SAW DL, we calculate the complete set of Y-parameters for the DL as a whole.



Fig. 3. Principle of operation of the IDT at harmonics: a – fundamental and 3rd harmonic of the IDT with split electrodes (width of electrodes $\lambda/8$); b – fundamental and 3rd harmonic excitation for IDT with split electrodes (electrode width $3\lambda/8$) and only fundamental for IDT with $\lambda/4$ electrodes

Calculation algorithm in COMSOL

In contrast to the one-dimensional consideration of the problem in such analytical and phenomenological approaches as the model "coupling of modes" (COM) [22] and the equivalent circuit model [23], finite element modeling allows one to obtain the necessary parameters and characteristics in three dimensions, including exactly obtain information on the scattering of the wave into the depth of the substrate. Moreover, the developer receives information about all excited acoustic modes in a specific topology and material, in contrast to COM and equivalent circuit model, where the classical approach involves the calculation of the main acoustic mode. In essence, such simulation will be the most accurate in terms of describing all acoustic processes. By optimizing and simplifying the model, we consider several conditions:

1. The transducer should not have apodization (amplitude weighing).

2. The wave propagating from the transducer has a flat front. This assumption is possible with an IDT aperture of more than 15 wavelengths; in this case, the waveguide effect can be neglected [24].

3. If distance between adjacent blocks (IDT) is insignificant, diffraction can also be ignored [25].

4. Solution obtained in a small area of the aperture will be extended to an entire transducer with an accuracy up to an aperture factor.

5. We neglect the influence of bus bars.

It is clear that these conditions significantly narrow the range of analyzed topologies of SAW devices, but at the same time they are suitable for the class of SAW DL. The ultimate goal of the calculation is to find a set of parameters that completely describe the device. Such parameters can be Z-, Y- or S-parameters of a device. Using the FEM, it is convenient to calculate a set of Y-parameters, and using already known formulas, go to a set of S-parameters [26]. The DL is represented as a two-port device in the system of Y-parameters (Fig. 1b). Current I_1 and voltage U_1 act on the input electrical port 1 of the DL, current I_2 and voltage U_2 are formed on the output electrical port 2. Thus, it is necessary to find the dependencies in the frequency domain of a set of Y-parameters ($Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$). Since SAW DL belongs to the class of linear passive circuits, it is necessary to find at least three independent components, because ($Y_{12} = Y_{21}$).

The main purpose of the simulation is to calculate the SAW DL with characteristics that meet certain technical requirements. The main steps of the calculation algorithm using the COMSOL Multiphysics simulation layout are displayed in a block diagram (Fig. 4), which breaks one large task into several stages or steps that succinctly characterize the described approach.

Step 1. Preliminary preparation of the model in COMSOL. Choice of model dimension and physical partition or interface. It is necessary to choose the right one from the available set of physical interfaces that allow you to simulate the necessary physical phenomena quickly; in our case, this is the piezoelectric effect. Select "Piezoelectric Devices".

Step 2. Analysis of the technical requirements for the device. The analysis allows you to set the main restrictions on the dimensions of the structure and restrictions on materials, taking into account temperature deviations.

Step 3. Selecting the device geometry. At this stage, based on the formulated technical requirements, it is necessary to determine the type of device geometry, the profile of the electrodes, and the thickness and metallization coefficient of the electrodes. In some cases, it is also necessary to determine the material of the underlayer and its thickness.

Step 4. Drawing the geometry (topology) of the device.

Step 5. Choice of electrode materials. Selection from the library or input of constants for metal electrodes: Young's modulus, Poisson's ratio, density.

Step 6. Choice of substrate materials. To describe piezoelectric substrates, we need matrices of elastic coefficients, piezoelectric constants, dielectric constants, and density. They can be taken either from the available library, or manually entered from well-known sources, for example [27]. The required Euler angles are given in [25].



Fig. 4. Calculation algorithm in COMSOL



Fig. 5. Example of a display for a fragment of the delay line geometry: a - grid; b - mechanical displacement

Step 7. Setting of boundary conditions and initial conditions. It is necessary to specify the conditions of the free surface from above and the periodic boundary conditions for the aperture. Boundary conditions are divided into mechanical and electrical.

Step 8. Setting up electrical ports. To calculate Y_{11} , Y_{21} , you must set the state of the electrical ports $U_1 = 1$, $U_2 = 0$, to calculate Y_{22} , $Y_{12} - U_2 = 1$, $U_1 = 0$.

Step 9. Building the mesh. It is necessary to form a grid, that is to break the model into finite elements. In this paper, we will consider the ratio by the size of finite elements $m = \lambda/12$ (Fig. 5a), where m is the size of the side of the finite element, λ is the wavelength. The division of the model into areas is phenomenological in nature, therefore, depends on the available skills. Poor partitioning can lead to inaccurate results. The region discretization procedure consists of specifying the number, size, and shape of subregions, which are used to construct a discrete model of a real object. There is currently no unified method for partitioning into finite elements, and the most effective partitioning method is the experience and understanding of the physics of the described object.

Step 10. Selecting the type of analysis. In this case, we are interested in analysis in the frequency domain. Let us move on to choosing the frequency analysis range and the number of frequency points.

Step 11. Calculation of Y-parameters. As a result of the calculation, we have a large set of solutions in terms of the number of degrees of freedom (DOF) for each parameter (3 components of mechanical displacement (Fig. 5b)) and potential taking into account the degree of finite element discretization. Internal means, you can go to the device parameters of interest, in our case it is the admittance, for example, these are the real and imaginary parts of the admittance. Ultimately, it is necessary to obtain a complete set of Y-parameters.

Step 12. "Post-processing". Transition from a set of Y-parameters to a set of S-parameters. A twoport device is conveniently described not as a set of Y-parameters, but as elements of a scattering matrix or S-parameters, since the performance characteristics of the device (for example, frequency response) are described by similar characteristics. The physical meaning of S₁₁ is the reflection coefficient at the input, S₂₁ is the complex transfer coefficient. Most often, S-parameters are determined in a path with a characteristic impedance Z₀ = 50 Ohm.

Step 13. Display and analysis of the performance characteristics of the device (frequency response, group delay, etc.) for compliance with technical requirements. The results of the calculated frequency response are shown in Fig. 6a.



Fig. 6. Frequency response: a – calculated without "parasitic" LC-elements; b – calculated with "parasitic" LC-elements and experimental

-60

1.2

1.3

1.4

1.5

Frequency, GHz

1.6

1.7

1.8

-80

0

0.5

1.5

Frequency, GHz

2

2.5

3

Experiment

The manufactured SAW DL consisted of two transducers. The input is a bidirectional transducer with $\lambda/4$ electrodes, operating on the fundamental mode, the output is a split-electrode transducer with an electrode width of $3\lambda/8$, operating at the 3rd harmonic. The delay line operates at 1.5 GHz. The device is made on a 128° YX-cut lithium niobate. The input IDT consists of 6 pairs of electrodes. The output IDT -4. The absolute value of the metallization thickness is $H_m = 75$ nm, the relative value is $H_m/\lambda = 2.9$ %. Fig. 7 shows a circuit with "parasitic" LC elements, the inclusion of which made it possible to compare the theoretical and measured frequency responses shown in Fig. 6. The DL has a center frequency of 1.5 GHz and a bandwidth of 112 MHz or 7.46 % (for attenuation level of -3 dB). Insertion loss was -22.2 dB. The results showed good agreement between numerical simulation and experiment.

Discussion

The practice of using the COMSOL for modeling SAW devices allows us to draw some conclusions. The considered approach based on numerical analysis of FEM in the COMSOL Multiphysical modeling may be required to design SAW devices, since it provides greater accuracy of calculations. The main disadvantage is accounting for a variety of parameters in 3D modeling of real full-aperture devices leads to a dramatic increase in requirements for computing resources and an increase in analysis time. Therefore,



Fig. 7. Scheme with "parasitic" LC elements

this approach is more suitable for analyzing devices at the final stage of development, where we can replace a real experiment with high-quality multiphysical modeling. In addition, there are combined approaches that allow you to get results much faster and are used, as a rule, for preliminary evaluation of characteristics at the synthesis stage and topology adjustments. A feature of calculations with combined approaches is the need to find the model parameters beforehand. Within the framework of the combined approach, the necessary parameters can be extracted from simple test cells [28] using FEM. This combined approach includes the advantages of a fast analytical model with the accuracy obtained when calculating the entire device only with FEM.

Some of the complexities and disadvantages inherent in the software in full 3D mode are compensated by high calculation accuracy, as well as the ability to solve particular problems, for example, in truncated models.

Conclusion

The paper showed the state of the art and the main features of the SAW DL simulation using the third harmonic based on the FEM in the COMSOL Multiphysics. The calculated values of the set of Y-parameters made it possible to determine the S-parameters, for example, the frequency response. The results obtained show a good agreement between the simulation and experimental results.

The difference in responses in the passband does not exceed 0.7 dB, in the stopband -4 dB. The differences of the calculated and experimental results can be due to more complex circuit the parasitic inductances and capacitances of the connecting wires, contact buses, and housing, and also the presence of wave diffraction in the real DL. The DL has a center frequency of 1.5 GHz and a bandwidth of 112 MHz or 7.46 %, insertion loss -22.2 dB, stopband attenuation -20 dB. The use of the COMSOL Multiphysics makes it possible to accurately evaluate the characteristics of the devices being developed without making a physical prototype.

Acknowledgment

The authors express their gratitude to the general director and the general designer of "AEC-Design" V.R. Reut for the experimental data provided.

REFERENCES

1. **Bagdasaryan A.S., Gulyaev Yu.V., Dobershtein S.A., Sinitsina T.V.** Low-loss SAW filters – one of major competitive advantages of SAW technology. *Radio Communication Technology*, 2019, Iss. 3 (42), Pp. 86–98. (rus). DOI: 10.33286/2075-8693-2019-42-86-98

2. Doberstein S.A. Balanced low-loss narrowband double mode saw filters with improved selectivity. *Radio Communication Technology*, 2019, Iss. 4 (43), Pp. 79–85. (rus). DOI: 10.33286/2075-8693-2019-43-79-85

3. Ancev I.G., Bogoslovsky S.V., Sapognikov G.A., Zhgoon S.A., Shvetsov A.S. Surface acoustic wave temperature sensor. *Sensors and Systems*, 2018, no. 1 (221), Pp. 40–48. (rus)

4. Reut V.R., Koigerov A.S., Andreychev S.S., Dorokhov S.P., Salov A.S. The new design of SAW ID tags on base of multistrip coupler. *Nano- i Mikrosistemnaya Tekhnika*, 2019, Vol. 21, no. 10, Pp. 579–593. DOI: 10.17587/nmst.21.579-593

5. **Campbell C.K.** Obtaining the fundamental and harmonic radiation conductances of a reflective SAW interdigital transducer. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1998, Vol. 1, Pp. 169–173. DOI: 10.1109/ULTSYM.1998.762124

6. **Campbell C.K., Edmonson P.J.** Conductance measurements on a leaky SAW harmonic one-port resonator. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Jan. 2000, Vol. 47, no. 1, Pp. 111–116. DOI: 10.1109/58.818753

7. Morgan D.P. Reflective array modeling for reflective and directional SAW transducers. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Jan. 1998, Vol. 45, no. 1, Pp. 152–157. DOI: 10.1109/58.646919

8. Zhai F., Zhang D. The dual harmonic interdigital transducers (DHIDT). *Proceedings of International Frequency Control Symposium*, 1997, Pp. 845–851. DOI: 10.1109/FREQ.1997.639201

9. Asakawa S., Suzuki M., Kakio S., Tezuka A., Mizuno J. Resonance properties of leaky SAW harmonics on bonded dissimilar-material structures. *Proceedings of the IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2020, Pp. 1–3. DOI: 10.1109/IUS46767.2020.9251535

10. Pang X., Yong Y. Characteristics of BAW modes harmonically generated (f-2f-3f) in LiNO3 SAW devices. 2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and European Frequency and Time Forum (EFTF/IFC), 2019, Pp. 1–2, DOI: 10.1109/FCS.2019.8855990

11. **Pang X., Yong Y.** Simulation of nonlinear resonance, amplitude–frequency, and harmonic generation effects in SAW and BAW devices. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Feb. 2020, Vol. 67, no. 2, Pp. 422–430. DOI: 10.1109/TUFFC.2019.2945522

12. Sato T., Otsuka S., Okajima H., Motegi R. Experimental investigation on the operation of SAW devices at harmonic frequencies with stepped-finger interdigital transducer. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 1996, Vol. 1, Pp. 267–270. DOI: 10.1109/ULTSYM.1996.583971

13. Huegli R. GHz filters with third harmonic unidirectional transducers. *IEEE Symposium on Ultrasonics*, 1990, Vol. 1, Pp. 165–168. DOI: 10.1109/ULTSYM.1990.171345

14. Chen Y., Wu T., Chang K. A COM analysis of SAW tags operating at harmonic frequencies. *Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium*, 2007, Pp. 2347–2350. DOI: 10.1109/ULTSYM.2007.590

15. Hikita M., Kato Y., Matsuda J., Watanabe T., Nakano A. Self-temperature-compensation characteristics at 1st- and 3rd-harmonic frequencies for SAW gas sensor used in sensor network. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2009, Pp. 2496–2499. DOI: 10.1109/ULTSYM.2009.5441984

16. **Chauhan V., et al.** A nonlinear FEM model to calculate third-order harmonic and intermodulation in TC-SAW devices. *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2018, Pp. 1–9. DOI: 10.1109/ULT-SYM.2018.8580153

17. Koigerov A.S., Balysheva O.L. Numerical approach for extraction COM surface acoustic wave parameters from periodic structures analysis. *Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, 2021, Pp. 1–6. DOI: 10.1109/WECONF51603.2021.9470638

18. **Dvoesherstov M.Yu., Cherednic V.I., Bosov S.I., Orlov I.Ya., Rudenko O.V.** Numerical and experimental analysis of the parameters of an electroacoustic thin-film microwave resonator. *Acoustic Physics*, 2013, Vol. 59, no. 5, Pp. 513–520. DOI: 10.7868/S0320791913050079

19. **Zhang Y., Jin J., Li H., Hu H.** A novel method to extract COM parameters for SAW based on FEM. *13th Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications (SPAWDA)*, 2019, Pp. 1–5. DOI: 10.1109/SPAWDA.2019.8681838

20. **Papirovskiy A.A., Lukin A.V., Popov I.A.** O metodakh modelirovaniya volnovykh protsessov v p'yezoakusticheskikh preobrazovatelyakh. *Nedely Nauki SPbPU. Materialy nauchnoy konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem*, 2018, Pp. 314–316. (rus)

21. **Osetrov A.V., Myshinsky E.L.** Anisotropy accounting inhjmogeneous modes of surface acoustic waves. *Noise Theory and Practice*, 2018, Vol. 4, no. 4 (14), Pp. 28–34. (rus)

22. Dmitriev V.F. Modified equations of coupled surface acoustic waves. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, Vol. 54, no. 9, Pp. 1134–1143. DOI: 10.1134/S1064226909090137

23. Gonzalez-Rodriguez M., Collado C., Mateu J., Gonzalez-Arbesu J.M., Huebner S., Aigner R. Fast simulation method of distributed nonlinearities in surface acoustic wave resonators. *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2020, Pp. 1–4. DOI: 10.1109/IUS46767.2020.9251549

24. Sveshnikov B.V., Bagdasaryan A.S. The main principles of formation of the transverse modes in the multilayered waveguides of surface acoustic waves. *Radiophys Quantum*, 2016, El 59, Pp. 97–110. DOI: 10.1007/s11141-016-9679-5

25. Morgan D. Surface acoustic wave filters with applications to electronic communications and signal processing. Academic Press, 2010. 448 p.

26. Hong J., Lancaster M.J. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley & Sons. Inc., 2001. 457 p.

27. Kovacs G., et al. Improved material constants for LiNbO3/ and LiTaO3. *IEEE Symposium on Ultrasonics*, 1990, Vol. 1, Pp. 435–438. DOI: 10.1109/ULTSYM.1990.171403

28. Koigerov A.S., Balysheva O.L. Numerical analysis of parameters of pseudosurface acoustic wavesin lithium niobate and tantalate crystals. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2021, Vol. 66, No. 12, Pp. 1388–1395.

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Aleksey S. Koigerov Койгеров Алексей Сергеевич E-mail: a.koigerov@rambler.ru

Olga L. Balysheva Балышева Ольга Леонидовна E-mail: balysheva@mail.ru

Submitted: 02.04.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022. Поступила: 02.04.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022.

Информационные, управляющие и измерительные системы Information, Control and Measurement Systems

Научная статья DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15105 УДК 681.518.5

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ ТВЕРДЫХ ЧАСТИЦ В ГАЗООТВОДЯЩЕМ ТРАКТЕ ПЕЧИ НА ИЗМЕНЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ГИДРОДИНАМИКИ

В.Ю. Бажин¹, О.Н. Масько² ⊠

^{1,2} Санкт-Петербургский горный университет, Санкт-Петербург, Российская Федерация

^{III} olgamasko.17@gmail.com

Аннотация. Технологический процесс восстановительной плавки кремния в рудно-термической печи (РТП) имеет особенности, препятствующие осуществлению адекватного контроля за управлением всем технологическим процессом. Высокая температура и резкие изменения её значения затрудняют процедуру получения объективных данных о параметрах плавки и состоянии расплава в печи. Основной фактор, обусловливающий сложность контроля за управлением процессом – образование больших объёмов побочных компонентов. Выбросы угольной и кремнеземной пыли с отходящими газами достигают 40-50 % от количества готового продукта – технического кремния. Статья посвящена анализу зависимости температуры отходящих газов РТП кремниевого производства от концентрации твердых частиц в них посредством компьютерного моделирования. Описано решение следующих задач: предварительная оценка влияния концентрации твердых частиц на температуру дисперсной среды; разработка модели вычислительной гидродинамики (CFD) модели газоотводящего тракта РТП с помощью ПО ANSYS Fluent; моделирование поведения отходящих газов при различных концентрациях микросилики. В результате анализа результатов моделирования получена полиноминальная зависимость температуры отходящих из РТП газов от концентрации в них микросилики.

Ключевые слова: производство кремния, рудно-термическая печь, газоочистка, модель вычислительной гидродинамики, ANSYS Fluent, температура, микросилика

Для цитирования: Бажин В.Ю., Масько О.Н. Оценка влияния концентрации твердых частиц в газоотводящем тракте печи на изменение температуры с помощью модели вычислительной гидродинамики // Computing, Telecommunications and Control. 2022. Т. 15, № 1. С. 51–63. DOI: 10.18721/JCSTCS.15105

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии СС ВУ-NC 4.0 (https://creative-commons.org/licenses/by-nc/4.0/).

Информационные, управляющие и измерительные системы

Research article DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15105 UDC 681.518.5

EVALUATING THE EFFECT OF PARTICULATE MATTER CONCENTRATION IN THE FURNACE EXHAUST DUCT ON TEMPERATURE CHANGE USING A COMPUTATIONAL FLUID DYNAMICS MODEL

V.Yu. Bazhin¹, O.N. Masko² ⊠

^{1,2} Saint-Petersburg Mining University, St. Petersburg, Russian Federation

[™] olgamasko.17@gmail.com

Abstract. The technological process of carbothermic silicon reduction in an ore-thermal furnace (OTF) has features that hinder adequate monitoring and control of the entire technological process. High temperature makes it difficult to obtain objective data on melting parameters in the furnace. The main factor contributing to the difficulty of controlling the process is the formation of large volumes of by-product components. Coal and silica dust emissions in the flue gases reach 40-50 % of the finished product – technical silicon. The article is devoted to analysis of dependence of temperature of exhaust gases of OTF silicon production on concentration of solids in them by means of computer simulation. The paper describes the solution of the following tasks: a preliminary assessment of the effect of the concentration of solids on the temperature of the dispersed medium; development of a computational fluid dynamics (CFD) model of the gas exhaust duct of OTF using the ANSYS Fluent software; simulation of the behavior of exhaust gases at different concentrations of silica fume. As a result of analysis of the simulation results, a polynomial dependence of the exhaust gas temperature on the concentration of silica fume in the exhaust gas from the OTF was obtained.

Keywords: silicon production, ore-thermal furnace, gas cleaning, CFD model, ANSYS Fluent, temperature, silica fume

Citation: Bazhin V.Y., Masko O.N. Evaluating the effect of particulate matter concentration in the furnace exhaust duct on temperature change using a computational fluid dynamics model. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 51–63. DOI: 10.18721/JCSTCS.15105

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (https://creativecommons.org/ licenses/by-nc/4.0/).

Введение

Восстановительная плавка кремния в рудно-термической печи (РТП) представляет определенные сложности для контроля и эффективного управления процессом из-за критической запыленности рабочей среды и высокой температуры процесса. Фактически, процесс представляет собой «черный ящик», где контролируются только данные на входах и выходах из печи и газоотводящего тракта.

Цель работы — поиск способов контроля выбросов микросилики в производстве технического кремния через косвенные параметры.

Наиболее удобным способом для поиска необходимых зависимостей является компьютерное моделирование. Использование цифровых моделей, адекватно моделирующих процесс восстановительной плавки кремния в РТП и распределение температур в системе отвода отходящих газов, позволяет определить параметры регулирования процесса восстановления кремния до определенной марки без проведения ряда дорогостоящих промышленных экспериментов [1–3].

Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: создание CFD-модели газоотводящего тракта РТП, проведение цифровых экспериментов с различной концентрацией микросилики в отходящих газах для определения зависимости от неё температуры дисперсной среды.

Применение цифровых моделей реальных технологических процессов позволяет решить ряд важнейших производственных задач, в том числе и для производства кремния. Существуют различные подходы для моделирования подобных сред.

1. Вертикальная и горизонтальная системная интеграция.

Моделирование используется для осуществления вертикальной и горизонтальной интеграции систем и оборудования, которое можно применять для проектирования, тестирования и оценки интегрированных систем.

2. Цифровая модель также может использоваться для анализа данных для диагностики, прогнозирования и анализа принятых решений.

Анализ отклонений и недостатков посредством имитационного моделирования конкретного агрегата дает представление о причинах предполагаемых остановок производства. На основе анализа накопленного массива данных (BigData) модель может имитировать любые изменения, возникающие в технологическом процессе, вследствие произошедших в системе событий и сбоев, и ответить на вопросы о причине изменений.

3. Цифровые модели физических агрегатов также разрабатываются для обучения обслуживающего персонала для устойчивой работы оборудования, в том числе для корректирующих действий операторов автоматизированных систем управления технологическим процессом (АСУ ТП) [4–6].

При осуществлении работы в условиях агрессивной среды контроль выполнения производственных операций затруднен. Из-за недостаточной доступности контроля процесса персоналу приходиться работать на уровне интуиции или с большим количеством ручных замеров параметров, что нередко приводит к серьезным поломкам дорогостоящего оборудования, к ущербу здоровья работников. В данном случае цифровая модель позволяет избежать множества проблем, имитируя последствия принятия решений по прогнозной модели.

Контроль содержания микросилики в системе газоочистки РТП

В процессе восстановления кремния в РТП происходит вынос больших объёмов ценных компонентов (микросилики), объём которых не контролируется. В табл. 1 представлен усредненный состав пылевых выбросов ЗАО «Кремний» [7–9].

Системы контроля выбросов в производстве кремния сталкиваются с проблемами, вызванными агрессивностью рабочей среды. Высокая температура (более 500 °C) и скорость течения газов, критическая запыленность приводят к искажению результатов измерения и быстрому износу оборудования [10–12].

Принимая во внимание описанные условия течения в атмосфере печи и в системе газоходов до ГОУ, возникает вопрос об оценке влияния величины пылевых выбросов на скоростные и температурные поля [13–17].

Отходящие газы являются дисперсной системой, которая, в зависимости от концентрации частиц микросилики, имеет различную теплоёмкость [18, 19].

Так как дисперсная система состоит из частиц и среды, то общее количество теплоты, переданной системе, равно сумме теплоты, переданной частицам и самой дисперсионной средой. Тогда теплоёмкость дисперсной системы будет равна:

$$c_{\rm gc} = \frac{c_{\rm q} \cdot M_{\rm q} \cdot \Delta T + c_{\rm r} \cdot M_{\rm r} \cdot \Delta T}{M_{\rm rc} \cdot \Delta T},\tag{1}$$

где $M_{_{\rm дс}}$ – масса системы, кг; ΔT – изменение температуры, К; $c_{_{\rm q}}$ – теплоёмкость частиц, Дж/кг*К; $M_{_{\rm r}}$ – масса частиц, кг; $c_{_{\rm r}}$ – теплоёмкость газовой смеси, Дж/кг*К; $M_{_{\rm r}}$ – масса газовой смеси, кг.

Ключевой показатель для теплоёмкости дисперсной системы — массовая доля твердых частиц в системе, которая практически является неконтролируемым параметром [20, 21]:

$$e_{\rm M} = \frac{M_{\rm q}}{M_{\rm q} + M_{\rm r}}.$$

Таким образом, зависимость теплоёмкости дисперсной системы от массовой доли частиц в системе может дать представление о текущей ситуации процесса:

$$C_{\rm gc} = C_{\rm q} \cdot \boldsymbol{e}_{\rm M} + C_{\rm r} \cdot (1 - \boldsymbol{e}_{\rm M}). \tag{3}$$

Косвенным параметром контроля массовой доли частиц выступает температура среды. Определив потери тепла на участке отводящего газопровода, можно определить величины выбросов микросилики, а также степень управляющего воздействия для регулирования параметров.

Компьютерное моделирование гидродинамики пылегазового потока

Суть эксперимента заключается в моделировании температурного поля пылегазовой смеси при различных концентрациях твердых частиц от 0 до 20 % при выходе их из печи и во время нахождения в газоходной системе до улавливания в системе ГОУ в электрофильтрах.

Для проведения эксперимента выбрали программный пакет ANSYS Fluent, разработанный для решения задач гидрогазодинамики. Данный модуль обладает высокой точностью и позволяет сохранять значения потока благодаря методу конечных элементов, используемому для решения уравнений.

Поскольку течение сильно турбулентное, для моделирования выбрали решатель ANSYS Fluent по давлению и локальную модель вихревой вязкости Wall-Adapting Local Eddy-Viscosity (WALE). WALE учитывает нестационарность турбулентных течений и адаптирована для учета пристеночных потоков.

В качестве исходных компонент имеются следующие граничные условия для моделирования системы газоотвода РТП, а именно стальных газоходов, указанные в табл. 1–3.

Таблица 1

Усредненный состав пыли кремниевого производства ЗАО «Кремний» [23-25]

Table 1

Average composition of silicon dust produced by CJSC "Silicon" [23–25]

| Химический компонент | SiO ₂ | Al ₂ O ₃ | Fe ₂ O ₃ | CaO | MgO | С | Na ₂ O | SO ₃ | P ₂ O ₅ | K ₂ O | TiO ₂ | SiC |
|-------------------------|------------------|--------------------------------|--------------------------------|------|------|------|-------------------|-----------------|-------------------------------|------------------|------------------|------|
| % | 85,41 | 0,46 | 0,30 | 1,50 | 1,24 | 6,09 | 0,08 | 0,16 | 0,12 | 0,31 | 0,02 | 5,03 |

Разработанная CFD-модель позволяет оценить влияние концентрации пылевых частиц в смеси на распределение скоростных и температурных полей, и установить параметры регулирования газовым потоком и температурным режимом.

Таблица 2

Исходные данные для модели

Table 2

Source data for the model

| Объём (газов), Нм ³ /ч | 250 000 | | |
|---|---------|--|--|
| Температура газов на выходе из печи, °С | 500 | | |
| Давление, кПа | 450 | | |
| Температура, °С | 35–45 | | |

Таблица 3

Средний состав отходящих газов [22]

Table 3

Average composition of exhaust gases [22]

| Компонент смеси | % | | |
|-----------------|-------|--|--|
| СО | 88,61 | | |
| CO ₂ | 4,81 | | |
| CH ₄ | 1,42 | | |
| N ₂ | 2,52 | | |
| H ₂ | 2,67 | | |

Модель газохода без водяного охлаждения

Моделируемая часть системы газоотводящего тракта состоит из участков газоходов с жестким стальным каркасом и шиберной заслонки, которая выполняет функцию регулятора скорости газового потока и располагается в месте соединения газоходов (исходные данные модели представлены в табл. 4). Данная часть представляет наибольший интерес для моделирования и последующего анализа, поскольку именно здесь прогнозируется наличие устойчивых зон [26–28], и возможна установка приборов для контроля и управления всем газовым потоком при помощи регулируемого автоматизированного привода заслонки.

Модель турбулентности WALE требует высокого качества сетки (рис. 1). Количество элементов сетки должно быть не менее миллиона, также для моделирования пограничного слоя должна применяться опция inflation. В противном случае в результате численного моделирования будут получены некоррелированные данные.

В цифровой (расчетной) модели насчитывается 2 739 629 элементов сетки. Сетка построена с опцией inflation, имеет приемлемое для расчетной модели среднее ортогональное качество 0,79, что позволяет использовать данную модель.

Для учета изменения плотности газовой смеси в зависимости от температуры применили уравнение реального газа Соаве-Редлиха-Квонга.

Для моделирования твердой фазы (частиц микросилики) в отходящих из РТП газах использован метод Лагранжа [29, 30]. Моделируются частицы микросилики, имеющие диаметр 250 мкм и теплопроводность 0,09 Вт/(м*К).



Рис. 1. Параметры сетки модели газоходов (1, 2 – massflow_inlet, 3 – шиберная заслонка, 4 – pressure_outlet) Fig. 1. Mesh parameters of the gas duct model (1, 2 – massflow_inlet, 3 – sliding shutter, 4 – pressure_outlet)

Таблица 4

Граничные условия модели

Table 4

Boundary conditions of the model

| Параметры | Вход | Выход | |
|---|----------------|-----------------|--|
| Тип граничных условий | massflow_inlet | pressure_outlet | |
| Гидравлический диаметр, м | 3 | 2,7 | |
| Массовый расход, кг/с | 15,54 | _ | |
| Избыточное давление, Па | _ | 0 | |
| Температура, °С (на входе в стальную часть газоходов) | 430 | _ | |
| Критерий Re | 117255,6 | 266330 | |
| Интенсивность турбулентности потока, % | 3,72 | 3,35 | |

Таким образом, баланс сил, действующих на частицу, прогнозирует траекторию частиц дискретной фазы путем интегрирования баланса сил на частицу, который записывается в системе отсчета по Лагранжу. Этот баланс силы уравнивает величину инерции с силами, действующими на частицу, и может быть представлен (для направления в декартовой системе координат) как [31, 32]

$$\frac{dU_{\mathrm{q}}}{dt} = F_{\mathrm{c}} \left(U - U_{\mathrm{q}} \right) + \frac{g_{x} \cdot \left(\rho_{\mathrm{q}} - \rho \right)}{\rho_{\mathrm{q}}},\tag{4}$$

где $F_{\rm c}(U-U_{\rm q})$ – сила сопротивления на единицу массы частицы; U – скорость дисперсионной среды, м/с; $U_{\rm q}$ – скорость частицы, м/с; $\rho_{\rm q}$ – плотность дисперсионной среды, кг/м³; ρ – плотность частицы, кг/м³; g_x – ускорение свободного падения, м/с².

Рис. 2 отражает распределение пылевых частиц в объёме газоходной системы.

На графиках распределения температур, представленных на рис. 3, видно, что температура на выходе из газохода повышается при росте общего содержания твердых частиц. Зависимость температуры отходящих газов от концентрации твердых частиц представлена на графике (рис. 4).



Puc. 2. Траектория движения твердых частиц в потоке газа Fig. 2. Trajectory of particulate matter in the gas stream



Рис. 3. Распределение температурных полей на выходе из газохода при различных концентрациях твердых частиц в отходящих газах от 0 до 20 % Fig. 3. Distribution of temperature fields at the gas outlet at different concentrations of particulate matter in flue gases from 0 to 20 %

На графике представлена полиноминальная зависимость температуры от концентрации, выраженная уравнением:

$$T = 0,008C^{3} - 0,2286C^{2} + 2,3714C + 649,97.$$
(5)

Это подтверждает предложенную гипотезу о влиянии теплоёмкости пылегазовой смеси на изменение температуры в газовом тракте печи.

Выводы

Повышение эффективности производства металлургического кремния в РТП напрямую зависит от объёмов пылевых выбросов ценной для предприятия и губительной для окружающей среды и здоровья человека микросилики. Непрерывный контроль концентрации твердых частиц в отходящих газах вызывает затруднения ввиду агрессивности среды (высокая температура и критическая запыленность) [33–35]. Информационные, управляющие и измерительные системы



Puc. 4. Зависимость температуры отходящих газов от содержания твердых частиц Fig. 4. Dependence of flue gas temperature on particulate matter content

Для подтверждения возможности косвенной оценки этого показателя посредством контроля тепловых потерь на участках отводящего газопровода проведено CFD-моделирование газоходов РТП в ANSYS Fluent.

С помощью метода Лагранжа получены температурные профили отходящих газов при различных концентрациях твердых частиц (от 0 до 20 %), в результате чего выведена полиноминальная зависимость, позволяющая определить влияние концентрации микросилики на температуру. Данная зависимость даёт возможность осуществлять непрерывный контроль выбросов микросилики посредством измерения косвенного параметра — температуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Спирин Н.А., Рыболовлев В.Ю., Лавров В.В., Гурин И.А., Шнайдер Д.А., Краснобаев А.В. Научные проблемы создания интеллектуальных систем управления технологическими процессами в пирометаллургии на основе концепции «Индустрия 4.0» // Металлург. 2020. № 64 (5-6). С. 574–580. DOI: 10.1007/s11015-020-01029-1

2. Rossi F., Rovaglio M., Manenti F. Model predictive control and dynamic real-time optimization of steam cracking units // Mathematical Modelling of Gas-Phase Complex Reaction Systems: Pyrolysis and Combustion. 2019. Pp. 873–896. DOI: 10.1016/B978-0-444-64087-1.00018-8

3. Abburu S., Berre A.J., Jacoby M., Roman D., Stojanovic L., Stojanovic N. COGNITWIN – hybrid and cognitive digital twins for the process industry // IEEE Internat. Conf. on Engineering, Technology and Innovation (ICE/ITMC). 2020. 8 p. DOI: 10.1109/ICE/ITMC49519.2020.9198403

4. Koteleva N., Kuznetsov V., Vasilieva N. A simulator for educating the digital technologies skills in industry. Part 1. Dynamic simulation of technological processes // Applied Sciences. 2021. Vol. 11(22). Pp. 10855–10855. DOI: 10.3390/app112210885

5. Gubin V.V., Darin A.A. Interactive training simulator as means of increasing economic efficiency of enterprises // Internat. J. of Management (IJM). 2019. Vol. 2(10). Pp. 122–126. DOI: 10.34218/IJM.10.2.2019.011

6. Fedorova E.R., Darin A.A., Gubin V.V. Methods of training simulators development in aspect of increasing efficiency and safety production // Internat. J. of Management (IJM). 2019. Vol. 2 (10). Pp. 117–121. DOI: 10.34218/IJM.10.2.2019.010

7. Saevarsdottir G., Kvande H., Magnusson T. Greenhouse gas emissions from silicon production – development of carbon footprint with changing energy systems // Infacon XVI: International Ferro-Alloys Congress. 27-29 Sept. 2021. Pp. 1–11. DOI: 10.2139/ssrn.3926088

8. Nemchinova N., Hoang V.V., Tyutrin A. Formation of impurity inclusions in silicon when smelting in ore-thermal furnaces // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 2020. 969:012038. DOI: 10.1088/1757-899X/969/1/012038

9. Немчинова Н.В., Хоанг В.В., Апончук И.И. Изучение химического состава рафинировочных шлаков кремниевого производства для поиска путей их рациональной переработки // Вестник ИрГТУ. 2021. Т. 25 (2). С. 252–263. DOI: 10.21285/1814-3520-2021-2-252-263

10. **Kero I., Dahl S., Tranell G.** Airborne emissions from Si/FeSi production // J. of Metals. 2017. Vol. 69 (2). Pp. 365–380. DOI:10.1007/s11837-016-2149-x

11. Zhaoa Ya., Akolekara H.D., Weatheritta J., Michelassib V., Sandberg R.D. RANS turbulence model development using CFD-driven machine learning // J. of Computational Physics. 2020. 19 p. DOI: 10.1016/j. jcp.2020.109413

12. **Mishra P., Aharwal K.W.** A review on selection of turbulence model for CFD analysis of air flow within a cold storage // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 2018. 402(1):012145. DOI: 10.1088/1757-899X/402/1/012145

13. **Евсеев Н.В., Тютрин А.А., Пастухов М.П.** Гранулирование пылевых отходов кремниевого производства для возврата в технологический процесс // Вестник ИрГТУ. 2019. Т. 23. № 4. С. 805–815. DOI: 10.21285/1814-3520-2019-4-805-815

14. Kondrat'ev V.V., Konstantinova M.V., Kononenko R.V., Kolosov A.D. Nanostructures based on carbon and silicon dioxide to improve the properties of building and structural materials // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 2021. 1159(1):012046. DOI: 10.1088/1757-899X/1159/1/012046

15. Karlina A.I., Kondrat'ev V.V., Balanovsky A.E., Kolosov A.D., Ivanchik N.N. Results of modification of cast iron by carbon nanostructures of gas cleaning dust of silicon production // Advances in Engineering Research. AviaENT. 2018. Vol. 158. Pp. 169–173. DOI: 10.2991/avent-18.2018.33

16. **Ёлкин К.С., Ёлкин Д.К., Карлина А.И.** Повышение экологической безопасности производства кремния // Вестник горно-металлургической секции РАЕН. Отделение металлургии. 2018. Вып. 41. С. 232–238.

17. Вологин А.С., Тютрин А.А. Пыль газоочистки кремниевого производства: области применения // Молодёжный вестник ИрГТУ. 2021. Т. 11. № 2. С. 19–22.

18. **Pyagay I.N., Shaidulina A.A., Konoplin R.R., Artyushevskiy D.I., Gorshneva E.A., Sutyaginsky M.A.** Production of amorphous silicon dioxide derived from aluminum fluoride industrial waste and consideration of the possibility of its use as Al_2O_3 -SiO₂ catalyst supports // Catalysts. 2022. Vol. 12 (162). 13 p. DOI: 10.3390/ catal12020162

19. Гембицкая И.М. Гвоздецкая М.В. Трансформация зерен технологического сырья при получении мелкодисперсных порошков // Записки Горного института. 2021. Т. 249. С. 401–407. DOI: 10.31897/ PMI.2021.3.9

20. Асанов Д.А., Запасный В.В., Ермекова А.Т., Маратова Г.Р., Иванов А.А., Черепанов Н.И. Современное состояние и пути улучшения работы систем пылеулавливания в плавильном цехе № 1 Аксуского завода ферросплавов // Металлург. 2018. Т. 62. С. 391–400. DOI: 10.1007/s11015-018-0673-3

21. **Масько О.Н., Горленков Д.В.** Анализ состояния автоматизации управления материальными потоками в производстве кремния // Computing, Telecommunications and Control. 2020. Vol. 13. No. 4. Pp. 66–77. DOI: 10.18721/JCSTCS.13406

22. Рагулина Р.И., Емлин Б.И. Электротермия кремния и силумина. М.: Металлургия, 1972. 239 с.

23. Leonova M.S., Timofeeva S.S. Environmental and economic damage from the dust waste formation in the silicon production // IOP Conf. Series Earth and Environmental Science. 2019. 229:012022. DOI: 10.1088/1755-1315/229/1/012022

24. Leonova M.S., Timofeeva S.S., Murzin M.A. Dust load in silicon production and occupational risks // IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science. 2019. 687(6):066012. DOI: 10.1088/1757-899X/687/6/06-6012

25. Leonova M.S., Timofeeva S.S. Impact of dust emissions from the silicon production on working conditions // IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science. 2020. 408(1):012026. DOI: 10.1088/1755-1315/408/1/012026

26. **Beloglazov I.I., Morenov V.A., Leusheva E.L.** Flow modeling of high-viscosity fluids in pipeline infrastructure of oil and gas enterprises // Egyptian Journal of Petroleum. 2021. No. 11. Pp. 1–9. DOI: 10.1016/j. ejpe.2021.11.001

27. **Картанова А.Дж., Сулайманова С.М.** Компьютерное моделирование течения сжимаемого газа в сопле // Современные проблемы механики. 2019. Вып. 36 (2). С. 31–39.

28. Tânia S., Ferreira C., Arts T., Croner E. On the influence of high turbulence on the convective heat flux on the high-pressure turbine vane LS89 // Int. J. Turbomach. Propuls. Power. 2019. Vol. 4 (4). 19 p. DOI: 10.3390/ijtpp4040037

29. Kühnen J., Song B., Scarselli D., Budanur N.B., Riedl M., Willis A., Avila M., Hof B. Destabilizing turbulence in pipe flow // Nature Physics. 2018. Vol. 14. Pp. 386–390. DOI: 10.1038/s41567-017-0018-3

30. **Мельникова Т.В., Преображенский А.П., Львович Я.И.** Моделирование и оптимизация процессов турбулентности // Матер. междунар. конф. Наноматериалы и технологии. 2019. С. 1–4.

31. **Duraisamy K., Iaccarino G., Xiao H.** Turbulence modeling in the age of data // Annu. Rev. Fluid Mech. 2019. Vol. 51. Pp. 357–377. DOI: 10.1146/annurev-fluid-010518-040547

32. Угольников А.В., Макаров Н.В. Применение системы автоматизации для контроля и учета показателей энергоэффективности эксплуатации компрессорного хозяйства горных предприятий // Записки Горного института. 2019. Т. 236. С. 245–248. DOI: 10.31897/pmi.2019.2.245

33. Litvinenko V., Molodtsov K.V. The social and market mechanism of sustainable development of public companies in the mineral resource sector // Eurasian Mining. 2020. Vol. 1. Pp. 36–41. DOI: 10.17580/em.2020.01.07

34. **Недосекин А.О., Рейшахрит Е.И., Козловский А.Н.** Стратегический подход к оценке экономической устойчивости объектов минерально-сырьевого комплекса России // Записки Горного института. 2019. Т. 237. С. 354–360. DOI: 10.31897/pmi.2019.3.354

35. Litvinenko V. Digital economy as a factor in the technological development of the mineral sector // Natural Resources Research. 2019. Vol. 29 (1). DOI: 10.1007/s11053-019-09568-4

REFERENCES

1. Spirin N.A., Rybolovlev V.Yu., Lavrov V.V., Gurin I.A., Schnayder D.A., Krasnobaev A.V. Scientific problems in creating intelligent control systems for technological processes in pyrometallurgy based on industry 4.0 concept. *Metallurgist*, 2020, Vol. 64 (5-6), Pp. 574–580. (rus). DOI: 10.1007/s11015-020-01029-1

2. Rossi F., Rovaglio M., Manenti F. Model predictive control and dynamic real-time optimization of steam cracking units. *Mathematical Modelling of Gas-Phase Complex Reaction Systems: Pyrolysis and Combustion*, 2019, Pp. 873–896. DOI: 10.1016/B978-0-444-64087-1.00018-8

3. Abburu S., Berre A.J., Jacoby M., Roman D., Stojanovic L., Stojanovic N. COGNITWIN – hybrid and cognitive digital twins for the process industry. *IEEE International Conference on Engineering, Technology and Innovation (ICE/ITMC*), 2020, 8 p. DOI: 10.1109/ICE/ITMC49519.2020.9198403

4. **Koteleva N., Kuznetsov V., Vasilieva N.** A simulator for educating the digital technologies skills in industry. Part 1. Dynamic Simulation of Technological Processes. *Applied Sciences*, 2021, Vol. 11 (22), Pp. 10855–10855. DOI: 10.3390/app112210885

5. Gubin V.V., Darin A.A. Interactive training simulator as means of increasing economic efficiency of enterprises. *International Journal of Management (IJM)*, 2019, Vol. 2 (10), Pp. 122–126. DOI: 10.34218/IJM.10.2.2019.011

6. Fedorova E.R., Darin A.A., Gubin V.V. Methods of training simulators development in aspect of increasing efficiency and safety production. *International Journal of Management (IJM)*, 2019, Vol. 2 (10), Pp. 117–121. DOI: 10.34218/IJM.10.2.2019.010

7. Saevarsdottir G., Kvande H., Magnusson T. Greenhouse gas emissions from silicon production – development of carbon footprint with changing energy systems. *Infacon XVI: International Ferro-Alloys Congress*, 27-29 Sep. 2021, Pp. 1–11. DOI: 10.2139/ssrn.3926088

8. Nemchinova N., Hoang V.V., Tyutrin A. Formation of impurity inclusions in silicon when smelting in ore-thermal furnaces, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2020, 969:012038. DOI: 10.1088/1757-899X/969/1/012038

9. Nemchinova N., Hoang V.V., Aponchuk I.I. Research into the chemical composition of refinery slag from silicon production for its efficient recycling. *Proceedings of Irkutsk State Technical University*, 2021, Vol. 25 (2), Pp. 252–263. (rus). DOI: 10.21285/1814-3520-2021-2-252-263

10. Kero I., Dahl S., Tranell G. Airborne emissions from Si/FeSi production. *Journal of Metals*, 2017, Vol. 69 (2), Pp. 365–380. DOI: 10.1007/s11837-016-2149-x

11. Zhaoa Ya., Akolekara H.D., Weatheritta J., Michelassib V., Sandberg R.D. RANS turbulence model development using CFD-driven machine learning. *Journal of Computational Physics*, 2020, P. 19. DOI: 10.1016/j. jcp.2020.109413

12. Mishra P., Aharwal K.W. A review on selection of turbulence model for CFD analysis of air flow within a cold storage. *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2018, 402(1):012145. DOI: 10.1088/1757-899X/402/1/012145

13. Evseev N.V., Tyutrin A.A., Pastukhov M.P. Granulation of silicone production dust waste for recycling. *Proceedings of ISTU*, 2019, Vol. 23 (4), Pp. 805–815. (rus). DOI: 10.21285/1814-3520-2019-4-805-815

14. Kondrat'ev V.V., Konstantinova M.V., Kononenko R.V., Kolosov A.D. Nanostructures based on carbon and silicon dioxide to improve the properties of building and structural materials. *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2021, 1159 (1):012046. DOI: 10.1088/1757-899X/1159/1/012046

15. Karlina A.I., Kondrat'ev V.V., Balanovsky A.E., Kolosov A.D., Ivanchik N.N. Results of modification of cast iron by carbon nanostructures of gas cleaning dust of silicon production. *Advances in Engineering Research*. *AviaENT*, 2018, Vol. 158, Pp. 169–173. DOI: 10.2991/avent-18.2018.33

16. Yolkin K.S., Yolkin D.K., Karlina A.I. Povyshenie ekologicheskoj bezopasnosti proizvodstva kremniya [Improving the environmental safety of silicon production]. *Bulletin of the Mining and Metallurgy Section of the Russian Academy of Natural Sciences. Department of Metallurgy*, 2018, Vol. 41, Pp. 232–238. (rus)

17. **Vologin A.S., Tyutrin A.A.** Pyl' gazoochistki kremnievogo proizvodstva: oblasti primeneniya [Silicon flue gas cleaning dust: applications]. *IrSTU Youth Bulletin*, 2021, Vol. 11 (2), Pp. 19–22. (rus)

18. Pyagay I.N., Shaidulina A.A., Konoplin R.R., Artyushevskiy D.I., Gorshneva E.A., Sutyaginsky M.A. Production of amorphous silicon dioxide derived from aluminum fluoride industrial waste and consideration of the possibility of its use as Al_2O_3 -SiO₂ catalyst supports. *Catalysts*, 2022, Vol. 12 (162), 13 p. DOI: 10.3390/catal12020162

19. Gembitskaya I.M., Gvozdetskaya M.V. Transformation of grains of technological raw materials in the process of obtaining fine powders. *Journal of Mining Institute*, 2021, Vol. 249 (3), Pp. 401–407. (rus). DOI: 10.31897/PMI.2021.3.9

20. Asanov D.A., Zapasnyi V.V., Ermekova A.T., Maratova G.R., Ivanov A.A., Cherepanov N.I. Current status of dust collection systems in aksu ferroalloy plant smelting shop 1 and functional improvement to these systems. *Metallurgist*, 2018, Vol. 62, Pp. 391–400. (rus). DOI: 10.1007/s11015-018-0673-3

21. Masko O.N., Gorlenkov D.V. Analysis of the state of automation of material flow control in silicon production. *Computing, Telecommunications and Control*, 2020, Vol. 13, No. 4, Pp. 66–77. DOI: 10.18721/JCSTCS.13406

22. **Ragulina R.I., Emlin B.I.** *Elektrotermiya kremniya i silumina* [*Electrothermization of silicon and silumin*]. Moscow: Metallurgy Publ., 1972. 239 p. (rus)

23. Leonova M.S., Timofeeva S.S. Environmental and economic damage from the dust waste formation in the silicon production. *IOP Conference Series Earth and Environmental Science*, 2019, 229:012022. DOI: 10.1088/1755-1315/229/1/012022

24. Leonova M.S., Timofeeva S.S., Murzin M.A. Dust load in silicon production and occupational risks. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2019, 687(6):066012. DOI: 10.1088/1757-899X/687/6/066012

25. Leonova M.S., Timofeeva S.S. Impact of dust emissions from the silicon production on working conditions. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2020, 408(1):012026. DOI: 10.1088/1755-1315/408/1/012026

26. **Beloglazov I.I., Morenov V.A., Leusheva E.L.** Flow modeling of high-viscosity fluids in pipeline infrastructure of oil and gas enterprises. *Egyptian Journal of Petroleum*, 2021, Vol. 11, Pp. 1–9. DOI: 10.1016/j. ejpe.2021.11.001

27. **Kartanova A.Dzh., Sulejmanova S.M.** Komp'yuternoe modelirovanie techeniya szhimaemogo gaza v sople [Computer simulation of compressible gas flow in a nozzle]. *Sovremennye problemy mekhaniki*, 2019, Vol. 36(2), Pp. 31–39. (rus)

28. **Tânia S., Ferreira C., Arts T., Croner E.** On the influence of high turbulence on the convective heat flux on the high-pressure turbine vane LS89. *Int. J. Turbomach. Propuls. Power*, 2019, Vol. 4 (4), 19 p. DOI: 10.3390/ijtpp4040037

29. Kühnen J., Song B., Scarselli D., Budanur N.B., Riedl M., Willis A., Avila M., Hof B. Destabilizing turbulence in pipe flow. *Nature Physics*, 2018, Vol. 14, Pp. 386–390. DOI: 10.1038/s41567-017-0018-3

30. Melnikova T.V., Preobrazhenskij A.P., L'vovich Ya.I. Modelirovanie i optimizaciya processov turbulentnosti [Modelling and optimisation of turbulence processes]. *International Conf. on Nanomaterials and Technology*, 2019, Pp. 1–4. (rus)

31. Duraisamy K., Iaccarino G., Xiao H. Turbulence modeling in the age of data. *Annu. Rev. Fluid Mech.*, 2019, Vol. 51. Pp. 357–377. DOI: 10.1146/annurev-fluid-010518-040547

32. Ugolnikov A.V., Makarov N.V. Application of systems for monitoring and energy efficiency accounting indicators of mining enterprises compressor facility operation. *Journal of Mining Institute*, 2019, Vol. 236, Pp. 245–248. (rus)

33. Litvinenko V., Molodtsov K.V. The social and market mechanism of sustainable development of public companies in the mineral resource sector. *Eurasian Mining*, 2020, Vol. 1, Pp. 36–41. DOI: 10.17580/em.2020.01.07

34. Nedosekin A.O., Rejshahrit E.I., Kozlovskij A.N. Strategic approach to assessing economic sustainability objects of mineral resources sector of Russia. *Journal of Mining Institute*, 2019, Vol. 237, Pp. 354–360. (rus). DOI: 10.31897/pmi.2019.3.354

35. Litvinenko V. Digital economy as a factor in the technological development of the mineral sector. *Natural Resources Research*, 2019, Vol. 29 (1). DOI: 10.1007/s11053-019-09568-4

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Бажин Владимир Юрьевич Vladimir Yu. Bazhin E-mail: bazhin-alfoil@mail.ru

Масько Ольга Николаевна Olga N. Masko E-mail: olgamasko.17@gmail.com

Поступила: 04.04.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022. Submitted: 04.04.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022.

Intellectual Systems and Technologies Интеллектуальные системы и технологии

Research article DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15106 UDC 004.852

COMPARISON OF RECOMMENDATION SYSTEMS BASED ON MACHINE LEARNING METHODS

V. Van¹, A.S. Gruzdev² ⊠, Q.T. Nguyen³, N.T. Nguyen⁴ ¹ Ho Chi Minh University of Education, Ho Chi Minh City, Vietnam; ^{2,4} Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russian Federation; ³ University of Phan Thiet, Bình Thuận, Vietnam ⊠ gruzdev spb@mail.ru

Abstract. Embedding-based models have been used in collaborative filtering over a decade. According to traditional collaborative filtering, the researchers used dot product or similarity measure to combine two or more embeddings. Typically, matrix factorization is the simplest example of an embedding-based model. In recent years, it has been proposed to replace the dot product with deep learning methods, for example, using multi-layer perceptron (MLP) algorithm. This approach is often referred to as neural collaborative filtering (NCF). In this paper, we used NCF in our research, specifically predicting item ratings results and displaying recommendations to users on e-commerce websites. We have applied NCF to the recommender system by using a deep learning model. The article used Olist's dataset to serve our experiment. We have successfully built a NCF-based recommender system with a large and sparse dataset. We have obtained better results than those produced by other methods.

Keywords: recommender system, deep learning, multi-layer perceptron, neural collaborative filtering, metric

Citation: Van V., Gruzdev A.S., Nguyen Q.T., Nguyen N.T. Comparison of recommendation systems based on machine learning methods. Computing, Telecommunications and Control, 2022, Vol. 15, No. 1, Pp. 64–72. DOI: 10.18721/JCSTCS.15106

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (https://creativecommons.org/ licenses/by-nc/4.0/).

Научная статья DOI: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15106 УДК 004.852

СРАВНЕНИЕ РЕКОМЕНДАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ, ОСНОВАННЫХ НА МЕТОДАХ ГЛУБОКОГО МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

В. Ван¹, А.С. Груздев² [№], К.Т. Нгуен³, Н.Т. Нгуен⁴ ¹ Педагогический университет Хо Ши Мина, Хо Ши Мин, Вьетнам; ^{2,4} Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Российская Федерация; ³ Университет г. Фантхьет, Вьетнам [№] gruzdev spb@mail.ru

Аннотация. Нейросетевые модели испытывают сложности при необходимости работы с разреженными категориальными признаками. Вложения являются способом уменьшения размерности таких признаков ради повышения производительности модели. Согласно традиционной совместной фильтрации, используется скалярное произведение или мера сходства для объединения двух или более вложений. Как правило, матричная факторизация является простейшим примером модели вложения. В статье рассмотрена нейронная совместная фильтрация (NCF) для прогнозирования результатов оценки товаров и отображения рекомендаций пользователям на электронных коммерческих площадках. Алгоритм нейронной совместной фильтрации на основе линейной и квадратичной метрики показывает преимущество перед другими методами. Можно применять алгоритм NCF в рекомендательной системе, использующей модель глубокого обучения.

Ключевые слова: машинное обучение, нейронная сеть, система рекомендации, глубокое обучение, нейронная совместная фильтрация

Для цитирования: Van V., Gruzdev A.S., Nguyen Q.T., Nguyen N.T. Comparison of recommendation systems based on machine learning methods // Computing, Telecommunications and Control. 2022. T. 15, № 1. C. 64–72. DOI: 10.18721/JCSTCS.15106

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии СС ВУ-NC 4.0 (https://creative-commons.org/licenses/by-nc/4.0/).

Introduction

Recommender Systems (RSs) were developed for the internet trading with the purpose to build the automatic systems that can provide valuable information or items for users. For example, Ebay, Amazon, MovieLens have a recommender system for their business. In general, there are two main approaches for the traditional RS: content-based and collaborative filtering. Besides, hybrid approach is also used in order to bring the effective results for RSs.

The content-based (CB) approach [1, 2] as its name suggests, is a method mainly based on content and characteristic of items. We can calculate the similarity between two items based on feature vectors of items. When a user u gives a rating for an item i_j , the system will find the items i_k , i_h , ... that have a feature vectors similarity with item i_j , in order to recommend them for user u. The advantage of CB is the users' possibility to receive fitting recommendation about items by calculating the similarity of items with each other, rather than equating similar preferences of all users. The disadvantage lies in the limited content to base the recommendations for users on. The collaborative filtering (CF) [3, 4] approach is mainly based on the similarity of the users themselves. When a user u_i provides rating for an item *i* in a rating matrix **R**, for each u_i the system will define a community of users u_j , u_k , ... so that they similar to user u_i , based on the feature vectors of users. After determining the community for user u_i , the system will give the recommendation about the items this community gives high ratings to. Recently, researchers tend to work with collaborative filtering method.

In addition, following the collaborative filtering-based approach, there are two main research directions: memory based and model based. The memory based direction [5] collects rating data in the system and uses it to calculate the ratings for new items. This direction can be implemented in two ways: user based or item based. However, the memory based direction is limited by several disadvantages. The model based direction [6] sets up a model that trains and predicts users' unknown ratings.

Previous studies focused on applying other methods, such as *Support Vector Machine*, *Singular Value Decomposition* [7], *Matrix factorization* [8], *Neural network* [9], etc.

The target of the work is comparison of recommendation systems based on machine learning methods. Comparison of algorithms will be made on the developed metrics.

Related works

Recently, researchers tended to use deep learning for RSs. In Neural Collaborative Filtering (NCF) method, fully connected embedding layers project the sparse representation to a dense vector. These embedding vectors are the input of a multi-layer neural network (neural collaborative filtering), while NCF maps these embedding vectors and ratings. Each layer of NCF can adjust to explore the latent structure between users and items.

Let y_{ui} be a target variable (y is true) and \hat{y}_{ui} is a prediction variable (y is pre) of the model.

The prediction model can be presented in the form [9]:

$$\hat{y}_{ui} = f\left(P^T v_u^U, \ Q^T v_i^I \lor P, \ Q, \ \theta_f\right),\tag{1}$$

where $P \in R^{M*K}$ and $Q \in R^{N*K}$ denote latent matrices of users and items respectively.

With *u* being the user, and *i* the item, θ_f denotes the parameters of the model in the interaction function *f*. Because function *f* is defined as a multi-layer network, *f* can be formed as follows:

$$f\left(P^{T}v_{u}^{U}, Q^{T}v_{i}^{I}\right) = \varnothing_{out}\left(\varnothing_{X}\left(\dots \oslash_{2}\left(\varnothing_{1}\left(P^{T}v_{u}^{U}, Q^{T}v_{i}^{I}\right)\right)\dots\right)\right),$$
(2)

where v_u^U and v_i^I are feature vectors that describe user u and item i, respectively; \emptyset_{out} and \emptyset_X respectively denote the mapping function for the output layer and x^{th} neural collaborative filtering (CF) layer, and there are X neural CF layers in total [9].

In NCF, the model tries to learn user-item interactions through a multi-layer perceptron (MLP). For MLP, such activation functions as Sigmoid, Hyperbolic tangent (tanh), Rectified linear unit (ReLU), etc. are used. The activation function simulates the rate of impulse transmission across the axon of a neuron. In an artificial neural network, the activation function acts as the linear component at the output of the neurons [10].

For MLP model, NCF uses two vectors to model users and items, then combines them into one vector via the concatenation. This structure was also widely used in multi-model deep learning [11, 12]. If we use additional hidden layers in the concatenated vector, the MLP model in NCF is defined as [9]:

$$z_1 = \mathcal{O}_1(p_u, q_i) = \begin{bmatrix} p_u \\ q_i \end{bmatrix}, \tag{3}$$

$$\emptyset_{2}(z_{1}) = a_{2}(W_{2}^{T}z_{1} + b_{2}), \qquad (4)$$

$$\mathscr{O}_L(z_{L-1}) = a_L(W_L^T z_{L-1} + b_L), \qquad (5)$$

$$\hat{y}_{ui} = f\left(h^T \mathscr{O}_L\left(Z_{L-1}\right)\right),\tag{6}$$

where W_x , b_x and a_x denote the weight of matrix, bias vector, and activation function for x^{th} layer's perceptron.

Proposed NCF model for recommender systems

In this paper, we choose the activation function $\operatorname{ReLU} f(x) = \max(0, x)$. The ReLU function simply filters the values under 0. Looking at the formula, we easily understand how it works (see Fig. 1).

Fig. 2 represents the architecture of NCF that we used in this paper as shown below.



Fig. 1. Graph of ReLU function



Fig. 2. Architecture of Neural Collaborative Filtering (NCF)

Cost function and evaluation metrics

Cost function

The cost function (loss function) for the entire training dataset:

$$e_{ui} = \frac{1}{s} \sum_{u,i} \left(R_{ui} - \hat{R}_{ui} \right)^2,$$
(7)

where R_{ui} is observed value; \hat{R}_{ui} is the predicted value; e_{ui} is the mean square error (cost function). Gradient Descent algorithm to optimize the cost function as follows:

- 1. Choose an initial point $\theta = \theta_0$.
- 2. Update θ until we get acceptable result:

$$\theta = \theta_0 - \eta \nabla_0 J(\theta), \tag{8}$$

where $\nabla_0 J(\theta)$ is the derivation of the cost function at θ ; θ is a set of variables that we need for the update; η is learning rate, it's a positive number.

In this paper, we use Adam (short for Adaptive Moment Estimation) update rule [13]:

$$m_{t} = \beta_{1}m_{t-1} + (1 - \beta_{1})g_{t}, \qquad (9)$$

$$v_t = \beta_2 v_{t-1} + (1 - \beta_2) g_t^2, \tag{10}$$

$$\eta_t = \eta \frac{\sqrt{1 - \beta_2^t}}{1 - \beta_1^t},\tag{11}$$

$$\theta_t = \theta_{t-1} - \eta_t \frac{m_t}{\sqrt{\nu_t} + \varepsilon},\tag{12}$$

where t indexes the current training iteration; m_t and v_t are exponential moving average (EMA) of g_t and the EMA of g_t^2 respectively; g_t is the gradient at current iteration; β_1 and β_2 are smoothing parameters, typical values are $\beta_1 = 0.9$; $\beta_2 = 0.999$ respectively; ε is a small scalar (e.g. 10^{-8}) used to prevent division by 0.

Evaluation metrics

There are several types of metrics to evaluate the effectiveness of the CF approach [14, 15]. In this paper, we use two evaluation metrics, Mean Absolute Error (MAE) and Root Mean Square Error (RMSE) to measure the accuracy.

The MAE metric is defined as [7]:

$$MAE = \frac{1}{\left|R_{test}\right|} \sum_{ui} \left|R_{ui} - \hat{R}_{ui}\right|,\tag{13}$$

where \hat{R}_{ui} denotes prediction rating of a user *u* for item *i* and R_{test} denotes the number of ratings in the experiment.

The RMSE metric is defined as [7]:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{R_{test} \vee \sum_{ui} \left(R_{ui} - \hat{R}_{ui}\right)^2}}.$$
(14)

From the definitions, we obviously see that a smaller MAE or RMSE value means better accuracy.

Experiment

For the dataset, we used available Olist Ecommerce data on Kaggle [17]. We were only interested in several features such as id_customer, id_product and rating. The ratings ranged from 1 to 5 stars given by the users for the corresponding items. The dataset has more than 100k lines of data that are interactions between users and items. After preprocessing the dataset, we got the following results:

Table 1

Dataset after preprocessing

| Dataset | Interactions | Items | Users | Sparsity, % |
|-----------------|--------------|-------|-------|-------------|
| Olist Ecommerce | 7064 | 4886 | 3271 | 99.955 |

We divided the dataset into 3532 lines for training and 3532 for testing. The experiment was based on the Neural Collaborative Filtering model proposed above. For the learning process in the NCF al-



Fig. 3. Illustrating the convergence of several methods by using NCF algorithm

gorithm, beside concatenation we also used some other methods such as multiplication and addition. The RMSE output of the NCF algorithm via concatenation, multiplication, and addition is shown in Table 2.

Table 2

| Method | RMSE |
|-------------|--------|
| Concatenate | 0.23 |
| Multiply | 1.7085 |
| Add | 0.7681 |

RMSE metric obtained by using several methods

Fig. 3 shows the convergence of concatenation, multiplication, and addition methods on train and test set by using the NCF algorithm.

Based on the RMSE metrics on test set shown in Table 3, the concatenation method of NCF gives the best result of 0.23 with RMSE. Besides, we used support library [16] to evaluate and compare our NCF model with the other algorithms such as MF, NMF, SVD, etc. Fig. 4 shows the RMSE metrics of several algorithms in the form of column graph.

Table 3

MAE and RMSE metrics of several algorithms

| | Test MAE | Test RMSE | Algorithm | |
|---|----------|-----------|---------------|--|
| 1 | 1.3953 | 1.5242 | SVD | |
| 2 | 1.3415 | 1.4668 | SVD++ | |
| 3 | 1.5283 | 1.6858 | KNN Basic | |
| 4 | 1.0312 | 1.3768 | KNN with Mean | |
| 5 | 1.338 | 1.563 | NMF | |
| 6 | 1.5413 | 1.68 | MF | |
| 7 | 0.1566 | 0.23 | NCF | |



Fig. 4. MAE and RMSE metrics of several algorithms (column graph)

Looking at Fig. 4 above, with an RMSE metric being 0.23, our NCF method has intuitively outperformed the other algorithms. The RMSE metrics of the remaining algorithms are much higher meaning that the accuracy of the recommendation is lower.

Conclusion

Neural collaborative filtering combined with deep learning model has an advantage over other methods. We used the Olist data for our experiment to create a system of recommendations based on joint filtering with a large and sparse dataset. We have obtained better results than those produced by other methods.

The Neural collaborative filtering method gives a noticeable advantage in processing speed in both linear and quadratic metrics. This method gives the value of a quadratic metric of 0.23 and 0.1566 in the case of a linear metric. This value is several times less than the other methods considered.

REFERENCES

1. Pazzani M.J., Billsus D. Content-based recommendation systems. LNCS, 2007, Vol. 4321.

2. Aggawal C.C. *Content-based recommender systems*. Recommender Systems Textbook. Switzerland, Springer International Publishing, 2016, Pp. 139–166.

3. Schafer J.B., Frankowski D., J. Herlocker, J. Shilad Sen. Collaborative filtering recommender systems. *LNCS*, 2007, Vol. 4321.

4. Herlocker J.L., Konstan J.A., Terveen L.G., Riedl J. Evaluating collaborative filtering recommender systems. *ACM Transaction on Information Systems*, 2004, Vol. 22 (1).

5. Aggawal C.C. *Neighborhood-based collaborative filtering*. Recommender Systems Textbook. Switzerland, Springer International Publishing, 2016, Pp. 29–70.

6. Aggawal C.C. *Model-Based Collaborative Filtering*. Recommender Systems Textbook. Switzerland, Springer International Publishing, 2016, Pp. 71–138.

7. Ricci F., Rokach L., Shapira B. Recommender Systems Handbook. Springer, 2011.

8. Aghdam M.H., Analoui M., Kabiri P. A novel non-negative matrix factorization method for recommender systems. *Natural Science Publishing Journal, Applied Mathematics & Information Sciences*, 2015, Vol. 9.

9. He X., Liao L., Zhang H., Nie L., Hu X., Chua T. Neural collaborative filtering. *Creative Commons*, 2017.

10. Li Fei-Fei, Johnson J., Yeung S. Convolutional neural networks for visual recognition, 2021. Available: http://cs231n.stanford.edu/slides/2017/cs231n_2017_lecture6.pdf (Accessed: 2021).

11. Srivastava N., Salakhutdinov R. Multimodal learning with deep Boltzmann machines. Advances in Neural Information Processing Systems, 2012, no. 25, Pp. 2222–2230.

12. Hanwang Zhang, Yang Yang, Huanbo Luan, Shuicheng Yang, Tat-Seng Chua. Start from scratch: Towards automatically identifying, modeling, and naming visual attributes. *Proceedings of the 22nd ACM International Conference on Multimedia*, 2014, Pp. 187–196.

13. Juntang Zhuang, Tommy Tang, Sekhar Tatikonda, Nicha Dvornek. AdaBelief optimizer: Adapting stepsizes by the belief in observed gradients, 2020. Available: *https://arxiv.org/abs/2010.07468* (Accessed: 2021).

14. Item-based collaborative filtering recommendation algorithms. *Proceedings of the 10th International Conference on World Wide Web*, 2001.

15. Olmo F.N., Gaudioso E. Evaluation of recommender systems: A new approach. *Expert Systems with Applications*, 2008, Vol. 3, Pp. 790–804.

16. Hug N. Surprise, 2019. Available: http://surpriselib.com (Accessed: 2021).

17. Olist Dataset. Available: https://www.kaggle.com/datasets/olistbr/brazilian-ecommerce (Accessed: 2021).

INFORMATION ABOUT AUTHORS / СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Vy Van Ван Ви E-mail: vanv@hcmue.edu.vn

Alexander S. Gruzdev Груздев Александр Станиславович E-mail: gruzdev_spb@mail.ru

Quang Tan Nguyen Нгуен Куан Тан E-mail: tannq@hcmue.edu.vn

Ngoc Tan Nguyen Нгуен Нгок Тан E-mail: ngoctan1610@yahoo.com

Submitted: 11.01.2022; Approved: 23.05.2022; Accepted: 30.05.2022. Поступила: 11.01.2022; Одобрена: 23.05.2022; Принята: 30.05.2022.