



НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Информатика. Телекоммуникации.
Управление

Том 12, № 1
2019

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
ИНФОРМАТИКА. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ. УПРАВЛЕНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

Председатель

Юсупов Р.М., чл.-кор. РАН;

Редакционный совет:

Абрамов С.М., чл.-кор. РАН;

Арсеньев Д.Г., д-р техн. наук, профессор;

Воеводин В.В., чл.-кор. РАН;

Заборовский В.С., д-р техн. наук, профессор;

Козлов В.Н., д-р техн. наук, профессор;

Фотиади А.Э., д-р физ.-мат. наук, профессор;

Черноруцкий И.Г., д-р техн. наук, профессор.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ ЖУРНАЛА

Главный редактор

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

Редакционная коллегия:

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

Prof. Dr. Philippe Ferrari, Head of the RF and Millimeter-Wave Lab IMEP-LAHC Microelectronics, Electromagnetism and Photonic Institute, Grenoble Alpes University, France;

Prof. Dr. Wolfgang Krautschneider, Head of Nanoelectronics Institute, Hamburg University of Technology, Germany;

Кучерявый Е.А., канд. техн. наук, профессор, Tampere University of Technology, Finland.

Prof. Dr. Fa-Long Luo, Affiliate Full Professor University of Washington, USA, Chief Scientist Micron Technology, Inc., Milpitas, USA, Chairman IEEE SPS Industry DSP Technology Standing Committee;

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

Prof. Dr. Emil Novakov, IMEP-LAHC Microelectronics, Electromagnetism and Photonic Institute, Grenoble, France;

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

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

Пышкин Е.В., канд. техн. наук, доцент, School of Computer Science and Engineering, University of Aizu, Japan;

Трифонов П.В., д-р техн. наук, доцент, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Россия;

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

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

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

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

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

Сведения о публикациях представлены в Реферативном журнале ВИНТИ РАН, в международной справочной системе «Ulrich`s Periodical Directory», 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 ПИ № ФС77-51457 от 19.10.2012 г.

При перепечатке материалов ссылка на журнал обязательна.

Точка зрения редакции может не совпадать с мнением авторов статей.

Адрес редакции и издательства: Россия, 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.
Тел. редакции (812) 552-62-16.

Подписной индекс **47517** в объединенном каталоге «Пресса России».

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 2019

MINISTRY OF SCIENCE AND HIGHER EDUCATION OF THE RUSSIAN FEDERATION



**ST. PETERSBURG STATE
POLYTECHNICAL UNIVERSITY
JOURNAL**

Computer Science.
Telecommunications and Control Systems

**Vol. 12, No. 1
2019**

Polytechnical University Publishing House
Saint Petersburg
2019

ST. PETERSBURG STATE POLYTECHNICAL UNIVERSITY JOURNAL COMPUTER SCIENCE. TELECOMMUNICATIONS AND CONTROL SYSTEMS

EDITORIAL COUNCIL

Head of the editorial council

Prof. Dr. *Rafael M. Yusupov* (corresponding member of the Russian Academy of Sciences)

Members:

Prof. Dr. *Sergey M. Abramov* (corresponding member of the Russian Academy of Sciences),

Prof. Dr. *Dmitry G. Arseniev*,

Prof. Dr. *Vladimir V. Voevodin* (corresponding member of the Russian Academy of Sciences),

Prof. Dr. *Vladimir S. Zaborovsky*,

Prof. Dr. *Vladimir N. Kozlov*,

Prof. Dr. *Alexandr E. Fotiadi*,

Prof. Dr. *Igor G. Chernorutsky*.

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*, Head of the RF and Millimeter-Wave Lab IMEP-LAHC Microelectronics, Electromagnetism and Photonic Institute, Grenoble Alpes University, France;

Prof. Dr. *Yevgeni Koucheryavy*, Tampere University of Technology, Finland.

Prof. Dr. *Wolfgang Krautschneider*, Head of Nanoelectronics Institute, Hamburg University of Technology, Germany;

Prof. Dr. *Fa-Long Luo*, Affiliate Full Professor University of Washington, USA, Chief Scientist Micron Technology, Inc., Milpitas, USA, Chairman IEEE SPS Industry DSP Technology Standing Committee;

Prof. Dr. *Sergey B. Makarov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;

Prof. Dr. *Emil Novakov*, IMEP-LAHC Microelectronics, Electromagnetism and Photonic Institute, Grenoble, France;

Prof. Dr. *Nikolay N. Prokopenko*, Don State Technical University, Rostov-on-Don, Russia;

Prof. Dr. *Mikhail G. Putrya*, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia;

Sen. Assoc. Prof. Dr. *Evgeny Pyshkin*, School of Computer Science and Engineering, University of Aizu, Japan;

Prof. Dr. *Viacheslav P. Shkodyrev*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;

Prof. Dr. *Peter V. Trifonov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;

Prof. Dr. *Igor A. Tsikin*, Professor, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;

Prof. Dr. *Sergey M. Ustinov*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia;

Prof. Dr. *Lev V. Utkin*, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Russia.

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

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 ПИ № ФС77-51457 issued Oct. 19, 2012.

No part of this publication may be reproduced without clear reference to the source.

The views of the authors can contradict the views of the Editorial Board.

The address: 195251 Polytekhnicheskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

Содержание

Устройства и системы передачи, приема и обработки сигналов

Буслаев Р.Д., Лобода В.В. Моделирование термоэлектрического генератора на основе силицида магния по структуре Uni-Leg	7
Ганбаев А.А., Филин В.А. Управляемый ключевой генератор радиочастотных колебаний на основе резонансного инвертора тока	21
Чупахина Л.Р., Караулова О.А., Киреева Н.В. Оценка средней длины очереди и задержки передачи в сетевом узле	29
Никитин А.Б., Хабитуева Е.И. Проектирование широкополосного СВЧ-генератора, управляемого напряжением, на основе электромагнитного моделирования	34

Программное обеспечение вычислительных, телекоммуникационных и управляющих систем

Попов С.Г., Уткин Л.В., Заборовский В.С. Робастные алгоритмы классификации данных, полученные группой роботов, с использованием множеств весов	44
---	----

Contents

Telecommunication Systems and Computer Networks

Buslaev R.D., Loboda V.V. Simulation of Uni-Leg thermoelectric generator based on magnesium silicide	7
Ganbayev A.A., Filin V.A. Radio frequency controlled switch mode generator based on current mode resonant inverter	21
Chupakhina L.R., Karaulova O.A., Kireeva N.V. Estimate average queue length and transmission delay in network node	29
Nikitin A.B., Khabitueva E.I. Design for microwave wideband VCO based on electromagnetic simulation	34

Hardware of Computer, Telecommunications and Control Systems

Popov S.G., Utkin L.V., Zaborovsky V.S. Robust algorithms of data classification obtained using set of weights by group of robots	44
--	----

DOI: 10.18721/JCSTCS.12101
УДК 621.391

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ СИЛИЦИДА МАГНИЯ ПО СТРУКТУРЕ UNI-LEG

Р.Д. Буслаев, В.В. Лобода

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

Одним из перспективных устройств автономного питания систем мониторинга состояния объектов, медицинского оборудования и т. п. является термоэлектрический генератор (ТЭГ). Благодаря технологической совместимости с кремнием и высокой термической стабильности использование свойств полупроводниковых силицидов – важная ступень усовершенствования характеристик термоэлектрических генераторов. В статье представлены результаты моделирования термоэлектрического генератора на основе структуры Uni-Leg. Описаны методики моделирования, преимущества использования структуры Uni-Leg, силицидных материалов, результаты моделирования при различных температурных режимах и с использованием экспериментально полученных значений контактных сопротивлений. Приведен анализ влияния материалов керамических подложек на выходные параметры генератора.

Ключевые слова: термоэлектрический генератор, Uni-Leg, термоэлектричество, ANSYS, силициды, омические контакты.

Ссылка при цитировании: Буслаев Р.Д., Лобода В.В. Моделирование термоэлектрического генератора на основе силицида магния по структуре Uni-Leg // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 7–20. DOI: 10.18721/JCSTCS.12101

SIMULATION OF UNI-LEG THERMOELECTRIC GENERATOR BASED ON MAGNESIUM SILICIDE

R.D. Buslaev, V.V. Loboda

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

The article describes simulation results of a thermoelectric generator based on a Uni-Leg structure. The simulation techniques, advantages of Uni-Leg structure application, silicide materials and simulation results in different temperature ranges are described.

Keywords: thermoelectric generators, Uni-Leg, thermoelectricity, ANSYS, silicides, ohmic contacts.

Citation: Buslaev R.D., Loboda V.V. Simulation of Uni-Leg thermoelectric generator based on magnesium silicide. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 1, Pp. 7–20. DOI: 10.18721/JCSTCS.12101.

Введение

Одним из перспективных устройств автономного питания систем мониторинга состояния объектов (рис. 1), медицинского оборудования и т. п. является термоэлектрический генератор (ТЭГ) [1, 2].

Традиционные термоэлектрические генераторы изготавливаются на основе полупроводниковых соединений теллуридов висмута и сурьмы. Данный тип генераторов предназначен к использованию в низкотемпературных приложениях, когда термоэлектрическая эффективность материалов максимальна (рис. 2). Актуальна задача построения ТЭГ для среднего диапазона температур с применением силицидов, имеющих максимум термоэлектрической эффективности при температурах порядка 800 К. Благодаря своей технологической совместимости с кремнием и высокой термической стабильности использование свойств полупроводниковых силицидов

является одной из важных ступеней усовершенствования характеристик термоэлектрических генераторов. В конструкции ТЭГ возможно чередование термоэлементов (ТЭ) двух термоэлектрически активных полупроводниковых материалов *n*- и *p*-типа, соединенных термически параллельно и электрически последовательно (π -структура), или ТЭ выполнены только из одного термоэлектрически активного полупроводникового материала – одиночный термоэлемент (Uni-Leg). Структура Uni-Leg упрощает конструкцию термоэлектрического генератора, тем самым уменьшая стоимость готового продукта и упрощая технологию производства.

В [5, 6] представлена методика моделирования микротермоэлектрического генератора на основе полупроводниковых соединений теллуридов висмута и сурьмы с использованием программной платформы ANSYS Workbench.

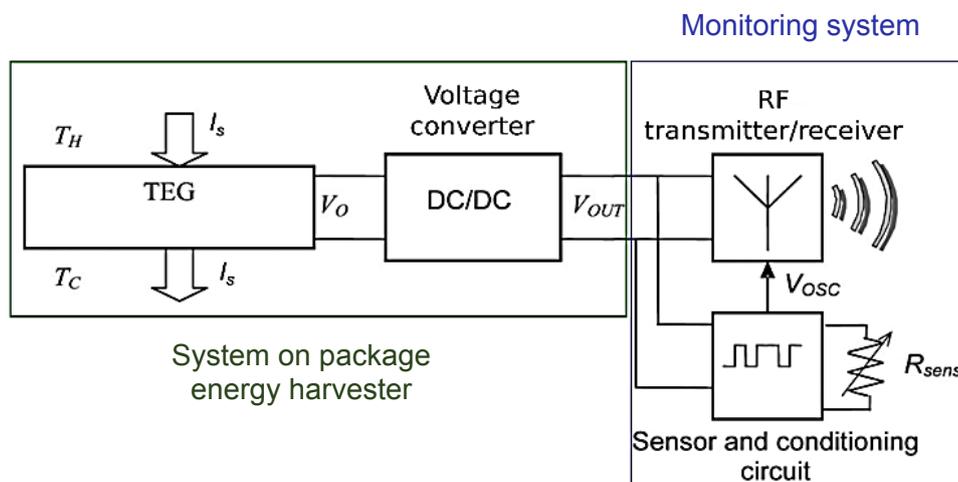


Рис. 1. Обобщенная структурная схема автономного сенсорного узла [3]

Fig. 1. A generalized block diagram of an autonomous sensor node [3]

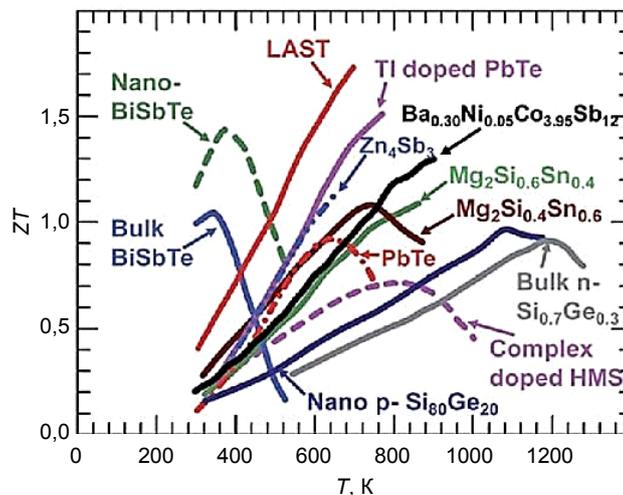


Рис. 2. Показатель качества термоэлектрических материалов [4]
Fig. 2. Indicator of the quality of thermoelectric materials [4]

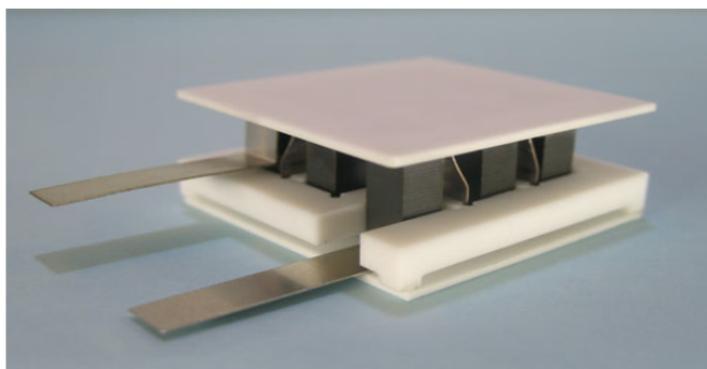


Рис. 3. Фотография Uni-Leg ТЭГ, состоящего из 9 термоэлементов [7]
Fig. 3. Photograph of Uni-Leg TEG consisting of 9 thermoelements [7]

Цель настоящего исследования — проверка работоспособности методики моделирования для структуры Uni-Leg. Для достижения поставленной цели необходимо проверить работоспособность готовой методики моделирования термоэлектрических генераторов и на основе полученных данных усовершенствовать модель, добавив в нее учет влияния контактных электрических сопротивлений и материалов керамических подложек.

Uni-Leg термоэлектрический генератор

В работе [7] представлено экспериментальное исследование термоэлектрического генератора, имеющего структуру Uni-Leg (рис. 3).

Uni-Leg ТЭГ состоит из двух керамических пластин, на которых закреплены девять термоэлементов *n*-типа, соединенных последовательно электрически при помощи контактных площадок. По всей площади используется уплотнитель для дополнительной термоизоляции генератора.

Построение модели термоэлектрического генератора. Программный комплекс ANSYS предназначен для решения методом конечных элементов стационарных и нестационарных, линейных и нелинейных задач из таких областей физики, как механика твердого деформируемого тела, механика жидкости и газа, теплопередача, электродинамика.

Решение физической задачи осуществляется в три этапа [5, 6]: предварительная обработка (preprocessing), решение (solution) и постобработка (postprocessing).

Этап препроцессинга включает в себя следующие процедуры:

- создание 3D-геометрии (Geometry);
- задание свойств материалов объекта (Engineering data);
- выбор типа анализа (Analysis system/Thermal-electric);
- наложение сетки. Выбор типа конечного элемента в зависимости от размерности объекта и других его свойств (Meshing);
- создание электрических контактов на границе металл-полупроводник;

- приложение граничных условий (тепловых и электрических).

Второй этап – решение системы термоэлектрических уравнений.

Третий этап (постобработка) – анализ результатов расчета. Выходные параметры представляются в графическом окне ANSYS.

Особенность предложенной методики моделирования – дополнение алгоритма процедурой генерации электрических контактов на границе металл-полупроводник.

Построение геометрической 3D-модели (рис. 4, 5) термоэлектрического генератора проведено на основе данных [7]. Линейные размеры элементов конструкции Uni-Leg ТЭГ представлены в табл. 1.

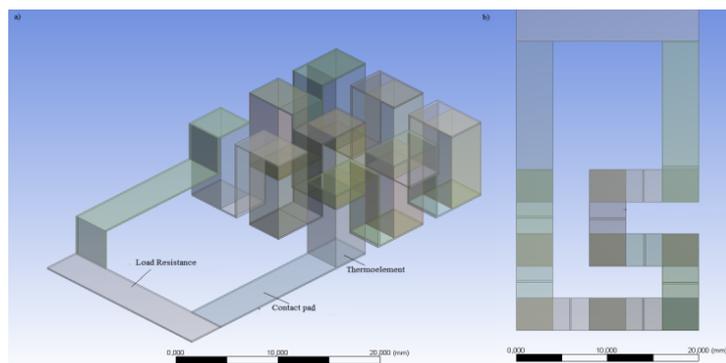


Рис. 4. 3D-геометрическая модель Uni-Leg ТЭГ
Fig. 4. 3D-geometric model of Uni-Leg TEG

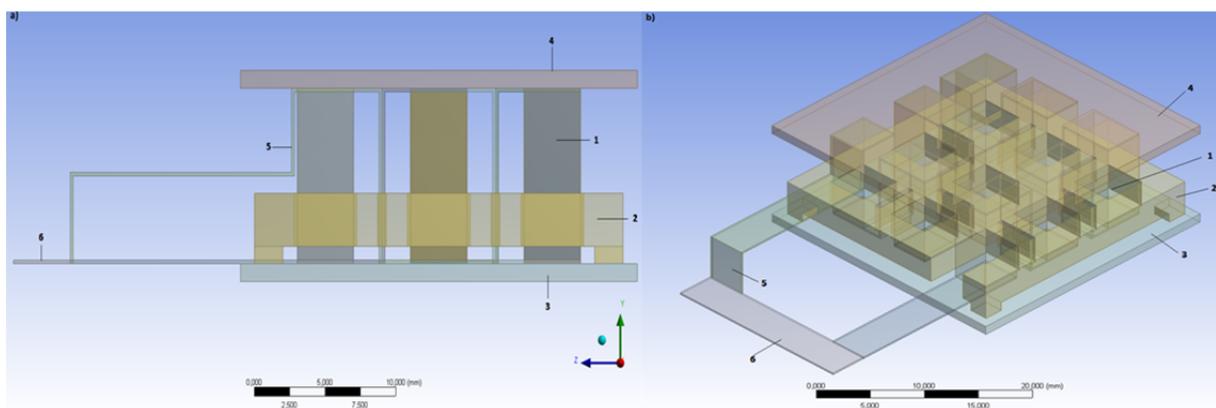


Рис. 5. Структура Uni-Leg термоэлектрического генератора:
1 – термоэлектрический элемент; 2 – уплотнитель; 3 – нижняя подложка (холодная сторона);
4 – верхняя подложка (горячая сторона); 5 – Ni контакт; 6 – нагрузочный резистор

Fig. 5. Structure of the Uni-Leg thermoelectric generator:
1 – thermoelectric element; 2 – compactor; 3 – lower substrate (cold side);
4 – upper substrate (hot side); 5 – Ni contact; 6 – load resistor

Таблица 1
Линейные размеры составных частей ТЭГ

Table 1
Linear dimensions of TEG components

Части ТЭГ	Длина, мм	Ширина, мм	Высота, мм
Mg ₂ Si	4	4	9,6
Ni	4	4	0,2
Al ₂ O ₃	28	28	1
9 ТЭ	20	20	10
TEG	28	28	12

В качестве материалов ТЭ использовался Mg₂Si, для контактных площадок и соединительных элементов применялся Ni. Физические параметры керамики, материала уплотнителя, соединительных элементов контактных площадок, материалов ТЭ

брались из литературных источников [7–10] и библиотеки ANSYS (табл. 2).

Генерация сетки конечных элементов производилась автоматически. Прямоугольная сетка состояла из 3D-изопараметрических элементов SOLID226, имеющих три степени свободы (термическую, электрическую и структурную) в каждом из 20 узлов. Общее число элементов в сетке 5357 (рис. 6). Тепловые граничные условия определялись температурами T_h и T_c на внешних поверхностях керамических пластин (табл. 3). Моделирование проводилось при четырех температурных режимах $\Delta T_{TEG} = 100, 200, 400$ и 500 К. Тепловые граничные условия соответствовали экспериментальным данным, приведенным в работе [7] (табл. 3). Значения внешней нагрузки R_n варьировались в пределах от 60 мОм и до 700 мОм. Электрические граничные условия задает «нуль» потенциала на внешней нагрузке.

Таблица 2

Свойства материалов элементов конструкции Uni-Leg ТЭГ

Table 2

Properties of materials of the Uni-Leg TEG structural elements

T, К	Mg ₂ Si			Ni			Al ₂ O ₃
	α , $\mu\text{V/K}$	ρ , $\Omega^*\text{m}$	λ , W/m*K	α , $\mu\text{V/K}$	ρ , $\Omega^*\text{m}$	λ , W/m*K	λ , W/m*K
373	-154,7	$8,79 \cdot 10^{-6}$	6,73	-19,3	$11,91 \cdot 10^8$	83	28
473	-173,5	$1,16 \cdot 10^{-5}$	5,09	-19,3	$17,95 \cdot 10^8$	74	21
573	-218,4	$1,87 \cdot 10^{-5}$	4,28	-19,3	$26,09 \cdot 10^8$	68	15,7
773	-249	$2,51 \cdot 10^{-5}$	3,44	-19,3	$35,51 \cdot 10^8$	62	10,5
873	-254,5	$2,82 \cdot 10^{-5}$	3,27	-19,3	$38,74 \cdot 10^8$	60	8,7

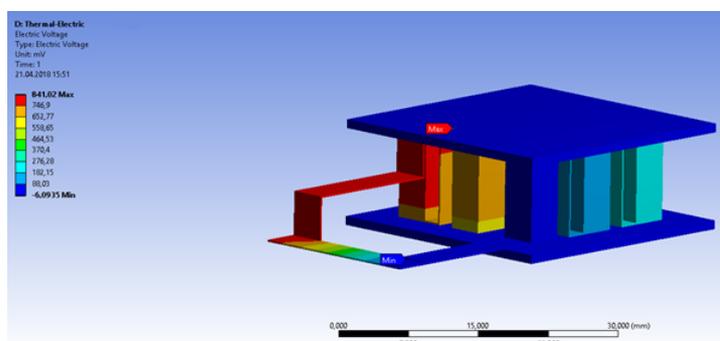


Рис. 6. Результаты моделирования выходного напряжения ТЭГ с использованием процедуры автоматической генерации контактов

Fig. 6. TEG output voltage simulation results using the automatic contact generation procedure

Таблица 3
Температурные граничные условия

Table 3

Temperature boundary conditions

Температурные моды [7]			Температурные граничные условия (модель)		
$T_h, ^\circ\text{C}$	$T_c, ^\circ\text{C}$	$\Delta T, ^\circ\text{C}$	$T_h, ^\circ\text{C}$	$T_c, ^\circ\text{C}$	$\Delta T, ^\circ\text{C}$
473	373	100	473	373	100
573	373	200	573	373	200
773	373	400	773	373	400
873	373	500	873	373	500

Моделирование электрических контактов между металлическими контактными площадками и полупроводниковыми термоэлементами возможно двумя способами: при помощи процедуры автоматического генерирования контактов, предусмотренной ANSYS Workbench, или с помощью ручного ввода значений поверхностного сопротивления контакта.

Результаты моделирования, проведенного с использованием процедуры автоматической генерации контактов, представлены на рис. 6. Расчет проводился для максимальной разницы температур горячей и холодной сторон при условии передачи максимальной мощности в нагрузку. Данное условие выполняется при равенстве внутреннего сопротивления термоэлектрического генератора и сопротивления внешней нагрузки. Моделирование показало расхождение с результатами эксперимента порядка 40 %.

Таким образом, при моделировании необходимо использовать расчетные или экспериментально измеренные значения сопротивлений электрических контактов между металлом и полупроводником. В работе [7] произведено измерение сопротивления электрических контактов. Значение составило $R_{\text{cont}} = 11,7 \text{ мОм}$.

Результаты моделирования выходного напряжения с использованием данных о величине контактных сопротивлений для максимальной разницы температур горячей и холодной стороны при условии передачи максимальной мощности в нагрузку $R_L = R_m = 181 \text{ мОм}$, представлены на рис. 7.

Результаты моделирования в графической форме для различных температурных режимов (см. табл. 3) представлены на рис. 8, 9. Пунктирные линии показывают результаты моделирования, сплошные – результаты эксперимента. Различие в результатах моделирования и эксперимента не превышает 1 %.

Значения максимальной выходной мощности термоэлектрического генератора, полученные в результате моделирования при различных ΔT , представлены в табл. 4.

Таблица 4

Выходная мощность термоэлектрического генератора при различных температурных режимах

Table 4

Output power of a thermoelectric generator at various temperature conditions

$\Delta T, \text{K}$	$P_{\text{max.exp}}, \text{mW}$	$P_{\text{max.mod}}, \text{mW}$	δ
500	545,4	541,6	0,7
400	354,1	352	0,6
200	65,2	64,7	0,8
100	20	19,8	1

Анализ влияния материала керамической подложки на выходные параметры. На рис. 10 а показана ситуация, при которой предполагается, что каждая покрывающая пластина находится в изотермическом состоянии, а падение температуры происходит только над термоэлектрическими элементами. На рисунке 10 б представлено распределение температуры по термоэлектрическому элементу при использовании Al_2O_3 в качестве подложек.

При использовании подложек, изготовленных из Al_2O_3 , температура на поверхностях не соответствует температуре на ТЭ, что продемонстрировано на рис. 10 а, б. Коэффициент Зеебека полупроводника определяется разницей температур на поверхностях данного полупроводника и, следовательно, изменение температуры за счет ее на подложках сказывается на значении выходной мощности.

Существует два способа уменьшить тепловые потери на подложках: уменьшить толщину подложки или использовать другой материал с более высоким коэффициентом теплопроводности.

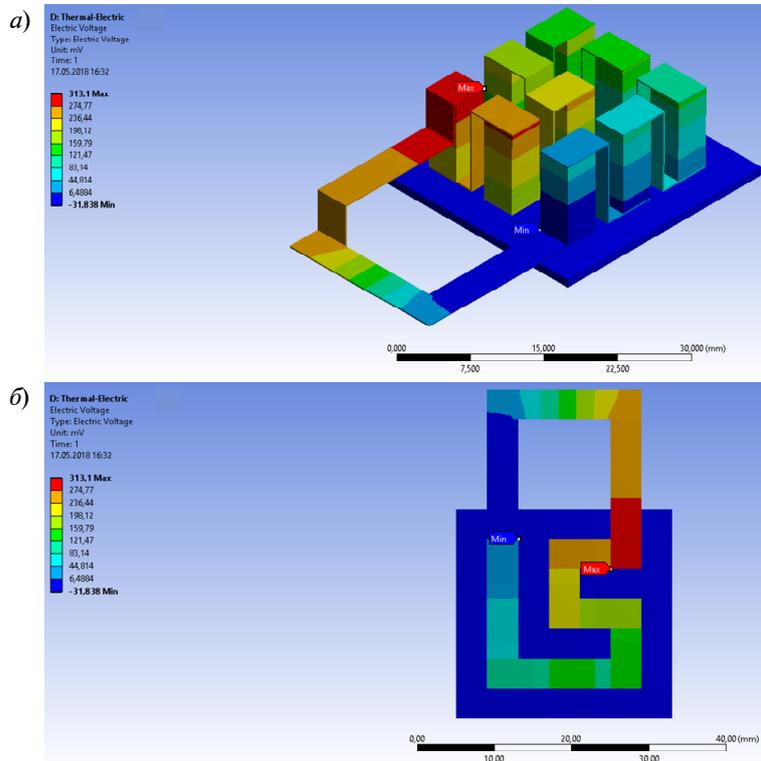


Рис. 7. Результаты моделирования выходного напряжения ТЭГ с использованием $R_{\text{cont}} = 11,7 \text{ мОм}$:
a – вид спереди; *б* – вид сверху

Fig. 7. The results of TEG output voltage simulation using $R_{\text{cont}} = 11.7 \text{ m}\Omega$ were carried out for the maximum temperature difference between the hot and cold sides, provided that the maximum power was transmitted to the load $R_L = R_{in} = 181 \text{ m}\Omega$:
a – front view; *b* – top view

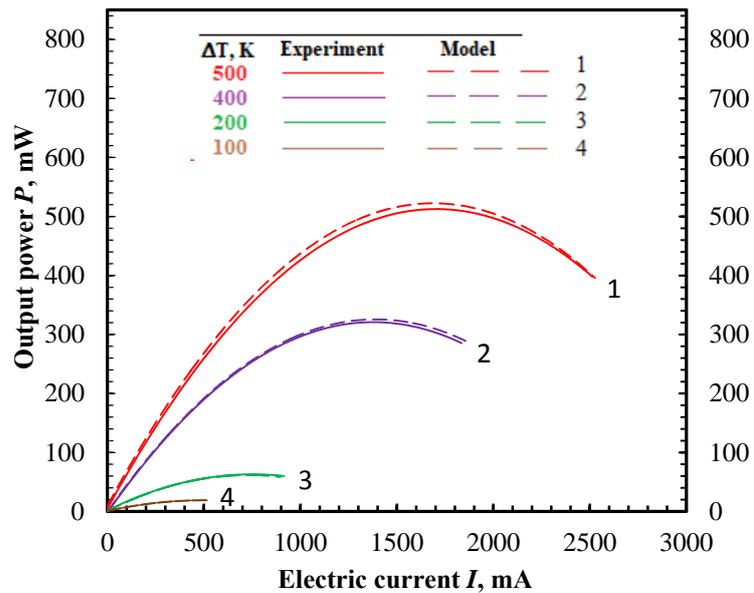


Рис. 8. ВАХ термоэлектрического генератора при различных температурных режимах
 Fig. 8. CVC of a thermoelectric generator at various temperature conditions

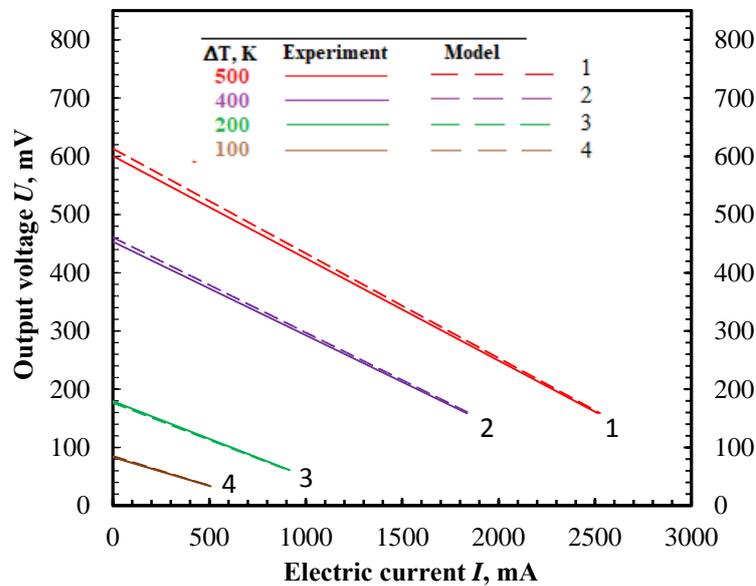


Рис. 9. Зависимости выходной мощности термоэлектрического генератора от тока в нагрузке при различных температурных режимах

Fig. 9. Dependences of the output power of a thermoelectric generator on the current in the load at various temperature conditions

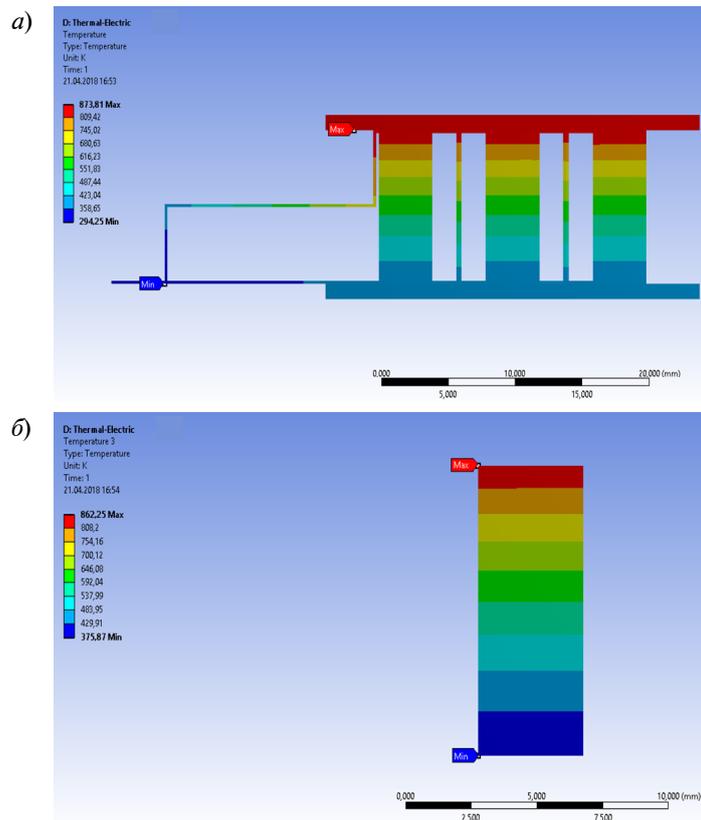


Рис. 10. Распределение температуры по поверхности: *a* – термоэлектрического генератора; *b* – термоэлемента Mg_2Si при использовании подложек из Al_2O_3

Fig. 10. Temperature distribution over the surface: *a* – thermoelectric generator; *b* – Mg_2Si thermoelement when using Al_2O_3 substrates

Для уменьшения тепловых потерь на корпусе термоэлектрического генератора было решено при моделировании заменить Al_2O_3 на подложки Si_3N_4 тех же геометрических размеров. Теплопроводность Al_2O_3 при 300 К $\lambda = 25\text{--}30$ Вт/м*К, при тех же размерах теплопроводность нитрида кремния Si_3N_4 при 300 К $\lambda = 62,8$ Вт/м*К. Как видно, теплопроводность нитрида кремния в два раза выше, чем у оксида алюминия. Следовательно, температурные потери на керамике будут ниже в случае использования Si_3N_4 , и их влияние на выходные параметры термоэлектрического генератора снизится.

На рис. 11 *а, б* изображены распределения температур по поверхностям горячей и холодной сторон ТЭГ при использовании Al_2O_3 в качестве подложек. На рис. 12 *а, б* показаны распределения температур по поверхностям горячей и холодной сторон ТЭГ при использовании Si_3N_4 в качестве

подложек. Рисунок 13 демонстрирует распределение температуры по термоэлектрическому элементу.

Можно видеть, что при использовании Si_3N_4 падение температуры снизилось на 8 К на горячей стороне ТЭ (рис. 10 *б* и 13). В связи с этим наблюдается увеличение выходной мощности (рис. 14, 15).

В табл. 5 представлены результаты моделирования при $\Delta T = 500$ К для генераторов с различными керамическими подложками. Как видно из данных таблицы, выходная мощность генератора с горячей и холодной сторонами из Si_3N_4 на 2,8 % выше, чем у генератора с подложками из Al_2O_3 . В табл. 6 сведены результаты моделирования при $\Delta T = 200$ К для генераторов с различными керамическими подложками. В данном случае наблюдается большая разница. В табл. 7 представлены результаты выходной мощности для различных подложек.

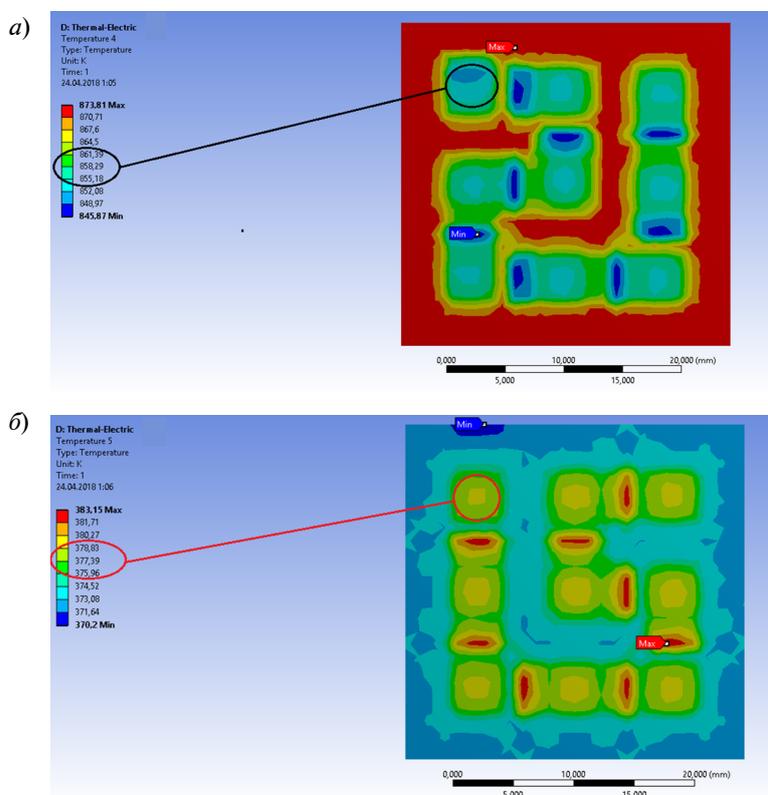


Рис. 11. Распределение температуры: *а* – по верхней подложке; *б* – по нижней подложке из Al_2O_3
 Fig. 11. Temperature distribution over: *a* – the upper substrate; *b* – bottom substrate of Al_2O_3

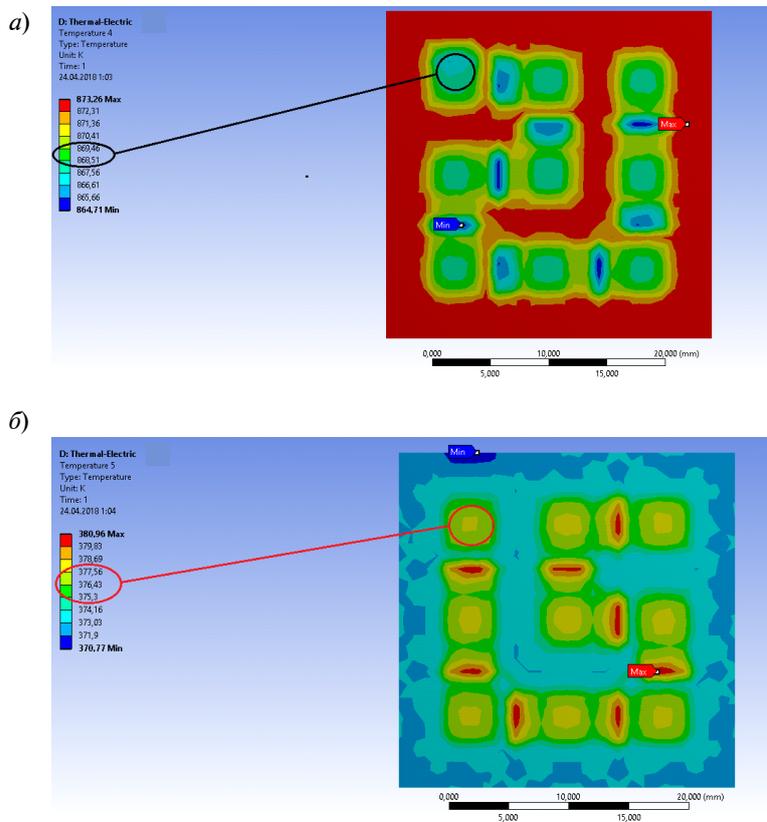


Рис. 12. Распределение температуры: *a* – по верхней подложке; *б* – по нижней подложке, изготовленных из Si_3N_4

Fig. 12. Temperature distribution over: *a* – top substrate; *b* – lower substrate made of Si_3N_4

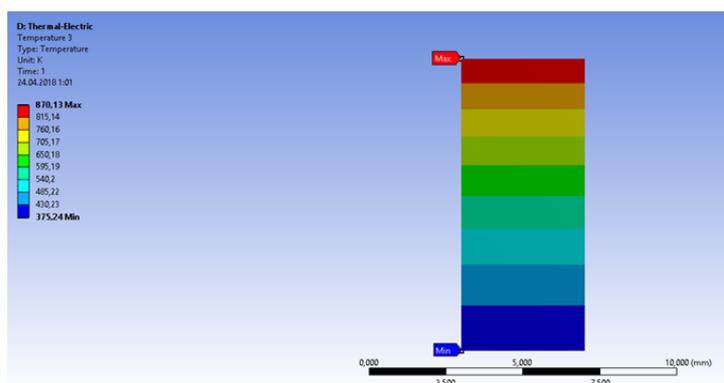


Рис. 13. Распределение температуры по термоэлементу Mg_2Si при использовании подложек из Si_3N_4

Fig. 13. Temperature distribution over the Mg_2Si thermoelement when using Si_3N_4 substrates

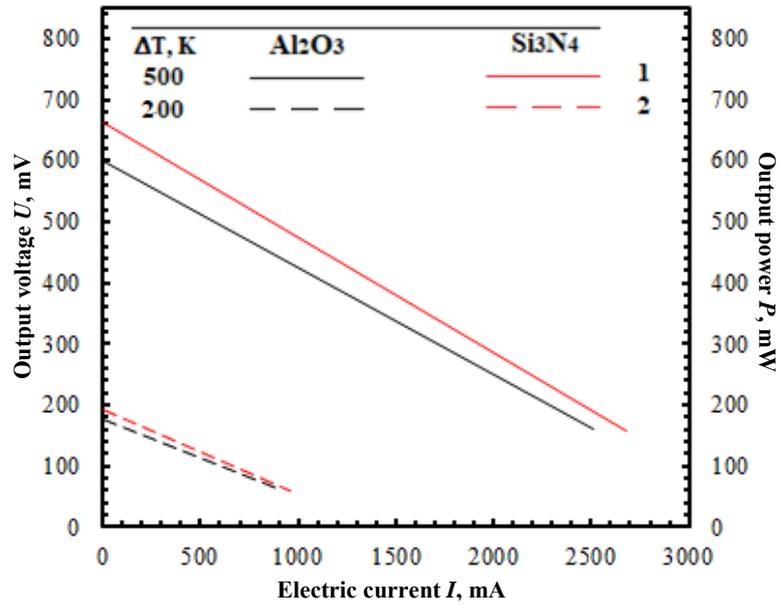


Рис. 14. ВАХ термоэлектрического генератора, полученные из 3D-модели для подложек из Al₂O₃ и Si₃N₄

Fig. 14. VAC of a thermoelectric generator obtained from the 3D-model for substrates of Al₂O₃ and Si₃N₄

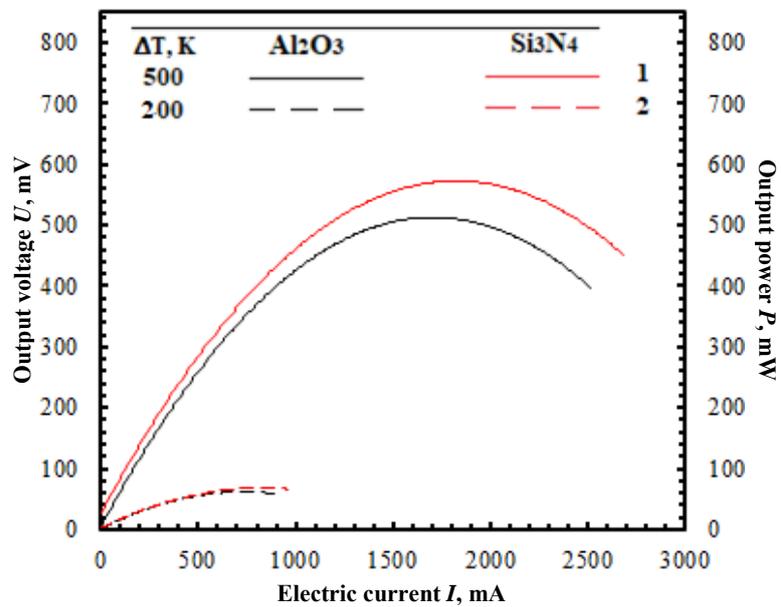


Рис. 15. Зависимости мощности от тока, полученные из 3D-модели для подложек из Al₂O₃ и Si₃N₄

Fig. 15. Power versus current obtained from the 3D-model for substrates of Al₂O₃ and Si₃N₄

Таблица 5

Выходные параметры термоэлектрического генератора с Si_3N_4 , полученные в результате моделирования, в сравнении с экспериментальными данными при использовании Al_2O_3 при $\Delta T = 500 \text{ K}$

Table 5

Output parameters of a thermoelectric generator with Si_3N_4 , obtained as a result of simulation as compared with experimental data using Al_2O_3 at $\Delta T = 500 \text{ K}$

Experiment		$\Delta T = 500$		Model Si_3N_4		$\Delta T = 500$	
$R_L, \text{m}\Omega$	U, mV	I, mA	P, mW	$R_L, \text{m}\Omega$	U, mV	I, mA	P, mW
100000	594	0,0001	0,0594	100000	647	0,0001	0,0647
754	496	657,825	326,3	754	557	739	411,5
429	447	1041,96	465,8	429	472	1100	519,3
322	407	1263,98	514,4	322	421	1307	550,4
217	341	1571,43	535,9	217	349	1608	561,3
190	320,2	1685,26	539,6	190	327	1721	562,8
184	315,9	1716,85	542,4	184	324,3	1763	571,6
181	314,2	1735,91	545,4	181	322,1	1780	573,2
176	308,9	1755,11	542,2	176	318	1807	574,6
172	301,4	1752,33	528,2	172	313	1820	569,6
169	296,1	1752,07	518,8	169	309,9	1834	568,3
163	287,3	1762,58	506,4	163	303,7	1863	565,9
159	279	1754,72	489,6	159	297,8	1873	557,8
152	271,2	1784,21	483,9	152	289,6	1905	551,8
125	244,7	1957,6	479,0	125	260,8	2086	544,1
117	234,1	2000,85	468,4	117	250,1	2138	534,6
98	211,9	2162,24	458,2	98	226,2	2308	522,1
83	193,1	2326,51	449,2	83	205,2	2472	507,3
69	174,3	2526,09	440,3	69	185	2681	496,0

Таблица 6

Выходные параметры термоэлектрического генератора с Si_3N_4 , полученные в результате моделирования, в сравнении с выходными параметрами Uni-Leg TEG с использованием Al_2O_3 при $\Delta T = 200 \text{ K}$

Table 6

Output parameters of a thermoelectric generator with Si_3N_4 , obtained as a result of modeling in comparison with the output parameters of the Uni-Leg TEG using Al_2O_3 at $\Delta T = 200 \text{ K}$

Model Al_2O_3		$\Delta T = 200$		Model Si_3N_4		$\Delta T = 200$	
$R_L, \text{m}\Omega$	U, mV	I, mA	P, mW	$R_L, \text{m}\Omega$	U, mV	I, mA	P, mW
100000	179	0,0001	0,0179	100000	212	0,0001	0,0212
754	160,5	212,865	34,2	754	167,5	222	37,2
429	136,2	317,483	43,2	429	141,1	329	46,4
322	120,2	373,292	44,9	322	125,7	390	49,1
217	108,7	500,922	54,5	217	111,9	516	57,7
190	103,5	544,737	56,4	190	106,2	559	59,4
184	102,4	556,522	57,0	184	105,3	572	60,3
181	101,9	562,983	57,4	181	104,8	579	60,7
176	101,4	576,136	58,4	176	103,9	590	61,3
172	100,6	584,884	58,8	172	103,3	601	62,0
169	100,1	592,308	59,3	169	102,6	607	62,3
163	98,7	605,521	59,8	163	101,7	624	63,5
159	98,3	618,239	60,8	159	100,8	634	63,9
152	97,8	643,421	62,9	152	100,2	659	66,1
125	89,9	719,2	64,7	125	92,6	741	68,6
117	86,4	738,462	63,8	117	91,4	781	71,4
98	78,3	798,98	62,6	98	82,9	846	70,1
83	71,1	856,627	60,9	83	75,7	912	69,0
69	61,8	895,652	55,4	69	66,2	959	63,5

Таблица 7

Выходные параметры термоэлектрического генератора с использованием Si_3N_4 , полученные в результате моделирования, в сравнении с выходными параметрами при использовании подложки из Al_2O_3

Table 7

Output parameters of a thermoelectric generator using Si_3N_4 obtained as a result of modeling versus output parameters using an Al_2O_3 substrate

ΔT , К	$P_{\max, \text{Al}_2\text{O}_3}$, мВт	$P_{\max, \text{Si}_3\text{N}_4}$, мВт	δ
500	541,6	574,6	5,7
200	65,2	71,4	8,7

Заключение

Представленные результаты позволяют сделать вывод о правильности предложенного

подхода к моделированию термоэлектрических генераторов на основе структуры Uni-Leg. Особенностью процесса моделирования является добавление в методику контактных электрических сопротивлений, анализ и учет влияния материалов, используемых в качестве керамических подложек, на выходные параметры термоэлектрического генератора. Учет внутренних контактных сопротивлений при моделировании позволяет подобрать материалы межсоединений таким образом, чтобы минимизировать влияние электрических и тепловых потерь на выходные параметры термоэлектрического генератора. Правильный выбор материала подложки оказывает существенное влияние на передачу тепла от источника до термопар. Предложенная методика моделирования позволяет быстро и качественно оценить влияние материала подложки на выходные характеристики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ahiska R., Mamur H. A review: Thermoelectric generators in renewable energy // *Internat. J. of Renewable Energy Research*. 2014. Vol. 4. No. 1.
2. Volvenko S., Ge Dong, Zavjalov S., Gruzdev A., Rashich A., Svechnikov E. Experimental wireless ultra wideband sensor network for data collection // *Progress in Electromagnetics Research Symp.* Spring. 2017.
3. Dalola S., Ferrari M., Ferrari V., Guizzetti M., Marioli D., Taroni A. Characterization of thermoelectric modules for powering autonomous sensors // *IEEE Trans. Instr. Measurement*. 2009. Vol. 58. No. 1. Pp. 99–107.
4. Snyder G.J., Ursell T. Thermoelectric efficiency and compatibility // *Physical Review Letters*. 2003. Vol. 91. No. 14.
5. Korotkov A., Loboda V., Feldhoff A., Groeneveld D. Simulation of thermoelectric generators and its results experimental verification // *IEEE Internat. Symp. on Signals, Circuits and Systems*. Iasi. Romania. 2017.
6. Лобода В.В., Коротков А.С., Макаров С.Б., Фельдхофф А. Моделирование термоэлектрических генераторов с использованием программной платформы ANSYS: методики, практические приложения, перспективы // *Микроэлектроника*. 2017. Т. 46. № 2. С. 142–150.
7. Nemoto T., Iida T., Sato J., Oguni Y., Matsumoto A., Miyata T., Sakamoto T., Nakajima T., Taguchi H., Nishio K., Takashi Y. Development of an Mg_2Si Uni-Leg thermoelectric module using durable Sb-Doped Mg_3Si Legs // *J. Electron. Mater.* 2012. Vol. 39. P. 1572.
8. Wijescara W., Rosendahl L., Brown D., Snyder J. Uni-Leg thermoelectric generator design for oxide thermoelectrics and generalization of the Uni-Leg design using an idealized metal // *Journal of Electronic Materials*. 2015. Vol. 44, No. 6.
9. Szczech J., Higgins J., Jin S. Enhancement of the thermoelectric properties in nanscale and nanostructured materials // *J. Mater. Chem*. 2011. Vol. 21. P. 4037.
10. Nolas G.S., Sharp J., Goldsmid H.J. *Thermoelectrics*. Berlin: Springer, 2001. P. 146.

Статья поступила в редакцию 10.11.2018.

REFERENCES

1. Ahiska R., Mamur H. A review: Thermoelectric generators in renewable energy. *International Journal of Renewable Energy Research*, 2014, Vol. 4, No. 1.
2. Volvenko S., Ge Dong, Zavjalov S., Gruzdev A., Rashich A., Svechnikov E. Experimental wireless ultra wideband sensor network for data collection.

Progress in Electromagnetics Research Symposium – Spring, 2017.

3. Dalola S., Ferrari M., Ferrari V., Guizzetti M., Marioli D., Taroni A. Characterization of thermoelectric modules for powering autonomous sensors. *IEEE Trans. Instr. Measurement*, 2009, Vol. 58, No. 1, Pp. 99–107.

4. Snyder G.J., Ursell T. Thermoelectric efficiency and compatibility. *Physical Review Letters*, 2003, Vol. 91, No. 14.

5. Korotkov A., Loboda V., Feldhoff A., Groeneveld D. Simulation of thermoelectric generators and its results experimental verification. *IEEE International Symposium on Signals, Circuits and Systems 2017*, Iasi, Romania, 2017.

6. Loboda V.V., Korotkov A.S., Makarov S.B., Feldkhoff A. Modelirovaniye termoelektricheskikh generatorov s ispolzovaniyem programmnoy platformy ANSYS: metodiki, prakticheskiye prilozheniya, perspektivy [Modeling thermoelectric generators using the ANSYS software platform: Methodology,

practical applications, and prospects]. *Mikroelektronika [Russian Microelectronics]*, 2017, Vol. 46, No. 2, Pp. 142–150. (rus)

7. Nemoto T., Iida T., Sato J., Oguni Y., Matsumoto A., Miyata T., Sakamoto T., Nakajima T., Taguchi H., Nishio K., Takanashi Y. Development of an Mg₂Si Uni-Leg Thermoelectric Module Using Durable Sb-Doped Mg₂Si Legs. *Journal of Electronic Materials*, 2012, Vol. 39, P. 1572.

8. Wijescara W., Rosendahl L., Brown D., Snyder J. Uni-Leg thermoelectric generator design for oxide thermoelectrics and generalization of the Uni-Leg design using an idealized metal. *Journal of Electronic Materials*, 2015, Vol. 44, No. 6.

9. Szczech J., Higgins J., Jin S. Enhancement of the thermoelectric properties in nanscale and nanostructured materials. *Journal of Mater. Chem.*, 2011, Vol. 21, P. 4037.

10. Nolas G.S., Sharp J., Goldsmid H.J. *Thermoelectrics*, Berlin: Springer, 2001, P. 146.

Received 10.11.2018.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

БУСЛАЕВ Роман Дмитриевич

BUSLAEV Roman D.

E-mail: tasraven@gmail.com

ЛОБОДА Вера Владимировна

LOBODA Vera V.

E-mail: vera_loboda@spbstu.ru

DOI: 10.18721/JCSTCS.12102
УДК 621.373.52

УПРАВЛЯЕМЫЙ КЛЮЧЕВОЙ ГЕНЕРАТОР РАДИОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

А.А. Ганбаев, В.А. Филин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
имени профессора М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Предложена новая топология ключевого генератора радиочастотных колебаний на основе управляемого резонансного инвертора тока. Проведен анализ схемы и описан принцип ее работы. Показано, что в отличие от классической мостовой схемы инвертора тока введение двух диодов позволяет устранить перенапряжения на транзисторах моста в переходном и установившемся режимах работы. Отмечено, что введение в схему дополнительного транзисторного ключа открывает возможность получения модулированных по амплитуде (АМ) или частоте колебаний в нагрузочном контуре. Методом компьютерного моделирования исследованы процессы в схеме генератора на нитрид-галлиевых транзисторах. Описан способ формирования АМ-колебания на базе широтно-импульсной модуляции. Проведен анализ условий получения заданной глубины АМ и требуемой мощности колебаний в нагрузке. Рекомендовано использование данного ключевого генератора в радиочастотном диапазоне (десятки-сотни мегагерц), для формирования и усиления мощных модулированных колебаний с предельно высоким КПД.

Ключевые слова: управляемый резонансный инвертор тока, управляемый РИТ, широтно-импульсная модуляция, ШИМ, амплитудная модуляция, АМ, линейность модуляционной характеристики, нитрид-галлиевые транзисторы.

Ссылка при цитировании: Ганбаев А.А., Филин В.А. Управляемый ключевой генератор радиочастотных колебаний на основе резонансного инвертора тока // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 21–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.12102

RADIO FREQUENCY CONTROLLED SWITCH MODE GENERATOR BASED ON CURRENT MODE RESONANT INVERTER

A.A. Ganbayev, V.A. Filin

Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, Russian Federation

A new topology of a radio frequency switch mode generator based on a controlled current mode resonant inverter is proposed. We have analyzed the scheme and described its operating principles. It is shown that, in contrast to the classical bridge circuit of a current inverter, introducing two diodes makes it possible to eliminate overvoltages on bridge transistors in transient and steady-state operation. We have also shown that introducing an additional transistor switch into the circuit opens up the

possibility of obtaining amplitude (AM) or frequency (FM) modulated oscillations in the load circuit. We have investigated the processes in the generator circuit on gallium-nitride (GaN) transistors by computer simulation. A method for generating AM oscillations based on pulse width modulation is described. We have analyzed the conditions for obtaining a given depth of AM and the required power of oscillations in the load. This switch mode generator is recommended for use in the radio frequency range (tens-hundreds megahertz) to form and amplify powerful modulated oscillations with extremely high efficiency.

Keywords: pulse-width modulation, PWM, amplitude modulation, controlled current mode resonant inverter, GaN transistor, linearity of the modulation characteristic.

Citation: Ganbayev A.A., Filin V.A. Radio frequency controlled switch mode generator based on current mode resonant inverter. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 1, Pp. 21–28. DOI: 10.18721/JCSTCS.12102.

Состояние вопроса и постановка задачи

При построении высокоэффективных транзисторных генераторов гармонических колебаний широкое распространение получили схемотехнические решения на основе резонансных инверторов [1–4]. Для ВЧ-применений (радиочастоты в десятки, сотни мегагерц) актуальной задачей следует считать использование в этих генераторах нитрид-галлиевых транзисторов с высокой подвижностью электронов (GaN НЕМТ структуры). Эти транзисторы обладают широкой запрещенной зоной, т. е. выдерживают высокие температурные нагрузки и обладают хорошими динамическими характеристиками, что позволяет осуществлять в них ключевые режимы на частотах до единиц гигагерц [2, 5].

Важным требованием, предъявляемым к радиочастотным генераторам, является их способность линейного управления амплитудой или частотой колебаний. Этому требованию отвечают инверторы напряжения с последовательным резонансным контуром, широко применяемые до настоящего времени в мощных радиотехнических системах и в преобразовательной технике. Однако в последние годы все большее распространение для ВЧ-применений получают инверторы тока с параллельным резонансным контуром [5–11]. Преимущества таких инверторов перед инверторами напряжения состоят в следующем.

1. Скачок напряжения на транзисторе при переключении тока в инверторе напряжения равен приблизительно напряжению питания, а в инверторе тока в режиме максимальной мощности этот скачок в десятки или сотни раз меньше и равен приблизительно остаточному напряжению на транзисторе в стационарном режиме. В результате потери на фронтах, являющиеся основными на достаточно высоких рабочих частотах колебаний, во много раз снижаются, улучшаются на 1-2 порядка частотные свойства инвертора и, соответственно, повышается КПД.

2. В инверторе тока коммутируется почти постоянный ток дросселя, т. е. дроссель обладает значительным фильтрующим действием для тока высокой частоты, что позволяет уменьшить высокочастотную фильтрующую емкость источника питания в десятки или сотни раз.

3. Амплитуда высокочастотного напряжения не зависит от нагрузки, она в $\pi/2 = 1,57$ раза выше напряжения питания, в то время как в инверторе напряжения эта амплитуда зависит от добротности нагруженного контура.

Недостатком классической схемы инвертора тока является невозможность работы импульсами возбуждения транзисторов короче, чем полпериода рабочей частоты колебаний. Это объясняется тем, что дроссель, ток которого коммутируется в паузах между импульсами возбуждения,

разомкнут. Происходит обрыв тока, напряжение на нем и на транзисторах теоретически обращается в бесконечность. Это делает невозможным регулирование мощности (амплитуды напряжения на нагрузке) с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

В данной статье проводится анализ новой схемы инвертора, допускающей, в частности, регулировку мощности с помощью ШИМ и исключающей перенапряжения на транзисторах и дросселе. Описывается компьютерное моделирование режимов модуляции, осуществимых в схеме управляемого резонансного инвертора тока мощностью до 150 Вт, работающего на несущей частоте 100 МГц. Приводится оценка КПД и линейности модуляционной характеристики.

Схема и принцип работы управляемого инвертора

В силу преимуществ, описанных выше, инвертор тока является наиболее предпочтительным из всех ключевых генераторов гармонического напряжения, включая известный по многочисленным публикациям

генератор класса E [1–3], при условии регулирования (модуляции) мощности с помощью ШИМ. При выполнении условия линейности модуляционной характеристики, инвертор тока пригоден для создания мощных генераторов, применяемых в радиосвязи и радиовещании с амплитудной, частотной (фазовой) и однополосной модуляциями. Такой инвертор тока, позволяющий применить ШИМ, предложен на уровне изобретения [12]. Схема управляемого резонансного инвертора тока представлена на рис. 1, а диаграммы напряжений и тока на элементах моста – на рис. 2.

В данной схеме дроссельный генератор на транзисторном мосте М ($T_1–T_4$) возбуждается высокочастотными прямоугольными колебаниями с длительностью, равной половине периода T колебаний рабочей частоты (рис. 2 а). Ток i_{12} , коммутируемый мостом, имеет форму, близкую к прямоугольным импульсам, и возбуждает гармоническое напряжение $u_1(t) = U_m \sin(\omega t)$ на резонансном контуре L_H, C_H, R_H (рис. 2 в). Напряжение u_0 на входе моста М в результате переключений имеет двухполупериодную форму (рис. 2 г).

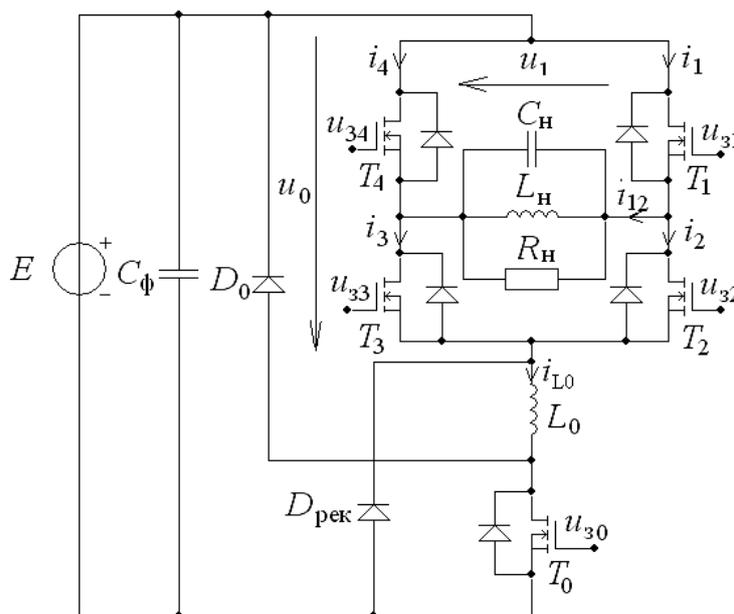


Рис. 1. Схема управляемого резонансного инвертора тока
Fig. 1. Scheme of controlled current-fed resonant inverter

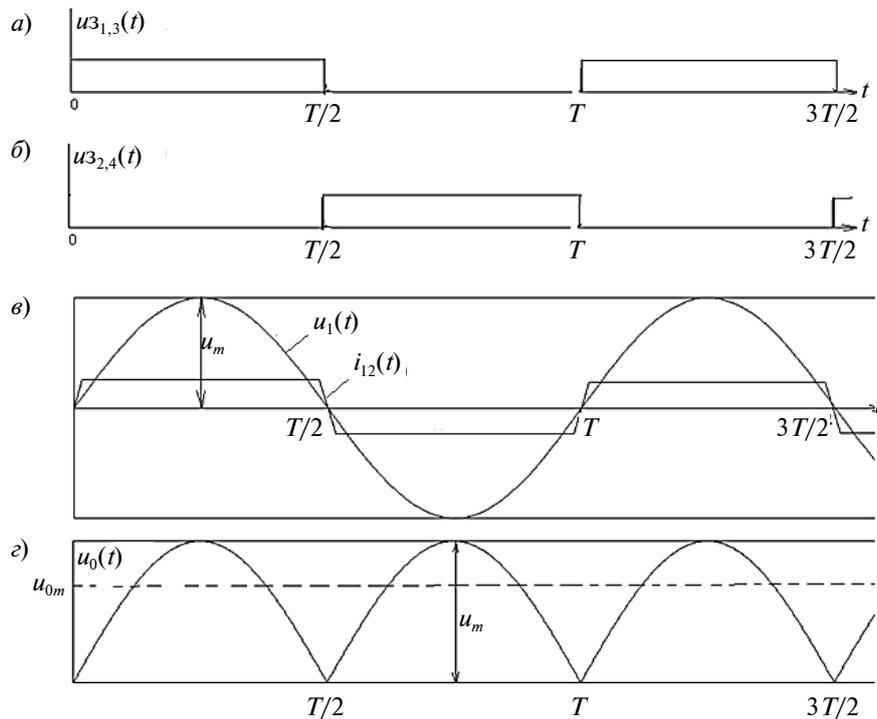


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и тока в управляемом РИТ
 Fig. 2. Time diagrams of voltages and currents in a controlled current-fed resonant inverter

Модуляция колебаний достигается за счет применения ключевого однополярного усилителя T_0 с ШИМ (модулятора класса D), частота переключения которого выбирается много меньшей частоты переключения моста. Благодаря наличию ключевого модулятора и возможности регулирования напряжения питания генератора, в режиме максимальной мощности обеспечивается полное использование генератора по напряжению питания ($U_m = E$).

Модуляционная характеристика может быть найдена из следующих соображений. Пренебрегая малыми остаточными напряжениями транзисторов, работающих в ключевом режиме, можно найти среднее напряжение на нагрузке ключевого усилителя D в установившемся режиме:

$$U_{0M} = \frac{Et_{И}}{T_M}, \quad (1)$$

где $t_{И}$ — длительность прямоугольного импульса, опирающегося транзистор T_0 , а T_M —

период повторения этих импульсов. Нагрузкой ключевого усилителя D служит транзисторный мост M с колебательным контуром (см. рис. 1). В силу малых остаточных напряжений на транзисторах моста M, мгновенное напряжение на его входе u_0 повторяет напряжение на контуре, а с учетом коммутаций среднее напряжение U_{0M} (рис. 2 г) изменяется по закону:

$$U_{0M} = \frac{1}{0,5T} \int_0^{0,5T} U_M \sin \omega t dt = \frac{2U_M}{\pi}. \quad (2)$$

Среднее напряжение на дросселе в установившемся режиме равно нулю, поэтому алгебраически суммируя (1) и (2), получим модуляционную характеристику:

$$\frac{U_M}{E} = 0,5\pi \frac{t_{И}}{T_M}. \quad (3)$$

При изменении $t_{И}$ в пределах от 0 до $2T_M/\pi$ амплитуда напряжения на контуре U_m изменяется по линейному закону от нуля до максимального значения E .

Особенностью схемы также является наличие рекуперационного диода $D_{рек}$, который необходим для исключения перенапряжений на транзисторах и возврата избыточной энергии (по цепи $D_0L_0D_{рек}$) в фильтровую емкость C_ϕ источника E в моменты времени, когда в процессе переключений при запираии транзисторов моста M обрывается ток дросселя L_0 .

Таким образом, введение в схему модулятора, вносящего в схему лишь два дополнительных элемента (транзистор и диод) и рекуперационного диода $D_{рек}$, несущественно усложняет схему и вполне окупается улучшением энергетических и частотных свойств предлагаемого дроссельного ключевого генератора.

Моделирование процессов в режимах модуляции

Моделирование процессов в исследуемом ключевом генераторе проводилось с использованием программы ADS фирмы Agilent, имеющей реальные SPICE модели GaN-транзисторов, предоставляемые их производителями. В качестве транзисторных ключей T_1-T_5 (см. рис. 1) выбраны мощные GaN-транзисторы типа EPC8010. Частота переключения транзисторов ВЧ-моста M (T_1-T_4) выбрана равной $f_0 = 100$ МГц, частота переключения модулятора класса D, собранного на транзисторе T_0 по схеме однофазного ШИМ, соответствует $f_{ШИМ} = 10$ МГц. При максимально допустимой скважности ШИМ, равной $2/\pi$, мощность колебания в нагрузке составила 150 Вт для добротности контура

$Q = 10$ и стандартного сопротивления нагрузки, равного $R_n = 50$ Ом. При этом стоковый КПД для данных типов транзисторов составил около 85 %.

Линейность модуляционной характеристики управляемого РИТ проверялась в статическом и динамическом режимах. При снятии характеристики напряжение питания было взято равным $E = 80$ В. На рис. 3 приведена статическая и динамическая модуляционные характеристики. Статическая (а) рассчитана при максимальной скважности ШИМ импульсов, равной $2/\pi \approx 0,64$.

Следует отметить, что в данной схеме ключевого генератора в режиме модуляции с помощью ШИМ на нагрузочном контуре возникают модулированные процессы, обусловленные взаимодействием колебаний трех частот: модулирующей f_M , тактовой $f_{ШИМ}$ и частотой переключения ВЧ-моста f_0 . Результаты моделирования показали, что для обеспечения большой глубины АМ и, соответственно, требуемой мощности сигнала в нагрузке, необходимо обеспечить соотношение $f_0 / f_M > 50$. На рис. 4 показаны сигналы в нагрузке при частотах модулирующего сигнала $f_0 / f_M = 100$ (а) и $f_0 / f_M = 50$ (б) и приведены мощности этих сигналов в нагрузке.

Как следует из рис. 4 а, выбор соотношения частот $f_0 / f_M = 100$ гарантирует глубину модуляции 62,5 % и среднюю мощность сигнала в нагрузке 83,1 Вт, близкие к предельно достижимым.

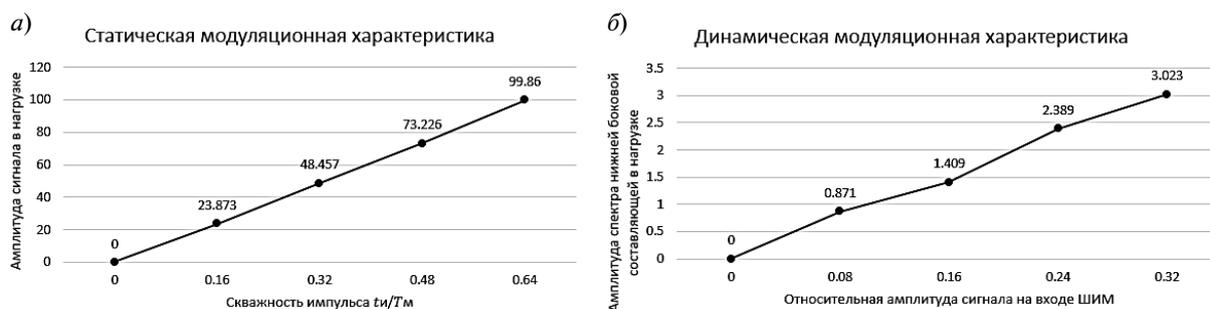


Рис. 3. Статическая (а) и динамическая (б) модуляционные характеристики управляемого РИТ
 Fig. 3. Static (а) and dynamic (б) modulation characteristics of controlled current-fed resonant inverter

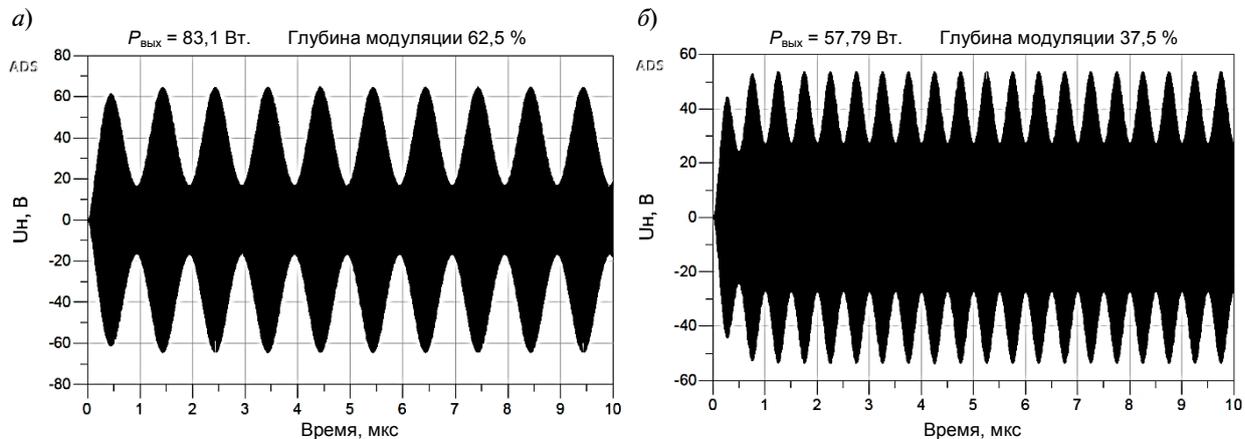


Рис. 4. Модулированный сигнал в нагрузке при соотношениях $f_0 / f_M = 100$ (а) и $f_0 / f_M = 50$ (б)
 Fig. 4. Modulated signal in the load with the ratios $f_0 / f_M = 100$ (a) and $f_0 / f_M = 50$ (b)

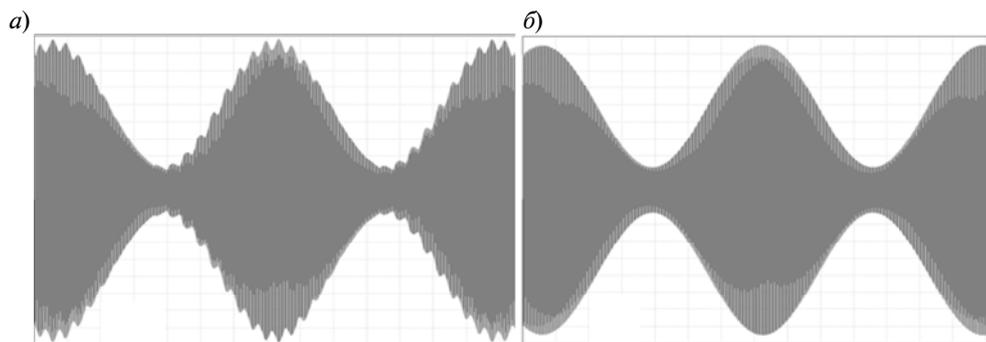


Рис. 5. Осциллограммы выходного модулированного колебания при использовании в управляемом РИТ однофазной (а) и четырехфазной (б) ШИМ
 Fig. 5. Oscillograms of the output modulated oscillation when used in controlled current-fed resonant inverter single-phase (a) and four-phase (b) PWM

Моделирование процессов в управляемом РИТ показывает, что выбор отношения $f_{\text{ШИМ}} / f_0 \geq 0,4$ фактически позволяет устранить пульсации тактовой частоты ШИМ в модулированном выходном сигнале. Практически осуществить указанное соотношение для генераторов, работающих в диапазоне сотен мегагерц, можно при использовании методов многофазной ШИМ [12], радиочастотной ШИМ [13, 14] или сигма-дельта модуляции [12, 15].

На рис. 5 представлены результаты моделирования при использовании схем однофазной ШИМ с соотношением $f_{\text{ШИМ}} / f_0 = 0,1$ (а) и четырехфазной ШИМ с соотношением $f_{\text{ШИМ}} / f_0 = 0,4$ (б).

Заключение

Предложена новая схема управляемого резонансного инвертора тока, позволяющая с помощью ШИМ регулировать мощность выходного ВЧ-гармонического колебания и исключая возникновение перенапряжений на транзисторах и дроселе.

Исследована компьютерная модель предлагаемой схемы, работающей на частоте 100 МГц с использованием реальных характеристик нитрид-галлиевых транзисторов. Подтверждены основные теоретические положения и принцип действия управляемого РИТ.

Проанализирован способ получения с высоким КПД амплитудно-модулированного ВЧ-сигнала в нагрузке с помощью

технологии ШИМ и исследованы основные качественные показатели режима модуляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Крыжановский В.Г.** Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
2. **Grebennikov A., Sokal N., Franco M.** Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Elsevier Inc., 2012. 704 p.
3. **Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A.** Simulation and design of a Class E power amplifier // 32nd Internat. Spring Seminar on Electronics Technology. 2009.
4. **Long A., Jingshi Yao, Long S.I.** A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier // The 2002 45th Midwest Symp. on Circuits and Systems. 2002.
5. **Алексеев М.А., Сороцкий В.А.** Уменьшение искажений при генерировании радиосигналов ключевыми методами // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2013. № 3(173). С. 26–32.
6. **Ганбаев А.А., Филин В.А.** Анализ методов модуляции ВЧ-колебаний в ключевых генераторах // Труды учебных заведений связи. 2016. № 2. Т. 2. С. 39–44.
7. **Heck S., Schmidt M., Вгдкле А.** A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25 μ m SiGe-BiCMOS // 2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. 2010.
8. **Nemati H.M., Fager Ch., Thorsell M., Zirath H.** High efficiency LDMOS current mode class-D power amplifier at 1 GHz // European Microwave Conf. 2006.
9. **Артым А.Д.** Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Радио и связь, 1980. 209 с.
10. **Артым А.Д.** Повышение эффективности радиопередающих устройств. М.: Радио и связь, 1987. 176 с.
11. **Филин В.А., Ганбаев А.А., Головин А.Н., Смирнов В.С.** Управляемый резонансный инвертор тока // Патент РФ № RU172407U1. Приоритет 23.12.2016.
12. **Muhammad Fahim Ul Haque.** Pulse-Width Modulated RF Transmitters. Linkuping, 2017. 98 p.
13. **Raab F.H.** Radio frequency pulse-width modulation // IEEE Trans. Comm. 1973. Vol. COM-21. No. 8. Pp. 958–966.
14. **Raab F.H.** Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation // Dig. IEEE Micro w. Theory Tech. Symp. 2010. Pp.924–927.
15. **Bo Shi.** Pulse-width modulation for switching mode power amplifiers // 2015 Asia-Pacific Microwave Conference.

Статья поступила в редакцию 08.02.2019.

REFERENCES

1. **Kryzhanovskiy V.G.** *Tranzistornyye usiliteli s vysokim KPD [High efficiency transistor amplifiers]*. Donetsk: Apeks Publ., 2004. 448 p. (rus)
2. **Grebennikov A., Sokal N., Franco M.** *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. Elsevier Inc., 2012, 704 p.
3. **Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A.** Simulation and design of a Class E power amplifier. *32nd International Spring Seminar on Electronics Technology, 2009*.
4. **Long A., Jingshi Yao, Long S.I.** A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier. *The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2002*.
5. **Alekseyev M.A., Sorotskiy V.A.** Distortions reduction for switch-mode generated radio signals. *St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems*, 2013, No. 3(173), Pp. 26–32. (rus)
6. **Ganbayev A.A., Filin V.A.** Analysis methods modulation of HF-oscillations in key generators. *Proceedings of Telecommunication Universities*, 2016, No. 2, Vol. 2, Pp. 39–44. (rus)
7. **Heck S., Schmidt M., Вгдкле А.** A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25 μ m SiGe-BiCMOS. *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2010*.
8. **Nemati H.M., Fager Ch., Thorsell M., Zirath H.** High efficiency LDMOS current mode class-D power amplifier at 1 GHz. *2006 European Microwave Conference*.
9. **Artym A.D.** *Usiliteli klassa D i klyuchevyye generatory v radiosvyazi i radioveshchanii [Class D*

amplifiers and key generators in radio communications and broadcasting]. Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1980, 209 p. (rus)

10. **Artym A.D.** *Povysheniye effektivnosti radio-peredayushchikh ustroystv [Improving the efficiency of radio transmitters]*. Moscow: Radio i Svyaz Publ., 1987, 176 p. (rus)

11. **Filin V.A., Ganbayev A.A., Golovin A.N., Smirnov V.S.** *Upravlyayemyy rezonansnyy invertor toka [Controlled Resonant Current Inverter]*. Patent RF No. RU172407U1. Prioritet 23.12.2016. (rus)

12. **Muhammad Fahim Ul Haque.** *Pulse-Width Modulated RF Transmitters*. Linköping, 2017, 98 p.

13. **Raab F.H.** Radio frequency pulse-width modulation. *IEEE Trans. Comm.*, 1973, Vol. COM-21, No. 8, Pp. 958–966.

14. **Raab F.H.** Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation. *Dig. IEEE Micro w. Theory Tech. Symp.*, 2010, Pp. 924–927.

15. **Bo Shi.** Pulse-Width Modulation for Switching Mode Power Amplifiers. *2015 Asia-Pacific Microwave Conference*.

Received 08.02.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

ГАНБАЕВ Асиф Акиф

GANBAYEV Asif A.

E-mail: asif.ganbayev@gmail.com

ФИЛИН Владимир Алексеевич

FILIN Vladimir A.

E-mail: filin_vladimir@mail.ru

DOI: 10.18721/JCSTCS.12103
УДК 621.396.2

ОЦЕНКА СРЕДНЕЙ ДЛИНЫ ОЧЕРЕДИ И ЗАДЕРЖКИ ПЕРЕДАЧИ В СЕТЕВОМ УЗЛЕ

Л.Р. Чупахина, О.А. Караулова, Н.В. Киреева

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, Российская Федерация

Рассмотрена задача исследования непуассоновского трафика, полученного при проведении процедуры снятия статистических характеристик при заданных интенсивностях поступления пакетов. Для исследования статистических характеристик мультимедийного потока изучена многоадресная передача данных, подразумевающая, что сервер формирует один поток данных и рассылает их по сети к подключенным клиентам. Интенсивность нагрузки результирующего потока пакетов в каждый момент времени зависит от того, какими приложениями обслуживаются источники запросов и каково соотношение их численности для различных приложений. На структуру трафика также оказывают влияние и технологические особенности применяемых алгоритмов обслуживания. Основываясь на гистограммах измерений, приближенных функций распределений интервалов времени между пакетами и длительности пакетов, получены их аппроксимирующие выражения в виде суммы затухающих экспонент, удовлетворяющих свойствам функции плотности распределения случайной величины. Расчеты производятся быстро и рационально. Метод аппроксимации имеет простой алгоритм. Применяя спектральный метод решения интегрального уравнения Линдли для системы массового обслуживания $G/G/1$, получены значения для среднего времени задержки пакета в сети и длины очереди. Точность полученного решения определяется точностью аппроксимации используемых распределений с «тяжелым» хвостом.

Ключевые слова: системы массового обслуживания, аппроксимация суммой затухающих экспонент, интегральное уравнение Линдли, распределение с «тяжелым» хвостом, среднее время задержки, $G/G/1$, качество обслуживания.

Ссылка при цитировании: Чупахина Л.Р., Караулова О.А., Киреева Н.В. Оценка средней длины очереди и задержки передачи в сетевом узле // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 29–33. DOI: 10.18721/JCSTCS.12103.

ESTIMATE AVERAGE QUEUE LENGTH AND TRANSMISSION DELAY IN NETWORK NODE

L.R. Chupakhina, O.A. Karaulova, N.V. Kireeva

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics,
Samara, Russian Federation

We have considered the problem of non-Poissonian traffic obtained by recording statistical characteristics at given packet arrival rates was considered. To study the statistical characteristics of a multimedia stream, we have studied multicast data transmission where the server generates a data stream and sends it over the network to connected clients. The load intensity of the resulting packet flow at each time point depends on which applications service the sources of requests and on the ratio of their number for different

applications. The traffic patterns are also affected by the technological features of the service algorithms applied. Based on measurement histograms and approximate functions for the distribution of time intervals between packet arrival and the packet duration, we have obtained their approximating expressions as the sum of damped exponents satisfying the properties of the distribution function of a random variable. Calculations are performed quickly and efficiently. The approximation method has a simple algorithm. Using the spectral method for solving the Lindley integral equation for the G/G/1 queuing system, we obtained the values for the average packet delay time in the network and the queue length. The accuracy of the solution obtained depends on the accuracy of the approximation of the distributions with a «heavy» tail used.

Keywords: queuing system, approximation of the sum of decaying exponential, integral Lindley equation, distribution with a «heavy» tail, the average delay time, G/G/1, quality of service.

Citation: Chupakhina L.R., Karaulova O.A., Kireeva N.V. Estimate average queue length and transmission delay in network node. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 1, Pp. 29–33. DOI: 10.18721/JCSTCS.12103.

Нередко при построении и анализе телекоммуникационной сети неизвестными остаются такие параметры сети, как задержка пакетов, скорость передачи, пропускная способность каналов связи, что и обуславливает актуальность и практическую значимость изучения исследуемой задачи.

При анализе статистических параметров сетевого и мультимедийного трафика не достаточно применения пуассоновского распределения, т. к. современные потоки обладают более сложными характеристиками и зависимостями. Для описания указанного трафика в настоящее время применяется теория самоподобия [1–4].

К характеристикам трафика, который создается различными мультимедийными услугами, относятся следующие:

- значение трафика (мгновенное, максимальное, пиковое, среднее, минимальное);
- коэффициент пачечности трафика (пульсации);
- средняя длительность пикового трафика;
- средняя длительность сеанса связи;
- форматы элементов трафика;
- максимальный, средний, минимальный размер пакета;
- интенсивность трафика запросов.

Выбор математических моделей потоков, с применением имитационного моде-

лирования или аналитических моделей, для определения параметров информационных потоков при объединении потоков с эффектом самоподобия основан на применении распределения с весовыми («тяжелыми») хвостами [5]. Для гарантийного качества обслуживания мультимедийных услуг необходимы максимальная пропускная способность и минимальные значения средних задержек в системе. Поэтому модель системы массового обслуживания (СМО) должна учитывать все требования и свойства поступающего на обслуживание сетевого трафика.

В результате многочисленных исследований и анализа доказано [6–8], что характеристики передаваемого трафика в мультисервисных сетях отличаются от характеристик пуассоновского потока (сильная неравномерность интенсивности поступления пакетов), а наилучших результатов можно добиться, используя теорию аппроксимации функций распределения. Немаловажно, что результаты анализа позволяют определить среднее время задержки пакета в очереди аналитическим методом для частных и общих случаев, а затем сравнить с результатами моделирования [9, 10]. Рассмотрение частных случаев дает возможность исследовать определенные распределения, актуальные в среде передачи информации, в отличие от других

общих вариантов. Внимания частный случай заслуживает, т. к. показывает непугасоновское распределение трафика, что характерно для трафика реального времени, и возможность оценки характеристик данного трафика.

Проведение частного исследования поступления потоков трафика на обслуживание показало, что он является непугасоновским с различными интенсивностями поступления пакетов λ и произвольной длительностью обслуживания. Модель системы соответствует СМО типа P/W/1, где символы P и W означают соответственно распределения Парето и Вейбулла. Наиболее распространенным способом оценки степени самоподобия процессов является определение параметра Херста H. Чем ближе его значение к единице, тем больше вероятность того, что процесс имеет долговременную зависимость. Практически для всех современных приложений трассы (трафик) обладают самоподобными свойствами и описываются

законами распределений с «тяжелыми» хвостами.

Для данной СМО типа P/W/1 возможен спектральный метод решения интегрального уравнения Линдли. При этом, если плотностям распределения интервалов времени между поступающими пакетами и интервалов времени обработки пакетов соответствуют плотности распределения Парето и Вейбулла, то применим метод аппроксимации в виде суммы затухающих экспонент соответственно [11]. Аппроксимация плотностей распределения интервалов поступления и обслуживания – необходимое условие для получения их преобразований Лапласа. При анализе характеристик пропускная способность канала от абонентов изменялась от 0,6 до 0,8 Мбит/с.

Согласно данному методу была найдена результирующая функция времени ожидания пакета в очереди для рассматриваемой СМО (рис. 1), а также средние характеристики, такие как среднее время ожидания и длина очереди (рис. 2).

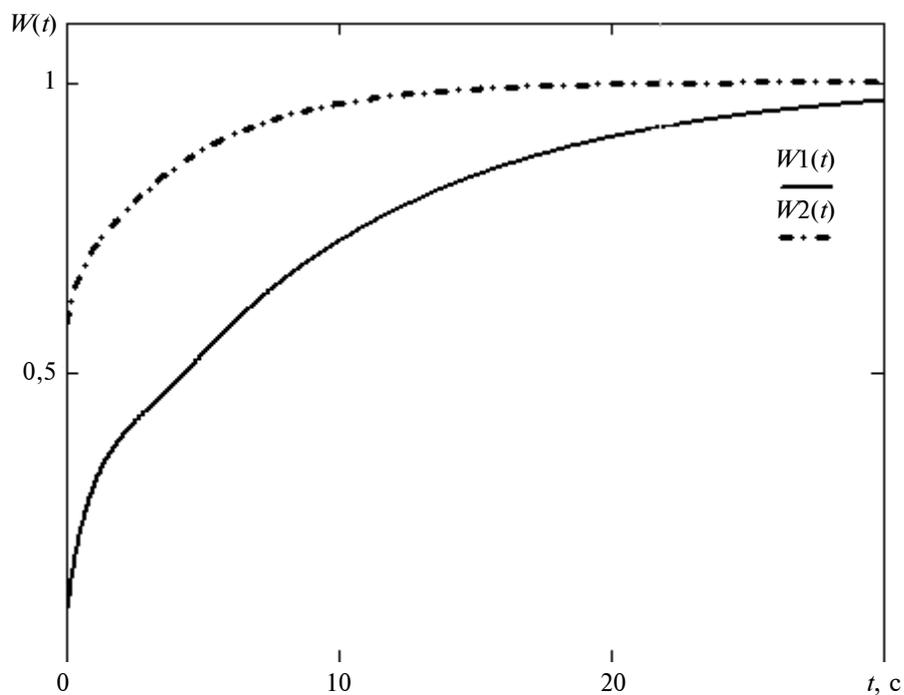


Рис. 1. Графики функций распределения времени ожидания в очереди $W(t)$ при интенсивности поступления пакетов $\lambda = 0,6$ и $\lambda = 0,8$

Fig. 1. Graphs of the waiting time distribution functions in the queue $W(t)$ when the intensity of the arrival of packages $\lambda = 0,6$ and $\lambda = 0,8$

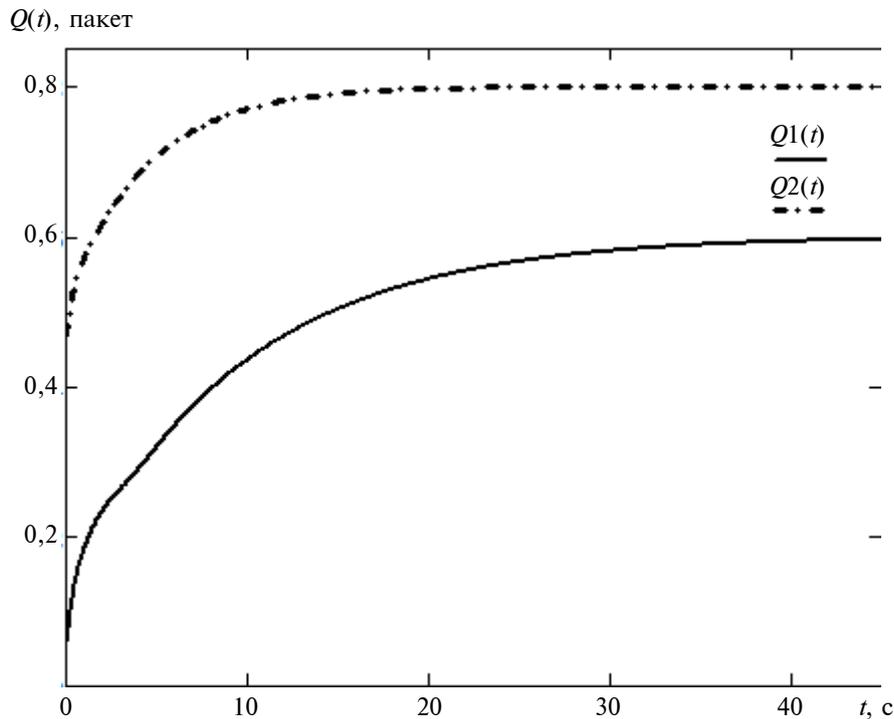


Рис. 2. График зависимости средней длины очереди Q в зависимости от загрузки системы ρ

Fig. 2. Graph of average queue length Q versus system load ρ

Заключение

Следует отметить, что для трафика реального времени, к которому относится трафик с аудио- и видеoinформацией, задержка постоянна и обычно не превышает 0,1 с, включая время на обработку на конечном узле сети. Для трафика данных допустима любая временная задержка, вплоть до нескольких секунд. Особенностью такого трафика является повышенная чувствительность к доступной пропускной способности сети, а не к временным задержкам, поэтому при увеличении пропускной

способности сети уменьшается время передачи данных. Приложения, требующие передачи больших объемов данных, обычно занимают всю доступную полосу пропускания сети.

Проведенное частное исследование показало, что оценки и анализ средней длины очереди и среднего времени задержки передачи – важные характеристики мультисервисных сетей, при этом необходимо учитывать свойства самоподобия, степень выраженности которых возрастает с ростом загруженности системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Leland W.E., Taqqu M.S., et al. On the self-similar nature of Ethernet traffic // Proc. ACM SIG COMM'93. San Fransisco, CA, 1993. Pp. 183–193.
2. Нейман В.И. Самоподобные процессы и их применение в теории телетрафика // Труды Международной академии связи. 1999. № 1. С. 11–15.
3. Шелухин О.И., Тенякишев А.М., Осин А.В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях: Монография. М.: Радиотехника, 2003. 480 с.
4. Шелухин О.И., Осин А.В., Смольский С.М. Самоподобие и фракталы. Телекоммуникационные приложения. М.: Физматлит, 2008. 368 с.
5. Треногин Н.Г., Соколов Д.Е. Фрактальные свойства сетевого трафика в клиентсервисной информационной системе // Вестник университетского комплекса. 2006. № 6. С. 163.
6. Карташевский И.В., Сапрыкин А.В. Анализ времени ожидания заявки в очереди для системы массового обслуживания общего вида

// T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 2. С. 4–10.

7. **Klymash M., Beshley M., Stryhaluk B.** System for increasing quality of service of multimedia data in convergent networks // 1st International Scientific-Practical Conference Problems of Information Communications Science and Technology, 2014. Pp. 63–66.

8. **Downey A.** Lognormal and Pareto distributions in the Internet // Computer Communications. 2005. Vol. 28. No. 7. Pp. 790–801.

9. **Агеев Д.В., Игнатенко А.А., Копылев А.Н.** Методика определения параметров потоков на

Статья поступила в редакцию 09.07.2018.

разных участках мультисервисной телекоммуникационной сети с учетом эффекта самоподобия // Проблемы телекоммуникаций. 2011. № 3. С.18–37.

10. **Тарасов В.Н.** Исследование систем массового обслуживания с гиперэкспоненциальными входными распределениями // Проблемы передачи информации. 2016. № 1. С. 16–26.

11. **Блатов И.А., Карташевский В.Г., Киреева Н.В., Чупахина Л.Р.** Решение уравнения Линдли спектральным методом для систем массового обслуживания общего вида // Электросвязь. 2014. № 11. С. 48–50.

REFERENCES

1. **Leland W.E., Taqqu M.S., et al.** On the self-similar nature of ethernet traffic. *Proc. ACM SIGCOMM '93*, San Fransisco, CA, 1993, Pp. 183–193.

2. **Neyman V.I.** Samopodobnyye protsessy i ikh primeneniye v teorii teletrafika. *Trudy Mezhdunarodnoy akademii svyazi [Proceedings of the International Academy of communications]*, 1999, No. 1, Pp. 11–15. (rus)

3. **Shelukhin O.I., Tenyakishev A.M., Osin A.V.** *Fraktalnyye protsessy v telekommunikatsiyakh [Fractal processes in telecommunications]*. Monografiya. Moscow: Radiotekhnika Publ., 2003, 480 p. (rus)

4. **Shelukhin O.I., Osin A.V., Smolskiy S.M.** *Samopodobiye i fraktaly. Telekommunikatsionnyye prilozheniya [Self-similarity and fractals. Telecommunication application]*. Moscow: Fizmatlit Publ., 2008, 368 p. (rus)

5. **Trenogin N.G., Sokolov D.Ye.** Fractal properties of network traffic in the client service information system. *Bulletin of the University Complex*, 2006, No. 6, Pp. 163. (rus)

6. **Kartashevskiy I.V., Saprykin A.V.** Analysis of waiting time for the application in the queue for the General type of Queuing system. *T-Comm:*

Received 09.07.2018.

Telecommunications and Transport, 2018, Vol. 12, No. 2, Pp. 4–10. (rus)

7. **Klymash M., Beshley M., Stryhaluk B.** System for increasing quality of service of multimedia data in convergent networks. *1st International Scientific-Practical Conference Problems of Information Communications Science and Technology*, 2014, Pp. 63–66.

8. **Downey A.** Lognormal and Pareto distributions in the Internet. *Computer Communications*, 2005, Vol. 28, No. 7, Pp. 790–801.

9. **Ageyev D.V., Ignatenko A.A., Kopylev A.N.** Method of determining the flow parameters in different parts of a multiservice telecommunication network taking into account the effect of self-similarity. *Telecommunication Problems*, 2011, No. 3, Pp. 18–37. (rus)

10. **Tarasov V.N.** Study of Queuing systems with hyperexponential input distributions. *Problems of information transmission*, 2016, No. 1, Pp. 16–26. (rus)

11. **Blatov I.A., Kartashevskiy V.G., Kireyeva N.V., Chupakhina L.R.** The solution to the equation Lindley spectral method for Queuing systems of the General form. *Elektrosvyaz*, 2014, No. 11, Pp. 48–50. (rus)

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

ЧУПАХИНА Лилия Равиловна
CHUPAKHINA Liliya R.
E-mail: garip4ik555@mail.ru

КАРАУЛОВА Ольга Александровна
KARAULOVA Olga A.
E-mail: olya4369@yandex.ru

КИРЕЕВА Наталья Валерьевна
KIREEVA Natalia V.
E-mail: zepelinsn@yandex.ru

DOI: 10.18721/JCSTCS.12104
УДК 621.373

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ, НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

А.Б. Никитин, Е.И. Хабитуева

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

Представлены результаты разработки широкополосного перестраиваемого генератора сантиметрового диапазона волн на основе электромагнитного моделирования (ЭМ) его топологической структуры в среде AXIEM системы автоматизированного проектирования СВЧ-устройств NI AWR DE. Рассмотрены основные особенности моделирования топологии широкополосного ГУН в среде AXIEM. На основе экспериментальных исследований разработанного генератора проведен сравнительный анализ возможностей электромагнитного и схемотехнического моделирования с помощью системы NI AWR DE. Показано, что использование ЭМ-анализа в процессе разработки широкополосных перестраиваемых генераторов позволяет существенно повысить точность моделирования.

Ключевые слова: ГУН, СВЧ, моделирование, электромагнитный анализ, AXIEM.

Ссылка при цитировании: Никитин А.Б., Хабитуева Е.И. Проектирование широкополосного СВЧ-генератора, управляемого напряжением, на основе электромагнитного моделирования // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 34–43. DOI: 10.18721/JCSTCS.12104.

DESIGN FOR MICROWAVE WIDEBAND VCO BASED ON ELECTROMAGNETIC SIMULATION

A.B. Nikitin, E.I. Khabitueva

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

This article describes the results of designing a microwave wideband voltage-controlled oscillator (VCO) by using electromagnetic (EM) simulation. EM simulation is carried out in AXIEM, which is included in AWR Design Environment of National Instruments (NI AWR DE). The main features of VCO design using AXIEM are considered. The study analyzed the comparative possibilities of electromagnetic and circuit simulation with the help of NI AWR DE. Analysis was based on the experimental studies of the developed oscillator. It is shown that EM analysis can significantly improve the accuracy of modeling compared with design in Microwave Office (MWO, system of circuit simulation).

Keywords: VCO, microwave, modeling, electromagnetic analysis, AXIEM.

Citation: Nikitin A.B., Khabitueva E.I. Design for microwave wideband VCO based on electromagnetic simulation. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 1, Pp. 34–43. DOI: 10.18721/JCSTCS.12104.

Введение

При создании широкодиапазонных, обладающих высоким быстродействием источников стабильных колебаний сантиметрового диапазона волн широко используются синтезаторы частот (СЧ) с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), одним из ключевых элементов которых является широкополосный (с полосой перестройки в пределах октавы и более) СВЧ-генератор, управляемый напряжением (ГУН) [1–4]. Получение требуемых рабочих характеристик перестраиваемого в октавном диапазоне ГУН в существенной степени зависит от используемой модели генератора. Наличие модели, в полной мере отображающей работу исследуемого устройства, делает процесс проектирования более эффективным, сокращая количество необходимых этапов экспериментальных исследований макетов создаваемого объекта. Проблема разработки адекватной модели особенно актуальна для СВЧ-устройств в гибридном исполнении, сочетающих в себе как дискретные компоненты, так и элементы с распределенными параметрами. Это обстоятельство, а также сверхширокие полосы перестройки (октава и более) и особенности рассматриваемого сантиметрового диапазона, требующие учета влияния на характеристики устройства неоднородностей, возникающих при изменении топологии микрополосковой схемы, а также в местах подключения к отрезкам микрополосковых линий (МПЛ) дискретных компонентов, делают задачу построения модели СВЧ ГУН актуальной и практически значимой.

Современные системы автоматизированного проектирования электронных устройств позволяют проводить моделирование устройств, работающих в том числе в СВЧ-диапазоне [5–8]. Одной из наиболее широко используемых и популярных у разработчиков систем такого рода является пакет AWR Design Environment (AWR DE) от компании National Instruments [6]. Эта система имеет в своем составе библиотеку стандартных электронных компонентов и топологических элементов микрополосковых схем, а также симуляторы для проведе-

ния электромагнитного (ЭМ) анализа исследуемой структуры. С помощью AWR DE можно осуществлять как схемотехническое моделирование электронных устройств на основе эквивалентных схем, так и моделирование на основе ЭМ-анализа топологических структур. Особенности различных способов моделирования электронных устройств в системах автоматизированного проектирования, сравнение методов схемотехнического и ЭМ-анализа рассматриваются в ряде работ, однако в качестве практических примеров реализации моделируемых устройств в них выступают, как правило, пассивные СВЧ-цепи, например, микрополосковые фильтры [5, 9–13].

При этом, как показывает практика, использование для построения широкополосного СВЧ ГУН инструментов исключительно схемотехнического моделирования, например, системы Microwave Office (MWO) пакета AWR DE, может приводить к расхождениям с результатами экспериментальных исследований [14]. Данное обстоятельство, по-видимому, обусловлено тем фактом, что элементы схемы, выполненные на основе отрезков МПЛ, а также неоднородности, возникающие в местах соединений линий и изменения их геометрии, учитываются с помощью стандартных моделей, входящих в библиотеку MWO и не в полной мере отображающих особенности рассматриваемого диапазона частот. Поэтому исследование путей построения адекватной модели широкополосного СВЧ-генератора, учитывающей топологические особенности его структуры, является актуальной и практически значимой задачей. В данной статье описывается методика моделирования широкополосного ГУН сантиметрового диапазона волн с октавной перестройкой частоты (6–12 ГГц), базирующаяся на ЭМ-анализе топологической схемы генератора.

Моделирование ГУН в MWO

В [14, 15] описана методика создания широкополосного СВЧ-генератора, рассчитанного на работу в диапазоне частот

от 6 до 12 ГГц. Исследования проводились на базе системы автоматизированного схемотехнического моделирования Microwave Office (MWO), входящей в состав пакета AWR Design Environment (AWR DE) и предназначенной для проектирования различных СВЧ-устройств на основе стандартных элементов, реализуемых в том числе в виде линий различного типа (например, МПЛ) [6].

С помощью элементов библиотеки MWO формировалась не только электрическая схема генератора, но и его топология, представляющая собой достаточно «сложную» с точки зрения геометрической формы структуру, включающую в себя неоднородности различного типа. При этом модели используемых дискретных компонентов уточнялись на основе проведенных в СВЧ-диапазоне измерений их S -параметров.

Измерение частотных характеристик данных макетов выявило расхождения с результатами схемотехнического моделирования, выполненного на основе библиотеки стандартных компонентов микрополосковых элементов AWR DE [6, 14, 15]. Так, диапазон перестройки частоты выходного колебания разработанного ГУН оказался сдвинут вниз по сравнению с данными моделирования на величины, превышающие 0,5 ГГц. Как следствие, для обеспечения перестройки частоты выходного колебания ГУН в заданном диапазоне частот (в пределах от 6 до 12 ГГц) потребовалось внесение корректив в определение номиналов используемых компонентов для поверхностного монтажа.

Поскольку модели применяемых электронных компонентов (SMD-резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности) были получены на основе измеренных в СВЧ-диапазоне их S -параметров, естественно предположить, что наблюдаемые различия между результатами измерений и компьютерного моделирования скорее всего связаны с особенностями моделирования топологии генератора в используемой системе автоматизированного проектирования. То есть модель генератора, созданная в MWO на основе встроенной библиотеки

стандартных элементов, не в полной мере отражает реальные характеристики микрополосковой структуры ГУН в сантиметровом диапазоне волн. Поэтому для уточнения модели ГУН при его проектировании были применены иные методы анализа, основанные на расчете электромагнитных полей – так называемое ЭМ-моделирование.

Моделирование ГУН в AXIEM

В качестве симулятора ЭМ-анализа задействован встроенный в пакет AWR DE инструмент AXIEM, предназначенный для моделирования планарных СВЧ-устройств [6, 9].

Для расчета токов в проводниках в AXIEM используется так называемый метод моментов, или «планарный 3D-метод», основанный на исследовании функций Грина. Выбор данного ЭМ-симулятора обусловлен следующими причинами [6].

В отличие от другого, имеющегося в составе AWR DE инструмента ЭМ-анализа EMSight, в AXIEM нет ограничений на встраивание топологической структуры в сетку. Иными словами, исследуемый объект не обязательно должен точно «вписываться» в геометрическую сетку, как это было реализовано в EMSight. В результате отсутствует необходимость в уменьшении шага сетки с целью «привязки» к ней «сложной» топологии устройства, а значит, при прочих равных условиях может быть уменьшено время проведения анализа. При этом в AXIEM отсутствует обязательный для EMSight прямоугольный корпус, определяющий границу анализа топологии, что позволяет располагать внешние порты устройства под различными углами.

Кроме того, в AXIEM возможен учет геометрических размеров «разрывов» в отрезках МПЛ, предназначенных для установки компонентов для поверхностного монтажа и способных оказать существенное влияние на характеристики всего СВЧ-устройства.

При моделировании разработанного ГУН в среде AXIEM формировалась его топология (рис. 1).

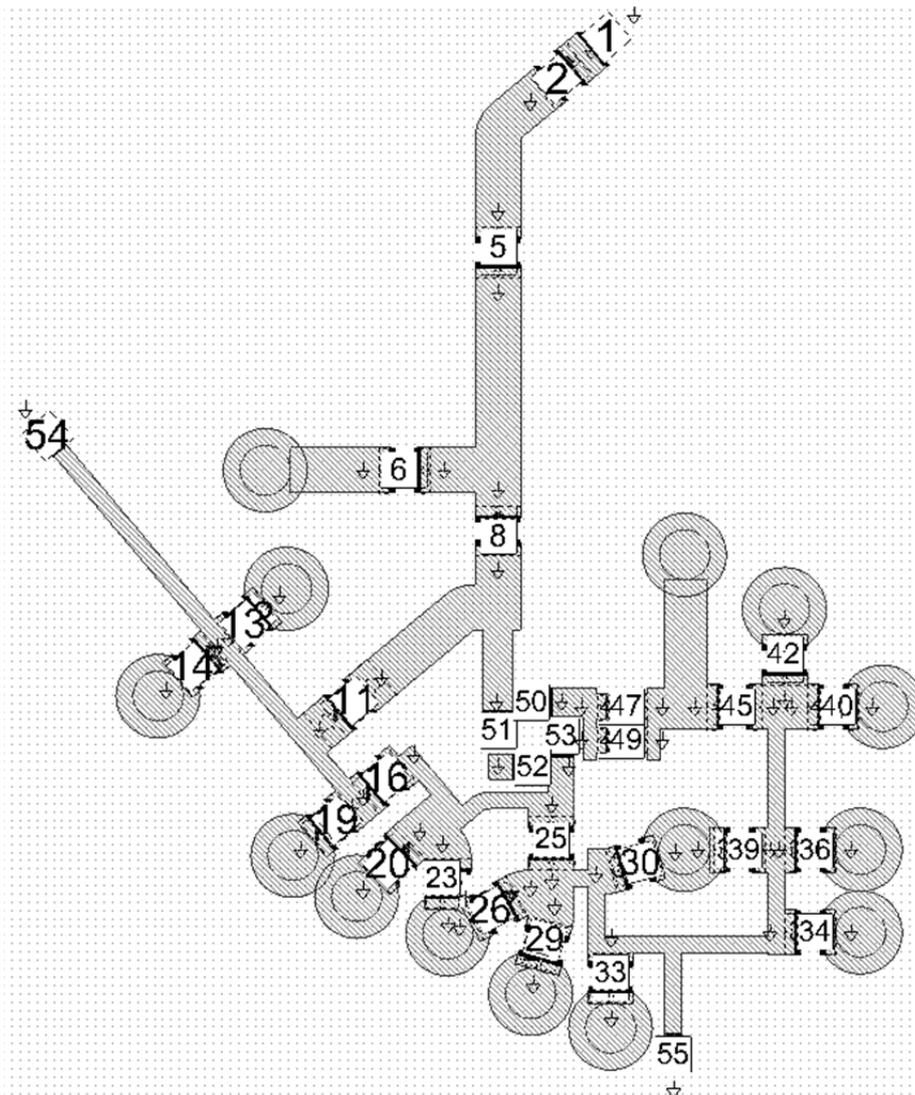


Рис. 1. Топология генератора в AXIEM
 Fig. 1. Oscillator EM-layout in AXIEM

Поскольку по умолчанию при моделировании в AXIEM устанавливаются проводники «нулевой» (бесконечно малой) толщины [6], то для проведения корректного ЭМ-анализа рассматриваемого генератора указывалась толщина слоя металлизации и тип используемого материала.

В «разрывы» отрезков МПЛ устанавливались специальные порты, необходимые для подключения различных компонентов для поверхностного монтажа (SMD-резисторов, конденсаторов, транзисторов, варикапов и т. д.) Поскольку рекоменда-

ции по выбору типов портов и их параметров, имеющиеся в различных источниках, посвященных особенностям ЭМ-анализа микрополосковых СВЧ-устройств, нередко неоднозначны, а иногда и противоречивы (например [6, 9]), то для уточнения влияния выбора используемых в AXIEM портов на получаемые результаты были проведены дополнительные исследования.

Результаты моделирования показали, что для рассматриваемой топологии ГУН в качестве портов для подключения компонентов генератора целесообразно применять так

называемые «краевые» порты, позволяющие проводить процедуру исключения неоднородностей (de-embedding), исключая влияние на характеристики устройства неоднородностей самого порта [6].

С этой целью в параметрах порта необходимо указать плоскость заземления (в рассматриваемом случае в качестве такой плоскости выступает нижний слой платы ГУН). Подобная конфигурация (четко определенный тип заземления) также позволяет сдвигать референсные (отсчетные) плоскости порта на необходимое расстояние от края проводника. Без явного заземления проведение указанной процедуры невозможно.

Кроме того, «краевые порты» (рис. 2 б) также позволяют учитывать геометрические размеры зазоров в отрезках МПЛ, предназначенных для подключения SMD-компонентов (рис. 2 а), в отличие, например, от так называемых «внутренних» портов (рис. 2 в).

Учет влияния соседних портов в процессе исключения неоднородностей можно осуществлять с помощью процедуры объединения портов в группы (метод Mutual Groups [6]). Однако проведенные исследо-

вания показали, что использование подобного способа исключения неоднородностей оказалось менее продуктивным по сравнению с методом, используемым для отдельного краевого порта (Single Line [6]).

В результате была разработана ЭМ-модель микрополосковой структуры генератора, в которой для подключения компонентов ГУН использовались краевые порты с опцией явного заземления. При этом общее количество таких портов, определяемое требуемым числом выводов для подключения навесных дискретных компонентов, в рассматриваемом случае достигает величин, превышающих 50 (см. рис. 1). На основе ЭМ-анализа данной структуры в АХИЕМ была сформирована матрица ее S -параметров, которая далее импортировалась в систему схемотехнического моделирования (в данном случае – в MWO) в качестве подсхемы с N портами (рис. 3 а).

В MWO к выводам такой подсхемы подсоединялись модели используемых дискретных компонентов (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности и т. д.), полученные в результате измерений их S -параметров в сантиметровом диапазоне волн – элементы P_1, \dots, P_m (рис. 3 а).

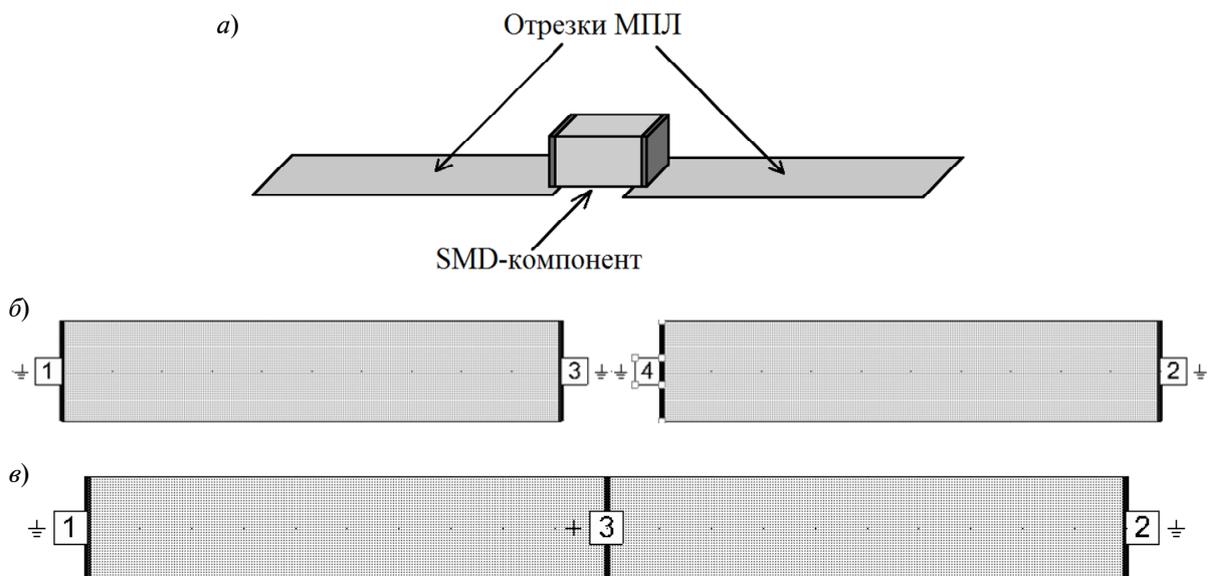


Рис. 2. Конфигурации портов для подключения навесных компонентов
Fig. 2. Port configurations for SMD-components

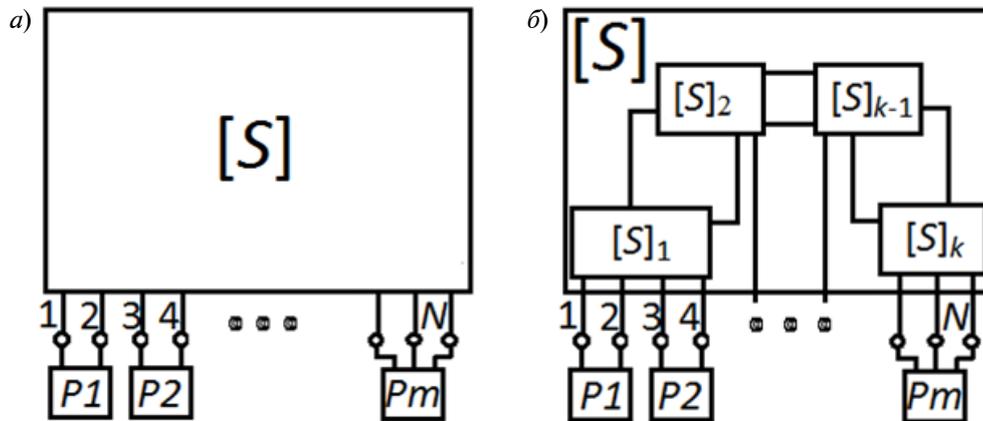


Рис. 3. Эквивалентная схема ГУН
Fig. 3. VCO's equivalent schematic

В результате при таком способе проектирования модель микрополосковой структуры генератора формируется с помощью ЭМ-анализа в системе АХИЕМ, в отличие от методики, основанной на схемотехническом моделировании его микрополосковой схемы с использованием стандартной библиотеки топологических компонентов MWO и представленной в [14, 15].

В процессе проектирования рассматривались различные варианты построения модели генератора, отличающиеся способом формирования S -матрицы микрополосковой структуры генератора:

- S -матрица, полученная в результате ЭМ-анализа единой N -портовой структуры (рис. 3 а);
- разбиение при ЭМ-анализе топологии на отдельные функциональные части, на основе моделирования которых компонуется результирующая S -матрица микрополосковой структуры генератора (рис. 3 б).

Следует отметить, что второй вариант формирования модели ГУН продемонстрировал на практике лучшее совпадение результатов моделирования с экспериментальными данными.

Так, например, если отделить цепи подачи смещения и питания от ВЧ-цепей (рис. 4), можно добиться разницы между измеренной полосой перестройки и ее расчетным значением, не превосходящей величин порядка

4 %, при расхождении в значениях средней частоты диапазона не более 2 %.

Кроме того, при наличии в структуре СВЧ-генератора однотипных элементов подобное разбиение топологии может существенно сократить время анализа, а значит, и всего процесса проектирования в целом.

Дальнейшее разбиение топологии генератора на подсхемы при ЭМ-моделировании (например, разделение цепей подачи питания на транзистор и управляющего смещения на варикапы) не приводит к существенному улучшению получаемых результатов.

Сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными проводилось на основе исследования генератора, построенного на базе малощумящего SiGe-транзистора по схеме с двумя варикапами в базовой и эмиттерной цепях [14, 15]. Макет такого ГУН, выполненного по гибридной технологии на плате ламинированного материала размером 0,5"×0,5" и толщиной 0,01", представлен на рис. 5.

На рис. 6 приведены характеристики одного из вариантов схемы такого ГУН, полученные в результате проведения различных способов моделирования (схемотехническое в MWO и на основе ЭМ-анализа в АХИЕМ) в сравнении с экспериментальными данными.

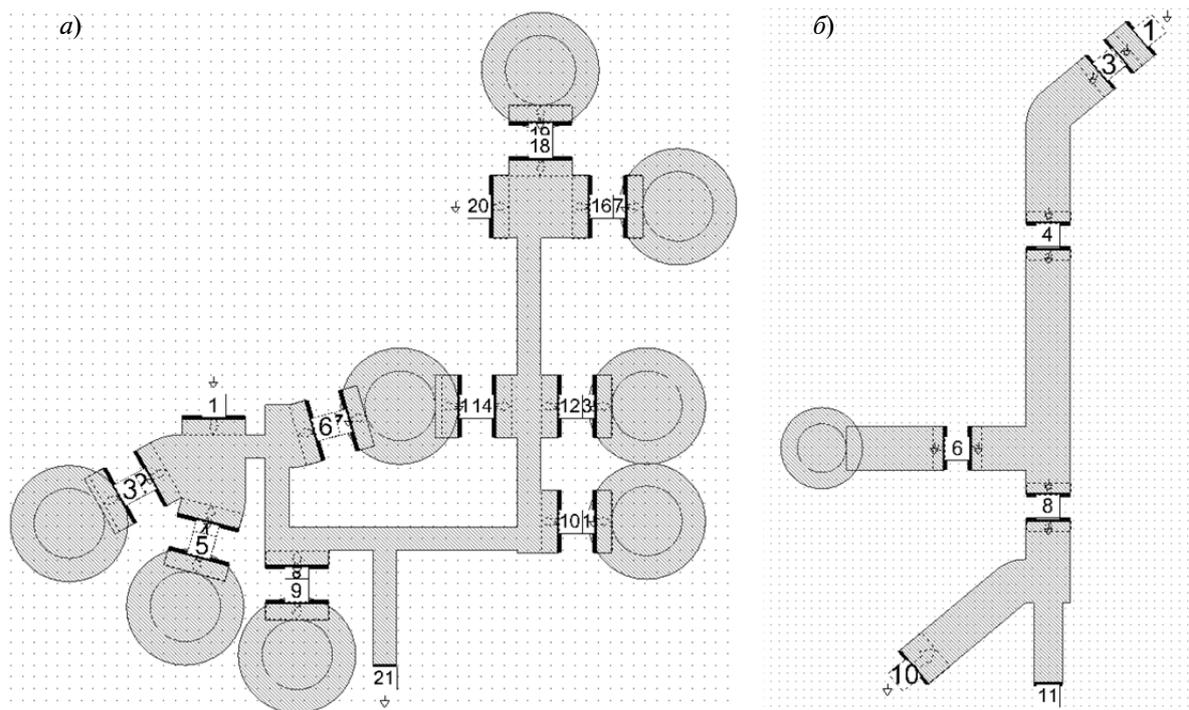


Рис. 4. Вариант разбиения топологии ГУН в AXIEM:
a – цепь подачи смещения на варикапы; *b* – выходная согласующая цепь
Fig. 4. VCO layout splitting in AXIEM:
a – circuit for varicaps control voltage feeding; *b* – output matching circuit

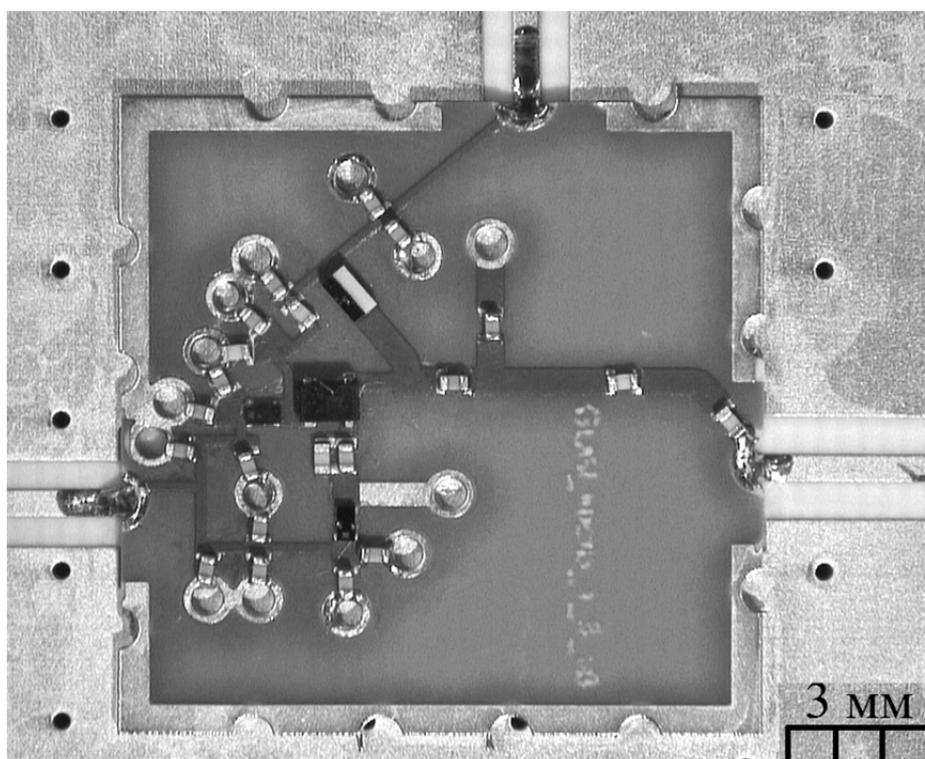


Рис. 5. Макет ГУН
Fig. 5. Photograph of the fabricated VCO

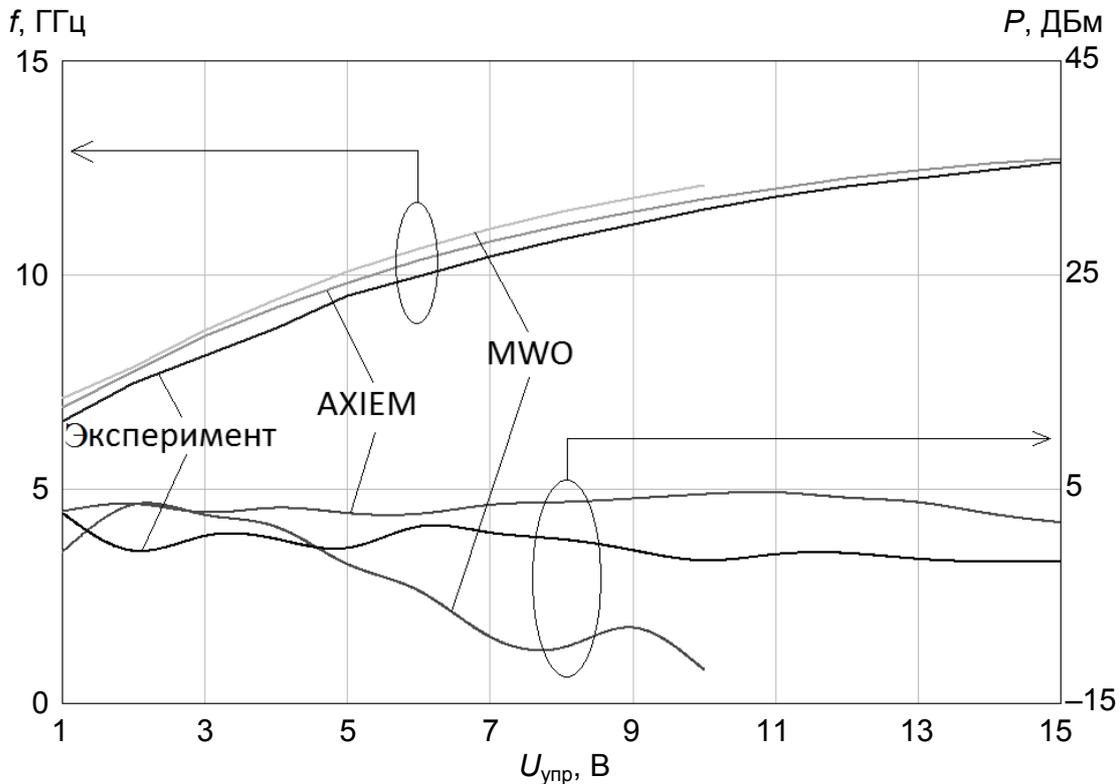


Рис. 6. Характеристики ГУН
Fig. 6. VCO characteristics

Анализ полученных данных показал, что применение при проектировании широкополосного СВЧ ГУН результатов ЭМ-моделирования его топологической структуры позволяет добиться лучшего совпадения расчетных параметров с реальными характеристиками по сравнению со случаем использования схемотехнического моделирования в MWO. Так, например, разница между значениями частоты выходного колебания ГУН в случае АХИЕМ составляет не более 0,2 ГГц, тогда как в MWO данное различие достигает величин порядка 0,5 ГГц и более (рис. 6). При этом для некоторых вариантов схем генератора, эксперименты с которыми показывают их работоспособность, результаты компьютерного моделирования в среде MWO могут демонстрировать отсутствие генерации как во всем рассматриваемом диапазоне частот, так и в отдельных его частях (рис. 6).

Аналогичная ситуация наблюдается и при анализе величин реализуемой мощности колебания на выходе генератора. Отличие измеренных во всей полосе частот (от 6 до 12 ГГц) значений мощности выходного колебания ГУН от рассчитанных в АХИЕМ составляет порядка единиц дБ, тогда как от полученных в среде MWO – не менее 3–4 дБ в нижней части рассматриваемого диапазона частот и более 6 дБ в высокочастотной его части (рис. 6).

В процессе проектирования генератора при сравнении различных способов моделирования (схемотехническое в MWO и на основе ЭМ-анализа в АХИЕМ) использовались одни и те же модели навесных компонентов для поверхностного монтажа с одинаковыми значениями их параметров. Поэтому представленные результаты свидетельствуют о том, что применение при разработке микрополосковой схемы ГУН методов ЭМ-моделирования позволяет су-

щественно повысить продуктивность проектирования генераторов СВЧ в гибридном исполнении. Данное обстоятельство, по-видимому, обусловлено тем, что стандартные элементы встраиваемой в MWO библиотеки компонентов не в полной мере отражают особенности микрополосковой структуры генератора в сантиметровом диапазоне волн.

Заключение

В результате проведенных исследований показано, что использование при создании устройств сантиметрового диапазона волн результатов ЭМ-анализа их топологических структур позволяет существенным образом уменьшить разницу между данными измерений и компьютерного моделирования. Так, например, разница между значениями частоты выходного колебания рассматриваемого ГУН в случае AXIEM составляет не более 0,2 ГГц, тогда как в MWO данное различие достигает величин порядка 0,5 ГГц и более. Диапазон перестройки разработанного ГУН, построенного по гибридной технологии, составлял октаву (от 6 ГГц до 12 ГГц) при изме-

нении управляющего напряжения в интервале 1...13 В. При этом средний уровень выходной мощности в полосе перестройки имел величину порядка 1,5 дБм.

Полученные результаты позволяют считать, что в рассматриваемом частотном диапазоне при построении ЭМ-модели микрополосковой структуры в качестве выводов для подключения дискретных компонентов целесообразно использовать «краевые» порты с опцией явного заземления.

При моделировании в среде AXIEM разбиение топологии устройства на несколько частей (высокочастотные цепи и цепи подачи напряжения питания активного элемента и управляющего напряжения на варикапы) может повысить продуктивность проектирования. Подобное разбиение схемы СВЧ-устройства позволяет не только уменьшить погрешность моделирования, но и сократить время анализа в случае наличия в исследуемой структуре однотипных элементов. Полученные результаты могут использоваться при разработке СВЧ-устройств в гибридном исполнении на основе моделирования в системах автоматизированного проектирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Chenakin A.V., Kochemasov V.N., Pestrakov A.V.** Current state and development trends of microwave frequency synthesizers // *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*. 2018. Pp. 667–673.
2. **Chenakin A.V.** Frequency synthesis: current status and future projections // *Microwave Journal*. 2017. Vol. 60. No. 4. Pp. 22–36.
3. **Chenakin A.V.** Synthesizers: looking beyond the basics // *Microwave Journal*. 2014. Vol. 57. No. 4. Pp. 84–94.
4. **Khanna A.P.S.** State of the art in microwave VCOs // *Microwave Journal*. 2015. Vol. 58. No. 5. Pp. 23–40.
5. **Dunn J.M.** Where did EM simulation tools Go? // *IEEE Microwave Magazine*. 2014. Vol. 15. No. 1. Pp. 65–69.
6. NI AWR Design Environment // URL: <https://www.awrcorp.com/products> (Дата обращения: 01.05.2019).
7. Системы проектирования электронных устройств компании Keysight Technologies // URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/design-software.html> (Дата обращения: 01.05.2019).
8. Системы проектирования электронных устройств компании ANSYS // URL: <https://www.ansys.com/products/electronics> (Дата обращения: 01.05.2019).
9. **Delgado I., Skidmore S., Dunleavy L.** NI AWR Design Environment/AXIEM EM Co-Simulation with Modelithics Models // 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conf. 2015. Pp. 1–4.
10. **Delgado I., Levesque L., Dunleavy L., Kahler J.** Synthesize filters with wideband success // *Microwaves & RF*. 2014. Vol. 53. No. 7. Pp. 60–62.
11. **Bedford I., Skidmore S., Dunleavy L.** 3D-surface mount component modeling for HFSS // IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conf. WAMICON. 2018. Pp. 1–4.
12. **DeMartino C.** How port tuning makes filter design more efficient // *Microwaves & RF*. 2018. Vol. 57. No. 4. Pp. 81–85.

13. Sun W. Accurate EM simulation of SMT components in RF designs // Proc. of the 2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. 2017. Pp. 140–143.

14. Никитин А.Б., Хабитуева Е.И. Сверхширокополосный СВЧ-генератор, управляемый

напряжением // Радиотехника. 2018. № 1. С. 4–9.

15. Nikitin A.B., Khabitueva E.I. A 6–12 GHz wideband hybrid VCO // 2018 IEEE Internat. Conf. on Electrical Engineering and Photonics. 2018. Pp. 37–39.

Статья поступила в редакцию 06.02.2019.

REFERENCES

1. Chenakin A.V., Kochemasov V.N., Pestryakov A.V. Current state and development trends of microwave frequency synthesizers. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO 2018)*, 2018, Pp. 667–673.

2. Chenakin A.V. Frequency synthesis: current status and future projections. *Microwave Journal*, 2017, Vol. 60, No. 4, Pp. 22–36.

3. Chenakin A.V. Synthesizers: looking beyond the basics. *Microwave Journal*, 2014, Vol. 57, No. 4, Pp. 84–94.

4. Khanna A.P.S. State of the art in microwave VCOs. *Microwave Journal*, 2015, Vol. 58, No. 5, Pp. 23–40.

5. Dunn J.M. Where did EM simulation tools Go? *IEEE Microwave Magazine*, 2014, Vol. 15, No. 1, Pp. 65–69.

6. NI AWR Design Environment. Available: <https://www.awrcorp.com/products> (Accessed: 01.05.2019).

7. Keysight Technologies. Circuit Design Software. Available: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/design-software.html> (Accessed: 01.05.2019).

8. ANSYS. Electromagnetic field simulation. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics> (Accessed: 01.05.2019).

9. Delgado I., Skidmore S., Dunleavy L. NI AWR Design Environment/AXIEM EM Co-Simulation with Modelithics Models. *2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, WAMICON*, 2015, Pp. 1–4.

10. Delgado I., Levesque L., Dunleavy L., Kahler J. Synthesize filters with wideband success. *Microwaves & RF*, 2014, Vol. 53, No. 7, Pp. 60–62.

11. Bedford I., Skidmore S., Dunleavy L. 3D-surface mount component modeling for HFSS. *2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference, WAMICON*. 2018, Pp. 1–4.

12. DeMartino C. How port tuning makes filter design more efficient. *Microwaves & RF*, 2018, Vol. 57, No. 4, Pp. 81–85.

13. Sun W. Accurate EM simulation of SMT components in RF designs. *Proceedings of the 2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2017, Pp. 140–143.

14. Nikitin A.B., Khabitueva E.I. Ultra-wideband microwave voltage-controlled oscillator. *Radiotekhnika*, 2018, No.1, Pp. 4–9. (rus)

15. Nikitin A.B., Khabitueva E.I. A 6–12 GHz wideband hybrid VCO. *2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics*, 2018, Pp. 37–39.

Received 06.02.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

НИКИТИН Александр Борисович

NIKITIN Aleksandr B.

E-mail: nikitin@mail.spbstu.ru

ХАБИТУЕВА Екатерина Исаковна

KHABITUEVA Ekaterina I.

E-mail: basilliounderground@mail.ru

DOI: 10.18721/JCSTCS.12105
УДК 519.712.3, 004.896:004.048

РОБАСТНЫЕ АЛГОРИТМЫ КЛАССИФИКАЦИИ ДАННЫХ, ПОЛУЧЕННЫЕ ГРУППОЙ РОБОТОВ, С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОЖЕСТВ ВЕСОВ

С.Г. Попов, Л.В. Уткин, В.С. Заборовский

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

Предложено три адаптивных робастных алгоритма обучения системы группы роботов при условии, что каждое наблюдение, полученное роботами, является многозначным, состоящим из нескольких элементов. Причина многозначных данных заключается в том, что роботы в системе предоставляют различные измерения в качестве одного наблюдения или в один момент времени. В основе алгоритмов – множества весов или интервальные веса определенного вида для всех элементов обучающего множества. Кроме того, для формализации многозначных данных и модификации весов в процессе получения новых данных рекомендовано использование интервальной модели Дирихле. Первый алгоритм – это модификация метода опорных векторов, учитывающая многозначные данные. Второй алгоритм – модификация алгоритма AdaBoost для многозначных данных. Третий алгоритм – комбинация AdaBoost и интервальной модели Дирихле. Все алгоритмы являются робастными и используют минимаксную стратегию принятия решений.

Ключевые слова: группа роботов, классификация, метод опорных векторов, многозначные наблюдения, модель Дирихле.

Ссылка при цитировании: Попов С.Г., Уткин Л.В., Заборовский В.С. Робастные алгоритмы классификации данных, полученные группой роботов, с использованием множеств весов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 1. С. 44–54. DOI: 10.18721/JCSTCS.12105.

ROBUST ALGORITHMS OF DATA CLASSIFICATION OBTAINED USING SET OF WEIGHTS BY GROUP OF ROBOTS

S.G. Popov, L.V. Utkin, V.S. Zaborovsky

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

Three adaptive robust learning algorithms for a group of robots are proposed in the paper, provided that each observation obtained by the robots consists of several elements, i.e., is multi-valued. The reason for the multi-valued data is that the robots in

the system provide different measurements for a single external parameter observation at a time. The algorithms are based on sets of weights or interval weights of a certain type for all elements of the training set. In addition, to formalize multivalued data and modify weights in the process of obtaining new data, it is proposed to use the Dirichlet interval model. The first algorithm is a modification of the support vector machine that takes into account multivalued data. The second algorithm is a modification of the AdaBoost algorithm for multi-valued data. The third algorithm is a combination of AdaBoost and the Dirichlet interval model. All algorithms are robust and use a minimax decision-making strategy.

Keywords: group of robots, classification, support vector method, multi-valued observations, Dirichlet model.

Citation: Popov S.G., Utkin L.V., Zaborovsky V.S. Robust algorithms of data classification obtained using set of weights by group of robots. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 1, Pp. 44–54. DOI: 10.18721/JCSTCS.12105.

Введение

К системам, состоящим из группы роботов (СГР), в последнее время возрастает интерес благодаря ряду факторов, включая способность СГР решать сложные задачи более эффективно по сравнению с одним роботом [6, 10]. В СГР роботы обычно оборудованы рядом сенсоров, использующихся для получения информации о внешней среде. В работе [7] отмечено, что каждый сенсор может получать различные значения характеристик среды, однако альтернативная интерпретация информации, полученной одним и тем же сенсором, также может быть весьма полезна. Одной из важных проблем обучения СГР является эффективное комбинирование выходов множества распределенных сенсоров, которые могут включать устройства GPS, датчики температуры, высотомеры, системы наблюдения и т. д. [1].

Существует большое число подходов к комбинированию информации в процессе обучения СГР (см., например, [3, 5, 8, 14]), в основном использующих различные весовые схемы (в терминах вероятностей или других характеристик) для того, чтобы различать источники обучающих данных и комбинировать их в соответствии с определенными правилами, учитывающими качество или надежность данных, полученных от разных сенсоров. Однако большин-

ство подходов предполагают, что имеется большое множество обучающих примеров для назначения весов сенсорам. Это предположение может нарушаться во многих случаях особенно на ранней стадии обучения, когда сложно оценить каждого робота или его сенсоры, чтобы использовать имеющиеся весовые схемы.

Можно выделить две стратегии обучения СГР. В соответствии с первой стратегией выполняется совместная классификация роботов на основе одного метаклассификатора, обученного на всех данных, полученных от сенсоров и обратной связи, обеспечиваемой «учителем». Эта стратегия полезна на начальном этапе обучения, когда неизвестно, как разные роботы ведут себя в своей группе и насколько надежна информация от датчиков, предоставляемая каждым роботом. Вторая стратегия заключается в том, что каждый робот обучает свой собственный классификатор [2], используя признаки, извлеченные из набора локально доступных размеченных примеров, соответствующих информации, полученной с сенсоров конкретного робота и других роботов.

В настоящей статье описывается только первая стратегия. Мы изучаем случай, когда трудно или просто невозможно присвоить веса отдельным датчикам, чтобы объединить их выходы, используя весовые

схемы. Основная сложность совместного использования обучающих данных от нескольких датчиков на начальном этапе обучения заключается в том, что мы не можем брать данные каждого датчика в качестве отдельных обучающих примеров. Возьмем, например, датчики температуры, которые в определенный момент времени измеряют температуру окружающей среды для группы роботов. Каждый датчик предоставляет информацию о температуре одного и того же объекта примерно в одно и то же время. Следовательно, набор измерений температуры в этом случае следует рассматривать как единый многозначный обучающий пример. Конечно, мы можем использовать, например, некоторую среднюю температуру для обучения. Однако это правило комбинирования говорит о том, что все роботы одинаково надежны и точны. Такое предположение является слишком сильным для того, чтобы быть действительным во многих приложениях. Начальный этап обучения характеризуется отсутствием соответствующих знаний. Поэтому мы предлагаем алгоритм обучения, учитывающий перечисленные выше особенности. Следует отметить, что в некоторых приложениях может быть доступна только начальная фаза обучения, и алгоритм обучения, предложенный для этой фазы, полностью используется в обучении СГР.

Одним из наиболее эффективных и популярных классификационных методов обучения СГР является метод опорных векторов – SVM. Другим эффективным методом является AdaBoost, описанный в [4]. Поэтому мы предлагаем модификацию AdaBoost с SVM особой формы в качестве слабого классификатора, которая учитывает тот факт, что обучающие данные СГР получены от набора неизвестных роботов или их датчиков. Кроме того, мы также модифицируем SVM так, что неточные сведения о роботах могут быть инкорпорированы в SVM для улучшения классификации СГР. Основная идея, лежащая в основе предлагаемых модификаций, заклю-

чается в следующем. Данные обучения от каждого робота рассматриваются в качестве обучающих примеров, но их веса заменяются некоторыми множествами весов, и каждый обучающий пример может рассматриваться как многозначные данные. Затем мы применяем робастную минимаксную стратегию, чтобы найти оптимальную решающую функцию, разделяющую многозначные наблюдения различных классов. Множества весов получаются из неточной доступной информации о роботах. Кроме того, мы предлагаем двойной адаптивный алгоритм. Первая адаптация выполняется AdaBoost путем изменения весов наблюдений. Вторая адаптация – обновление множеств весов наблюдений с многозначными значениями в соответствии с количеством правильно классифицированных измерений от каждого робота на каждой итерации AdaBoost.

Вторая адаптация реализована с помощью интервальной модели Дирихле [13]. Фактически, мы предлагаем три алгоритма обучения СГР. Самый простой из них – модификация SVM для учета многозначных данных. Второй алгоритм – AdaBoost с модифицированным SVM при многозначных данных. Третий алгоритм – модификация AdaBoost с модификацией интервальных весов роботов. Сложность алгоритмов не отличается от сложности соответствующих стандартных алгоритмов SVM и AdaBoost.

Формальная постановка задачи и SVM

Предположим, что у нас есть наблюдения или измерения от всех датчиков T роботов в каждый момент времени k . После момента времени n получаем обучающее множество $S = \{(A_1, y_1), \dots, (A_n, y_n)\}$, где A_k – матрица, имеющая T строк $x_1^{(k)}, \dots, x_T^{(k)}$, $k = 1, \dots, n$, и m столбцов, таких что строка $x_j^{(k)}$ – вектор всех измерений (признаков), полученных от j -го робота. Мы предполагаем, что имеется два класса (двоичная классификация) и $y_i \in \{-1, 1\}$. Цель обуче-

ния – построить классификатор $c: \mathbb{R}^{m \times T} \rightarrow \{-1, 1\}$, который максимизирует вероятность того, что $c(A_i) = y_i$ для всех $i = 1, \dots, n$.

Один из путей для классификации – поиск разделяющей функции $f(\mathbf{x}, \mathbf{w}, b)$, имеющей параметры \mathbf{w} , такие, что $\mathbf{w} = (w_1, \dots, w_m) \in \mathbb{R}^m$ и $b \in \mathbb{R}$, например, $f(\mathbf{x}, \mathbf{w}, b) = \langle \mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle + b$. Здесь $\langle \mathbf{w}, \mathbf{x} \rangle$ означает поточечное произведение векторов \mathbf{w} и \mathbf{x} . Обозначим также $w = (\mathbf{w}, b)$. Предполагается, что после периода обучения каждый робот использует разделяющую функцию $f(\mathbf{x}, \mathbf{w}, b)$. Можно также использовать функцию $f(A, \mathbf{w}, b)$, которая определяется для матрицы A в случае переноса обучения между роботами.

Один из простейших путей для решения задачи классификации – замена каждого столбца A_k числом, например, средним значением для всех элементов столбца, и применение стандартного SVM.

Для краткого описания известного SVM мы заменим множество S множеством $S^* = \{(\mathbf{x}_1^*, y_1), \dots, (\mathbf{x}_n^*, y_n)\}$. Здесь \mathbf{x}_i^* – вектор замененных значений для каждого признака. Пусть ϕ – отображение признаков $\mathbb{R}^m \rightarrow G$ такое, что точки данных отображаются в пространство большей размерности G . Другими словами, это отображение в G такое, что существует образ ϕ , который вычисляется при помощи простого ядра $K(\mathbf{x}_i^*, \mathbf{x}_j^*) = (\phi(\mathbf{x}_i^*), \phi(\mathbf{x}_j^*))$, например, Гауссова ядра. SVM минимизирует эмпирический риск с учетом сглаживающего или регуляризационного слагаемого $\langle \mathbf{w}, \mathbf{w} \rangle / 2$:

$$R(w) = \frac{1}{2} \langle \mathbf{w}, \mathbf{w} \rangle + C \sum_{i=1}^n l(y_i, \mathbf{x}_i^*, w). \quad (1)$$

Здесь C – настраиваемый «штрафной» параметр C , который устанавливает компромисс между эмпирическим риском и штрафным слагаемым [9]; $l(y_i, \mathbf{x}_i^*, w)$ – классификационная функция потерь. Так называемая петлевая функция потерь ис-

пользуется в SVM, то есть $l(y, \mathbf{x}, w) = \max(0, 1 - yf(w, \phi(\mathbf{x})))$. Отсюда классификатор SVM может быть представлен в виде следующей выпуклой задачи оптимизации со вспомогательными переменными $\xi_i, i = 1, \dots, n$:

$$\min_{\xi, w} R(w) = \min_{\xi, w} \left(\frac{1}{2} \langle \mathbf{w}, \mathbf{w} \rangle + C \sum_{i=1}^n \xi_i \right), \quad (2)$$

при ограничениях

$$\xi_i \geq 0, \quad y_i (\langle \mathbf{w}, \phi(\mathbf{x}_i^*) \rangle + b) \geq 1 - \xi_i, \quad i = 1, \dots, n. \quad (3)$$

Величина $C\xi_i$ – «штраф» за любые данные \mathbf{x}_i^* , которые либо лежат в полосе отступов на «корректной» стороне гиперплоскости ($\xi_i \leq 1$) либо на «некорректной» стороне гиперплоскости ($\xi_i > 1$).

Вместо минимизации прямой задачи оптимизации (2) с ограничениями (3), используем двойственную задачу:

$$\max_{\alpha} \left(\sum_{i=1}^n \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \alpha_i \alpha_j y_i y_j K(\mathbf{x}_i^*, \mathbf{x}_j^*) \right), \quad (4)$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i y_i = 0, \quad 0 \leq \alpha_i \leq C, \quad i = 1, \dots, n. \quad (5)$$

Здесь $\alpha_i, i = 1, \dots, n$ – множители Лагранжа или переменные оптимизации. После подстановки полученного решения в выражение для решающей функции f получаем двойственную решающую функцию:

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i K(\mathbf{x}_i^*, \mathbf{x}) + b. \quad (6)$$

Параметр b определяется с использованием опорных векторов \mathbf{x}_i^* из следующего уравнения:

$$b = y_j - \sum_{i=1}^n \alpha_i y_i K(\mathbf{x}_i^*, \mathbf{x}_j^*). \quad (7)$$

SVM при многозначных обучающих данных

Представленный подход для работы с обучающим множеством S при замене его

на S^* не может использоваться в режиме большого «шума» и при малой обучающей выборке, когда роботы предоставляют «скудные» измерения. Поэтому для создания процедуры робастной классификации предлагается другой подход для работы с обучающим множеством S .

Рассмотрим множество эмпирически ожидаемых значений риска $R(w)$ такое, что каждое значение из множества соответствует строке, скажем, $x_j^{(k)}$ матрицы A_k . Тогда существует верхняя граница для $R(w)$, которая определяется как

$$\bar{R}(w) = \max_{x_i^{(k)} \in A_k, k=1, \dots, n} \sum_{i=1}^n l(y_i, x_i^{(k)}, w). \quad (8)$$

Здесь ожидаемый риск максимизируется по всем $x_i^{(k)}$ из A_k , $k = 1, \dots, n$. Верхняя граница $\bar{R}(w)$ соответствует робастной или пессимистической стратегии в том смысле, что выбирается «наихудший» элемент $x_0^{(k)}$ из A_k .

Предположим, что имеются строки $x_0^{(k)} \in A_k$ для $k = 1, \dots, n$, которые обеспечивают максимальное значение ожидаемого риска. Тогда можно назначить ненулевые веса строкам, таким что веса других векторов $x_i^{(k)} \neq x_0^{(k)}$ равны нулю. Отсюда следует, что задача максимизации ожидаемого риска по строкам матриц A_1, \dots, A_n может быть преобразована в задачу максимизации ожидаемого риска по множеству весов. Это преобразование можно рассматривать как преобразование неопределенности, т. е. обучающие данные с неопределенностью измерений преобразуются в весовую или вероятностную неопределенность [12].

Поэтому мы расширяем обучающую выборку строками $x_i^{(k)}$ такими, что расширенное обучающее множество имеет теперь $N = T \cdot n$ элементов, но эти элементы имеют различные веса. Обозначим вектор новых весов как $\pi = (\pi_1, \dots, \pi_N)$. Введем также множество индексов

$I_k = \{1 + (k - 1)T, \dots, T + (k - 1)T\}$. О распределении π известно только то, что сумма весов всех строк из A_k равна $\sum_{i \in I_k} \pi_i = 1/n$, так как каждый элемент исходного обучающего множества имеет вес или вероятность $1/n$. Отсюда следует, что множество \mathcal{P} , образованное всеми возможными распределениями π , является выпуклым, и существует верхняя граница для $R(w)$, которая записывается как

$$\bar{R}(w) = \max_{\pi \in \mathcal{P}} \sum_{k=1}^n \sum_{i \in I_k} \pi_i l(y_i, x_i^{(k)}, w). \quad (9)$$

Важно отметить, что обучающее множество не просто расширяется. Добавляя новые элементы в обучающее множество, изменяются веса этих элементов. При этом о весах новых элементов известно только то, что они принадлежат множеству \mathcal{P} .

Теперь можно построить модификацию SVM с учетом робастной стратегии, которая формулируется в виде минимаксной задачи оптимизации:

$$\min_w \bar{R}(w) = \min_w \max_{\pi \in \mathcal{P}} R(w). \quad (10)$$

Зафиксируем переменные w и рассмотрим только задачу с переменными $\pi \in \mathcal{P}$ при фиксированных w . Верхняя граница для $R(w)$ может быть найдена решением следующей задачи оптимизации:

$$\bar{R}(w) = \max_{\pi \in \mathcal{P}} \sum_{k=1}^n \sum_{i \in I_k} \pi_i l(y_i, x_i^{(k)}, w), \quad (11)$$

при ограничениях

$$\sum_{i \in I_k} \pi_i = \frac{1}{n}, \quad k = 1, \dots, n, \quad \sum_{k=1}^n \sum_{i \in I_k} \pi_i = 1. \quad (12)$$

Ограничения получены из условия, что веса исходных элементов обучающей выборки равны $1/n$. Следует отметить, что приведенная задача оптимизации является линейной, и двойственная задачи имеет вид:

$$\bar{R}(w) = \min \left\{ c_0 + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n c_k \right\}, \quad (13)$$

при ограничениях $c_0, c_k \in \mathbb{R}, k = 1, \dots, n,$

$$c_0 + \sum_{k=1}^n c_k \mathbf{1}(i \in I_k) \geq l(y_i, \mathbf{x}_i^{(k)}, w), \quad i = 1, \dots, N. \quad (14)$$

Здесь c_0, c_k – новые двойственные переменные оптимизации; $\mathbf{1}(D)$ – индикаторная функция, принимающая значение 1, если условие D выполняется. Если предположить, что измерения датчиков различны для каждого обучающего примера, то последние ограничения можно упростить:

$$c_0 + c_k \geq \max_{i \in I_k} l(y_i, \mathbf{x}_i^{(k)}, w). \quad (15)$$

Подставляя эти ограничения в целевую функцию, получим верхнюю границу ожидаемого риска:

$$\bar{R}(w) = \min \left\{ \sum_{k=1}^n \max_{i \in I_k} l(y_i, \mathbf{x}_i^{(k)}, w) \right\}. \quad (16)$$

Подставляя петлевую функцию потерь в целевую функцию, добавляя регуляризационное слагаемое Тихонова для ограничения множества возможных решений и упрощая задачу, получаем:

$$\bar{R}(w) = \min \left(\frac{1}{2} \langle \mathbf{w}, \mathbf{w} \rangle + C \cdot \sum_{k=1}^n \xi_k \right), \quad (17)$$

при ограничениях

$$\xi_k \geq 1 - y_k \cdot f(\phi(\mathbf{x}_i^{(k)}), w), \quad (18)$$

$$i \in I_k, \quad \xi_k \geq 0, \quad k = 1, \dots, n. \quad (19)$$

Соответствующая двойственная задача оптимизации (лагранжиан) с переменными α_i может быть записана как

$$\max \left(-\frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^n \sum_{j \in I_k} \alpha_i \alpha_j y_k y_j K(\mathbf{x}_i^{(k)}, \mathbf{x}_j^{(k)}) + \sum_{k=1}^n \sum_{i \in I_k} \alpha_i \right), \quad (20)$$

при ограничениях

$$\sum_{k=1}^n \sum_{i \in I_k} \alpha_i y_i = 0, \quad (21)$$

$$0 \leq \sum_{i \in I_k} \alpha_i \leq C, \quad \alpha_i \geq 0, \quad i \in I_k, \quad k = 1, \dots, n. \quad (22)$$

Если сравнить полученную задачу со стандартным SVM, то увидим, что переменные α_i ограничены иначе (см. ограничения (22)).

Если предположить, что все точки интервалов, образованные с использованием сетки, различны (т. е. они уникальны для каждого интервала), то целевую функцию (20) можно переписать:

$$\max \left(-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \alpha_i \alpha_j y_i y_j K(\mathbf{x}_i^{(k)}, \mathbf{x}_j^{(k)}) + \sum_{i=1}^N \alpha_i \right). \quad (23)$$

Ограничение (21) можно переписать аналогично:

$$\sum_{i=1}^N \alpha_i y_i = 0, \quad \alpha_i \geq 0, \quad i \in I_k, \quad (24)$$

$$0 \leq \sum_{i \in I_k} \alpha_i \leq C, \quad k = 1, \dots, n. \quad (25)$$

Разделяющая функция принимает вид:

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^n \sum_{i \in I_k} \alpha_i y_i K(\mathbf{x}_i^*, \mathbf{x}) + b. \quad (26)$$

Полученный SVM не отличается от стандартного SVM с N обучающими элементами за исключением последних ограничений для множителей Лагранжа, которые группируются в соответствии с информацией, получаемой от роботов. В случае одного робота $I_k = \{k\}, N = n$, получаем стандартный SVM.

Модификация AdaBoost

Одним из эффективных алгоритмов обучения является AdaBoost [4]. Однако он используется для точных наблюдений, когда обучающая выборка состоит из однозначных примеров. Для улучшения характеристик классификации СГР предлагается модификация алгоритма AdaBoost для случая многозначных наблюдений.

AdaBoost – достаточно общий алгоритм бустинга, который может использоваться

в сочетании со многими другими алгоритмами обучения (слабыми классификаторами) для повышения точности их классификации при помощи итерационного процесса. В соответствии с алгоритмом AdaBoost, одинаковые веса $h = (1/n, \dots, 1/n)$ изначально назначаются всем примерам. В каждой итерации веса всех неправильно классифицированных примеров увеличиваются, в то время как веса правильно классифицированных примеров уменьшаются (см. Алгоритм). В результате этого слабый классификатор «усиливается» на плохих примерах обучающей выборки. Кроме того, вес φ_t назначается каждому отдельному классификатору. Большой вес назначается более точному классификатору. Распределение весов $h(t)$ модифицируется после каждой итерации. Таким образом, веса стремятся концентрироваться на «плохих» примерах. Композиционный классификатор c в этом алгоритме – весовое голосование T слабых классификаторов. Предполагается ниже, что слабый классификатор c_t – весовая модификация SVM.

Алгоритм AdaBoost

Исходные данные и параметры: Q (число итераций), S (обучающая выборка)

Вычислить: $c_t, \varphi_t, t = 1, \dots, Q$

1: $t \leftarrow 1; h_i(1) \leftarrow 1/n; i = 1, \dots, n$

2: **Цикл по t**

3: Обучить классификатор c_t , используя веса $h(t)$

4: $e(t) \leftarrow \sum_{i:c_t(x_i) \neq y_i} h_i(t)$

5: **Если $e(t) > 0.5$, то**

6: $Q \leftarrow t - 1$

7: **Завершение алгоритма**

8: **Иначе**

9: $\varphi_t \leftarrow \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 - e(t)}{e(t)} \right)$

10: $h_i(t+1) \leftarrow h_i(t) \cdot \exp(-\varphi_t y_i c_t(x_i))$

11: $t \leftarrow t + 1$

12: **Конец цикла, если $t > Q$**

13: $c(x) = \text{sign} \left(\sum_{i=1}^Q \varphi_i c_i(x) \right)$

Для модификации алгоритма AdaBoost сначала необходимо записать весовую версию задачи (20)–(22). Предположим, что следующее условие для весов наблюдений выполняется:

$$\sum_{i \in I_k} \pi_i = h_k, \quad k = 1, \dots, n, \quad \sum_{k=1}^n h_k = 1. \quad (27)$$

Двойственная задача для вычисления $\bar{R}(w)$ в этом случае имеет вид:

$$\bar{R}(w) = \min \left(c_0 + \sum_{k=1}^n c_k h_k \right), \quad (28)$$

при ограничениях $c_0, c_k \in \mathbb{R}, k = 1, \dots, n$ и (14).

Достаточно просто доказать, что прямая задача оптимизации для минимизации верхнего ожидаемого риска имеет вид:

$$\bar{R}(w) = \min \left(\frac{1}{2} \langle w, w \rangle + C \cdot \sum_{k=1}^n h_k \xi_k \right), \quad (29)$$

при ограничении (19).

Соответствующая двойственная задача оптимизации с переменными α_i отличается от (20)–(22) только ограничениями:

$$0 \leq \sum_{i \in I_k} \alpha_i \leq h_k C, \quad \alpha_i \geq 0, i \in I_k, \quad k = 1, \dots, n, \quad (30)$$

где верхняя граница для α_i определяется теперь весом h_k .

Для использования алгоритма AdaBoost определим, как принять решение о классе многозначного наблюдения. Один из путей – применение популярной стратегии, в соответствии с которой множество A_k принадлежит классу y , если по крайней мере половина его элементов $x_j^{(k)}$ принадлежат классу y , то есть

$$y_k^* = \arg \max_{y \in \{-1, 1\}} \sum_{i \in I_k} \mathbf{1}(c(x_i^{(k)}) = y). \quad (31)$$

Важно заметить, что предлагаемый алгоритм бустинга работает с расширенным обучающим множеством, состоящим из N элементов, но веса модифицируются толь-

ко для многозначных наблюдений, т. е. нет ограничений для весов элементов из каждого многозначного элемента за исключением ограничения (27).

Модификация весов роботов при многозначных наблюдениях

До сих пор рассматривался «наихудший» пессимистический случай, когда предполагалось, что веса полностью неизвестны в рамках одного многозначного измерения, т. е. предполагалось для k -го локального множества весов, обозначаемого \mathcal{P}_k , ограничение $\sum_{i \in I_k} \pi_i = h_k$. Теперь

предлагается адаптивный алгоритм для сужения локальных множеств весов и использования дополнительной информации о весах роботов, которая определяется ошибками классификации на каждой итерации обучения. Основная идея, лежащая в основе адаптивного алгоритма, заключается в применении интервальной модели Дирихле (ИМД), предложенной в [13] и используемой в представленном алгоритме бустинга для модификации локальных множеств весов на каждом шаге AdaBoost. Эта идея близка идее, используемой в алгоритме, предложенном в [11], где применяется ИМД в AdaBoost для устранения проблемы переобучения.

Предположим, что после построения классификатора на основе n многозначных наблюдений на t -й итерации бустинга имеются $r_i^{(t)}$, корректно классифицированные, и $n - r_i^{(t)}$, ошибочно классифицированные, измерения от i -го робота, $i = 1, \dots, T$. Эта информация позволяет нам модифицировать локальные множества. Очевидно предположить, что при наличии большого числа ошибочно классифицированных наблюдений, множества весов $\mathcal{P}_k^{(t)}$ должны расширяться для принятия робастного решения. Более того, оно должно увеличиваться для роботов, измерения которых ошибочно классифицированы.

Рассмотрим кратко ИМД. Пусть $U = \{u_1, \dots, u_T\}$ — множество возможных ис-

ходов u_j . Предположим что они описываются стандартной мультиномиальной моделью: n наблюдений независимо выбираются из U с вероятностями $\Pr\{u_j\} = p_j$ для

$j = 1, \dots, T$, где $p_j \geq 0$ и $\sum_{j=1}^T p_j = 1$. Тогда

ИМД определяется [13] как множество всех распределений Дирихле на вероятностях p_1, \dots, p_T , параметры которых s и средние значения $\mathbf{q} = (q_1, \dots, q_T)$, так что \mathbf{q} принадлежит единичному симплексу размерности T , обозначенному как $S(1, T)$. Параметр s определяет, как быстро верхняя и нижняя границы вероятности события сходятся с накоплением статистических данных. Чем меньше s , тем быстрее сходимость и более рискованное решение, в то время как большие значения s обеспечивают более осторожные решения.

Предлагается рассмотреть правильно классифицированные измерения i -го робота в качестве исходов u_i . Тогда, в соответствии с ИМД, можно записать границы для вероятности $r_i^{(t)}$ правильно классифицированных измерений следующим образом:

$$\frac{r_i^{(t)}}{D^{(t)} + s} \leq p_i \leq \frac{r_i^{(t)} + s}{D^{(t)} + s}, \quad i = 1, \dots, T,$$

где $D^{(t)} = \sum_{i=1}^T r_i^{(t)}$ — общее число правильно классифицированных измерений на t -й итерации.

Заметим, что перед итерациями бустинга $r_i^{(t)} = D^{(t)} = 0$. Отсюда $0 \leq p_i \leq 1$. Если умножить границы на $h_k(t)$, то получим границы для вероятностей из множества $\mathcal{P}_k^{(t)}$, то есть

$$\frac{r_i^{(t)} h_k(t)}{D^{(t)} + s} \leq \pi_{ki}^{(t)} \leq \frac{(r_i^{(t)} + s) h_k(t)}{D^{(t)} + s}, \quad i = 1, \dots, T.$$

Здесь $\pi_{ki}^{(t)}$ — вес измерения i -го робота на k -м наблюдении t -й итерации, удовлетворяющее условию

$$\sum_{i=1}^T \pi_{ki}^{(t)} = h_k(t), \quad k = 1, \dots, n.$$

Обозначим для простоты

$$G_i = \frac{(r_i^{(t)} + s)}{D^{(t)} + s}, \quad F_i = \frac{r_i^{(t)}}{D^{(t)} + s}, \quad i = 1, \dots, T.$$

Тогда двойственная задача оптимизации для вычисления $\bar{R}(w)$ на t -й итерации имеет вид:

$$\min \left(c_0 + \sum_{k=1}^n h_k(t) \left(c_k + \sum_{i=1}^T (g_{ki} G_i - d_{ki} F_i) \right) \right),$$

при ограничениях $c_0, c_k \in v, g_{kj} \leq 0, d_{kj} \geq 0, j = 1, \dots, T, k = 1, \dots, n$, и

$$c_0 + \sum_{k=1}^n c_k \mathbf{1}(i \in I_k) + \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^T (g_{kj} - d_{kj}) \mathbf{1}(I_k(j) = i) \geq l(y_i, \mathbf{x}_i^{(k)}, w), i = 1, \dots, N.$$

Здесь $I_k(j)$ – j -й элемент I_k . Запишем лагранжиан, предполагая, что $l(y_i, \mathbf{x}_i^{(k)}, w)$ – петлевая функция потерь. Он имеет вид:

$$L = \frac{1}{2} \langle w, w \rangle + C \cdot c_0 + C \sum_{k=1}^n c_k h_k(t) - \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T g_{ki} \lambda_i - \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T d_{ki} \mu_i + C \sum_{k=1}^n h_k(t) \sum_{i=1}^T (g_{ki} G_i - d_{ki} F_i) - \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T (\beta_{ki} + \alpha_{ki}) (c_0 + c_k + g_{ki} - d_{ki}) - \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T \alpha_{ki} (1 - y_k f(\varphi(\mathbf{x}_i^{(k)}, w))).$$

Здесь $\alpha_{ki}, \mu_i, \lambda_i, i = 1, \dots, T, k = 1, \dots, n$ – множители Лагранжа. Седловая точка может быть найдена, приравнявая производные к нулю. После упрощения получим следующую задачу оптимизации:

$$\max \left(-\frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n \sum_{i=1}^T \sum_{j=1}^T \alpha_{ki} \alpha_{lj} y_i y_j K(\mathbf{x}_i^{(k)}, \mathbf{x}_j^{(l)}) + \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T \alpha_{ki} \right),$$

при ограничениях

$$\sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T \alpha_{ki} y_k = 0,$$

$$\sum_{i=1}^T (\beta_{ki} + \alpha_{ki}) = C h_k(t), \quad k = 1, \dots, n,$$

$$C F_i \leq \sum_{k=1}^n (\beta_{ki} + \alpha_{ki}) \leq C \sum_{k=1}^n G_i.$$

Введем новые переменные $\gamma_{ik} = (\beta_{ki} + \alpha_{ki})/C$. Тогда все ограничения за исключением первого переписываются как

$$F_i \leq \sum_{k=1}^n \gamma_{ki} \leq G_i, \quad \sum_{i=1}^T \gamma_{ik} = h_k(t),$$

$$\alpha_{ki} \leq C \gamma_{ki}, \quad i = 1, \dots, T, \quad k = 1, \dots, n.$$

В итоге получена новая задача оптимизации для вычисления оптимальных значений α_{ki} и γ_{ki} . Интересно увидеть, что ограничения для γ_{ki} повторяют ограничения для π . Это важное свойство полученной задачи оптимизации. Оптимальное решение на t -й итерации будет обозначаться как $\alpha_{ki}^{(t)}$.

Разделяющая функция на t -й итерации имеет вид:

$$f^{(t)}(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^T \alpha_{ki}^{(t)} y_k K(\mathbf{x}_i^{(k)}, \mathbf{x}) + b^{(t)}.$$

После подстановки оптимизационной задачи (39)–(44) в AdaBoost (Шаг 3 Алгоритма), получим двойную адаптацию. Первая – модификация весов наблюдений, вторая – изменение множеств весов.

Заключение

В статье предложены три адаптивных минимаксных алгоритма на основе SVM. Первая, главная особенность алгоритмов состоит в том, что они используют множества весов вместо их точных значений, которые обычно применяются во многих алгоритмах классификации. Причиной использования множеств весов является введенное преобразование многозначных обучающих данных, полученных от многих роботов, в обучающие данные с неопределенностью весов в виде этих множеств. Вторая особенность одного из алгоритмов заключается в том, что он основан на использовании ИМД,

позволяющей нам уменьшить множества весов, многократно повторяя процедуру классификации. Важным свойством ИМД является то, что она учитывает априорную полную неопределенность весов до получения наблюдений. Третья особенность алгоритмов – их адаптивность. Наборы весов, назначенных роботам, адаптируются к классификаторам. Четвертая особенность заключается в том, что алгоритмы являются робастными, поскольку они используют минимаксную стратегию для работы с эмпирической мерой весового риска при множествах весов.

Следует отметить, что задачи квадратичной оптимизации, которые необходимо ре-

шить для построения предложенных классификаторов, аналогичны стандартным задачам оптимизации SVM. Их отличие заключается в дополнительных линейных ограничениях, фактически ограничивающих множества весов. Несмотря на простоту задачи оптимизации, стандартное программное обеспечение, разработанное для SVM во многих пакетах, к сожалению, не может использоваться. Следовательно, для реализации предложенных алгоритмов необходимо разработать соответствующее программное обеспечение.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 18-29-03250 мк.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cowley A., Hsu H.-C., Taylor C.J. Distributed sensor databases for multi-robot teams // Proc. of the 2004 IEEE Internat. Conf. on Robotics and Automation. 2004. Vol. 1. Pp. 691–696.
2. Di Caro G.A., Giusti A., Nagi J., Gambardella L.M. A simple and efficient approach for cooperative incremental learning in robot swarms // Proc. of the 16th Internat. Conf. on Advanced Robotics. 2013. Pp. 1–8.
3. Du P., Xia J., Zhang W., Tan K., Liu Y., Liu S. Multiple classifier system for remote sensing image classification: A review // Sensors. 2012. Vol. 120 (4). Pp. 4764–4792.
4. Freund Y., Schapire R.E. A decision theoretic generalization of on-line learning and an application to boosting // J. of Computer and System Sciences. 1997. Vol. 550 (1). Pp. 119–139.
5. Khamis A., Hussein A., Elmogy A. Multi-robot task allocation: A review of the state-of-the-art // Cooperative Robots and Sensor Networks. Cham: Springer International Publishing, 2015. Vol. 604. Pp. 31–51.
6. Navarro I., Matia F. An introduction to swarm robotics // ISRN Robotics. 2013. Article ID 608164. Pp. 1–10.
7. Pronobis A., Mozos O.M., Caputo B. SVM-based discriminative accumulation scheme for place recognition // Proc. of the IEEE Internat. Conf. on Robotics and Automation. 2008. Pp. 522–529.
8. Ravet A., Lacroix S., Hattenberger G., Vandeportaele B. Learning to combine multi-sensor information for context dependent state estimation // Proc. of the IEEE/RSJ Internat. Conf. on Intelligent Robots and Systems. Tokyo, 2013. Pp. 5221–5226.
9. Scholkopf B., Smola A.J. Learning with Kernels: Support Vector Machines, Regularization, Optimization, and Beyond. Cambridge, Massachusetts: The MIT Press, 2002.
10. Tan Y., Zheng Z.-Y. Research advance in swarm robotics // Defence Technology. 2013. Vol. 9:0. Pp. 18–39.
11. Utkin L.V. The imprecise Dirichlet model as a basis for a new boosting classification algorithm // Neurocomputing. 2015. Vol. 1510(3). Pp. 1374–1383.
12. Utkin L.V. An imprecise extension of SVM-based machine learning models // Neurocomputing. 2019. Vol. 331. Pp. 18–32.
13. Walley P. Inferences from multinomial data: Learning about a bag of marbles // J. of the Royal Statistical Society. Series B. 1996. Vol. 58. Pp. 3–57.
14. Yuksel S.E., Wilson J.N., Gader P.D. Twenty 2019s of mixture of experts // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. 2012. Vol. 230 (8). Pp. 1177–1193.

Статья поступила в редакцию 01.02.2019.

REFERENCES

1. Cowley A., Hsu H.-C., Taylor C.J. Distributed sensor databases for multi-robot teams. *In Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2004, Vol. 1, Pp. 691–696.
2. Di Caro G.A., Giusti A., Nagi J., Gambardella L.M. A simple and efficient approach for cooperative incremental learning in robot swarms. *In Proceedings of the 16th*

International Conference on Advanced Robotics, 2013, Pp. 1–8.

3. **Du P., Xia J., Zhang W., Tan K., Liu Y., Liu S.** Multiple classifier system for remote sensing image classification: A review. *Sensors*, 2012, Vol. 120 (4), Pp. 4764–4792.

4. **Freund Y., Schapire R.E.** A decision theoretic generalization of on-line learning and an application to boosting. *Journal of Computer and System Sciences*, 1997, Vol. 550 (1), Pp. 119–139.

5. **Khamis A., Hussein A., Elmogy A.** Multi-robot task allocation: A review of the state-of-the-art. In *Cooperative Robots and Sensor Networks*. Cham: Springer International Publishing, 2015, Vol. 604, Pp. 31–51.

6. **Navarro I., Matia F.** An introduction to swarm robotics. *ISRN Robotics*, 2013. Article ID 608164, Pp. 1–10.

7. **Pronobis A., Mozos O.M., Caputo B.** SVM-based discriminative accumulation scheme for place recognition. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2008, Pp. 522–529.

8. **Ravet A., Lacroix S., Hattenberger G., Vandeportaele B.** Learning to combine multi-sensor

information for context dependent state estimation. In *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Tokyo, 2013, Pp. 5221–5226.

9. **Scholkopf B., Smola A.J.** *Learning with Kernels: Support Vector Machines, Regularization, Optimization, and Beyond*. The MIT Press, Cambridge, Massachusetts, 2002.

10. **Tan Y., Zheng Z.-Y.** Research advance in swarm robotics. *Defence Technology*, 2013, Vol. 9:0, Pp. 18–39.

11. **Utkin L.V.** The imprecise Dirichlet model as a basis for a new boosting classification algorithm. *Neurocomputing*, 2015, Vol. 1510(3), Pp. 1374–1383.

12. **Utkin L.V.** An imprecise extension of SVM-based machine learning models. *Neurocomputing*, 2019, Vol. 331, Pp. 18–32.

13. **Walley P.** Inferences from multinomial data: Learning about a bag of marbles. *Journal of the Royal Statistical Society, Series B*, 1996, Vol. 58, Pp. 3–57.

14. **Yuksel S.E., Wilson J.N., Gader P.D.** Twenty 2019s of mixture of experts. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2012, Vol. 230 (8), Pp. 1177–1193.

Received 01.02.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

ПОПОВ Сергей Геннадьевич

POPOV Sergey G.

E-mail: popovserge@spbstu.ru

УТКИН Лев Владимирович

UTKIN Lev V.

E-mail: lev.utkin@gmail.com

ЗАБОРОВСКИЙ Владимир Сергеевич

ZABOROVSKY Vladimir S.

E-mail: vlad2tu@yandex.ru

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ
«НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА.
ИНФОРМАТИКА. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ. УПРАВЛЕНИЕ»

«ST. PETERSBURG STATE POLYTECHNICAL UNIVERSITY JOURNAL.
COMPUTER SCIENCE. TELECOMMUNICATIONS AND CONTROL SYSTEMS»

Том 12, № 1, 2019

Учредитель – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет»

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор).
Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-51457 от 19.10.2012 г.

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

Телефон редакции (812)552-62-16, 297-18-21

E-mail: infocom@spbstu.ru

Компьютерная верстка *Е.А. Корнукова*

Перевод на английский язык *А.С. Колгатина*

Лицензия ЛР № 020593 от 07.08.97

Подписано в печать 28.03.2019. Формат 60×84 1/8. Бум. тип. № 1."
Печать офсетная. Усл. печ. л. 6,97. Уч.-изд. л. 6,97. Тираж 1000. Заказ

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
Издательство Политехнического университета
член Издательско-полиграфической ассоциации университетов России
Адрес университета и издательства: 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

УСЛОВИЯ ПУБЛИКАЦИИ СТАТЕЙ

в журнале «Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление»

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Журнал «Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Телекоммуникации. Управление» является периодическим печатным научным рецензируемым изданием. Зарегистрировано Федеральной службой по надзору в сфере информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор). Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-51457 от 19 октября 2012 г. С 2008 года выпускается в составе сериального периодического издания «Научно-технические ведомости СПбГПУ» (ISSN 1994-2354).

Издание с 2002 года входит в Перечень ведущих научных рецензируемых журналов и изданий (перечень ВАК) и принимает для печати материалы научных исследований, а также статьи для опубликования основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора наук и кандидата наук по следующим основным научным направлениям: **ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ, ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНЫХ И ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ**. Научные направления журнала учитываются ВАК Минобрнауки РФ при защите докторских и кандидатских диссертаций в соответствии с Номенклатурой специальностей научных работников.

Сведения о публикациях представлены в РИНЦ, в Реферативном журнале ВИНИТИ РАН, в международной справочной системе «Ulrich's Periodical Directory».

Периодичность выхода журнала – 4 номера в год.

2. ТРЕБОВАНИЯ К ПРЕДОСТАВЛЯЕМЫМ МАТЕРИАЛАМ

2.1. Оформление материалов

1. Рекомендуемый объем статей для авторов с ученой степенью доктора наук, званием профессора, соискателей ученой степени доктора наук (докторантов) 12–20 страниц формата А-4 с учетом графических вложений. Количество графических вложений (диаграмм, графиков, рисунков, таблиц, фотографий и т. п.) не должно превышать 4.

2. Рекомендуемый объем статей для преподавателей, авторов без ученой степени, соискателей ученой степени кандидата наук – 8–15 страниц формата А-4; аспирантов – 8 страниц формата А-4 с учетом графических вложений. Количество графических вложений (диаграмм, графиков, рисунков, таблиц, фотографий и т. п.) не должно превышать 3.

3. Авторы должны придерживаться следующей обобщенной структуры статьи: вводная часть (0,5–1 стр., актуальность, существующие проблемы); основная часть (постановка и описание задачи, изложение и суть основных результатов); заключительная часть (0,5–1 стр., предложения, выводы), список литературы (оформление по ГОСТ 7.05.-2008).

4. Число авторов статьи не должно превышать трех человек.

5. Набор текста осуществляется в редакторе **MS Word**, формул – в редакторе **MathType**. Таблицы набираются в том же формате, что и основной текст.

6. Шрифт – TNR, размер шрифта основного текста – 14, интервал – 1,5; таблицы большого размера могут быть набраны 12 кеглем. Параметры страницы: поля слева – 3 см, сверху, снизу – 2,5 см, справа – 2 см, текст размещается без переносов. Абзацный отступ – 1 см.

2.2. Предоставление материалов

Вместе с материалами статьи должны быть обязательно предоставлены:

- номер УДК в соответствии с классификатором (в заголовке статьи);
- аннотация на русском и английском языках;
- ключевые слова (5–7) на русском и английском языках;
- сведения об авторах на русском и английском языках: ФИО, место работы, должность, ученое звание, ученая степень, контактные телефоны, e-mail;
- аспиранты представляют документ отдела аспирантуры, заверенный печатью;
- акт экспертизы о возможности опубликования материалов в открытой печати.

С авторами статей заключается издательский лицензионный договор.

Предоставление всех материалов осуществляется в электронном виде через личный кабинет **ЭЛЕКТРОННОЙ РЕДАКЦИИ** по адресу <http://journals.spbstu.ru>

2.3. Рассмотрение материалов

Предоставленные материалы (п. 2.2) первоначально рассматриваются редакционной коллегией и передаются для рецензирования. После одобрения материалов, согласования различных вопросов с автором (при необходимости) редакционная коллегия сообщает автору решение об опубликовании статьи. В случае отказа в публикации статьи редакция направляет автору мотивированный отказ.

При отклонении материалов из-за нарушения сроков подачи, требований по оформлению или как не отвечающих тематике журнала материалы не публикуются и не возвращаются.

Редакционная коллегия не вступает в дискуссию с авторами отклоненных материалов.

Публикация материалов аспирантов очной бюджетной формы обучения осуществляется бесплатно в соответствии с очередностью.

При поступлении в редакцию значительного количества статей их прием в очередной номер может закончиться **ДОСРОЧНО**.

Более подробную информацию можно получить:

на сайте журнала <http://ntv.spbstu.ru>

по телефону редакции +7(812) 552-62-16 с 10⁰⁰ до 18⁰⁰ Галина Александровна

или по e-mail: infocom@spbstu.ru