ISSN 1561-5405 (print)
ISSN 2587-9960 (online)
DOI: 10.24151/1561-5405

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Электроника

PROCEEDINGS OF UNIVERSITIES. ELECTRONICS

Том 24
№ 3
май - июнь

Vol. 24
No. 3
May - June

2019

ПОДПИСКА 2019

Научно-технический журнал «Известия высших учебных заведений. ЭЛЕКТРОНИКА»

Периодичность журнала - 6 номеров в год

В центре внимания журнала - актуальные проблемы электроники. На его страницах освещаются результаты научно-исследовательских работ, выполненных в вузах и НИИ, на промышленных предприятиях страны, методические аспекты преподавания с учетом современных требований и форм обучения, дается информация о научных конференциях. Формируются специальные выпуски по тематическому признаку.

Подписаться на печатную версию журнала можно:

по каталогу «Газеты, журналы»
АО Агентство «Роспечать»
в любом почтовом отделении

Подписной индекс 47570

по прямой подписке в АО Агентство «Роспечать»:
www.press.rosp.ru

по объединенному каталогу «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис»
в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934

через редакцию - с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

- Научной электронной библиотеки: www.elibrary.ru
- ООО «Агентство «Книга-Сервис»: www.rucont.ru; www.akc.ru; www.pressa-rf.ru
- ООО «УП Урал-Пресс»: www.delpress.ru
- ООО «ИВИС»: www.dlib.eastview.com



Адрес редакции: 124498, г. Москва, г. Зеленоград,
пл. Шокина, дом 1, МИЭТ, комн. 7231

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miee.ru

http://ivuz-e.ru

Известия высших учебных заведений.

ЭЛЕКТРОНИКА

Том 24, № 3, 2019
май – июнь

Научно-технический журнал

Издается с 1996 г.
Выходит 6 раз в год

Учредитель и издатель: ***Национальный исследовательский университет «МИЭТ»***

Главный редактор: ***Чаплыгин Юрий Александрович*** – академик РАН, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)

Редакционная коллегия:

Гаврилов Сергей Александрович – заместитель главного редактора, д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Бархоткин Вячеслав Александрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Бахтин Александр Александрович – канд.т.н., доц., МИЭТ (Москва, Россия)
Беневоленский Сергей Борисович – д.т.н., проф., ФГБНУ «Научно-исследовательский институт – Республиканский исследовательский научно-консультационный центр экспертизы» (Москва, Россия)
Быков Дмитрий Васильевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (Москва, Россия)
Гаврилов Сергей Витальевич – д.т.н., проф., Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН (Москва, Россия)
Гапоненко Сергей Васильевич – акад. НАН Беларуси, д.физ.-мат.н., проф., Белорусский республиканский фонд фундаментальных исследований (Минск, Беларусь)
Горбацевич Александр Алексеевич – чл.-корр. РАН, д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия)
Грибов Борис Георгиевич – чл.-корр. РАН, д.хим.н., проф., АО «НИИМЭ» (Москва, Россия)
Коноплев Борис Георгиевич – д.т.н., проф., Южный федеральный университет (Таганрог, Россия)
Коркишко Юрий Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., НПК «Оптолинк» (Москва, Россия)
Королёв Михаил Александрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Красников Геннадий Яковлевич – акад. РАН, д.т.н., проф., АО «НИИМЭ» (Москва, Россия)
Кубарев Юрий Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., Фонд «Сколково», ООО «Центр плазменных и вакуумных технологий» (Москва, Россия)
Лабунов Владимир Архипович – акад. НАН Беларуси, иностранный член РАН, д.т.н., проф., Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)
Максимов Иван Александрович – PhD, проф., Университет города Лунд (Швеция)
Меликян Вазген Шаваршович – чл.-корр. НАН Армении, д.т.н., проф., ЗАО «Синопсис Армения» (Ереван, Армения)
Неволин Владимир Кириллович – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Неволин Владимир Николаевич – д.физ.-мат.н., проф., Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН (Москва, Россия)
Петросянц Константин Орестович – д.т.н., проф., Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики» (Москва, Россия)

© "Известия вузов. Электроника", 2019
© МИЭТ, 2019

Сазонов Андрей Юрьевич – PhD, проф., Университет Ватерлоо (Канада)
Сауров Александр Николаевич – акад. РАН, д.т.н., проф., Институт нанотехнологий микроэлектроники РАН (Москва, Россия)
Селищев Сергей Васильевич – д.физ.-мат.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Сигов Александр Сергеевич – акад. РАН, д.физ.-мат.н., проф., МИРЭА – Российский технологический университет (Москва, Россия)
Сидоренко Анатолий Сергеевич – акад. АН Молдовы, д.физ.-мат.н., проф., Институт электронной инженерии и нанотехнологий АНМ (Кишинев, Молдова)
Таиров Юрий Михайлович – д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина) (Санкт-Петербург, Россия)
Телец Виталий Арсеньевич – д.т.н., проф., Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ» (Москва, Россия)
Тимошенков Сергей Петрович – д.т.н., проф., МИЭТ (Москва, Россия)
Усанов Дмитрий Александрович – д.физ.-мат.н., проф., Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского (Саратов, Россия)
Юриш Сергей Юрьевич – канд.т.н., IFSA Publishing, S.L. (Барселона, Испания)

Заведующая редакцией *С.Г. Зверева*
Редактор *А.В. Тихонова*
Научный редактор *С.Г. Зверева*
Корректор *И.В. Проскурякова*
Верстка *А.Ю. Рыжков, С.Ю. Рыжков*

Адрес редакции: 124498, Россия, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ
Тел.: 8-499-734-6205
E-mail: magazine@miee.ru
http://ivuz-e.ru

Адрес издателя: 124498, Россия, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ.

Адрес полиграфического предприятия: 124498, Россия, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1, МИЭТ.

Подписано в печать 14.06.2019. Формат бумаги 60×84 1/8. Цифровая печать.
Объем 13,02 усл.печ.л., 12,004 уч.-изд.л. Тираж 180 экз. Заказ № 17. Свободная цена.
Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС 77-72307 от 01.02.2018.

Включен ВАК в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Включен в Российский индекс научного цитирования и в Рейтинг Science Index.

Включен в Russian Science Citation Index на платформе Web of Science.

Является членом Cross Ref.

Плата за публикацию статей не взимается.

Подписной индекс в каталоге Агентства «Роспечать» – 47570

СОДЕРЖАНИЕ

Элементы интегральной электроники

Семёнов А.А., Усанов Д.А., Дронкин А.С. Активный аппаратный стек процессора 219

Кулакова А.А., Лукьяненко Е.Б. Энергоэффективные КМОП-триггеры с инверторной запоминающей ячейкой 230

Схемотехника и проектирование

Рябцев В.Г., Волобуев С.В. Имплементация памяти в систему на кристалле со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления 239

Melikyan V.Sh., Hayrapetyan A.K., Kostanyan H.T., Margaryan H.V., Grigoryan H.T., Martirosyan A.A. Power Supply Ratio Improvement Using Self-Calibration in Voltage Regulators

(***Меликян В.Ш., Айрапетян А.К., Костанян А.Т., Маргарян А.В., Григорян А.Т., Мартиросян А.А.*** Улучшение коэффициента подавления нестабильности питания с помощью самокалибровки в регуляторах напряжения) 248

Микро- и наносистемная техника

Йе Ко Ко Аунг, Аунг Тхура, Симонов Б.М., Тимошенков С.П. Параметры чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра 257

Ван Хао Ло, Нестеренко Т.Г. Система резонансной настройки вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа 267

Информационно-коммуникационные технологии

Воротнёв Д.В., Голованов Р.В. Методика обучения бинарных классификаторов в задачах сегментации изображений 279

Минаков Е.И., Мешков А.В., Мешкова Е.О. Модифицированное преобразование Хафа в задаче повышения вероятности обнаружения объектов в радиоэлектронных системах наблюдения ... 291

Кобяк И.П. Идентификация бернуллиевских последовательностей криптографическими методами 301

Краткие сообщения

Гуляев А.С., Кольцов В.Б., Севрюкова Е.А. Применение программных средств для оценки термодинамической устойчивости на примере железа 309

Памяти Бархоткина Вячеслава Александровича 313

Памяти Усанова Дмитрия Александровича 315

Юбилеи

Грибов Б.Г., Горнев Е.С., Плотников Ю.И., Тельминов О.А. Научно-исследовательский институт молекулярной электроники: от выполнения НИОКР к электронным технологиям мирового уровня 317

Конференции

Об итогах 26-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2019» 322

К сведению авторов 323

Proceedings of Universities.
ELECTRONICS
Volume 24, No. 3, 2019
May – June
The scientifical and technical journal
Published since 1996
Published 6 times per year

Founder and Publisher: ***National Research University of Electronic Technology***

Editor-in-Chief: ***Yury A. Chaplygin*** – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

Editorial Board:

Sergey A. Gavrilov – Deputy Editor-in-Chief, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Aleksandr A. Bakhtin – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., MIET (Moscow, Russia)
Vyacheslav A. Barhotkin – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Sergey B. Benevolensky – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Scientific Research Institute – Federal Research Centre for Projects Evaluation and Consulting Services (Moscow, Russia)
Dmitri V. Bykov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia)
Sergey V. Gavrilov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute for Design Problems in Microelectronics of RAS (Moscow, Russian)
Sergey V. Gaponenko – Acad. NAS of Belarus, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (Minsk, Belarus)
Aleksandr A. Gorbatsevich – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia)
Boris G. Gribov – Cor. Mem. RAS, Dr. Sci. (Chem.), Prof., JSC «NIIME» (Moscow, Russia)
Boris G. Konoplev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University (Taganrog, Russia)
Yury N. Korkishko – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., SMS «Optolink» (Moscow, Russia)
Mikhail A. Korolev – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Gennady Y. Krasnikov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., JSC «NIIME» (Moscow, Russia)
Yuri V. Kubarev – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., The Skolkovo Foundation, LLC «Center for Plasma and Vacuum Technologies» (Moscow, Russia)
Vladimir A. Labunov – Acad. NAS of Belarus, Foreign member of RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)
Ivan A. Maksimov - PhD, Prof., Lund University (Sweden)
Vazgen S. Melikyan – Cor. Mem. NAS of Armenia, Dr. Sci. (Eng.), Prof., CJS Company «Sinopsis, Armenia» (Yerevan, Armenia)
Vladimir K. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Vladimir N. Nevolin – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., P.N. Lebedev Physical Institute of the RAS (Moscow, Russia)
Konstantin O. Petrosyantz – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research University Higher School of Economics (Moscow, Russia)
Aleksandr N. Saurov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute of Nanotechnology of Microelectronics of the RAS (Moscow, Russia)
Andrey Y. Sazonov - PhD, Prof., University of Waterloo (Canada)
Sergey V. Selishchev – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIET (Moscow, Russia)

© "Proceedings of Universities. Electronics", 2019
© MIET, 2019

Anatolie S. Sidorenko – Acad. AS of Moldova, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Institute of the Electronic Engineering and Nanotechnologies ASM (Chisinau, Moldova)
Aleksandr S. Sigov – Acad. RAS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., MIREA – Russian Technological University (Moscow, Russia)
Yury M. Tairov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Saint-Petersburg Electrotechnical University (LETI) (St. Petersburg, Russia)
Vitaly A. Telets – Dr. Sci. (Eng.), Prof., National Research Nuclear University MEPhI (Moscow, Russia)
Sergey P. Timoshenkov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., MIET (Moscow, Russia)
Dmitry A. Usanov – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., National Research Saratov State University (Saratov, Russia)
Sergey Yu. Yurish – Cand. Sci. (Eng.), IFSA Publishing, S.L. (Barcelona, Spain)

Head of editorial staff *Zvereva S.G.*
Chief editors *Tikhonova A.V., Proskuryakova I.V.*
Make-up *Ryzhkov S.Yu., Ryzhkov A.Yu.*

Editorial Board's address: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET, editorial office of the Journal «Proceedings of Universities. Electronics»
Tel.: +7-499-734-62-05
E-mail: magazine@miee.ru
http://ivuz-e.ru

Publisher's address: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET

Printery address: 124498, Russia, Moscow, Zelenograd, Bld. 1, Shokin Square, MIET

Signed to print 14.06.2019. Sheet size 60×84 1/8. Digital printing. Conventional printed sheets 13,02. Number of copies 180. Order no. 17. Free price.
The media registration certificate ПИ № ФС 77-72307 of 01.02.2018.

The journal is included into the List of reviewed scientific publications, in which the main scientific results of thesis for candidate of science and doctor degrees must be published.

The journal is included into the Russian index of scientific citing and into the Rating Science Index.

The journal is included into the Russian Science Citation Index on the Web of Science basis.

Is the member of Cross Ref.

The fee for the publication of articles is not charged.

The subscription index in catalogue of Agency Rospechat – 47570

CONTENTS

Integrated electronics elements

Semenov A.A., Usanov D.A., Dronkin A.S. Active Processor Software Stack 219

Kulakova A.A., Lukyanenko E.B. Energy-Efficient CMOS-Triggers with Inverter Storage Cell 230

Circuit engineering and design

Ryabtsev V.G., Volobuev S.V. Memory Implementation in a System on Chip with Built-in Self-Test and Recovery Tools 239

Melikyan V.Sh., Hayrapetyan A.K., Kostanyan H.T., Margaryan H.V., Grigoryan H.T., Martirosyan A.A. Power Supply Ratio Improvement Using Self-Calibration in Voltage Regulators 248

Micro- and nanosystem technology

Ye Ko KO Aung, Aung Thura, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. Parameters of Sensitive Element of Capacitive Micromechanical Accelerometer with Sandwich Construction 257

Van Hao Lo, Nesterenko T.G. Resonant Tuning System of MEMS Multi-Axis Vibrating Gyroscope. 267

Information-communication technologies

Vorotnev D.V., Golovanov R.V. Binary Classifiers Training Approach for Image Segmentation 279

Minakov E.I., Meshkov A.V., Meshkova E.O. Modified Hough Transform in Problem of Increasing Probability of Target Detection in Electronic Surveillance Systems 291

Kobyak I.P. Identification of Bernoulli's Sequences by Cryptographic Special Computers 301

Brief reports

Gulyaev A.S., Koltsov V.B., Sevryukova E.A. Using a Software Application to Evaluation Thermodynamic Stability on the Example of Iron 309

In memory of Barhotkin Vyacheslav Aleksandrovich 313

In memory of Usanov Dmitry Aleksandrovich 315

Anniversaries

Gribov B.G., Gornev E.S., Plotnikov Yu.I., Telminov O.A. Molecular Electronics Research Institute: from R&D Implementation to the State of the Art Electronics Technologies 317

Conferences

Results of the 26th All-Russian Interuniversity Scientific and Technical Conference of Students and Graduate Students «Microelectronics and Computer Science – 2019» 322

ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
INTEGRATED ELECTRONICS ELEMENTS

УДК 004.314.6 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-219-229**

Активный аппаратный стек процессора

А.А. Семёнов, Д.А. Усанов, А.С. Дронкин

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского, г. Саратов, Россия

semenovaa@info.sgu.ru

При разработке высокопроизводительных микропроцессоров и микроконтроллеров заимствуются характерные черты RISC-архитектуры. Сложные операции, к которым относятся вызовы подпрограмм и обслуживание прерываний, затруднительно реализовать аппаратно за одинаковый со всеми остальными командами интервал времени. Такие операции при выполнении предполагают запись значения адреса перехода в регистр программного счетчика процессора с одновременным сохранением адреса возврата из подпрограммы. В работе предложена специфическая конструкция аппаратного стека процессора, позволяющая выполнять сложные машинные операции за один такт. Установлено, что требуемый технический результат может быть достигнут введением в конструкцию процессора N идентичных программных счетчиков, фактически являющихся аналогами регистров стека. Показано, что указатель стека с логикой выбора регистра, подключенной к блоку программных счетчиков, активирует следующий программный счетчик при вызове подпрограммы или обслуживании прерывания, в то время как предыдущий счетчик сохраняет адрес возврата из подпрограммы. В результате процедуры сохранения адреса возврата из программного счетчика в регистры стека или ячейки оперативной памяти и восстановления его состояния из стека исключены. Это позволяет выполнить вызов подпрограммы или переход по вектору прерывания и осуществить возврат в точку вызова за один такт задающего генератора. Вследствие этого становится возможным увеличить быстродействие процессора при выполнении подобных операций на 30–50 %, а также повысить производительность в целом без увеличения тактовой частоты.

Ключевые слова: микропроцессоры; микроконтроллеры; аппаратный стек; RISC-архитектура; повышение производительности; быстродействие

© А.А. Семёнов, Д.А. Усанов, А.С. Дронкин, 2019

Для цитирования: Семёнов А.А., Усанов Д.А., Дронкин А.С. Активный аппаратный стек процессора // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 219–229. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-219-229

Active Processor Software Stack

A.A. Semenov, D.A. Usanov, A.S. Dronkin

Saratov State University, Saratov, Russia

semenovaa@info.sgu.ru

Abstract: The problem of improving the performance of microprocessors and microcontrollers is solved by the production technology improvement as well as further development of their architecture. In development of the up-to-date high performance microprocessors and microcontrollers the specific feutures of the RISC-architecture are borrowed complicated operations, which include the calls of the subprograms and maintenance of breaks, are difficult to be realized from the point of view of the software during an equal to all the rest time interval commands. While executing, such operations assume writing down the addresses of transfer to the register of the program counter of the processor with simultaneous storage of the return register from the processor program counter. In the work a specific construction of the processor software stack, allowing executing complicated machine operations during one step has been proposed. It has been determined that the required technical result can be achieved by introducing into the processor construction the *N* identical software counters, in fact being the analogs of the stack registers. It has been shown that the stack indicator with the logic of the register choice, which is connected with the block of the program counters activates while calling a subprogram or maintaining the break the next counter at the time when the previous counter stores the return address from the subprogram. As the result the procedures of storing the address and the recovery of its state from the stack are excluded. This enables the subprogram call or the transfer by the break vector and execution of the return to the call point during one step of the setting generator. Due to this it becomes possible to increase the processor speed while executing 30–50% of similar operations and to improve its performance as a whole without increasing the clock frequency.

Keywords: microprocessors; microcontrollers; software stack; RISC-architecture; performance increase, speed

For citation: Semenov A.A., Usanov D.A., Dronkin A.S. Active processor software stack. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 219–229. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-219-229

Введение. Технологии производства микропроцессоров и микроконтроллеров в настоящее время фактически подошли к пределу, обусловленному фундаментальными закономерностями процессов, лежащих в основе функционирования активных приборов твердотельной электроники, а также технологическими закономерностями, вызванными разрешающей способностью технологического и контрольно-диагностического оборудования [1, 2]. В связи с этим интерес представляют методы, позволяющие увеличить производительность микроэлектронных вычислительных интегральных схем за счет повышения эффективности их организации на кристалле путем конвейеризации,

переименования регистров, параллельного исполнения инструкций, динамического исполнения, предсказания переходов и исполнения по предположению. Совершенствование аппаратной реализации указанных механизмов открывает возможность для увеличения производительности микропроцессоров и микроконтроллеров без дальнейшего повышения их тактовой частоты.

Архитектура RISC (Reduced Instruction Set Computer – компьютер с сокращенным набором команд) является основой современных высокопроизводительных микропроцессоров и микроконтроллеров. Данная архитектура предполагает, что любая операция должна выполняться за один такт; система команд должна содержать минимальное количество наиболее часто используемых команд одинаковой длины; операции обработки данных должны выполняться только в формате регистр-регистр, а обмен между регистрами и памятью – только командами загрузки-записи [3].

В настоящее время важным остается требование обработки данных только командами в формате регистр-регистр, а необходимость выполнения любой операции за один такт трактуется как выполнение любых операций за одинаковый интервал времени – машинный цикл или как загрузка конвейера команд в темпе «команда за такт». Соответствие этому требованию позволяет упростить логику декодирования команд благодаря использованию команды фиксированной длины. Возможность исполнения команд за фиксированный интервал времени позволяет с помощью несложных схемотехнических решений не только реализовать высокую скорость выполнения элементарных операций при сохранении простоты устройства управления и синхронизации процессора, но и организовать конвейеризацию и пространственный параллелизм вычислений.

Отметим, что характерные черты RISC-архитектуры широко заимствуются при разработке современных высокопроизводительных микропроцессоров и микроконтроллеров. Поэтому цель настоящей работы – создание специфической конструкции аппаратного стека процессора, позволяющей выполнять за один такт сложные машинные операции, требующие для своей реализации большого числа микроопераций.

Алгоритмы вызова подпрограмм и обслуживания прерываний. К числу сложных операций относятся вызовы подпрограмм и обслуживание прерываний. При их выполнении предполагается переход на заданный адрес с одновременным сохранением адреса возврата из подпрограммы, т.е. запись значения адреса перехода в регистр программного счетчика (Program Counter, PC) процессора с сохранением текущего значения PC в стеке. Это сложно реализовать аппаратно за одинаковый с остальными командами интервал времени, поскольку число микроопераций, требующееся для выполнения указанных команд, сравнительно больше.

В общем случае стек – это структура данных, представляющая собой список элементов, организованных по принципу последним пришел – первым вышел (Last In – First Out, LIFO). В рамках данного технического решения термин «стек» употребляется применительно к области памяти процессора, организованной по принципу магазина в огнестрельном оружии – стрельба начнется с патрона, заряженного в магазин последним. Память процессора обеспечивает сохранение адресов возврата при вызове подпрограмм и обслуживании прерываний для последующей передачи управления в точку вызова подпрограммы или на адрес, перед которым был выполнен переход к процедуре обслуживания прерывания.

В микропроцессорах принстонской архитектуры стек обычно представляет собой область оперативной памяти, специально выделяемой для временного хранения данных программы. Адрес элемента, записанного в стек последним, называется вершиной стека. Адрес вершины стека хранится в регистре – указателе стека (Stack Pointer, SP).

При выполнении операции вызова подпрограммы (или возникновении прерывания) в таких микропроцессорах приходится считывать адрес перехода во внутренние регистры временного хранения, выводить значение SP на шину адреса для сохранения адреса возврата в оперативной памяти, сдвигать вершину стека и лишь после этого заносить адрес перехода в программный счетчик. При выполнении операции возврата из подпрограммы (или возврата из прерывания) значение SP также выводится на шину адреса для чтения адреса возврата из области оперативной памяти, отведенной под стек. Адрес возврата считывается во внутренние регистры временного хранения, вершина стека изменяет свое положение, а адрес возврата переписывается в программный счетчик [4].

Такое распространенное решение обеспечивает большую глубину вложения вызовов подпрограмм, в каждом конкретном случае определяемую объемом доступной оперативной памяти. Выполнение операции вызова подпрограммы за один такт в этом случае невозможно, поскольку алгоритм сохранения адреса возврата требует значительного числа микроопераций для вывода значения указателя стека на шину адреса и сохранения текущего значения PC в ячейках оперативной памяти. Однако запись в программный счетчик адреса перехода к подпрограмме не может быть выполнена одновременно с сохранением его текущего значения. Кроме того, операции обращения к оперативной памяти значительно медленнее операций записи и чтения регистров самого процессора.

Очевидно, что размещение ячеек стека на кристалле микропроцессора или микроконтроллера позволит ускорить данную процедуру. В случае гарвардской архитектуры, по которой выполняется значительное число микроконтроллеров, такое решение может быть единственным из-за невозможности размещения области стека в памяти программ. Подобное техническое решение характерно для микроконтроллеров фирмы Microchip, которые содержат в общем случае *N*-уровневый аппаратный стек на кристалле. В конкретном аппаратном исполнении микроконтроллера Microchip PIC18(L)F1XK22 стек адресов возврата (Return Address Stack) представляет собой отдельную дополнительную область памяти, содержащую 31 регистр (31-Level Stack) и организованную по магазинному типу. Регистр (ячейка стека), в который производится запись или из которого производится чтение, определяется специальным указателем стека с логикой управления стеком [5]. Область стека этого микроконтроллера не принадлежит ни к программной области, ни к области данных. Текущее значение программного счетчика пересылается в стек, когда выполняется команда вызова подпрограммы или проводится обработка прерывания. При этом указатель стека увеличивается на единицу и указывает на ячейку стека, в которую заносится содержимое PC. В программный счетчик заносится начальный адрес выполняемой процедуры обработки прерывания или подпрограммы. При выполнении процедуры возврата из подпрограммы в программный счетчик загружается содержимое текущей ячейки стека, а указатель стека уменьшается на единицу.

31-уровневый аппаратный стек микроконтроллера Microchip PIC18(L)F1XK224 обеспечивает глубину вложений вызовов подпрограмм до 31 с последующим корректным возвратом. При переполнении ограниченного аппаратного стека указатель стека снова указывает на исходную ячейку и микроконтроллер начнет запись в стек «по кольцу», стирая предыдущее содержимое стека. При извлечении может наблюдаться аналогичный процесс: читается содержимое «дна» стека, а указатель перескакивает на его «вершину». В качестве указателя аппаратного стека обычно используется двоичный счетчик соответствующей разрядности с входом установки в начальное состояние по

сигналу сброса, способный выполнять операции инкремента и декремента. Логика управления стеком, как правило, реализуется посредством дешифратора типа «код-позиция», активизирующего один из регистров стека, согласно номеру (коду) в указателе стека. Для подключения к программному счетчику только одного из регистров стека используются регистры с тристабильным выходным каскадом, способные отключаться от шины, или выбор выходного кода одного из регистров осуществляется посредством коммутатора (мультиплексора). Подобная конструкция обеспечивает глубину вложения вызовов подпрограмм до 31 и необходимое быстродействие процедур обращения к стеку, выполненному на кристалле микроконтроллера. Однако выполнение операции вызова подпрограммы за один такт здесь также не представляется возможным, поскольку запись адреса перехода к подпрограмме в программный счетчик не может быть выполнена одновременно с сохранением его текущего значения в регистрах стека.

Активный аппаратный стек процессора. Оригинальная конструкция узла программного счетчика работает по принципу стека (или по магазинному принципу), но позволяет в отличие от существующих известных решений выполнять операции перехода к подпрограмме или к процедуре обслуживания прерывания. Также возможен возврат из них за один такт при соблюдении схемотехнической простоты процессора. Требуемый технический результат достигнут введением в конструкцию процессора (микропроцессора, микроконтроллера) N идентичных программных счетчиков. Процессор содержит программный счетчик и характерные узлы реализации аппаратного стека: указатель стека с логикой управления стеком и регистры стека. Программные счетчики фактически заменяют регистры стека, которые из конструкции исключаются. Указатель стека с логикой управления стеком подключается к блоку N+1 программных счетчиков для выбора активного в данный момент времени программного счетчика (рис.1) [6].

Выходы программных счетчиков с тристабильными выходными каскадами соединены поразрядно вместе, так что в каждый отдельный момент времени на выходах активны сигналы только одного из счетчиков, выбранного указателем стека посредством логики управления стеком. Входы параллельной загрузки программных счетчиков также соединены поразрядно вместе. Это позволяет в каждый отдельный момент времени осуществить параллельную загрузку значения адреса перехода только в один из счетчиков, выбранный указателем стека посредством логики управления стеком. Счетные входы программных счетчиков также объединены, что позволяет подать импульсы инкремента на все счетчики. При этом инкрементируется только тот из них, который в данный момент выбран указателем стека посредством логики управления стеком. В результате при выполнении операции перехода к подпрограмме или к процедуре обслуживания прерывания активный на данный момент программный счетчик будет содержать адрес возврата из подпрограммы. Данный адрес нигде не будет сохраняться, поскольку начальный адрес подпрограммы или процедуры обслуживания прерывания будет записан уже в следующий программный счетчик, активизированный посредством логики управления стеком в результате инкремента указателя стека. Текущие коды операций подпрограммы выбираются из памяти активным программным счетчиком, в то время как неактивный счетчик содержит и хранит адрес возврата из подпрограммы. Для возврата из подпрограммы или процедуры обслуживания прерывания достаточно декрементировать указатель стека, который посредством логики управления стеком переведет в активное состояние программный счетчик, хранящий адрес возврата из

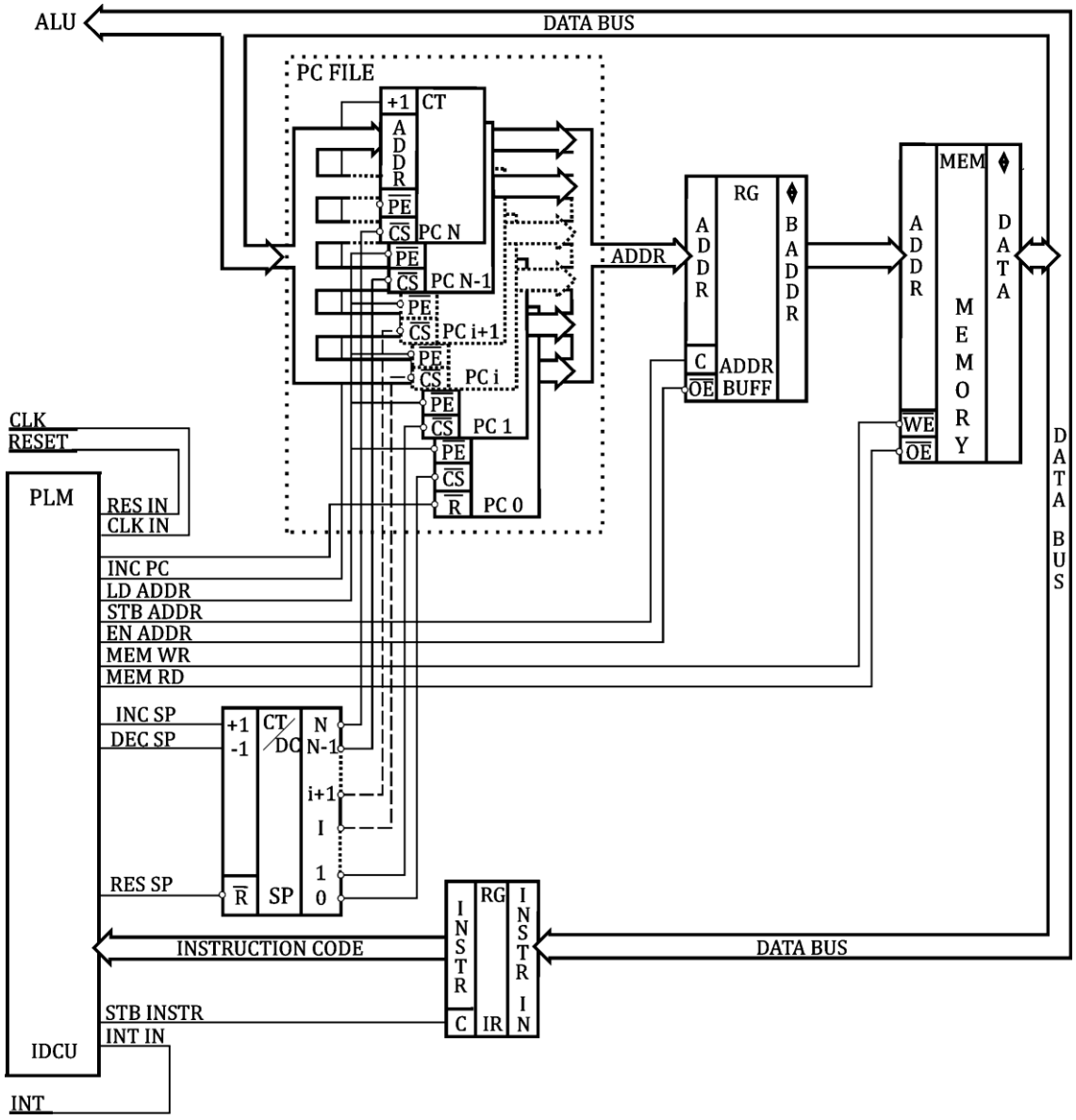


Рис.1. Активный аппаратный стек процессора: блок-схема IDCU – устройство управления и синхронизации; SP – указатель стека; PC FILE – организованный по магазинному типу файл программных счетчиков; IR – регистр команд; ADDR BUFF – буфер адреса; MEMORY – запоминающее устройство; ADDR – адресные линии; BADDR – буферированные адресные линии; DATA BUS – шина данных; INSTRUCTION CODE – код операции (инструкция); ALU – арифметико-логическое устройство [6]

Fig.1. Processor active hardware call stack: block diagram IDCU – Instruction Decode and Control Unit; SP – Stack Pointer; PC FILE – Program Counters File; IR – Instruction Register; ADDR BUFF – Address Buffer; MEMORY – storage device; ADDR – Address lines; BADDR – Buffered Address lines; DATA BUS – Data lines; INSTRUCTION CODE – operation code (instruction); ALU – Arithmetic Logic Unit [6]

подпрограммы. При этом текущий счетчик будет переведен в неактивное состояние. Если в процессе выполнения подпрограммы случится вызов другой подпрограммы, то текущий активный счетчик будет хранить адрес возврата из нее. Начальный адрес вложенной подпрограммы записывается в следующий программный счетчик, который активизируется посредством логики управления стеком в результате инкремента указате-

ля стека. Глубина вложения подпрограмм определяется количеством имеющихся программных счетчиков. Такое ограничение по емкости стека является особенностью данной реализации.

Таким образом, из алгоритма выполнения операции перехода к подпрограмме или к процедуре обслуживания прерывания исключается этап сохранения содержимого программного счетчика в регистре стека. Алгоритм возврата из этих процедур упрощается до операции декремента указателя стека, поскольку полностью отсутствует необходимость записи адреса возврата в программный счетчик из стека. Инкремент указателя стека и запись начального адреса подпрограммы в очередной программный счетчик, переведенный в активное состояние посредством логики управления стеком, как и декремент указателя стека в процедуре возврата, могут быть выполнены за один такт. Это позволяет повысить быстродействие процессора при реализации операций вызова подпрограмм или обслуживания прерывания, а также возврата из них в силу уменьшения количества тактов, необходимых для выполнения таких операций. В результате упрощаются конструкции узла управления и дешифрации инструкции, поскольку выполнение всех операций осуществляется за фиксированное время в один машинный такт, а аппаратные средства коммутации стека и программного счетчика, а также управляющие ими сигналы из конструкции исключаются.

Рассмотренное техническое решение по функциональности, конструкции и принципам работы аналогично типичному аппаратному стеку процессора (микропроцессора, микроконтроллера). Отличие заключается в том, что организованные по магазинному принципу программные счетчики не только выполняют пассивную функцию хранения адреса возврата из подпрограммы, но и играют роль активного текущего указателя инструкций в памяти. Поэтому данное техническое решение названо активным аппаратным стеком процессора [6].

Реализация активного аппаратного стека процессора. Оригинальное техническое решение реализовано в процессе разработки микроконтроллера на ПЛИС EPM3256ATC144-10N [7]. Узел активного аппаратного стека (рис. 2) обеспечивал глубину вложений вызовов подпрограмм до 15. Это обусловлено применением в конструкции модели счетчика DD7 (функционального аналога 74193 из библиотеки элементов программного обеспечения фирмы ALTERA [8]), выполняющего функцию указателя стека. Наличие у данной модели счетчика входов инкремента и декремента позволило реализовать микропрограммные операции инкремента и декремента SP. Счетчики такого типа являются синхронными и позволяют при необходимости увеличения глубины вложения вызовов подпрограмм с минимальной задержкой, примерно равной задержке срабатывания одного триггера, осуществить наращивание разрядности указателя стека. В данном случае это определяется емкостью счетчика – коэффициентом пересчета при каскадировании. Логика управления стеком реализована на основе двух дешифраторов типа «код-позиция» DD8 и DD9 (функциональных аналогов 74138), подключенных к выходам счетчика-указателя стека DD7. Образуя дешифратор 4–16, элементы DD8 и DD9 позволяют низким логическим уровнем на своих выходах активизировать один из элементов 16-разрядного стека: SP0...SP15. Каждый из этих элементов фактически представляет собой 12-разрядный программный счетчик, образованный каскадированием элементов DD2, DD3, DD4 (функциональные аналоги 74193). Тристабильные шинные формирователи DD5, DD6.1 (функциональные аналоги 74LS244), подключенные к выходам каждого из 12-разрядных программных счетчиков, позволяют отключать неактивные счетчики от входов буферного регистра адреса и подключать

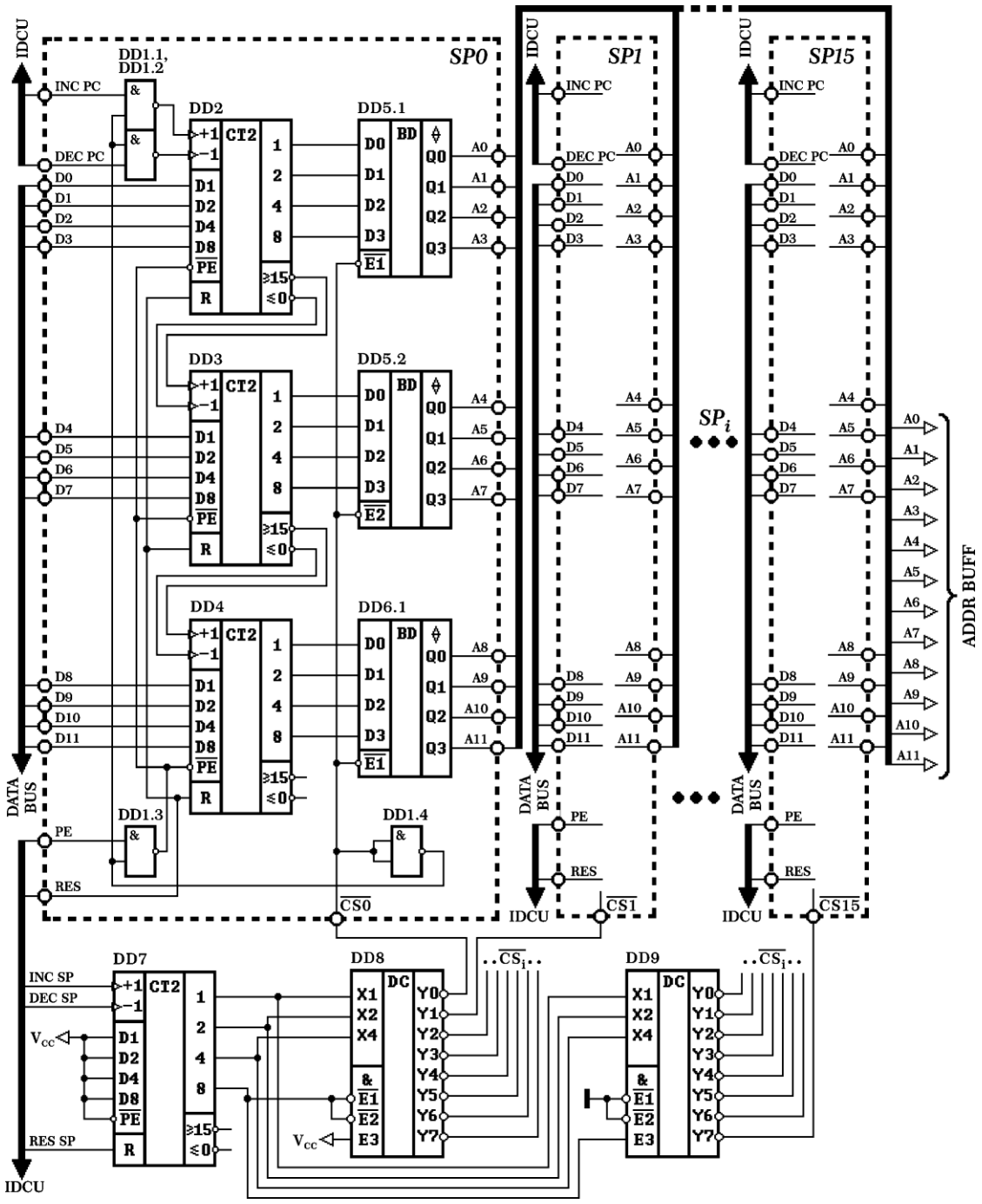


Рис.2. Схема электрическая принципиальная активного аппаратного стека процессора
Fig.2. Processor active hardware call stack schematic diagram

соответственно активный счетчик по низкому уровню на одном из выходов дешифраторов DD8 и DD9 логики управления активным стеком. Элемент DD1.4 инвертирует активный низкий логический уровень с выхода дешифратора логики управления стеком. Высоким логическим уровнем данный элемент разрешает прохождение управляющих сигналов инкремента и декремента (INC PC, DEC PC), а также параллельной загрузки (PE) на входы выбранного активного программного счетчика через вентили DD1.1–DD1.3 соответственно. Аналогичные вентили в остальных программных счетчиках, которые неактивны в данный момент, блокируют прохождение этих управляю-

щих сигналов, обеспечивая режим хранения значения в счетчиках. Входы сброса (RES) всех элементов 16-разрядного стека SP0...SP15 объединены, что позволяет в момент начальной инициализации процессора привести все их 12-разрядные программные счетчики к исходному нулевому значению сигналом RES PC. Процедура начальной инициализации процессора также приводит к нулевому значению счетчик-указатель стека DD7 по входу R сигналом RES SP, тем самым выбирается активный узел SP0 16-разрядного активного стека.

В процессе линейного выполнения программы содержимое программного счетчика DD2–DD4 активного узла SP0 переписывается через прозрачные тристабильные шинные формирователи DD5, DD6.1 в буфер адреса ADDR BUFF во время цикла выборки кода операции (FETCH) и увеличивается на единицу по сигналу INC PC, проходящему через прозрачный вентиль DD1.1. К началу цикла исполнения текущей инструкции программный счетчик DD2–DD4 указывает на следующую команду. Этот процесс повторяется до тех пор, пока не возникнет сигнал прерывания INT или не встретится код вызова подпрограммы. В этом случае устройство управления и синхронизации IDCU выдает активный сигнал INC SP по фронту тактового импульса CLK. Это увеличивает на единицу содержимое счетчика-указателя стека DD7. Логика управления стеком, реализованная на основе двух дешифраторов DD8 и DD9 и подключенная к выходам указателя стека DD7, низким логическим уровнем на своем выходе с номером, соответствующим содержимому указателя стека, активизирует следующий элементов 16-разрядного стека – SP1. В это время элемент SP0, который до этого был активным, переводится в неактивное состояние хранения записанного в нем адреса возврата. По спаду тактового импульса CLK устройство управления и синхронизации IDCU выдает 12-разрядному программному счетчику активного в данный момент элемента стека SP1 управляющий сигнал разрешения параллельной загрузки PE. По активному уровню управляющего сигнала происходит запись адреса перехода с шины данных DATA BUS через входы D0 ... D11 во внутренние триггеры счетчиков. Адрес перехода к подпрограмме через прозрачные тристабильные шинные формирователи выдается в буфер адреса ADDR BUFF. После этого программа выполняется линейно, так же как это происходило при активном элементе стека SP0. В случае нового вызова подпрограммы указатель стека DD7 вновь увеличится на единицу, а логика управления стеком переведет в неактивное состояние хранения записанного адреса возврата текущий элемент стека SP1 и активизирует следующий элемент стека SP2 и т.д. В случае возврата из подпрограммы или процедуры обслуживания прерывания устройство управления и синхронизации IDCU выдает активный сигнал DEC SP по фронту тактового импульса CLK. Это уменьшает содержимое счетчика-указателя стека DD7 на единицу. Логика управления стеком, подключенная к выходам указателя стека DD7 низким уровнем на выходе, переводит в активное состояние предыдущий элемент стека (SP0, если был активен SP1). Поскольку предыдущий элемент стека содержит адрес возврата, то исполнение программы продолжится с адреса, перед которым была вызвана подпрограмма или случилось прерывание.

Очевидно, что отсутствие процедур сохранения адреса возврата из программного счетчика в регистры стека или ячейки оперативной памяти позволяет выполнить вызов подпрограммы или переход по вектору прерывания за один такт задающего генератора: по фронту тактового импульса осуществляется инкремент указателя стека, по срезу – запись адреса перехода в программный счетчик, активизированный указателем. Операция возврата сводится лишь к декременту указателя стека и может быть выполнена по фронту тактового импульса. При традиционной конструкции узла необходим дополни-

тельный такт для сохранения адреса возврата из программного счетчика в стеке при вызове подпрограммы или переходе по вектору прерывания, а также для записи адреса возврата в программный счетчик в случае возврата из подпрограммы или прерывания.

Таким образом, при выполнении операций вызова подпрограмм или обслуживания прерывания, а также возврата из них удается повысить быстродействие процессора на 50 %, если ширина внутренней магистрали процессора соответствует размерности программного счетчика, и примерно на 30 %, если размерность программного счетчика превышает ширину шины данных.

Заключение. Представленное оригинальное техническое решение при соблюдении схемотехнической простоты процессора позволяет повысить его быстродействие на 30–50 %. При этом выполняются операции вызова подпрограмм или обслуживания прерывания, а также возврата из них. Количество тактов, необходимых для аппаратной реализации таких операций, уменьшается, поскольку из их алгоритма исключаются процедуры сохранения адреса возврата из программного счетчика в стек и его извлечения из стека в программный счетчик.

В распространенных микропроцессорных системах преобладающая часть аппаратных средств обслуживается по прерываниям, а по имеющейся статистике [9, 10] инструкции вызова подпрограмм и возврата из них могут составлять от 3 до 7% кода программ. С учетом этого представленное техническое решение позволяет повысить производительность процессора в целом без увеличения тактовой частоты.

Литература

1. ***Айзек Р.*** Будущее технологии КМОП // Открытые системы. СУБД. – 2000. – №10. – С. 8–18.

2. ***Цветов В.*** Развитие классической микроэлектроники. Ожидаемые физико-технические пределы // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2010. – №3. – С. 2–6.

3. ***Цилькер Б.Я., Орлов С.А.*** Организация ЭВМ и систем: учебник для вузов. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2011. – 688 с.

4. ***Stallings W.*** Computer organization and architecture: designing for performance. – 10th Ed. – Pearson Education, Inc., 2016. – 864 p.

5. Microchip PIC18(L)F1XK22 Data Sheet, 20-Pin Flash Microcontrollers with nanoWatt XLP Technology. © 2009–2011 Microchip Technology Incorporated. DS41365E. –
URL: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40001365F.pdf (дата обращения: 03.01.2019).

6. ***Семенов А.А., Усанов Д.А.*** Активный аппаратный стек процессора // Патент России № 2530285. 2014. Бюл. № 28.

7. ALTERA. MAX 3000A Programmable Logic Device Family Data Sheet. –
URL: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ds/m3000a.pdf
(дата обращения: 10.11.2018).

8. MAX+PLUS II Software. – URL: https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/support/support-resources/download/legacy/maxplus2/mp2-index.html (дата обращения: 10.11.2018).

9. Analysis of x86 Instruction Set Usage for DOS/Windows Applications and Its Implication on Superscalar Design. – URL: https://www33.online-convert.com/dl/web1/download-file/64c3379f-38e2-41f7-a54b-c057a3f8ec0d/ab7db4fd488e47630671efa39f818d106a06.pdf (дата обращения: 03.01.2019).

10. x86 Machine Code Statistics. – URL: https://www.strchr.com/x86_machine_code_statistics (дата обращения: 03.01.2019).

Поступила в редакцию 07.12.2018 г.; после доработки 25.02.2019 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Семёнов Андрей Андреевич – доктор физико-математических наук, профессор кафедры физики твердого тела Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского (Россия, 410012, г. Саратов, ул. Астраханская, д. 83, корп. 3), semenovaa@info.sgu.ru

Усанов Дмитрий Александрович – доктор физико-математических наук, профессор, заслуженный деятель науки Российской Федерации, заведующий кафедрой физики твердого тела Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского (Россия, 410012, г. Саратов, ул. Астраханская, д. 83, корп. 3), usanovda@info.sgu.ru

Дронкин Алексей Станиславович – магистрант кафедры физики твердого тела Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского (Россия, 410012, г. Саратов, ул. Астраханская, д. 83, корп. 3), dronkin.alexei@mail.ru

References

1. Isaac R.D. The future of CMOS technology. *IBM Technical Journals Journal of Research and Development. Special Issue = Directions in information technology*, 2000, vol. 44, no. 3, pp. 369–378. (In Russian).

2. Cvetov V. The development of classical microelectronics. Expected Physical and Technical Limits. *Elektronika: Nauka, Tekhnologiya, Biznes = Electronics: Science, Technology, Business*, 2010, no. 3, pp. 2–6. (In Russian).

3. Cil'ker B.Ya., S.A. Orlov. *Computer Organization and Systems: a textbook.* 2-nd ed. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2011. 688 p. (In Russian).

4. Stallings W. *Computer Organization and Architecture: Designing for Performance. 10th Edition*. Pearson Education, Inc., 2016. 864 p.

5. *Microchip PIC18(L)F1XK22 Data Sheet, 20-Pin Flash Microcontrollers with nanoWatt XLP Technology. © 2009–2011 Microchip Technology Incorporated. DS41365E*. Available at: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40001365F.pdf (accessed: 10.11.2018).

6. Semenov A.A., Usanov D.A. *Processor active hardware call stack*. Patent RU2530285C1. 2014. Bulletin № 28. (In Russian).

7. *ALTERA. MAX 3000A Programmable Logic Device Family Data Sheet.* Available at: https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ds/m3000a.pdf (accessed: 10.11.2018).

8. *MAX+PLUS II Software*. Available at: https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/support/support-resources/download/legacy/maxplus2/mp2-index.html (accessed:10.11.2018).

9. *Analysis of x86 Instruction Set Usage for DOS/Windows Applications and Its Implication on Superscalar Design.* Available at: https://www33.online-convert.com/dl/web1/download-file/64c3379f-38e2-41f7-a54b-c057a3f8ec0d/ab7db4fd488e47630671efa39f818d106a06.pdf (accessed:3.01.2019).

10. *x86 Machine Code Statistics*. Available at: https://www.strchr.com/x86_machine_code_statistics (accessed: 03.01.2019).

Received 07.12.2018; Revised 25.02.2019; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Andrey A. Semenov – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. of the Solid State Physics Department, Saratov State University (Russia, 410012, Saratov, Astrahanskaya st. 83, bld. 3), semenovaa@info.sgu.ru

Dmitry A. Usanov – Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Honored Scientist of the Russian Federation, Head of the Solid State Physics Department, Saratov State University (Russia, 410012, Saratov, Astrahanskaya st. 83, bld. 3), usanovda@info.sgu.ru

Alexey S. Dronkin – Master Degree Student of the Solid State Physics Department, Saratov State University (Russia, 410012, Saratov, Astrahanskaya st. 83, bld. 3), dronkin.alexei@mail.ru

УДК 004.414.23 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-230-238

Энергоэффективные КМОП-триггеры с инверторной запоминающей ячейкой

А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко

Южный федеральный университет, г. Таганрог, Россия

anastasya.staryh@mail.ru

Совершенствование элементной базы в сторону снижения транзисторов в исходных структурах при одновременном увеличении энергоэффективности разрабатываемых узлов – актуальная задача. В работе рассмотрены энергоэффективные триггеры на КМОП-транзисторах с инверторной запоминающей ячейкой и управляющей схемой с *Z*-состоянием: одноступенчатые *D*-триггеры, триггеры с динамическим управлением, *JK*-триггеры, *T*-триггеры, *D*-триггеры со сбросом. Триггеры работоспособны благодаря сочетанию сильных и слабых транзисторов. Исследованы параметры *D*-триггера с инверторной запоминающей ячейкой в зависимости от тока насыщения МОП-транзисторов инвертора в цепи положительной обратной связи. Показано, что изменение тока насыщения может в значительной мере влиять на задержку распространения, рассеиваемую мощность, пороги срабатывания и гистерезис. Наличие гистерезиса повышает помехоустойчивость схем на таких элементах. Изучены схемы сдвигового регистра, асинхронного двоичного счетчика, счетчика Джонсона, синхронного двоичного счетчика, выполненные на триггерах с инверторной запоминающей ячейкой. Сравнение параметров разработанных схем со схемами на стандартных логических элементах показало существенное преимущество по энергоэффективности схем с инверсной запоминающей ячейкой перед схемами на стандартных логических элементах: по рассеиваемой мощности в 1,5–3,8 раза, по задержке распространения в 1,1–2,0 раза, по количеству транзисторов в 1,7–2,0 раза, по энерготопологическому параметру в 3,0–8,2 раза.

Ключевые слова: инверторная запоминающая ячейка; триггер; гистерезис; блочный метод; моделирование

Для цитирования: Кулакова А.А., Лукьяненко Е.Б. Энергоэффективные КМОП-триггеры с инверторной запоминающей ячейкой // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 230–238. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-230-238

© А.А. Кулакова, Е.Б. Лукьяненко, 2019

Energy-Efficient CMOS-Triggers with Inverter Storage Cell

A.A. Kulakova, E.B. Lukyanenko

Southern Federal University, Taganrog, Russia

anastasya.staryh@mail.ru

Abstract: An improvement of the element base in the direction of reducing transistors in the source structures while simultaneously increasing the energy efficiency of the nodes being customized is an urgent problem. In the paper the energy-efficient triggers on CMOS-transistors with an inverter storage cell and a control circuit with *Z*-state: single-stage *D*-flip-flops, triggers with dynamic control, *JK* flip-flops, *T*-flip-flops, *D*-flip-flops with reset have been considered. The triggers are functional due to the combination of «strong» and «weak» transistors. The parameters of a *D*-flip-flop with an inverter storage cell have been investigated depending of the saturation current of the inverter MOS transistors in the positive feedback circuit. It has been shown that the change on the saturation current can significantly affect the propagation delay, dispersed power, the functioning thresholds and hysteresis. The presence of hysteresis increases the noise immunity of circuits on such elements.The circuits of the shifting register, asynchronous binary counter, twisted-ring counter, the synchronous binary counter, executed on the triggers with an inverter memory cell have been investigated. The comparison of parameters of the developed circuits with the circuits on standard logic elements has shown the advantage of circuits with an inverted memory cell in terms of the energy efficiency: significant advantage in terms of propagation delay 1.5–3.8 times, in terms of the propagation delay 1.1–2.0 times with respect to the number of transistors 1.7–2.0 times and in terms of energy topological parameter 3.0–8.2 times.

Keywords: inverter storage cell; trigger; hysteresis; block method; modeling

For citation: Kulakova A.A., Lukyanenko E.B. Energy-efficient CMOS-triggers with inverter storage cell. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 230–238. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-230-238

Введение. КМОП-элементы имеют ряд уникальных свойств: малое энергопотребление, высокое быстродействие, повышенная помехоустойчивость. С ростом степени интеграции требуются более высокие параметры элементов ИС. Поэтому развитие современной энергоэффективной элементной базы является актуальной задачей.

В качестве запоминающих ячеек (ЗЯ) в триггерных устройствах применяются схемы, выполненные на элементах 2И-НЕ, 2ИЛИ-НЕ, связанные друг с другом «накрест» [1]. На рис.1 приведена ЗЯ с двумя инверторами, связанными положительной обратной связью [2–4]. ЗЯ входит в состав *C*-элемента (элемент Миллера), который выполняет логические операции умножения и сложения с запоминанием результа-

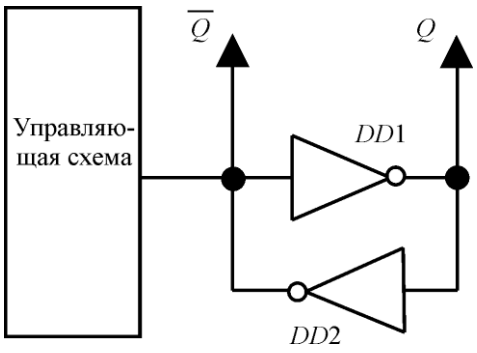


Рис.1. Схема запоминающей ячейки с двумя инверторами
Fig.1. The circuit of memory cell with two inverters

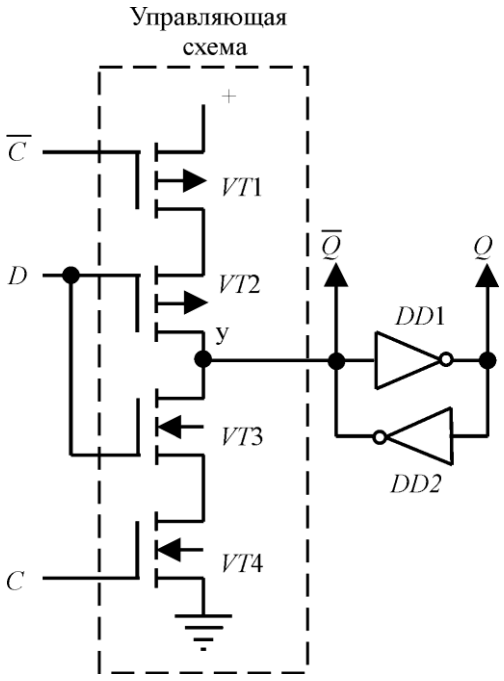


Рис.2. Схема одноступенчатого *D*-триггера с инверторной ЗЯ
Fig.2. The circuit of *D*-flip-flop with inverter's memory cell

та. В работах [5, 6] предложено использовать такую защелку для реализации триггерных устройств.

В настоящей работе проводится сравнение параметров схем *D*-триггеров на логических элементах, описанных в [1, 7, 8], и схем триггеров с инверторной ЗЯ.

Одноступенчатый *D*-триггер. На рис.2 приведена схема одноступенчатого *D*-триггера с инверторной ЗЯ. Управляющая схема такого триггера состоит из транзисторов *VT*1–*VT*4. В режиме хранения тактовые сигналы принимают значения $C = 0$, $\overline{C} = 1$. При этом транзисторы *VT*1, *VT*4 закрыты, поэтому выход у цепочки транзисторов *VT*1–*VT*4 находится в высокоомном состоянии (*Z*-состоянии) и не влияет на состояние ЗЯ. В режиме записи C = 1, $\overline{C} = 0$. При этом транзисторы *VT*1, *VT*4 открыты, входной информационный сигнал *D* через транзисторы *VT*2, *VT*3 управляет ЗЯ. Возможность управления ЗЯ достигается за счет того, что выход **y** имеет сильный ноль и сильную единицу, а выход инвертора *DD*2 – слабый ноль и слабую единицу. Для этого токи насыщения транзисторов *VT*1–*VT*4 выбраны равными 0,8 мА, а токи транзисторов инвертора *DD*2 равны 0,25 мА.

Измерение параметров триггеров и схем на их основе проводилось в САПР OrCAD с моделями КМОП-транзисторов BSIM3 с использованием технологии 0,18 мкм при напряжении питания 5 В, с периодом повторения тактовых импульсов 10 нс. Периметр и площадь областей стока и истока рассчитаны по методике, описанной в [9]. В табл. 1 приведены значения параметров одноступенчатых *D*-триггеров.

Таблица 1

Значения параметров одноступенчатых *D*-триггеров

Table 1

The values of the parameters of latch *D*-triggers

Параметр	*D*-триггер на логических элементах	Разработанный *D*-триггер с инверторной ЗЯ
Рассеиваемая мощность $P_{ср}$, мВт	0,065	0,039
Задержка распространения $\tau_{з.р}$, нс	0,22	0,19
Количество транзисторов в схеме *N*, шт.	16	8
Энерготопологический критерий *L*, пДж·шт.	0,23	0,059

Рассеиваемая мощность определяется как установившееся значение на отрезке времени, равном 1 мкс. Задержка распространения рассчитывается как среднее значение на выходах *Q* и $\overline{Q}$ при последовательной подаче на вход *D* логического нуля и ло-

гической единицы и переключении триггера при изменении уровня тактируемого сигнала *C*. Параметр $L = P_{ср}\tau_{з.р}N$ характеризует энергоэффективность схемы [10].

Сравнение параметров *D*-триггеров показывает, что триггер с инверторной ЗЯ превосходит триггер на логических элементах по всем параметрам, а его энергоэффективность в 3,9 раза выше, чем в триггере на логических элементах.

Для исследования порогов срабатывания *D*-триггеры включаются в режим записи. Затем на вход подается импульс треугольной формы и снимается временная характеристика. Заменяя временную ось на входное напряжение, получаем зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$ (рис. 3).

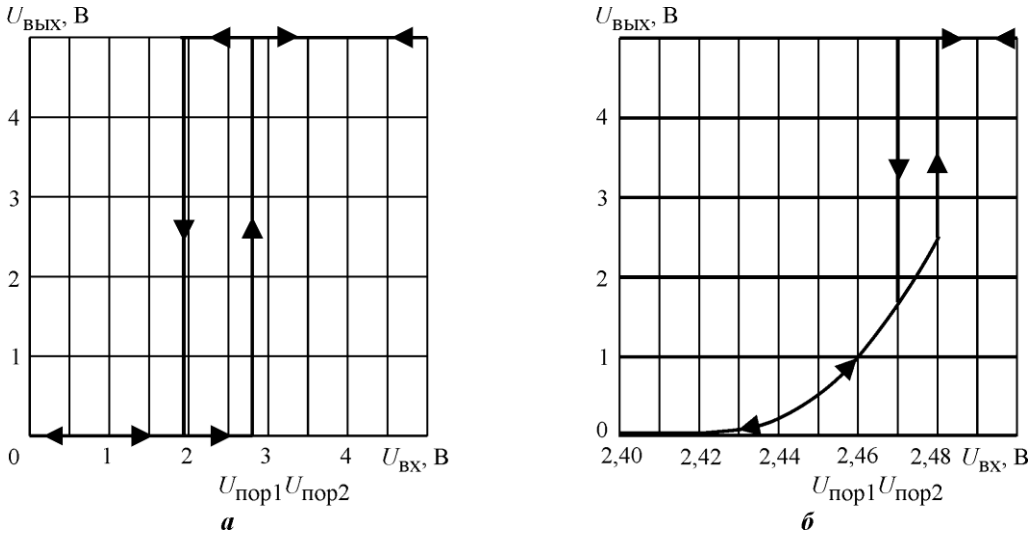


Рис.3. Гистерезисные кривые *D*-триггеров с инверторной ЗЯ (*а*) и на логических элементах (*б*)

Fig.3. Hysteresis *D*-flip-flops characteristics with inverter's memory cell (*a*) and on the logical gate (*b*)

Из рис.3,*а* видно, что предложенная схема с инверторной ЗЯ имеет гистерезис: $U_{пор1} = 1{,}98$ В; $U_{пор2} = 2{,}78$ В; $U_{гист} = U_{пор2} - U_{пор1} = 0{,}8$ В, т.е. свойства триггера Шмитта. *D*-триггер на логических элементах (рис.3,*б*) имеет пороги $U_{пор1} \approx U_{пор2} \approx 2{,}5$ В. Гистерезис схемы $U_{гист} \approx 10$ мВ.

Исследование параметров *D*-триггера с инверторной ЗЯ. Гистерезис *D*-триггера обусловлен положительной обратной связью, образованной инвертором *DD*2 (см. рис.2). При этом чем больше токи насыщения транзисторов инвертора, тем глубже положительная обратная связь и тем больше гистерезис. При изменении токов инвертора наряду с гистерезисом будут изменяться и другие параметры триггера: задержка распространения, рассеиваемая мощность, частота переключения и, как следствие, энергоэффективность схемы. Результаты исследования параметров *D*-триггера в зависимости от токов насыщения транзисторов инвертора приведены на рис. 4.

Как видно из рис. 4, наилучшая энергоэффективность триггера и наибольшая тактовая частота соответствуют минимальному току инвертора в цепи положительной обратной связи, равному 0,1 мА. Наибольший гистерезис (3,6 В) и, соответственно, повышенная помехоустойчивость получены при токе стока 0,4 мА. При токах стока больше 0,4 мА происходит резкое ухудшение параметров *D*-триггера, вплоть до его отказа (при $I_с = 0{,}6$ мА). Нижнее значение тока стока, равное 0,1 мА, обусловлено использованием технологии 0,18 мкм.

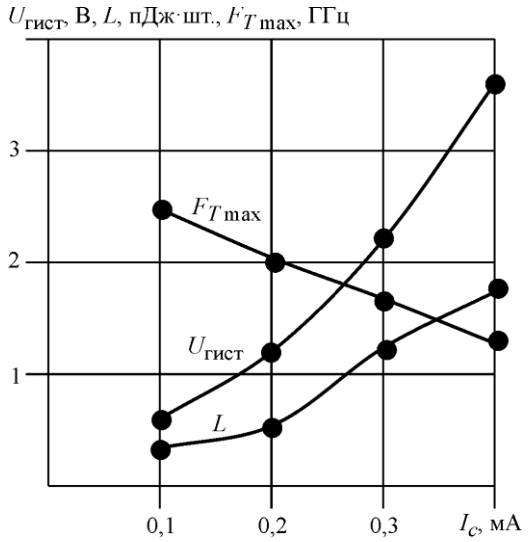


Рис.4. Зависимости порога срабатывания, энергоэффективности, максимальной тактовой частоты *D*-триггера с инверторной ЗЯ от тока насыщения транзисторов инвертора, включенного в цепь положительной обратной связи

Fig.4. Dependences of the threshold, energy efficiency, maximum clock frequency of *D*-flip-flop with inverter's memory cell from a saturation current of inverter's transistors which included in the positive feedback circuit

Триггеры с динамическим управлением. Двухступенчатый триггер с динамическим управлением позволяет создавать устойчивые схемы без опасных временных состязаний [1]. Для получения двухступенчатого триггера с инверторной ЗЯ достаточно соединить последовательно два одноступенчатых *D*-триггера, инвертировав тактовый сигнал во второй ступени (рис.5). Для повышения нагрузочной способности по инверсному выходу на выход триггера добавляется инвертор. Такой триггер переключается по отрицательному фронту тактового сигнала. Если инвертировать все тактовые сигналы, то переключение будет происходить по положительному фронту. Значения параметров двухступенчатых триггеров на логических элементах (с инвертором тактового сигнала) и инверторной ЗЯ приведены в табл. 2.

Разработанный *D*-триггер имеет рассеиваемую мощность в 1,5 раза меньше, задержку распространения в 1,2 раза меньше и в 1,8 раза меньшее количество транзисторов, чем у триггера на логических элементах. В результате энерготопологический критерий в 3,6 раза лучше.

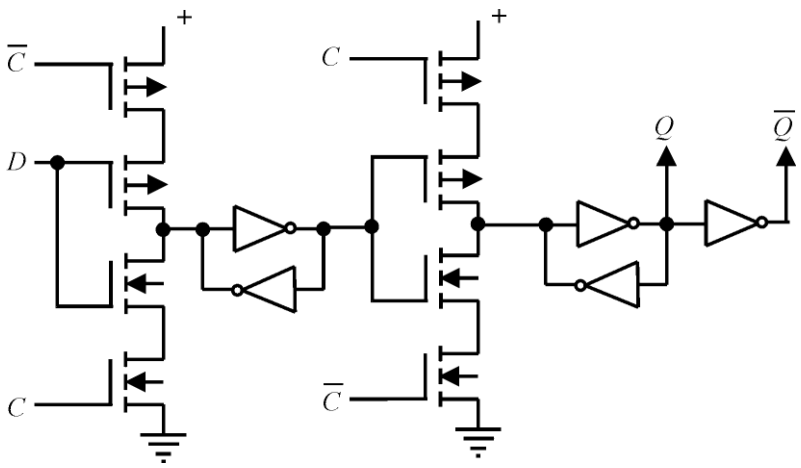


Рис.5. Схема двухступенчатого *D*-триггера с инверторной ЗЯ

Fig.5. The circuit of master-slave *D*-flip-flop with inverter's memory cell

Таблица 2

Значения параметров двухступенчатых *D*-триггеров

Table 2

The values of the parameters of master-slave *D*-triggers

Параметр	*D*-триггер на логических элементах	Разработанный *D*-триггер с инверторной ЗЯ
Рассеиваемая мощность $P_{ср}$, мВт	0,16	0,096
Задержка распространения $\tau_{з.р}$, нс	0,55	0,48
Количество транзисторов в схеме *N*, шт.	34	18
Энерготопологический критерий *L*, пДж·шт.	3,0	0,83

***JK*-триггер.** Преимуществом *JK*-триггера является однозначное определение выходных состояний. *JK*-триггер с инверторной ЗЯ реализуется с помощью двухступенчатого *D*-триггера и комбинационной схемы с функцией $D = Q\overline{K} + J\overline{Q}$, соответствующей характеристическому уравнению *JK*-триггера. Комбинационная схема выполняется блочным методом без выходного инвертора [10] для повышения энергоэффективности. Схема *JK*-триггера с инверторной ЗЯ показана на рис. 6. Значения параметров *JK*-триггеров на логических элементах и инверторной ЗЯ приведены в табл.3.

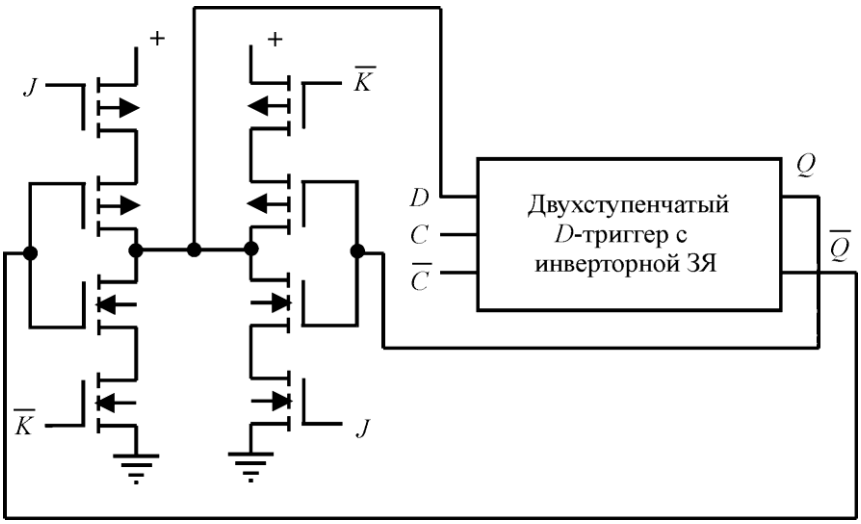


Рис.6. Схема *JK*-триггера с инверторной запоминающей ячейкой
Fig.6. The circuit of *JK*-flip-flop with inverter's memory cell

Таблица 3

Значения параметров *JK*-триггеров

Table 3

The values of the parameters of *JK*-triggers

Параметр	*JK*-триггер на логических элементах	Разработанный *JK*-триггер с инверторной ЗЯ
Рассеиваемая мощность $P_{ср}$, мВт	0,22	0,13
Задержка распространения $\tau_{з.р}$, нс	0,72	0,55
Количество транзисторов в схеме *N*, шт.	46	26
Энерготопологический критерий *L*, пДж·шт.	7,3	1,9

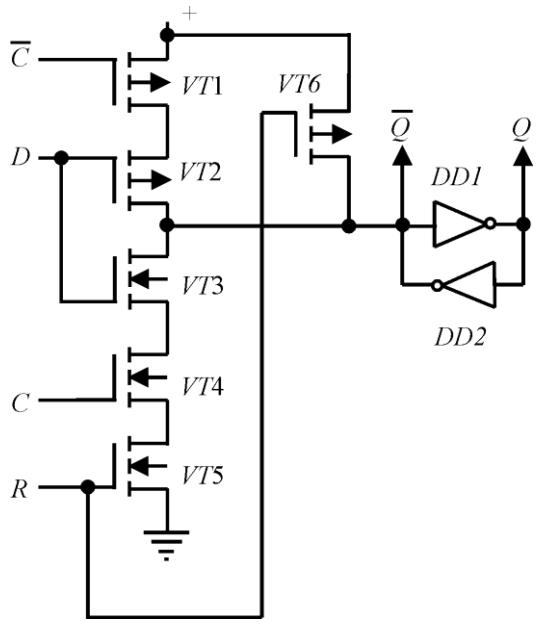


Рис.7. Схема одноступенчатого *D*-триггера со сбросом и с инверторной запоминающей ячейкой

Fig.7. The circuit of *D*-flip-flop with reset and inverter's memory cell

Значения параметров *JK*-триггера с инверторной ЗЯ значительно превосходят значения параметров триггера на логических элементах. Энергоэффективность разработанного *JK*-триггера в 3,8 раза выше, чем на логических элементах.

***D*-триггер со сбросом.** Инициализация состояния триггера во многих схемах является необходимым условием для правильной работы устройства. Рассмотрим реализацию сброса для *D*-триггера с инверторной ЗЯ (рис. 7). Сброс триггера проводится транзистором *VT*6 при нулевом сигнале *R*. Однако при этом необходимо исключить возможность протекания сквозного тока через транзисторы *VT*6, *VT*3, *VT*4. Для этого включается транзистор *VT*5, который при *R* = 0 блокирует возможность протекания сквозного тока. Такая схема применяется в каждой ступени двухступенчатого триггера. В табл.4 приведены значения параметров двухступенчатых триггеров со сбросом с инверторной ЗЯ и на логических элементах.

Таблица 4

Значения параметров двухступенчатых *D*-триггеров со сбросом

Table 4

The values of the parameters of master-slave *D*-triggers with reset

Параметр	*D*-триггер на логических элементах со сбросом	Разработанный *D*-триггер с инверторной ЗЯ со сбросом
Рассеиваемая мощность $P_{ср}$, мВт	0,18	0,12
Задержка распространения $\tau_{з.р}$, нс	0,64	0,64
Количество транзисторов в схеме *N*, шт.	40	22
Энерготопологический критерий *L*, пДж·шт.	4,6	1,8

D-триггер со сбросом с инверторной ЗЯ имеет лучшие параметры по рассеиваемой мощности в 1,5 раза, по количеству транзисторов в 1,8 раза и одинаковые задержки распространения. Энерготопологический критерий лучше в 2,5 раза.

***T*-триггер.** *T*-триггер, или триггер со счетным входом, изменяет свое состояние каждый раз при поступлении тактового сигнала. Для его реализации может быть применен двухступенчатый *D*-триггер, в котором инверсный выход $\overline{Q}$ соединен с информационным входом *D*. Значения параметров *T*-триггеров приведены в табл. 5.

T-триггер с инверторной ЗЯ имеет лучшие параметры по рассеиваемой мощности в 1,7 раза, по задержке распространения в 1,1 раза, по количеству транзисторов в 1,9 раза, по энерготопологическому критерию в 3,6 раза.

Таблица 5

Значения параметров *T*-триггеров

Table 5

The values of the parameters of *T*-triggers

Параметр	*T*-триггер на логических элементах	Разработанный *T*-триггер с инверторной ЗЯ
Рассеиваемая мощность $P_{ср}$, мВт	0,17	0,10
Задержка распространения $\tau_{з.р}$, нс	0,58	0,52
Количество транзисторов в схеме *N*, шт.	34	18
Энерготопологический критерий *L*, пДж·шт.	3,4	0,94

Результаты и их обсуждение. Различные типы триггеров с инверторной ЗЯ превосходят аналоги на логических элементах: по рассеиваемой мощности в 1,5–3,3 раза, по задержке распространения в 1–1,5 раза, по количеству транзисторов в 1,8–2,0 раза, по энергоэффективности в 2,5–3,8 раза.

На основе рассмотренных триггерных ячеек с инверторными ЗЯ исследованы более сложные устройства: сдвиговый регистр, асинхронный счетчик, счетчик Джонсона, синхронный счетчик. Все устройства имеют четыре разряда и выполнены на триггерах со сбросом. В сдвиговом регистре на вход *D* подаются последовательные данные. Асинхронный двоичный счетчик состоит из двухступенчатых *D*-триггеров с прямым и инверсным выходами, которые используются для тактирования последующих триггеров. Счетчик Джонсона состоит из последовательно соединенных *D*-триггеров с динамическим входом и с замкнутой обратной связью инверсного выхода с *D*-входом. Синхронный счетчик выполнен на входном *T*-триггере и последующих *TV*-триггерах. Для реализации *TV*-триггера с инверторной ЗЯ необходимо в схеме *JK*-триггера принять $J = K = T$.

Результаты моделирования показали, что устройства на инверторных ЗЯ превосходят аналоги на стандартных логических элементах: по рассеиваемой мощности в 1,5–3,8 раза, по задержке распространения в 1,1–2,0 раза, по количеству транзисторов в 1,7–2,0 раза, по энерготопологическому параметру в 3,0–8,2 раза. Приведенные цифры говорят о большей эффективности триггеров с инверторной ЗЯ в более сложных схемах.

Заключение. Разработанный КМОП-триггер с инверторной запоминающей ячейкой по сравнению с аналогичными элементами на стандартных логических элементах дает выигрыш по энергоэффективности в среднем в четыре раза. В триггере с инверторной запоминающей ячейкой нет запрещенных состояний, и он имеет свойства триггера Шмитта, что повышает помехоустойчивость такого триггера и снимает требования к фронтам входных сигналов.

Предложенный КМОП-триггер может быть применен в энергоэффективных последовательностных схемах.

Литература

1. ***Угрюмов Е.П.*** Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ-Петербург, 2001. – 528 с.

2. ***Berkel K.V.*** Beware the isochronic fork // Integration, the VLSI journal. – 1992. – Vol. 13. – P. 103–128.

3. ***Sutherland I.E.*** Micropipelines // Communications of the ACM. – 1989. – Vol. 32. – No. 6. – P. 720–738.

4. ***Старых А.А., Ковалев А.В.*** Оптимизация построения асинхронного сумматора // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2014. – Вып. 3 (234). – С. 51–55.

5. ***Harris D., Harris S.*** Digital design and computer architecture. – USA: Elsevier, Inc., 2013. – 675 p.

6. ***Рабаи Ж.М., Чандракасан А., Николич Б.*** Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. – 2-е изд. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2007. – 912 с.

7. ***Бойко В.И., Гуржий А.Н., Жуйков А.А.*** Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства. – СПб.: БХВ – Петербург, 2004. – 512 с.

8. ***Зельдин Е.А.*** Триггеры. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 96 с.

9. ***Ракитин В.В.*** Интегральные схемы на КМОП-транзисторах. – М., 2007. – 307 с.

10. ***Старых А.А.*** Метод синтеза функциональных блоков комбинационных схем с использованием минтермов и макстермов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2015. – Вып. 2–3 (236–237). – С. 63–69.

Поступила в редакцию 12.12.2018 г.; после доработки 04.02.2019 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Кулакова Анастасия Алексеевна – кандидат технических наук, младший научный сотрудник Инжинирингового центра приборостроения, радио- и микроэлектроники Южного федерального университета (Россия, 347922, Ростовская область, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2), anastasya.staryh@mail.ru

Лукьяненко Евгений Борисович – кандидат технических наук, доцент Южного федерального университета (Россия, 347922, Ростовская область, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2), luk101010@mail.ru

References

1. Ugryumov E. *Digital circuitry*. Saint-Petersburg, BHV-Peterburg Publ., 2001. 530 p. (In Russian).

2. Berkel K.V. Beware the isochronic fork. *Integration*, 1992, vol.13, pp.103–128.

3. Sutherland I.E. Micropipelines. *Communications of the ACM*, 1989, vol.32, no.6, pp.720–738.

4. Starykh A.A., Kovalev A.V. The development optimization of asynchronous adders. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory = Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor devices*, 2014, iss. 3 (234), pp. 51–55. (In Russian).

5. Harris D., Harris S. *Digital design and computer architecture*. USA. Elsevier, Inc., 2013. 675 p.

6. Rabai J.M., Chandrakasan A., Nikolich B. *Digital integrated circuits. Design methology.* 2nd edition. Moscow, LLC «I.D. Williams» Publ., 2007. 912 p. (In Russian).

7. Boiko V.I., Gurzhii A.N., Zhuikov A.A. *Circuits engineering of electronic systems. Digital devices.* Saint-Petersburg, BKhV – Peterburg Publ., 2004. 512 p. (In Russian).

8. Zel'din E.A. *Flip-flops*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 96 p. (In Russian).

9. Rakitin V.V. *The integration circuits on CMOS-transistors*. Moscow, 2007. 307 p. (In Russian).

10. Starykh A.A. The method for the synthesis of functional blocks of combinational circuits with the use minterms and maxterms. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory = Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor devices*, 2015, iss. 2–3 (236–237), pp. 63–69. (In Russian).

Received 12.12.2018; Revised 04.02.2019; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Anastasia A. Kulakova – Cand. Sci. (Eng.), Research Assistent, Engineering Center of Instrument Making, Radio- and Microelectronics, Southern Federal University (Russia, 347922, Rostov region, Taganrog, Shevchenko st., 2), anastasya.staryh@mail.ru

Yevgeniy B. Lukyanenko – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof., Engineering Center of Instrument Making, Radio- and Microelectronics, Southern Federal University (Russia, 347922, Rostov region, Taganrog, Shevchenko st., 2), luk101010@mail.ru

СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ
CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

УДК 621.3.049.771.14:004.087.2 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-239-247**

Имплементация памяти в систему на кристалле со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления

В.Г. Рябцев, С.В. Волобуев

Волгоградский государственный аграрный университет, г. Волгоград, Россия

sergey-aspir14@yandex.ru

При производстве систем на кристалле с использованием современных технологий с высокой интеграцией элементов возникают проблемы тестирования и ремонта встроенной памяти. В работе предложена оригинальная архитектура отказоустойчивой полупроводниковой памяти с заданной кратностью выявления отказов. При этом резервируется не все устройство целиком, а только наиболее подверженные отказам элементы, что снижает его массу и стоимость. Выполнена верификация проекта отказоустойчивой памяти с автоматическим восстановлением работоспособности при четырехкратных отказах. Проект отказоустойчивой памяти имплементирован в микросхему M2S010-TQ144 системы на кристалле SF2-Junior-KIT в интегрированной среде разработки Microsemi Libero SoC v11.8. Предлагаемая архитектура отказоустойчивой памяти обеспечивает автоматическое восстановление работоспособности при многократных отказах элементов на борту системы управления космическим аппаратом с помощью устройства встроенного самовосстановления без применения плавких перемычек и участия обслуживающего персонала. В полупроводниковой памяти при обнаружении отказов выполняется автоматическая замена разрядов данных основного массива запоминающих ячеек, в которых произошли отказы, на данные, поступающие с выходов запасного массива запоминающих ячеек. Это повышает надежность при многократном выполнении циклов восстановления работоспособности.

Ключевые слова: алгоритмический генератор; верификация проекта; встроенное самотестирование; отказоустойчивая встроенная память; самовосстановление; система на кристалле

Для цитирования: Рябцев В.Г., Волобуев С.В. Имплементация памяти в систему на кристалле со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 239–247. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-239-247

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект 16-08-00393).

© В.Г. Рябцев, С.В. Волобуев, 2019

Memory Implementation in a System on Chip with Built-in Self-Test and Recovery Tools

V.G. Ryabtsev, S.V. Volobuev

Volgograd State Agrarian University, Volgograd, Russia

sergey-aspir14@yandex.ru

Abstract: During production of modern technologies with high integration of elements some problems in the built-in memory testing and repair testing arise. An original architecture of fault-tolerant semiconductor memory with the specified multiplicity of fault detection has been suggested. It has been shown that not whole device is reserved but only the elements being mostly subject to failures and this reduces its mass and cost. The verification of the project of fault-tolerant memory with automatic recovery of efficiency in case of four failures has been carried out. The fault-tolerant memory project has been implemented into microcircuit M2S010-TQ144 of the system on chip SF2-Junior-KIT in the integrated medium of Microsemi Libero SoC v11.8 development. The proposed architecture of the fault-tolerant memory provides the automatic self-recovery in case of multiple faults of elements on board of the space vehicle control system using the built-in self-recovery device without application of fusion jumpers and an involvement of personnel. In the semiconductor memory in case of failure detection the automatic change of the data digits of the main data base storing cells, in which the faults took place, by the data coming from the reserve massive. This increases the reliability in case of executing multiple cycles of the efficiency recovery.

Keywords: algorithmic generator; project verification; built-in self-testing; restoration of working capacity; fault-tolerant built-in memory; system on chip

For citation: Ryabtsev V.G., Volobuev S.V. Memory implementation in a system on chip with built-in self-test and recovery tools. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 239–247. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-239-247

Funding: the work has been financial supported by RFBR (project 16-08-00393).

Введение. В настоящее время для решения задач сложной цифровой обработки данных и коммуникаций, промышленной автоматизации и мультимедийных технологий широко применяются системы на кристалле (System-on-a-Chip, SoC), в состав которых входят микропроцессоры, память, контроллеры и другие компоненты. Память, встроенная в SoC, играет важную роль в функционировании цифровой системы и может занимать до 70 % площади кристалла [1]. Реализованная с использованием современных правил проектирования встроенная память, как правило, более подвержена производственным дефектам, чем любые другие ядра на кристалле.

Для повышения выхода годных и надежности встроенной памяти фирмам-производителям необходимы решения с минимальными аппаратными затратами и влиянием на функциональность, т.е. упрощающие обнаружение неисправностей и обеспечивающие ремонт на этапе производства и в полевых условиях. Использование технологий с высокой интеграцией элементов, которые требуют применения сложных производственных процессов, и ограничение физического доступа к компонентам еще

более усложняют данную проблему [2]. Важно, чтобы решения по тестированию и ремонту встроенной памяти не отставали от современных технологических достижений, обеспечивали выполнение эффективных тестов и увеличивали выход годных изделий.

Для тестирования встроенной памяти широко используются структуры встроенного самотестирования (Built-In Self-Test, BIST) [3, 4]. Также при производстве встроенной в SoC памяти применяются средства самовосстановления (Built-In Self-Repair, BISR) [5]. При их реализации с помощью плавких перемычек отключаются поврежденные элементы и подключаются резервные столбцы запоминающих элементов. Предварительно проводится встроенный анализ возможности восстановления работоспособности (Built-In Repair Analysis, BIRA). Однако фирмы, изготовляющие память, не предоставляют пользователю средства для ремонта с применением плавких перемычек. Поэтому данный метод не может быть реализован на площадях пользователей и проблема выполнения самовосстановления памяти в полевых условиях остается актуальной [6, 7].

Аппаратное резервирование запоминающих устройств и специальные корректирующие коды Хэмминга позволяют выявить и устранить однократные отказы, но увеличивают массу встроенной памяти, что неприемлемо для систем управления космическими аппаратами. Кроме того, такие методы не могут восстановить работоспособность устройства при многократных отказах.

Цель настоящей работы – разработка архитектуры отказоустойчивой встроенной в SoC памяти со средствами самотестирования и самовосстановления при многократных отказах. Во встроенной памяти при обнаружении отказов выполняется автоматическая замена разрядов данных основного массива запоминающих ячеек, в которых произошли отказы, на данные, поступающие с выходов запасного массива запоминающих ячеек. Это повышает надежность при многократном выполнении циклов восстановления работоспособности.

Теоретический анализ. Для оценки целесообразности применения предлагаемого технического решения разработана модель показателей надежности полупроводниковой памяти с частичным горячим резервированием и встроенными средствами самотестирования и самовосстановления. При выполнении расчета учитывается, что отказоустойчивая память состоит из основного и запасного массивов запоминающих ячеек, число информационных разрядов у которых разное, а также средств самотестирования и самовосстановления [8]. Вероятность безотказной работы памяти со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления (без циклов выполнения самовосстановления) вычисляется по формуле [9]

$$P_0(t) = (1-(1-e^{-tm\lambda_0})^1)\cdot e^{-tr\lambda_0}\cdot e^{-t\lambda_1 k},$$

где m, r – число разрядов основного и запасного массива запоминающих ячеек соответственно; λ_0 – интенсивность отказов одноразрядной полупроводниковой памяти; λ_1 – интенсивность отказов одного логического элемента; k – коэффициент сложности средств самотестирования и самовосстановления.

Средства самотестирования и самовосстановления содержат комбинационные элементы и элементы последовательностной логики, количество которых определяется числом информационных разрядов данных основного и резервного массивов запоминающих ячеек. Поэтому коэффициент сложности k вычисляется согласно уравнению, полученному на основании анализа нескольких вариантов схем данных средств:

$$k = f(m,r) = 200 + 20m + 10r\,.$$

Вероятность безотказной работы памяти со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления при выполнении четырех циклов самовосстановления вычисляется по формуле [9]

$$P_4(t) = (1-(1-e^{-tm\lambda_0})^5) \cdot e^{-tr\lambda_0} \cdot e^{-t\lambda_1 k}.$$

При значениях $m=16$, $r=4$, $\lambda_0 = 1 \cdot 10^{-6}$ и $\lambda_1 = 1 \cdot 10^{-8}$ [10] получены графики вероятностей безотказной работы памяти со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления (рис.1). Кривая $P4(t)$ отображает ситуацию, когда после ввода в эксплуатацию во встроенной памяти возникли четыре отказа, однако работоспособность памяти восстановлена, а надежность ее повысилась. Вероятность безотказной работы памяти без циклов самовосстановления работоспособности за 50 тыс. ч уменьшается до 0,2187, с двумя циклами она равна 0,3391, с четырьмя циклами – 0,4621. При этом данный показатель надежности увеличивается в 2,11 раза. Количество циклов самовосстановления определяется предусмотренным резервом, т.е. количеством информационных разрядов запасного массива запоминающих ячеек, которое в рассматриваемом примере равно четырем.

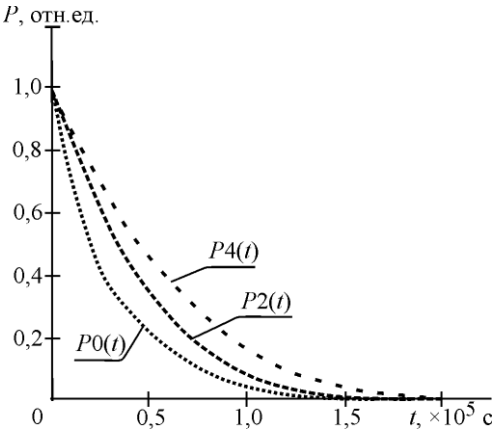


Рис.1. Графики вероятности безотказной работы памяти в различных режимах работы

Fig.1. Graphs of the probability of memory failure in different operating modes

Взятые в качестве примера значения $m=16$, $r=4$ позволяют оценить соотношение емкости запасного массива запоминающих ячеек к емкости основной памяти, равное 0,25. При этом сокращается масса отказоустойчивой памяти за счет дублирования не всего изделия, а только его элементов, наиболее подверженных отказам. Это особенно важно для систем критического применения, к которым относятся космическая техника, оборудование самолетов и других летательных аппаратов.

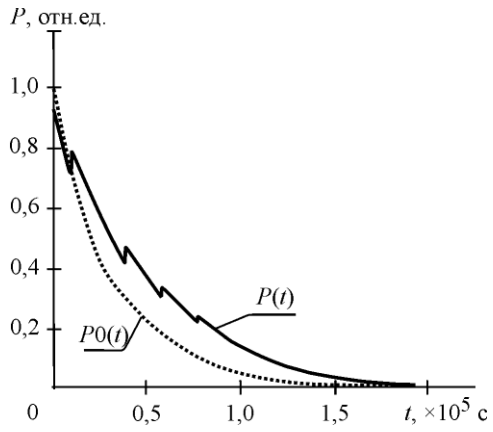


Рис.2. Изменение вероятности безотказной работы памяти при устранении последствий четырех отказов

Fig.2. Changing the probability of memory failure with sequential elimination of the consequences of four failures

На рис.2 показан процесс изменения вероятности безотказной работы памяти при выполнении циклов самовосстановления после последовательных четырех отказов в моменты времени 10 000, 40 000, 60 000 и 80 000 ч от начала работы. Данное количество часов работы отказоустойчивой памяти возможно при установке ее в систему управления беспилотного космического аппарата с длительным (около 9 лет) активным сроком существования. Кривая $P0(t)$ показывает изменение вероятности безотказной работы памяти без циклов самовосстановления. После выполнения четвертого цикла самовосстановления вероятность безотказной работы памяти возросла в 3,125 раза.

Методика проектирования. Основным компонентом средств встроенного самотестирования является алгоритмический генератор тестов, разработка проекта которого выполнялась в интегрированной среде Active-HDL. Для формирования тестовых воздействий и эталонных реакций в алгоритмическом генераторе применялся микропрограммный принцип управления, обеспечивающий оперативную смену тестов за счет изменения содержимого микропрограммной памяти. Коды, записанные в микропрограммную память, определяют работу формирователей кодов адреса, данных и операций обращения к тестируемой памяти. Формат микрокоманд микропрограммной памяти следующий. Разряды 3…0 микропрограммной памяти хранят код микрокоманды, в разряды 4, 5, 6 заносятся коды рабочих операций обращения к тестируемой памяти в режимах записи *W*, считывания *R* и сравнения считанных и эталонных данных *C* соответственно. Разряды 9…7 хранят коды микроопераций формирователя адреса, разряды 11, 10 хранят коды микроопераций формирователя данных. В разряды 19…12 заносится код адреса перехода или код начальных данных. Приведем список микрокоманд, которые можно закодировать в разрядах 3…0 микропрограммной памяти:

Мнемоника	**Выполняемые действия**
STGA	Занесение начального кода адреса в регистр *GA*
STNA	Занесение конечного кода адреса в регистр *NA*
STRD	Занесение начального кода данных *D*
JANN	Переход по $A \neq NA$
JANG	Переход по $A \neq GA$
JKNZ	Переход по $K \neq Z$
ENDP	Переход по результату тестирования «Годен»
ENDE	Переход по результату тестирования «Брак»

В разрядах 9…7 можно закодировать микрооперации изменения кода адреса: $A := A$, $A := \text{not}A$, $A := A+1$, $A := A-1$, $A := GA$, $A := NA$. Регистры *GX*, *NX* задают коды начального и конечного адреса тестируемых ячеек. Разряды 11, 10 управляющей памяти позволяют закодировать следующие микрооперации изменения кодов данных: $D := D$, $D := \text{not}D$, $D := D+1$, $D := D-1$.

Выбранный набор микрокоманд и микроопераций достаточен для разработки программ тестов, наиболее распространенные из которых March_C, March_G, March_RAW, March_SL, March_SS, PMOVI, MATS+ и др.

Моделирование. В среде Active-HDL выполнено моделирование алгоритмического генератора тестов для построения средств встроенного самотестирования полупроводниковой памяти. Структура алгоритмического генератора приведена на рис. 3.

Алгоритмический генератор содержит микроконтроллер *U*1, счетчик адреса микрокоманд *U*2, микропрограммную память *U*3, компаратор адреса *U*4, формирователь кода адреса (ФКА) *U*5, формирователь кода данных (ФКД) *U*6 и компаратор данных *U*7. Микропрограммная память имеет 20-разрядное поле команд и микроопераций (см. список микрокоманд). Счетчик адреса микрокоманд позволяет выбрать 256 ячеек микропрограммной памяти, что достаточно для хранения кодов программы самого сложного теста. Вектор результатов тестирования Error(15:0) предназначен для идентификации результатов отказов самотестируемой полупроводниковой памяти.

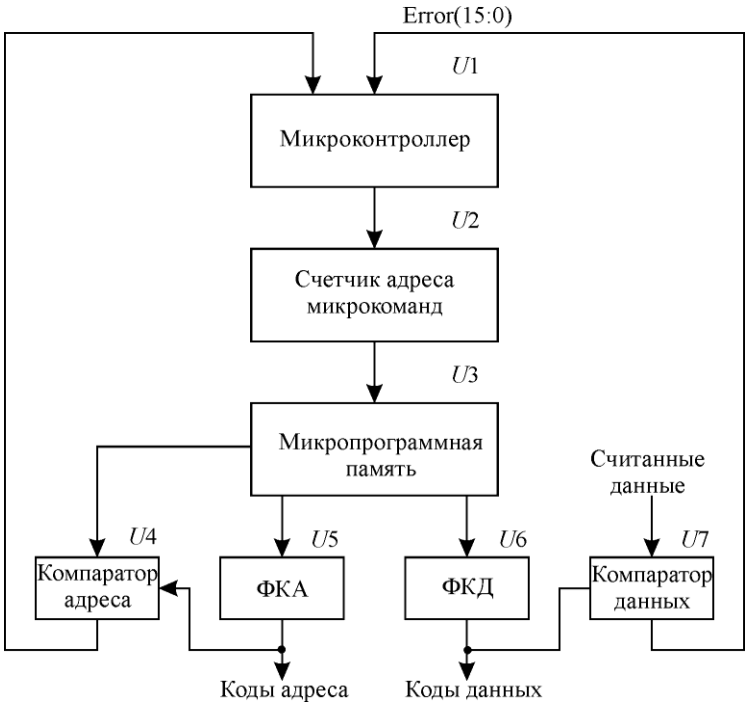


Рис.3. Структура алгоритмического генератора тестов
Fig.3. Structure of the algorithmic test generator

Формирователь кода адреса содержит 16 разрядов, что позволяет выбрать 64 Кбит ячеек памяти. Если увеличить на три число разрядов микропрограммной памяти и применить двухкоординатную систему адресации для формирователей кодов адреса *X* и *Y*, то можно обеспечить самотестирование микросхемы памяти емкостью 4 Гбит.

Верификация проекта алгоритмического генератора тестов осуществляется при выполнении теста March_C, фрагмент временной диаграммы результатов которой приведен на рис. 4. Тест выполняется с увеличением на единицу кода адреса Addr, с каждой ячейкой памяти последовательно реализуются операции считывания *mR*, сравнения *mC* и записи данных *mW*. Согласно алгоритму теста March_C считываются коды данных *DataO* 00, а записываются коды *FF*.

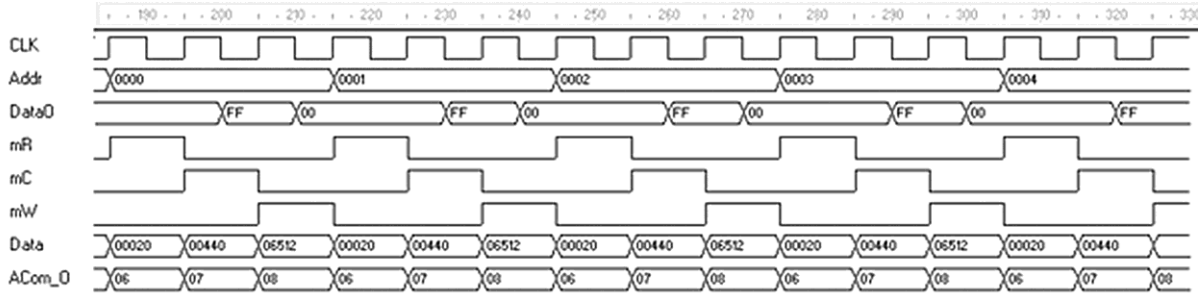


Рис.4. Временная диаграмма результатов верификации проекта алгоритмического генератора тестов
Fig.4. Time chart of the verification results of the algorithmic test generator project

На временной диаграмме коды *Data* отображают содержимое микропрограммной памяти, а коды *Acom_O* – состояние счетчика адреса микрокоманд. Полученные результаты верификации проекта подтверждают достоверность модели алгоритмического генератора тестов.

Результаты и их обсуждение. В среде разработки Microsemi Libero SoC v11.8 создан проект отказоустойчивой памяти со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления при четырехкратных отказах, структура которой приведена на рис.5. Память содержит основной массив запоминающих ячеек Ram_0 и запасной массив Ram_rezerve_0, средства встроенного самовосстановления BISR_0 и встроенного самотестирования в составе: алгоритмический генератор ALG, мультиплексоры кодов операций MX_Cop_0, данных MX_Data_0 и адреса MX_Addr_0.

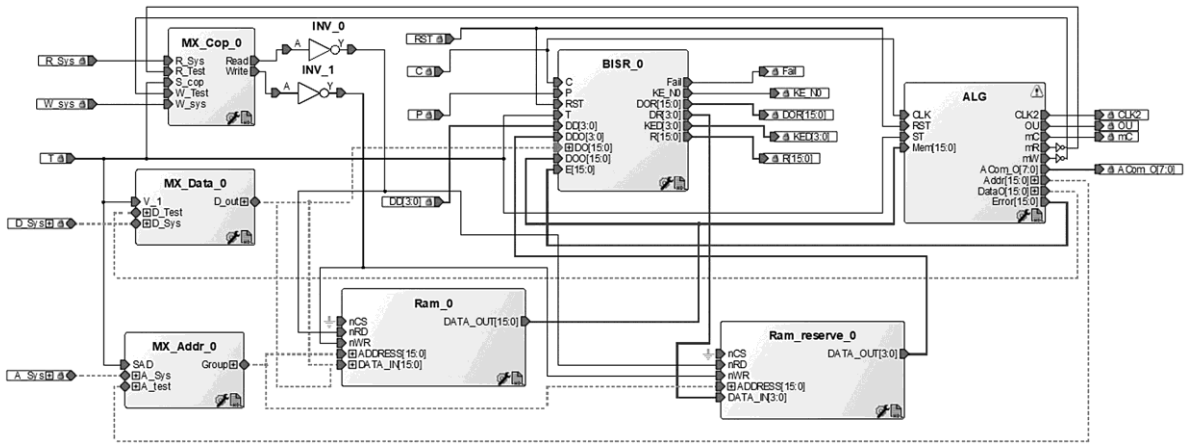


Рис.5. Структура отказоустойчивой памяти со встроенными средствами самотестирования и самовосстановления

Fig.5. Fault-tolerant memory structure with built-in self-test and self-repair tools

Перед началом работы выполняется самотестирование памяти и на выходах алгоритмического генератора тестов формируется вектор обнаруженных отказов Error(15:0), который поступает на входы средств самовосстановления BISR_0. По сигналу *P* осуществляется подсчет количества обнаруженных отказов, идентификация отказавших разрядов и реконфигурация входных и выходных данных согласно следующим правилам:

$$\forall \mathrm{Error}_i,\ i=\overline{1,s},\ j=\overline{1,s}\ DO_i \Rightarrow \mathrm{DATA_IN}_j;\ \mathrm{DATA_OUT}_j \Rightarrow \mathrm{DOR}_i,$$

где s – максимально допустимое количество отказавших разрядов основного массива запоминающих ячеек.

Коды входных данных *DO*(15:0) разрядов, в которых обнаружены отказы, реконфигурируются на входы запасного массива запоминающих ячеек DATA_IN(3:0), а данные с выходов резервного массива запоминающих ячеек DATA_OUT(3:0) с помощью блока BISR_0 передаются на выходы памяти DOR(15:0). При превышении отказов максимально допустимого количества формируется сигнал фатальной ошибки Fail, и самовосстановление невозможно. После восстановления работоспособности основного массива запоминающих ячеек на его входы кодов операций, данных и адреса через мультиплексоры кодов операций MX_Cop_0, данных MX_Data_0 и адреса MX_Addr_0 поступают коды с выходов цифровой системы.

Заключение. Реализация встроенного самотестирования и самовосстановления работоспособности модулей памяти снижает стоимость диагностирования и повышает процент покрытия неисправностей. Это объясняется тем, что тестирование проводится на рабочих частотах и при этом не требуется внешнее тестовое оборудование, стоимость которого, как правило, во много раз выше, чем стоимость самих модулей памяти.

Выполнение динамической реконфигурации ресурсов памяти позволяет минимизировать затраты на резервирование и повышает вероятность безотказной работы модулей памяти систем критического приложения, к которым относятся военная и космическая техника, процессы управления энергосистемами, оборудование самолетов и других летательных аппаратов.

Литература

1. ***Kaushik S., Zorian Y.*** Diagnostic and repair tools for embedded memory boost SoC yields. – URL: https://www.eetimes.com/ document.asp? doc_id=1279777 (дата обращения: 10.11.2018).

2. ***Preethy K.J., Rony A.*** BIST architecture for multiple RAMs in SoC // 7th International Conference on Advances in Computing & Communications, ICACC-2017 (22–24 August 2017, Cochin, India). – 2017. – P. 159–165.

3. ***Sargsyan D.*** Firmware generation architecture for memory BIST// IEEE East-West Design&Test Symposium (14–17 September 2018, Kazan). – 2018. – P. 595–598.

4. ***Vishnoi M., Kumar A., Sanadhya M.*** Design of improved built-in-self-test algorithm (8n) for single port memory // International Journal of Soft Computing and Engineering. – 2012. – Vol. 2. – Iss. 5. – P. 281–285.

5. ***Sruthi A., Sheshagiri Rao V.R.*** Built-in self-test repair (BISTR) technique for radom access memories (RAMs) // International Journal of Advances in Electronics and Computer Science. – 2017. – Vol. 4. – Iss. 1. – P. 30–32.

6. ***Городецкая Г.*** Восстановление работоспособности элементов памяти с раздельным питанием // Компоненты и технологии. – 2010. – № 10. – С. 133–134.

7. ***Богатырев В.А., Богатырев С.В.*** Оценка надежности компьютерных систем с учетом поэтапного восстановления аппаратуры и информации // Изв. вузов. Приборостроение. – 2016. – Т. 59. – № 12. – С. 975–979.

8. ***Ryabtsev V.G., Utkina T.Yu.*** Architecture of built-in multi-version self-test of memory chips // IEEE East-West Design&Test Symposium (14–17 September, 2012, Kharkov). – 2012. – P. 307–310.

9. ***Жаднов В.В.*** Модель отказов электронных компонентов для расчета надежности // Изв. вузов. Электроника. – 2018. – Т. 23. – № 4. – С. 353–361.

10. ***Боровиков С.М., Цырельчук И.Н., Троян Ф.Д.*** Расчет показателей надежности радиоэлектронных средств: учеб.-метод. пособие / под ред. С.М. Боровикова. – Минск: БГУИР, 2010. – 68 с.

Поступила в редакцию 15.11.2018 г.; после доработки 15.11.2018 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Рябцев Владимир Григорьевич – доктор технических наук, профессор кафедры электрооборудования и электрохозяйства предприятий АПК Волгоградского государственного аграрного университета (Россия, 400002, г. Волгоград, пр. Университетский, д. 26), akim.onoke@mail.ru

Волобуев Сергей Васильевич – старший преподаватель кафедры электрооборудования и электрохозяйства предприятий АПК Волгоградского государственного аграрного университета (Россия, 400002, г. Волгоград, пр. Университетский, д. 26), sergey-aspir14@yandex.ru

References

1. Kaushik S., Zorian Y. *Diagnostic and repair tools for embedded memory boost SoC yields.* Available at: https://www.eetimes.com/ document.asp? doc_id=1279777 (accessed 10.11. 2018).

2. Preethy K J., Rony A. BIST Architecture for Multiple RAMs in SoC. *7th International Conference on Advances in Computing & Communications, ICACC-2017*, 2017, Cochin, India, pp. 159–165.

3. Sargsyan D. Firmware Generation Architecture for Memory BIST. *IEEE East-West Design&Test Symposium.* Kazan, 2018, pp. 595–598.

4. Vishnoi M., Kumar A., Sanadhya M. Design of Improved Built-In-Self-Test Algorithm (8n) for Single Port Memory. *International Journal of Soft Computing and Engineering*, 2012, vol. 2, iss. 5, pp. 281–285.

5. Sruthi A., Sheshagiri Rao V.R. Built-In Self-Test Repair (BISTR) Technique For Radom Access Memories (RAMs). *International Journal of Advances in Electronics and Computer Science*, 2017, vol. 4, iss. 1, pp. 30–32.

6. Gorodetskaya G. Recovery of memory elements with separate power supply. *Komponenty i tekhnologii = Components and technologies*, 2010, no. 10, pp. 133–134. (in Russian).

7. Bogatyryov V. A., Bogatyrev S. V. Evaluation of reliability of computer systems taking into account step-by-step recovery of equipment and information. *Izvestiya vuzov. Priborostroyeniye = Instrument making*, 2016, vol. 59, no. 12, pp. 975–979. (in Russian).

8. Ryabtsev V.G., Utkina T.Yu. Architecture of Built-In Multi-Version Self-Test of Memory Chips. *IEEE East-West Design&Test Symposium*, 2012. Kharkov, 2012, pp. 307–310.

9. Zhadnov V.V. Model of failure of the electronic components to calculate the reliability. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2018, vol. 23, no. 4, pp. 353–361. (in Russian).

10. Borovikov S.M., Tsyrel'chuk I.N., Troyan F.D. *Calculation of indicators of reliability of electronic means: studies-method manual*. Minsk, BSUIR Publ., 2010. 68 p. (in Russian).

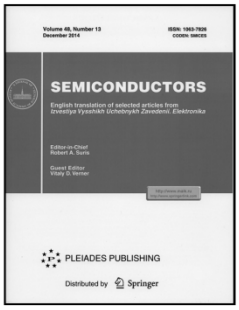
Received 15.11.2018; Revised 15.11.2018; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Vladimir G. Ryabtsev – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Electrical Equipment and Electrical Enterprises of Agriculture Department, Volgograd State Agrarian University (Russia, 400002, Volgograd, University avenue, 26), akim.onoke@mail.ru

Sergey V. Volobuev – Senior Lecturer of the Electrical Equipment and Electrical Enterprises of Agriculture Department, Volgograd State Agrarian University (Russia, 400002, Volgograd, University avenue, 26), sergey-aspir14@yandex.ru

Уважаемые авторы и читатели!





Вышли в свет журналы

SEMICONDUCTORS

Vol. 52, *No.* 15, 2018. - ISSN PRINT: 1063-7826,
ISSN ONLINE: 1090-6479,

RUSSIAN MICROELECTRONICS

Vol. 47, *No.* 7, 2018. - ISSN PRINT: 1063-7397,
ISSN ONLINE: 1608-3415,

в которых опубликованы избранные статьи журнала «Известия вузов. Электроника».

http://pleiades.online
http://link.springer.com

УДК 621.382 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-248-256

Power Supply Ratio Improvement Using Self-Calibration in Voltage Regulators

V.Sh. Melikyan[1], A.K. Hayrapetyan[1,2], H.T. Kostanyan[1,3], H.V. Margaryan[1,2], H.T. Grigoryan[1,3], A.A. Martirosyan[1,3]

[1]*CJSC Synopsys Armenia, Yerevan, Armenia*
[2]*Yerevan State University, Yerevan, Armenia*
[3]*National Polytechnic University of Armenia, Yerevan, Armenia*

vazgenm@synopsys.com

Abstract: The effect of noises in the power supply networks increases due to reduction of the power supply voltage and an increase of switching speeds of the digital circuits. Therefore, the design of voltage regulators with high power supply rejection ratio (PSRR) is substantial. The voltage regulator to provide high PSRR while the load current is being changed, depending on many factors, such as the technological process, temperature, operating mode, operating frequency and operating frequency of the circuits connected to the voltage regulator, has been proposed. In existing voltage regulators, independently from the current load value the pass device should have a large size to provide the possible maximum current, hence, it has strong capacitive coupling with the output, which affects PSRR. It has been shown that the proposed regulator changes the conductance of the pass device by enabling or disabling the additional parallel units in addition to controlling the gate-source voltage. It has been stated that the calibration maintains better PSRR for different load currents whereas the disabled units almost do not affect PSRR. Simulation using the analytical programs HSpice has shown the better results as compared to existing voltage regulators. The minimum PSRR has been improved from 17.53 dB to 22.1 dB for voltage regulator with the NMOS pass device, when the load current has two times decreased. The area of LDO voltage regulator has been 24% increased due to the added control block.

Keywords: power supply rejection ratio; low drop-out voltage regulator

For citation: Melikyan V.Sh., Hayrapetyan A.K., Kostanyan H.T., Margaryan H.V., Grigoryan H.T., Martirosyan A.A. Power supply ratio improvement using self-calibration in voltage regulators. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 248–256. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-248-256

© V.Sh. Melikyan, A.K. Hayrapetyan, H.T. Kostanyan, H.V. Margaryan, H.T. Grigoryan, A.A. Martirosyan, 2019

Улучшение коэффициента подавления нестабильности питания с помощью самокалибровки в регуляторах напряжения

***В.Ш. Меликян*[1], *А.К. Айрапетян*[1,2], *А.Т. Костанян*[1,3], *А.В. Маргарян*[1,2], *А.Т. Григорян*[1,3], *А.А. Мартиросян*[1,3]**

[1]*ЗАО «Синопсис Армения», г. Ереван, Армения*
[2]*Ереванский государственный университет, г. Ереван, Армения*
[3]*Национальный политехнический университет Армении, г. Ереван, Армения*

vazgenm@synopsys.com

Воздействие шумов в сетях питания увеличивается из-за снижения напряжения питания и увеличения скоростей переключения цифровых схем. Поэтому разработка регуляторов напряжения с высоким коэффициентом подавления нестабильности питания (КПНП) очень важна. В работе предложен стабилизатор напряжения для обеспечения высокого КПНП при изменении тока нагрузки, зависящего от многих факторов, таких как технологический процесс, температура, режим работы и рабочая частота схем, подключенных к стабилизатору напряжения. В существующих стабилизаторах напряжения независимо от тока нагрузки для обеспечения максимального тока выходной каскад должен иметь большие размеры. При этом выходной каскад характеризуется сильными емкостными связями, что ухудшает значение КПНП. Показано, что предлагаемый регулятор помимо управления напряжением затвор-исток также управляет проводимостью выходного каскада путем включения или отключения дополнительных параллельных транзисторов. Схема управления сравнивает напряжение затвора транзистора выходного каскада с опорными напряжениями для определения необходимости изменения количества включенных транзисторов. Установлено, что калибровка обеспечивает высокий КПНП для различных токов нагрузки, так как отключенные транзисторы почти не влияют на его значение. Моделирование с помощью программы анализа HSpice показало улучшенные результаты по сравнению с существующими регуляторами напряжения. Минимальное значение КПНП возросло с 17,53 до 22,1 дБ для регулятора напряжения с *p*-МОП выходным каскадом и с 18,4 до 23,6 дБ для регулятора напряжения с *n*-МОП выходным каскадом. Площадь регулятора с низким падением напряжения увеличилась на 24 %.

Ключевые слова: коэффициент подавления нестабильности питания; регулятор с низким падением напряжения

Для цитирования: Улучшение коэффициента подавления нестабильности питания с помощью самокалибровки в регуляторах напряжения / В.Ш. Меликян, А.К. Айрапетян, А.Т. Костанян и др. // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 248–256. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-248-256

Introduction: Due to higher switching speeds and low supply voltages power supply noise has risen to a very high level of concern. Supply noise deteriorates the performance of

sensitive analog blocks [1–3]. Therefore, it is substantial to have voltage regulators (Fig. 1) [4, 5] with high power supply rejection ratio (PSRR) [6]:

$$\mathrm{PSRR} = 20\log\frac{Ripple_{vdd}}{Ripple_{out}}.$$

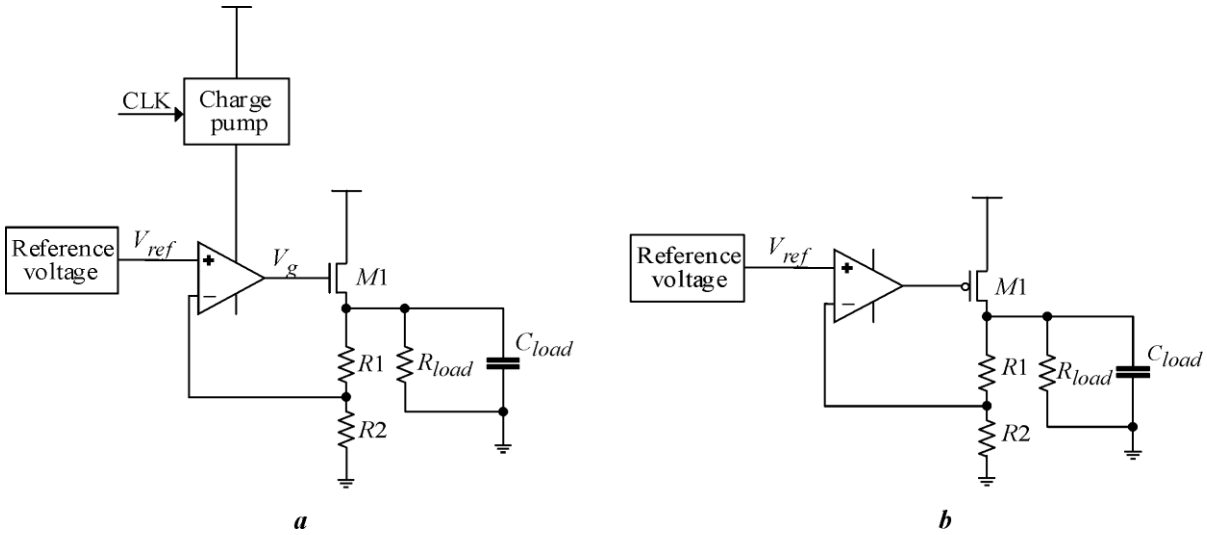


Fig.1. Voltage regulator with NMOS pass device and charge pump (*a*); Voltage regulator with PMOS pass device (*b*)

The error amplifier gain should be increased, and high frequency filter or capacitor should be added for PSRR improvement. However, gain of amplifier is limited by various factors, such as area and power requirements, operating conditions, bandwidth, etc. On-chip capacitors have a large size and are constrained by on-chip area limitations. Those could occupy multiple times larger area than circuit itself. Besides, output current is controlled only by gate-source voltage of pass device [4, 5]. In such conditions regardless of load current, it should have a large size to provide possible maximum current, hence it has strong capacitive coupling with the output, which affects PSRR. The proposed regulator besides controlling gate-source voltage, changes the size of pass device, hence decreasing capacitive couplings with the output and improving PSRR for lower load currents.

Proposed voltage regulator. Voltage regulator could be used to supply various blocks at the same time. That means the current drawn from the voltage regulator could be changed dependent on operation mode, such as data transfer, idle, power saving, etc. and operating conditions, such as operation frequency of the supplied circuits. In conventional voltage regulators [4, 5] the pass device is the same for all loads. In the proposed design the size of pass device is being changed depending on load. When the size of pass device is smaller it has smaller capacitive couplings with the output. That's why controllable pass device provides higher PSRR. It can be represented as a simple capacitive divider, i.e. when the value of upper capacitance is smaller the voltage variation is lower in the output. The proposed voltage regulator consists of three building blocks: the low drop-out (LDO) voltage regulator, control block, and parallel connected controllable NMOS devices (Fig.2). The LDO voltage regulator consists of an operational amplifier with negative feedback, charge pump [7–9], pass device and resistive divider (Fig.1,*a*). The parameters of devices for proposed voltage regulator are presented in Table 1.

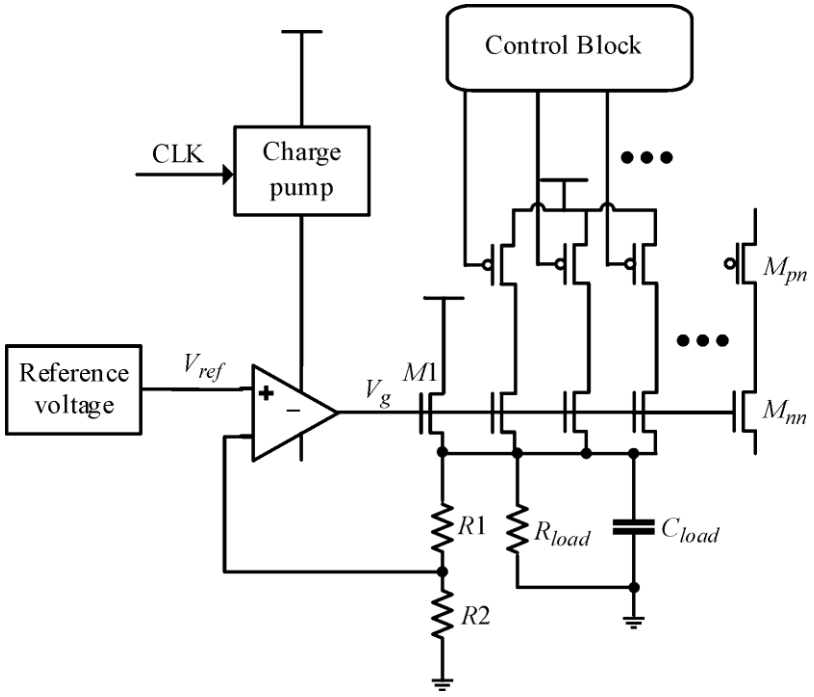


Fig.2. Proposed voltage regulator

Table 1

Parameters of voltage regulator devices

Device	N_f	N_{fin}	L, u	V_{th}, mV	R, Ω
Pass device	40	20	0.15	470	-
Controllable pass elements	2	20	0.15	470	-
Switches	2	8	0.15	495	-
$R1$, $R2$, R_{load}	-	-	-	-	6000

Charge pump multiplies supply voltage by 1.45 ratio to maintain higher supply for operational amplifier (Fig.3) [9]. It is implemented by summing the high and low voltage supplies. The invertors, driving Φ and $\bar{\Phi}$ signals are supplied from low voltage, which nominal value is 0.9 [V]. The *Mn*1 and *Mn*2 transistors are supplied from higher supply, which nominal value is 2.0 [V], hence the voltage on Cst capacitor will be 2.9 [V], for V_{dd} 10% case it would be 2.6 [V]. The maintained voltage is used to supply the output stage of operational amplifier; hence the gate voltage of pass-device could reach up to 2.5 [V], considering the saturation margin of operational amplifier output stage PMOS transistor. The parameters of charge pump devices are presented in Table 2.

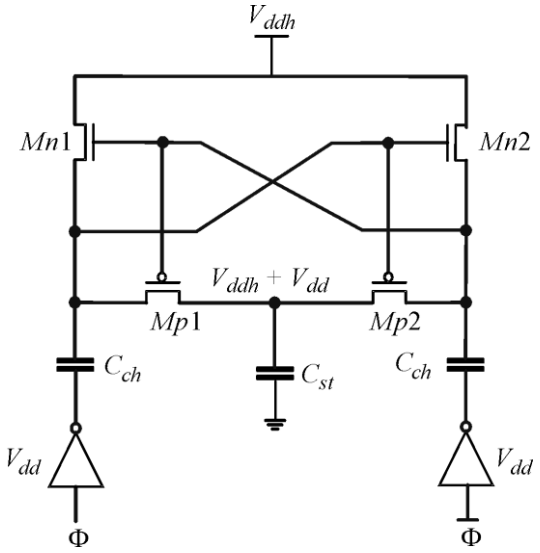


Fig.3. Charge pump circuit

Table 2

Parameters of charge pump devices

Device	N_f	N_{fin}	L, u	V_{th}, mV	C, fF
*Mn*1, *Mn*2	4	8	0.15	470	-
*Mp*1, *Mp*2	6	8	0.15	495	-
C_{ch}, C_{st}	-	-	-	-	93.28

The reference voltage of LDO is multiplied by the ratio of resistive divider and applied to a pass device, which could be an N-FET or P-FET. The pass device operates in the saturation region to maintain the desired output voltage. The operational amplifier senses the output voltage of the regulator, which drives the pass device's gate to the appropriate voltage to ensure the correct output. The operational amplifier changes the gate-source voltage of the pass device, in case of variations of load current or reference voltage [10, 11]. The all reference voltages are provided by band-gap reference, which ensures maximum 10 [mV] variation.

The parallel connected controllable NMOS devices used to adjust pass device drive strength. Each NMOS device has serial connected PMOS transistor which acts like a switch. Control block regulates the switches. In Fig.4 the architecture of control block is presented. It consists of two comparators, digital logic part and bidirectional shift register.

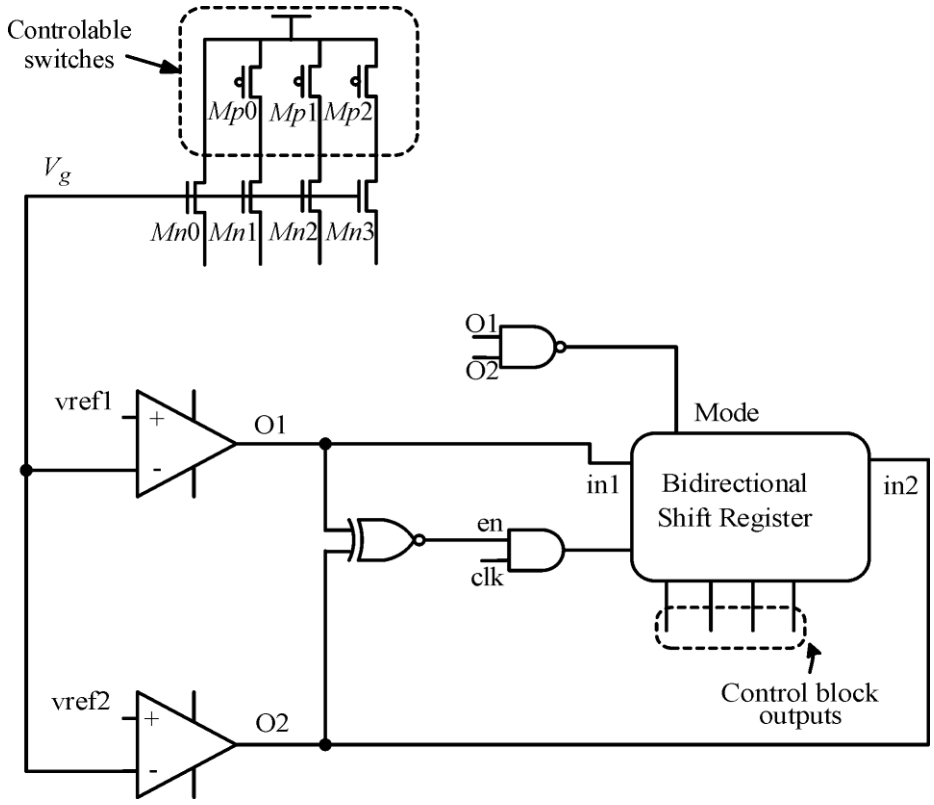


Fig.4. Control block

There are three possible operation modes for bidirectional shift register that are determined by the digital logic. NAND, AND, XNOR gates are used in digital logic part. In Table 3 possible operation modes of control block are presented. V_g serves as an input for both comparators. Control block monitors gate voltage of pass-device to maintain appropriate operating region for it, as in case of changes in load current the gate voltage will be changed as well by negative feedback loop. For extensively large load currents V_g could reach to supply voltage and current supplied by voltage regulator will be limited (Fig.5). To eliminate this scenario control block enables additional parallel devices, hence lowering V_g voltage.

Table 3

Possible input configurations for digital logic part

O1	O2	Mode	en	Operation
0	0	1	1	Add 0 from in1
0	1	1	0	-
1	0	1	0	No changes
1	1	0	1	Add 1 from in2

Comparators are used to determine range of V_g gate voltage of pass device. Outputs of comparators are inputs for digital logic part. When O1 = 0 and O2 = 0, shift register is enabled and mode = 1, which means shift register shifts right. In this case logical «0» is inserted from in1, hence additional unit of pass device is added, and V_g value is decreased. When O1 = 1 and O2 = 1, shift register is enabled and mode = 0, which means shift register shifts left. In this case logical «1» is inserted from in 2, hence one of the units of pass device is disabled and V_g value is increased. When O1 = 1 and O2 = 0 the bidirectional register is in static state. The O1 = 0 and O2 = 1 case could never be met, as vref1 is always greater than vref2.

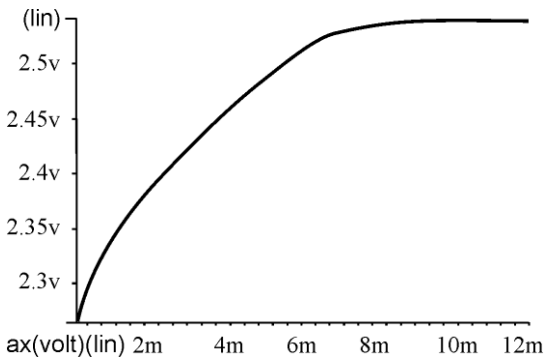


Fig.5. Gate voltage dependence of pass device from load current

Simulation results: Simulations have been performed using circuit level simulator HSpice [12]. The existed [4,5] and proposed voltage regulators have been implemented in 14 nm SAED FinFet technology [13] for proper comparison to eliminate process dependent differences. Nominal value for supply voltage is 2 V and for worst case it is 10 % less and equals to 1.8 V. The worst results are observed in SF process, high temperature and low supply voltage. Simulation results for worst case of PSRR for the proposed and existed voltage regulators with maximum and half load currents are presented in Fig.6 and Fig.7. With the maximum load current all parallel units of proposed voltage regulator are enabled and PSRR is almost the same compared with existed versions, while for lower currents pass element size is decreased and PSRR is improved from 17.53 dB to 22.1 dB for voltage regulator with PMOS pass device and from 18.4 dB to 23.6 dB for voltage regulator with NMOS pass device.

The performance comparison of proposed method for worst case with previously reported LDO regulators, while the load current is decreased by two times is presented in Table 4.

The highest value of PSRR is noticed in SF process, low temperature and high supply voltage. Simulation results considering process, voltage, temperature (PVT) variations are presented in Table 5 and Table 6.

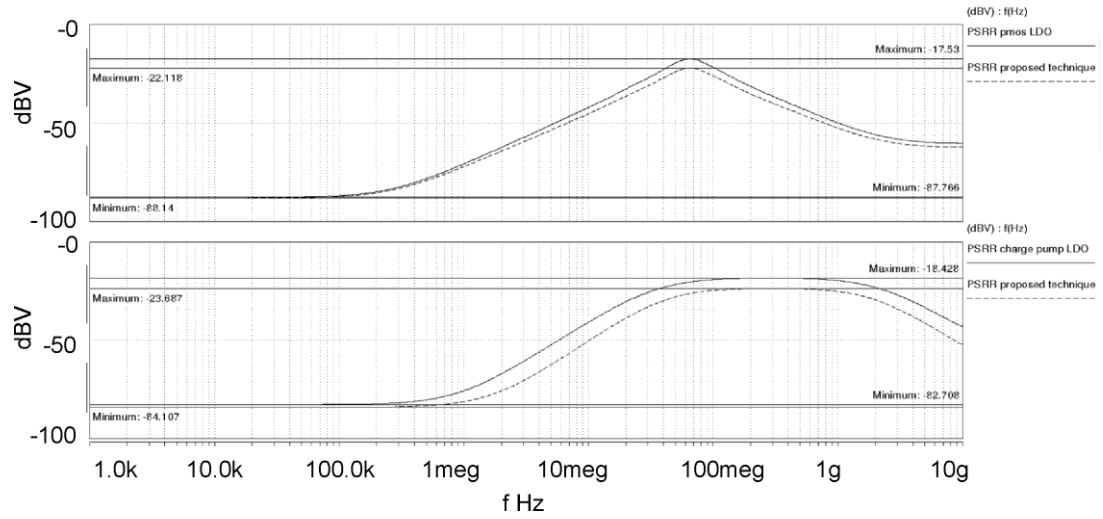


Fig.6. Comparison of PSRR results for 15 mA load current

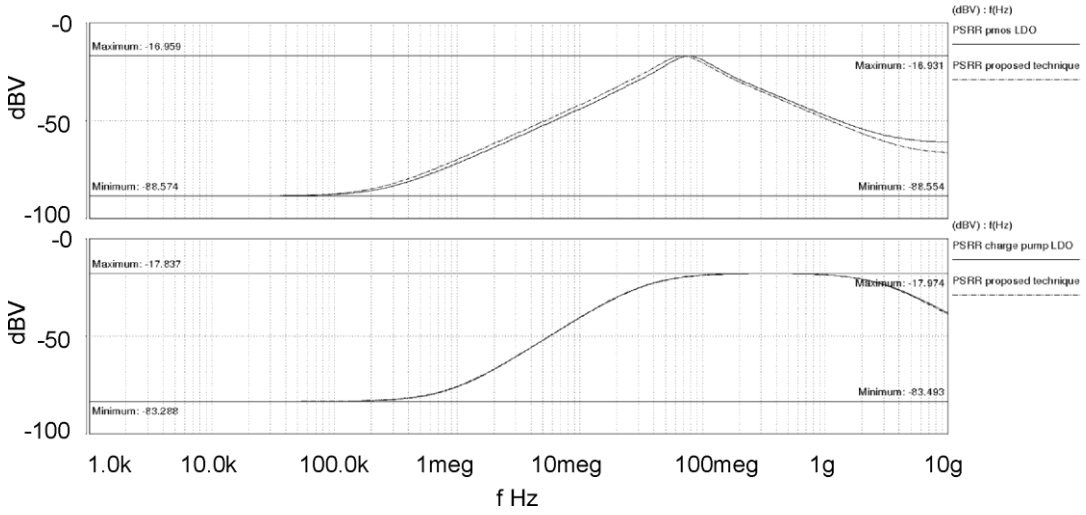


Fig.7. Comparison of PSRR results for 7,5 mA load current

Table 4

Comparison with available methods, V_{dd} = 2.0 [V]

Parameter	Proposed voltage regulator with PMOS pass device	Existed voltage regulator with PMOS pass device [5]	Proposed voltage regulator with NMOS pass device	Existed voltage regulator with NMOS pass device [4]
Technology [nm]	14	14	14	14
Supply voltage, $0.9V_{dd}$, V	1.8	1.8	1.8	1.8
Output voltage, V	1.55	1.55	1.7	1.7
Max load current, mA	15	15	15	15
Max rejection, dB	88.14	87.7	84.1	82.7
Min rejection, dB	22.1	17.53	23.6	18.4
Area, um^2	2470	1840	3222	2592

Table 5

PVT simulation results for NMOS pass device

Parameter	TT, 25°C, $V_{nominal}$	SS, –40°C, V_{low}	FF, 125°C, V_{high}	SF, 125°C, V_{low}	FS, –40°C, V_{high}
Max PSRR, dB	90.6	86.3	94.7	84.1	98.3
Min PSRR, dB	26.2	24.9	27.1	23.6	29.2

Table 6

PVT simulation results for PMOS pass device

Parameter	TT, 25°C, $V_{nominal}$	SS, –40°C, V_{low}	FF, 125°C, V_{high}	FS, 125°C, V_{low}	SF, –40°C, V_{high}
Max PSRR, dB	95.3	89.9	97.6	88.14	98.1
Min PSRR, dB	25.7	24.1	25.8	22.1	26.3

Conclusion. Voltage regulator is presented, which controls the pass device size to enhance PSRR. For that purpose, the control block is added which consists of comparators, bidirectional shift register and logic gates. The control block monitors the gate voltage of pass device and enables or disables additional units if gate voltage exits from its operational region. The minimum PSRR is improved from 17,53 dB to 22,1 dB for voltage regulator with PMOS pass device and from 18,4 dB to 23,6 dB for voltage regulator with NMOS pass device when load current is decreased two times. The area of LDO voltage regulator is increased by 24 % due to added control block.

References

1. Sedra A.S., Smith K.C. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2014. 1397 p.

2. Razavi B. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Second Edition. McGraw-Hill, 2015. 782 p.

3. Baker R.J. *CMOS Circuit Design, Laout, and Simulation*. Third Edition, Wiley, 2010. 1173 p.

4. Magod R., Bakkaloglu B., Manandhar S. A 1.24 μA Quiescent Current NMOS Low Dropout Regulator with Integrated Low-Power Oscillator-Driven Charge-Pump and Switched-Capacitor Pole Tracking Compensation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2018, pp. 2356–2367.

5. Kamal Z., Hassan Q., Mouhcine Z. Full on chip capacitance pmos low dropout voltage regulator. *In Multimedia Computing and Systems (ICMCS), International Conference*, 2011, pp. 1–4.

6. Melikyan V.Sh., Mkhitaryan A.Kh., Hayrapetyan A.K., Petrosyan A.A., Melikyan Sh.V., Avetisyan Z.M. High Overshoot Correction Method in Voltage Regulators. IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2018, pp. 130–133.

7. Ying T., Ki W.H., Chan M. Area-efficient CMOS charge pumps for LCD drivers // IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2003, pp. 1721–1725.

8. Hsieh Z.H., Huang N.X., Shiau M.S., Wu H.C., Yang S Y., Liu D.G. A novel mixed-structure design for high-efficiency charge pump. *MIXDES-16th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits & Systems IEEE*, 2009, pp. 210–214.

9. Cheng C. Y., Leung K.N., Sun Y.K., Or P.Y. Design of a low-voltage CMOS charge pump. *4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Applications. IEEE*, 2008, pp. 342–345.

10. Willy M.S. *Analog Design Essentials*, 2006. P. 771.

11. Horowitz P., Hill W. *The Art of Electronics*. Second Edition. Cambridge University Press, 1989. 700 p.

12. *Hspice Reference Manual.* Synopsys Inc., 2017. 846 p.

13. Melikyan V., Martirosyan M., Melikyan A., Piliposyan G. 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future. *Proceedings of the 7th Small Systems Simulation Symposium Niš*, Serbia, 2018, pp. 37–41.

Received 10.01.2019; Revised 18.02.2019; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Vazgen Sh. Melikyan – Corresponding Member of NAS RA, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Director of Educational Department of «Synposys Armenia» CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshkunyats st., 41), vazgenm@synopsys.com

Andranik K. Hayrapetyan – PhD student of Yerevan State University (Armenia, 0025, Yerevan, Alex Manoogian, 1), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Sr. I OOO «Synposys Armenia» CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshkunyats st., 41), and@synopsys.com

Hakob T. Kostanyan – student of National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 105), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Engr. I OOO «Synposys Armenia» CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshkunyats st., 41), hakobk@synopsys.com

Hayk V. Margaryan – student of Yerevan State University (Armenia, 0025, Yerevan, Alex Manoogian, 1), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Engr. I OOO «Synposys Armenia» CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshkunyats st., 41), hmargar@synopsys.com

Hayk T. Grigoryan – student of National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 105), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Engr. I OOO «Synposys Armenia» CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshkunyats st., 41), hgrigo@synopsys.com

Armen A. Martirosyan – PhD student of National Polytechnic University of Armenia (Armenia, 0009, Yerevan, Teryan st., 105), Analog and Mixed Signal Circuit Design Engineer, Sr. I OOO «Synposys Armenia» CJSC (Armenia, 0026, Yerevan, Arshkunyats st., 41), armenma@synopsys.com

Информация для читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

С тематическими указателями статей за 1996 - 2018 гг., аннотациями и содержанием последних номеров на русском и английском языках можно ознакомиться на сайте:

http://ivuz-e.ru

МИКРО- И НАНОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА
MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNOLOGY

УДК 531.768 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-257-266**

Параметры чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра

Йе Ко Ко Аунг, Аунг Тхура, Б.М. Симонов, С.П. Тимошенков

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

serborsel@mail.ru

Совершенствование микромеханических акселерометров актуально в связи с расширением областей их применения и использованием подобных приборов в жестких условиях эксплуатации. В работе исследованы сэндвич-конструкции чувствительного элемента (ЧЭ) микромеханического акселерометра со складчатыми пружинами с точки зрения обеспечения высокой чувствительности к воздействию ускорения, стойкости к изменениям температуры и остаточным механическим напряжениям в конструктивных элементах при относительной простоте технологии их изготовления. Моделирование выполнено в программе ANSYS. Зазоры между подвижным и неподвижными электродами увеличены по сравнению с аналогами до 20 мкм. Показано, что высокая чувствительность к изменениям ускорения обеспечивается за счет оптимизации конструкции ЧЭ, использования складчатых пружин с пониженными значениями коэффициента жесткости. Установлено, что изменение емкости под действием ускорения по рабочей оси *Z* почти в 20 раз больше изменения емкостей по осям *X* и *Y*. Выяснено, что влияние температуры в пределах от –40 до +85 ºС на изменения емкостей по рабочей оси *Z* несущественно и не превышает ±0,003 пФ. Механические напряжения, которые возникают в конструктивных элементах ЧЭ при ускорении до 50 g, не превышают 2,29 МПа, в то время как кремний имеет прочность 440 МПа. Установлено, что собственная частота колебаний второй моды ЧЭ микромеханического акселерометра не влияет на собственную частоту колебаний ЧЭ по первой моде из-за существенного различия этих частот примерно на 2 кГц. Анализ показал, что исследованные сэндвич-конструкции ЧЭ характеризуются высокой чувствительностью и стабильностью параметров при относительной простоте изготовления.

Ключевые слова: сэндвич-конструкция чувствительного элемента; емкостной микромеханический акселерометр; складчатые пружины

© Йе Ко Ко Аунг, Аунг Тхура, Б.М. Симонов, С.П. Тимошенков, 2019

Для цитирования: Йе Ко Ко Аунг, Аунг Тхура, Симонов Б.М., Тимошенков С.П. Параметры чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного микромеханического акселерометра // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 257–266. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-257-266

Parameters of Sensitive Element of Capacitive Micromechanical Accelerometer with Sandwich Construction

Ye Ko KO Aung, Aung Thura, B.M. Simonov, S.P. Timoshenkov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

serborsel@mail.ru

Abstract: An improvement of micromechanical accelerometers (MMA) is relevant due to the constant expansion of their applications and the use of such devices in increasingly demanding conditions. In the paper the sandwich designs of the sensitive element (SE) of a capacitive micromechanical accelerometer (MMA) with folded springs have been studied from the point of view of ensuring the high sensitivity to acceleration, resistance to temperature change and the presence of residual mechanical stresses in the structures while providing the relative simplicity of their manufacturing technology. The modeling has been executed in ANSYS program. The gaps between the movable and stationary electrodes are increased compared to analogs up to 20 microns. It has been shown that the high sensitivity to changes of the acceleration is provided due to the optimization of the sensitive element design, using folded springs with lower values of stiffness coefficient. It has been determined that the capacity change under the action of acceleration along the working axis (*Z*) is almost 20 times more than changes in capacity along axes *X* and *Y* and the effect of temperature in the range of –40 ºC to 85 ºC on changes in capacitances along the working axis (*Z*) is small ±0.0025 – 0.003 pF. The mechanical stresses, which occur in constructive elements of the sensitive element under acceleration to 50 g, do not exceed 2.29 MPa, while silicon has strength 440 MPa. The natural frequency of oscillation of the second mode of the sensitive MMA does not affect the natural frequency of oscillation of the first mode of the sensitive element due to a significant difference of these frequencies approximately by 2 kHz. The analysis has shown that the studied sandwich constructions are characterized by high sensitivity and stability of parameters with relatively simple manufacturing.

Keywords: sandwich design of the sensitive element; capacitive micromachined accelerometer, folded spring

For citation: Ye Ko KO Aung, Aung Thura, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. Parameters of sensitive element of capacitive micromechanical accelerometer with sandwich construction. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 257–266. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-257-266

Введение. В настоящее время микромеханические акселерометры (ММА), в которых используется емкостной метод определения воздействующего ускорения, широко применяются в микросистемной технике. Исследователи во всем мире работают над оптимизацией конструкции ММА. В емкостных ММА обеспечивается высокая чувствительность измерений при малой потребляемой мощности и простоте конструкции [1, 2]. Для МЭМС-приборов массового применения важное значение имеет стоимость,

которая определяется простотой и воспроизводимостью процесса их изготовления, а также экономической эффективностью производства. Одной из конструктивных разновидностей емкостных ММА является так называемая сэндвич-конструкция. В работе [3] описана сэндвич-конструкция чувствительного элемента (ЧЭ) ММА, в которой подвижная инерционная масса связана с рамкой с помощью однозвенных складчатых пружин. Зазоры между подвижной массой и неподвижными верхним и нижним электродами равны 2 мкм. Для изготовления сэндвич-конструкций с воспроизводимыми параметрами требуется прецизионное оборудование, что приводит к удорожанию производства. Можно упростить технологию изготовления сэндвич-конструкций, увеличив зазоры до ~10–20 мкм, что обеспечит высокую чувствительность ММА к воздействующему ускорению.

Цель настоящей работы – исследование сэндвич-конструкции ЧЭ емкостного ММА с увеличенными до 20 мкм зазорами между подвижным и неподвижными электродами.

Объект исследования. Высокая чувствительность измерения ускорения обеспечивается за счет уменьшения жесткости элементов подвеса – складчатых пружин. Это достигается в результате увеличения числа звеньев в каждой пружине. Исследовались однозвенные (модель 1), полуторазвенные (модель 2) и двухзвенные (модель 3) складчатые пружины. При воздействии ускорения в пределах 10–50 g изучались деформация подвижной инерционной массы и изменение емкостей между электродами. Кроме того, рассчитывались механические напряжения, возникающие в элементах конструкции ЧЭ в результате воздействия ускорения до 50 g, и исследовалось влияние температуры на емкости сэндвич-конструкции ЧЭ ММА.

Сэндвич-конструкции ЧЭ емкостного ММА для модели 1 [3] и моделей 2, 3 представлены на рис.1. Параметры исследованных конструкций ЧЭ приведены в табл.1. Моделирование выполнено в программе ANSYS.

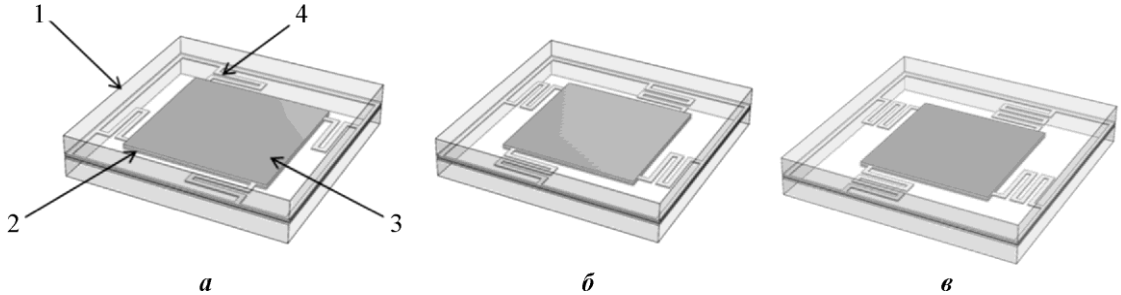
Таблица 1

Значения геометрических параметров конструкции ЧЭ ММА

Table 1

The values of the geometrical parameters of the sensitive element's construction of the accelerometer

Геометрические параметры, мкм	Модель 1	Модель 2	Модель 3
Ширина, длина, толщина подвижной инерционной массы	3000 × 3000 × 60	3000 × 3000 × 30	3000 × 3000 × 30
Ширина, длина, толщина одного звена складчатой пружины	300 × 1100 × 60	300 × 1100 × 30	300 × 1100 × 30
Зазоры между подвижным и неподвижными электродами	3	20	20



а ***б*** ***в***

Рис.1. Вид чувствительного элемента сэндвич-конструкции емкостного ММА с одно- (*а*), полутора- (*б*), двухзвенными (*в*) складчатыми пружинами: 1 – стекло; 2 – подвижная масса; 3 – верхний электрод; 4 – складчатая пружина

Fig.1. View of the sensing element of the sandwich construction of capacitive MMA with single-link (*a*), 1.5-link (*b*), 2-link (*c*) folded springs: 1 – glass; 2 – moving mass; 3 – upper electrode; 4 – folded

Исследование емкостей между электродами при воздействии линейного ускорения. Неподвижные электроды ЧЭ сэндвич-конструкции сформированы в виде пленок из алюминия, нанесенных на верхнее и нижнее стеклянные основания. Подвижная инерционная масса выполнена из кремния, связана с рамкой (конструктивной основой) с помощью четырех складчатых пружин и находится между неподвижными электродами. Электроды на стеклянных основаниях вместе с подвижным электродом образуют трехэлектродную систему, функционирующую как пара дифференциальных конденсаторов (рис.2).

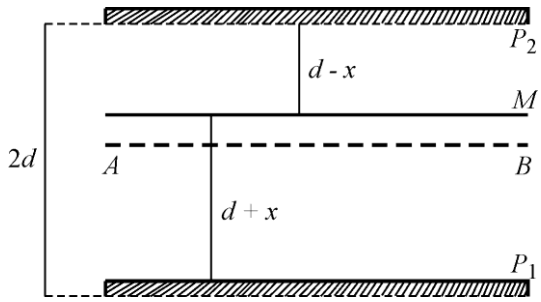


Рис.2. Трехэлектродная система сэндвич-конструкции емкостного ММА (*M* – подвижный электрод, P_1 и P_2 – неподвижные электроды)

Fig.2. 3-electrode system of sandwich construction of capacitive MMA (*M* – mobile electrode, P_1 and P_2 – stationary electrodes)

При воздействии ускорения по оси чувствительности *Z* подвижная масса перемещается, в результате чего происходят изменения емкостей между электродами. Как показали результаты моделирования, перемещение подвижной массы по рабочей оси *Z* более чем в 20 раз превышает перемещения подвижной массы по нерабочим осям *X* и *Y*. Чем больше деформация (перемещение) подвижной массы под действием ускорения, тем выше чувствительность ММА. Отклонение (деформация) подвижной инерционной массы составило для моделей 1–3 при воздействии ускорении 50 g соответственно 0,30774, 2,0405 и 2,5193 мкм. Чем больше значения деформации складчатых пружин, тем больше изменения емкостей между подвижным и неподвижными электродами и выше чувствительность ММА. Таким образом, модели 2 и 3 обеспечивают более высокую чувствительность по сравнению с моделью 1. При смещении подвижного электрода на *x* изменения емкостей между электродами определяются выражениями (рис. 2):

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon A}{d + x}, \quad C_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon A}{d - x},$$

где ε_0 – электрическая проницаемость вакуума; ε – относительная диэлектрическая проницаемость воздушной среды между электродами; *A* – площадь перекрытия обкладок, м^2; *d* – расстояние между подвижным и неподвижными электродами при отсутствии ускорения, м.

Разность этих емкостей $\Delta C = C_2 - C_1$ определяет чувствительность метода.

Ускорение изменялось в пределах 10–50 g. Моделирование выполнено при условии подачи напряжения 10 В на верхний и нижний неподвижные электроды и заземлении подвижной инерционной массы. Акселерометр подвергался воздействию ускорения от 10 до 50g в направлении оси чувствительности *Z*. Емкость между верхним электродом и инерционной массой, нижним электродом и инерционной массой равна 3,9825 пФ при отсутствии ускорения. В табл.2 и на рис.3 приведены расчетные значения деформации подвижной массы по оси *Z*, полученные с помощью моделирования в программе ANSYS. Зная деформацию подвижной массы, можно рассчитать емкости между электродами при воздействии линейных ускорений.

Таблица 2

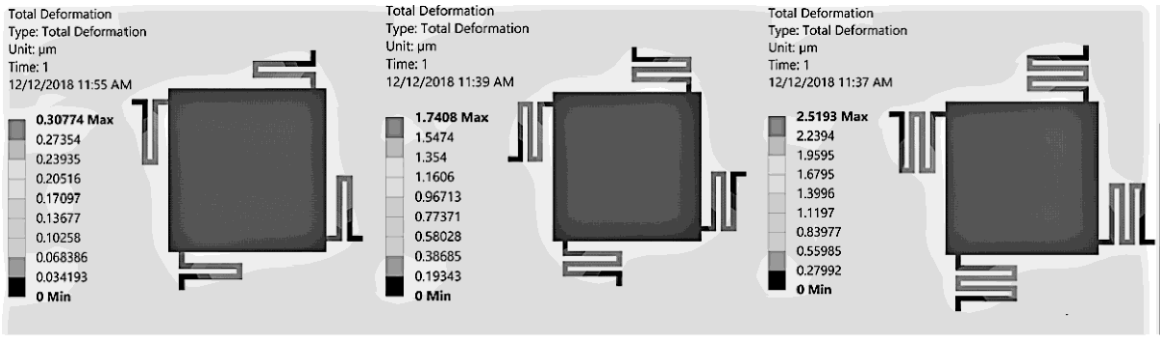
Значения деформации подвижной массы ЧЭ ММА при воздействии ускорения

Table 2

The values of the deformation (μm) of the proof mass under the acceleration

Тип сэндвич-емкостного акселерометра	Деформация подвижной массы ЧЭ ММА, мкм				
	10 g	20 g	30 g	40 g	50 g
Модель 1	0,06154	0,12309	0,18464	0,24169	0,30774
Модель 2	0,34817	0,81618	1,2243	1,6324	1,7408
Модель 3	0,50386	1,0077	1,5116	2,0154	2,5193

Из табл.2, видно, что модели 2 и 3 имеют наибольшие отклонения подвижного электрода. Использование полутора- и двухзвенных складчатых пружин с увеличенной длиной и пониженными значениями коэффициента жесткости, по сравнению с однозвенными складчатыми пружинами, позволяет достичь большего отклонения подвижной массы и тем самым обеспечить высокую чувствительность ЧЭ к воздействию ускорения [4].



а ***б*** ***в***

Рис.3. Результаты моделирования деформации подвижной массы при ускорении 50 g для модели 1 (*а*), модели 2 (*б*), модели 3 (*в*)

Fig.3. The simulation results of moving mass movement at acceleration 50 g for model 1 (*a*), model 2 (*b*), model 3 (*c*)

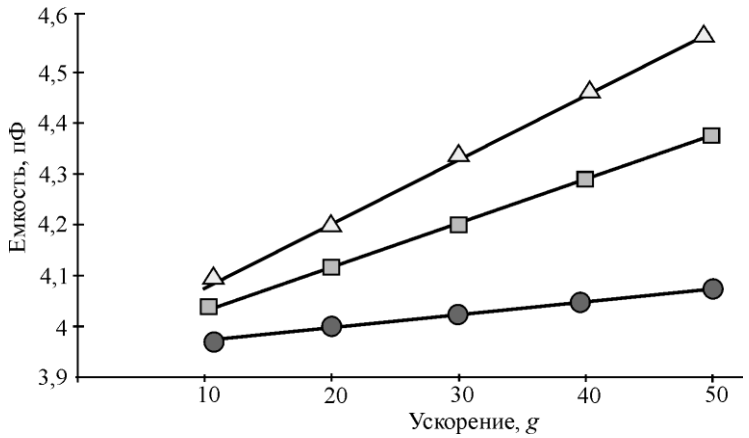


Рис.4. Зависимости емкостей между подвижным и неподвижным электродами при их сближении от воздействующего ускорения: ● – модель 1; ■ – модель 2; ▲ – модель 3

Fig.4. Depending capacitances between the movable and stationary electrodes when they approach the magnitude of the acting acceleration: ● – model 1; ■ – model 2; ▲ – model 3

Зависимости емкостей между подвижным и неподвижными электродами (при их сближении) от воздействующего ускорения для моделей 1–3 приведены на рис 4. В модели 1 емкость при воздействии ускорения 50 g по оси *Z* равна 4,0467 пФ, в моделях 2 и 3 – соответственно 4,3621 и 4,5564 пФ. При этом изменение емкости между электродами составляет 0,1227 пФ в модели 1, 0,6985 пФ в модели 2, 1,0195 пФ в модели 3. Таким образом, изменения емкостей между электродами по оси *Z* в моделях 2 и 3 примерно в 6–10 раз больше, чем в модели 1. При воздействии ускорения 50 g по нерабочим осям *X* и *Y* изменение емкости между электродами составляет всего 0,01 и 0,2 пФ.

Исследование механического напряжения, возникающего в ЧЭ ММА в результате действия линейного ускорения. При разработке МЭМС-датчиков необходимо контролировать механические напряжения, возникающие в их конструктивах [5–7]. Моделирование в программе ANSYS показало, что под действием ускорения максимальное механическое напряжение возникает в местах крепления складчатых пружин к раме и на острых углах складчатых пружин. В моделях 2 и 3 максимальное механическое напряжение при действии ускорении 50 g по оси чувствительности *Z* составляет соответственно 2,29 и 2,0405 МПа, что значительно меньше предела прочности кремния, равного 440 МПа [6–9]. Такой результат моделирования позволяет говорить о стойкости исследованных конструкций к воздействию линейных ускорений с большим коэффициентом запаса [8]. Полученные в результате моделирования значения механического напряжения, возникающего в чувствительном элементе ММА при воздействии ускорения 10–50 g, представлены в табл.3.

Таблица 3

Значения механического напряжения в ЧЭ ММА при воздействии ускорения

Table 3

The values of the mechanical stress (MPa) of the sensitive element under the acceleration

Тип сэндвич-емкостного акселерометра	Механическое напряжение в ЧЭ ММА, МПа				
	10 g	20 g	30 g	40 g	50 g
Модель 1	0,4680	0,8161	1,2243	1,6324	2,0405
Модель 2	0,4580	0,9160	1,3740	1,8320	2,2900

Из табл.3 видно, что при всех значениях воздействующего ускорения механическое напряжение в ЧЭ значительно меньше предела прочности кремния. Поэтому исследованные конструкции ЧЭ ММА пригодны для использования в перспективных разработках датчиков – емкостных ММА.

Исследование собственных частот колебаний ЧЭ ММА в результате воздействия ускорения. Результаты исследования собственных частот колебаний разных мод сэндвич-конструкции ЧЭ ММА в моделях 2 и 3 емкостного ММА представлены на рис.5. Установлено, что первая мода колебаний (рабочий режим) имеет собственную частоту колебаний 2298 и 2765 Гц для моделей 2 и 3 соответственно, самые близкие к ней моды колебаний имеют собственную частоту колебаний 4047 Гц у второй и третьей моды для модели 2 и 4699 Гц у второй и третьей моды для модели 3. Таким образом, частота наиболее близких видов колебаний второй и третьей мод не влияет на рабочую частоту первой моды из-за существенного отличия собственных частот колебаний [10]. В рассматриваемом случае эта разница составляет примерно 2 кГц.

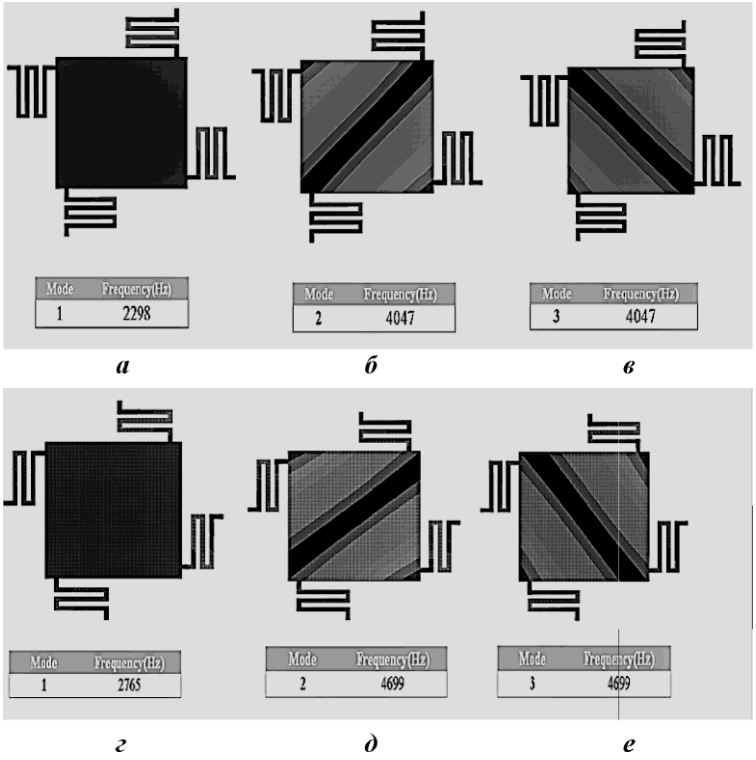


Рис.5. Результаты моделирования собственных частот колебаний ЧЭ сэндвич-конструкции емкостного ММА в моделях 2 (*а*, *б*, *в*) и 3 (*г*, *д*, *е*): *а*, *г* – по первой моде; *б*, *д* – по второй моде; *в*, *е* – по третьей моде

Fig.5. The simulation results of the natural frequencies of oscillations of the sensitive element of the sandwich construction of capacitive MMA in models 2 (*a*, *b*, *c*) and 3 (*g*, *d*, *e*): *a*, *d* – in the first mode; *b*, *d* – in the second mode; *c*, *e* – on the third mode

Из рис.5 видно, что у модели 2 одинаковые собственные частоты колебаний второй и третьей мод (4699 Гц), у модели 3 также одинаковые собственные частоты колебаний второй и третьей мод (4047 Гц). Это объясняется тем, что модели 2 и 3 имеют симметричные конструкции ЧЭ со складчатыми пружинами.

Исследование влияния температуры на емкости ЧЭ. Температура может существенно влиять на чуствительность акселерометра [11,12]. В программе ANSYS выполнено моделирование влияния температуры в пределах от –40 до +85 ºС на деформацию ЧЭ сэндвич-конструкций ММА для моделей 1–3. Рассчитаны деформация подвижного электрода и емкости между электродами при температуре –40, +22 и 80 ºС. Установлено, что эти параметры при изменении температуры меняются незначительно (табл. 4).

Таблица 4

Зависимость деформации и емкости между электродами ЧЭ сэндвич-конструкций от температуры

Table 4

Relation between the deformation and capacitance between the electrodes of the sensitive element with sandwich construction due to temperature

Температура, ºС	Деформация ЧЭ, мкм			Емкость между электродами ЧЭ, пФ		
	модель 1	модель 2	модель 3	модель 1	модель 2	модель 3
+22	0	0	0	3,9825	3,9825	3,9825
+85	0,0027	0,0029	0,0029	3,9830	3,9830	3,9830
–40	0,0023	0,0025	0,00278	3,9829	3,9829	3,9830

Из табл.4 видно, что исследованные модели ЧЭ ММА характеризуются температурной стабильностью параметров.

Заключение. Результаты моделирования в программе ANSYS сэндвич-конструкций ЧЭ емкостных ММА позволяют упростить технологию его изготовления. Это достигается за счет увеличения зазоров между подвижным и неподвижными электродами до 20 мкм. Высокая чувствительность ММА к воздействию ускорения обеспечивается посредством оптимизации конструкции используемых элементов подвеса инерционной массы – складчатых пружин.

Изменение емкостей в ЧЭ сэндвич-конструкции под действием ускорения по рабочей оси *Z* почти в 20 раз больше, чем изменения емкостей по нерабочим осям *X* и *Y*. Под влиянием температуры в пределах от –40 до +85 ºС изменения емкости по рабочей оси *Z* невелико и составляет ±0,0025–0,003 пФ, что свидетельствует о температурной стабильности работы исследованных ЧЭ. Механические напряжения, которые возникают в критических точках конструктивов ЧЭ в результате действия ускорения до 50 g, не превышают 2,29 МПа, в то время как кремний имеет прочность 440 МПа. Собственная частота наиболее близкого режима колебаний (второй моды) ЧЭ ММА не влияет на собственную частоту колебаний ЧЭ по первой моде из-за существенного различия значений этих собственных частот (примерно на 2 кГц).

Литература

1. ***Mansour Keshavarzi, Javad Yavand Hasani.*** Design and optimization of fully differential capacitive MEMS accelerometer based on surface micromachining // Microsystem Technologies. – 2018. –Vol. 25. – No. 4. – P. 1369–1377.

2. A MEMS accelerometer with double-sided symmetrical folded-beams on single wafer / ***Wei Li, Xiaofeng Zhou, Jian Wu et al.*** // IEEE // Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (April 9-12 2017, Los Angeles, USA). – 2017. – P. 194–198.

3. ***Yanxi Zhang, Gang Yang, Chengchen gao, Yilong Hao.*** A MEMS sandwich differential capacitive silicon–on-insulator accelerometer // Microsystem Technologies. – 2013. – Vol. 19. – No. 8. – P. 1249–1254.

4. ***Аунг Тхура, Симонов Б.М, Тимошенков С.П.*** Исследование коэффициента жесткости кремниевых балок микромеханических резонансных акселерометров // Изв. вузов. Электроника. – 2017. – Т. 22. – № 3. – С. 276–284.

5. ***Аунг Тхура, Симонов Б.М, Тимошенков С.П.*** Исследование балочных резонаторов для частотных акселерометров с учетом термоупругого демпфирования и остаточного напряжения // Изв. вузов. Электроника. – 2018. – Т. 23. – № 1. – С. 52–61.

6. ***Тимошенков С.П., Тимошенков А.С, Вавилов В.Д.*** Микросистемные датчики физических величин: монография: в 2 ч. – М.: Техносфера, 2018. – 550 с.

7. Оценка работоспособности чувствительного элемента преобразователя линейных ускорений и расчет основных параметров/ ***В.В. Калугин, С.А. Анчутин, Е.С. Кочурина и др.*** // Приборы. – 2018. – №9 (219). – С. 1–5.

8. Особенности конструкции и технологии изготовления чувствительного элемента микроакселерометра / ***С.П. Тимошенков, В.В. Калугин, С.А. Анчутин и др.*** // Сб. тез. 4-й Междунар. науч. конф. «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули» (Алушта, 01–06 окт. 2018 г.). – М.: Техносфера, 2018. – С. 425–426.

9. ***Timoshenkov S., Kalugin V., Anchutin S., Kochurina E.*** Simulation of the sensitive elements of the micro-accelerometer with the software product ANSYS // Proc. of International Conference «Micro- and Nanoelectronics – 2018» (October 1–5, 2018, Moscow, Zvenigorod, Russia). – 2018. – P.95.

10. ***Keya Sanyal, Kalyan Biswas.*** Structural design and optimization of MEMS based capacitive accelerometer // IEEE/ Devices for Integrated Circuit (23–24 March 2017). – 2017. – P. 294–298.

11. ***Peng P., Zhou W., Yu H.*** A study of partial layout of adhesive on the thermal drift of MEMS capacitive accelerometers // International Journal of Modern Physics B. – 2017. – Vol. 31. – No. 7. – P. 740–744.

12. ***Yang B., Kan B.X., Xu Y.X., Hu Q.H.*** Research status and development trend of silicon resonator accelerometer // Navigation and Control. – 2017. – Vol. 16. – No. 4. – P. 96–106.

Поступила в редакцию 21.12.2018 г.; после доработки 15.02.2019 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Йе Ко Ко Аунг – аспирант Института нано- и микросистемной техники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1), yekokoaung64675@gmail.com

Аунг Тхура – аспирант Института нано- и микросистемной техники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1), aungthura87@gmail.com

Симонов Борис Михайлович – кандидат технических наук, доцент Института нано- и микросистемной техники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1), serborsel@mail.ru

Тимошенков Сергей Петрович – доктор технических наук, профессор, директор Института нано- и микросистемной техники Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д.1)

References

1. Mansour Keshavarzi, Javad Yavand Hasani. *Design and optimization of fully differential capacitive MEMS accelerometer based on surface micromachining*. Springer-Verlag GmbH Germany, part of Springer Nature, 2018, vol. 25, no. 4, pp. 1369–1377.

2. Wei Li, Xiaofeng Zhou, Jian Wu, Youling Lin, Ze Wang. A MEMS Accelerometer with double-sided symmetrical folded-beams on single wafer. *IEEE. Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. Los Angeles, USA, 2017, pp. 194–198.

3. Yanxi Zhang, Gang Yang, Chengchen gao, Yilong Hao. A MEMS sandwich differential capacitive silicon–on-insulator accelerometer. *Microsystem Technologies*, 2013, vol. 19, no. 8, pp. 1249–1254.

4. Aung Thura, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. Investigation of the stiffness coefficient of silicon beams of micromechanical resonant accelerometers. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2017, vol. 22, no. 3, pp. 276–284. (in Russian).

5. Aung Thura, Simonov B.M., Timoshenkov S.P. The study of beam resonators for frequency accelerometers, taking into account thermoelastic damping and residual voltage. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*, 2018, vol. 23, no. 1, pp. 52–61. (in Russian).

6. Vavilov V.D., Timoshenkov S.P., Timoshenkov A.S. *Microsystem sensors of physical quantities: A monograph in two parts.* Moscow, Technosfera Publ., 2018, pp. 529–531. (in Russian).

7. Kalugin V.V., Anchutin S.A., Kochurina E.S., Golovinsky M.S., Shalimov A.S. Assessment of the efficiency of the sensitive element of the linear acceleration converter and the calculation of the main parameters. *Pribory. Pribory i sredstva avtomatizatsii = Instrument. Instruments and automation equipment*, 2018, no. 9 (219), pp.1–5. (in Russian).

8. Timoshenkov S.P., Kalugin V.V., Anchutin S.A., Zaryankin N.M., Kochurina E.S. Features of the design and manufacturing technology of the microaccelerometer sensitive element. *Collection of abstracts of the international forum «Microelectronics 2018». 4th International Scientific Conference «Electronic Component Base and Microelectronic Modules*». Moscow, Technosphera Publ., 2018, pp. 425–426. (in Russian).

9. Timoshenkov S., Kalugin V., Anchutin S., Kochurina E. Simulation of the sensitive elements of the micro-accelerometer with the software product ANSYS. *Proceedings of International Conference «Micro- and Nanoelectronics – 2018»*. Moscow, 2018, p. 95.

10. Keya Sanyal, Kalyan Biswas. Structural design and optimization of MEMS based capacitive accelerometer. *IEEE. Devices for Integrated Circuit (DevIC)*, 2017, pp. 294–2298.

11. Peng P., Zhou W., Yu H. A study of partial layout of adhesive on the thermal drift of MEMS capacitive accelerometers. *International Journal of Modern Physics B*, 2017, vol. 31, no. 7, pp. 740–744.

12. Yang B., Kan B.X., Xu Y.X., Hu Q.H. Research status and development trend of silicon resonator accelerometer. *Navigation and Control*, 2017, vol. 16, no. 4, pp. 96–106.

Received 21.12.2018; Revised 15.02.2019; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

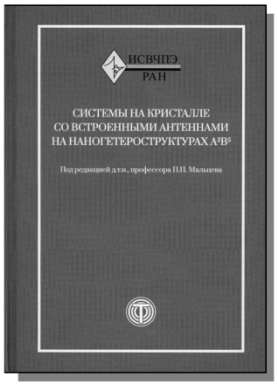
Ye Ko Ko Aung – PhD student of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), yekokoaung64675@gmail.com

Aung Thura – PhD student of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), aungthura87@gmail.com

Boris M. Simonov – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), serborsel@mail.ru

Sergey P. Timoshenkov – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Head of the Institute of Nano- and Microsystem Technology, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1)

Системы на кристалле со встроенными антеннами на наногетероструктурах A^3B^5 / под ред. д.т.н., проф. П.П. Мальцева. - М.: Техносфера, 2018. - 528 с.



ISBN 978-5-94836-526-8

В сборник вошли статьи сотрудников Федерального государственного автономного научного учреждения «Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники имени В.Г. Мокерова» Российской академии наук (ИСВЧПЭ РАН), опубликованные в период 2010-2017 гг. по новым направлениям исследований наногетероструктур A^3B^5 (арсенид галлия и нитрид галлия): расчет и моделирование систем на кристалле с интегрированными антеннами и усилителями для крайне высоких частот, создание фотопроводящих антенн для терагерцевых устройств.

Статьи использованы при выполнении работ по заказу Минобрнауки России в рамках ФЦП «Развитие электронной компонентной базы и радиоэлектроники» на 2008-2015 годы, ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы, ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России» на 2007-2013 годы и на 2014-2020 годы.

УДК 681.586:528.526 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-267-278

Система резонансной настройки вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа

Ван Хао Ло, Т.Г. Нестеренко

Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г. Томск, Россия

ntg@tpu.ru

В вибрационной МЭМС-системе нередко возникает проблема изменения параметров миниатюрных структур из-за температурной чувствительности и усталости микроэлементов. В результате изменяется собственная частота системы. В вибрационных устройствах, например в МЭМС-гироскопах, резонанс определяет эффективность работы, диапазон измерения и масштабный коэффициент устройства. В работе исследованы причины, вызывающие изменения частотных характеристик и собственных частот вибрационной структуры, что имеет большое значение при анализе технических характеристик МЭМС-устройства. Проведен анализ частотных характеристик вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа. Представлена математическая модель определения смещения резонансной частоты и построена система с фазовой синхронизацией для отслеживания собственной частоты канала первичных колебаний. Разработан метод отслеживания и поддержания резонанса в канале первичных колебаний с использованием системы фазовой автоподстройки частоты. Резонансная частота канала первичных колебаний, полученная в результате эксперимента, соответствует теоретическому анализу и составляет 12,52 кГц с максимальной амплитудой колебаний 520 мВ.

Ключевые слова: МЭМС-система; микромеханический резонатор; первичные колебания; фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ); гребенчатый привод; резонансная частота; информативные колебания

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России, ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (соглашение № 14.578.21.0232, уникальный идентификатор RFMEFI57817X0232).

Для цитирования: Ван Хао Ло, Нестеренко Т.Г. Система резонансной настройки режима функционирования вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 267–278. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-267-278

© Ван Хао Ло, Т.Г. Нестеренко, 2019

Resonant Tuning System of MEMS Multi-Axis Vibrating Gyroscope

Van Hao Lo, T.G. Nesterenko

National Research Tomsk Polytechnic University, Tomsk, Russia

ntg@tpu.ru

Abstract: In the vibration microelectromechanical system (MEMS) there is often a problem associated with changes in the parameters of miniature structures due to temperature sensitivity and fatigue of microelements. The result is a change in the natural frequency of the system. In most vibration devices, such as MEMS gyroscopes, resonance plays an important role, which determines the efficiency of operation, the measurement range and the scale factor of the device. The work examines the causes of changes in the frequency characteristics and natural frequencies of the vibration structure, which are of great importance when analyzing the technical characteristics of a MEMS device. The analysis of frequency characteristics of a MEMS multi-axis vibrating has been carried out. A mathematical model for determining the resonant frequency shift has been presented, and a system with phase synchronization has been constructed to track the natural frequency of the primary oscillations channel. A method with using a phase locked loop system has been developed for tracking and maintaining resonance in a primary oscillations channel. The obtained experimental result is consistent with the theoretical analysis. The resonant frequency of the channel of primary oscillations detected 12.52 kHz with a maximum amplitude of oscillation of 520 mV.

Keywords: microelectromechanical system (MEMS); micromechanical resonator; driver mode; phase locked loop (PLL); primary oscillations; resonant frequency; informative oscillations

Funding: the work has been supported by Ministry of Education and Science of the Russian Federation for the financial support (Project N 14.578.21.0232, unique identifier RFMEFI57817X0232.) and carried out within the Federal Target Program ‘Priority R&D Fields of Science and Technology Sector of Russia for the years of 2014–2020’ at National research Tomsk Polytechnic University.

For citation: Van Hao Lo, Nesterenko T.G. Resonant tuning system of MFMS multi-axis vibrating gyroscope. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 267–278. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-267-278

Введение. Вибрационный многокомпонентный МЭМС-гироскоп является инерциальным датчиком для измерения угловой скорости объекта путем определения силы Кориолиса. Исходя из принципа его работы в гироскопе можно выделить два канала: первичных колебаний и вторичных информативных колебаний. Электростатический гребенчатый привод возбуждает поступательные первичные колебания микромеханического резонатора гироскопа. При вращении основания возникает сила Кориолиса, вызывающая вторичные информативные колебания инерционных масс гироскопа, амплитуда которых пропорциональна скорости вращения основания. Сила Кориолиса прямо пропорциональна амплитуде скорости первичных колебаний. Поэтому в вибрационном МЭМС-гироскопе для увеличения его масштабного коэффициента необходи-

мо возбуждать первичные колебания с максимально возможной амплитудой, которая может быть достигнута только при резонансе. Для обеспечения стабильности масштабного коэффициента важно поддержание постоянной амплитуды этой скорости.

При проведении исследований и испытаний образцов вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа обнаружено негативное явление – изменение собственной частоты первичных колебаний, приводящее к нарушению режима резонансной настройки этого канала и нестабильности характеристик гироскопа.

Цель настоящей работы – создание автоматической системы, которая отслеживает изменения собственной частоты канала первичных колебаний и поддерживает резонансный режим его работы.

Конструкция и математическая модель канала первичных колебаний. Существуют две причины, которые приводят к изменению резонансной частоты. Первая причина – температурная чувствительность гироскопа [1]. Миниатюрная кремниевая конструкция вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа очень чувствительна к изменению температуры окружающей среды, в результате чего изменяются собственные частоты гироскопа. Вторая причина – изменение жесткости, которое возникает при подаче на кремниевую конструкцию электрических сигналов для возбуждения первичных колебаний подвижных тел.

На рис.1 представлена кремниевая структура вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа. На стеклянной подложке расположены контактные площадки для подпайки проводников к кремниевой сенсорной части, соединенной со стеклом. Соединение между материалами осуществляется через золото, напыленное на стекло и кремниевую структуру. Зазор между стеклянной подложкой и кремниевым сенсором равен 5 мкм. Минимальные размеры элементов гироскопа составляют 5 мкм, минимальный зазор 5 мкм, глубина травления 40 мкм.

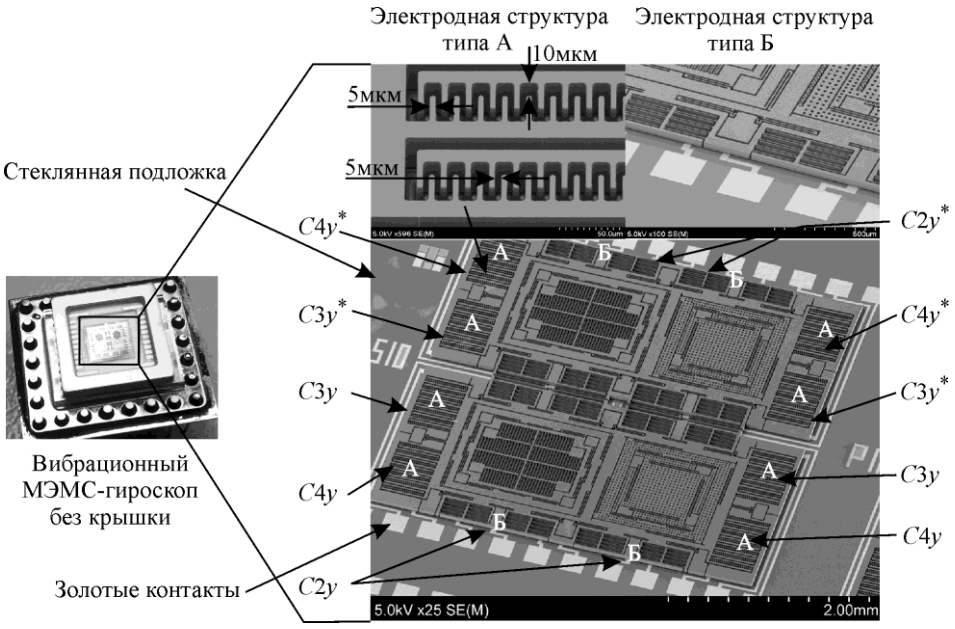


Рис.1. Сканирующие микроскопические изображения кремниевой конструкции вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа
Fig.1. Scanning microscopic images of the silicon construction of MEMS multi-axis vibrating gyroscope

В режиме возбуждения первичных колебаний гироскоп рассматривается как двухмассовый резонатор, представляющий собой механическую систему второго порядка с двумя подвижными телами и упругими элементами. Резонатор имеет два типа электродных структур: А и Б (см. рис.1). Электродные структуры типа А с изменяющимся зазором используются для генерации электростатических сил, которые позволяют возбуждать первичные колебания. Электродные структуры типа Б с переменной площадью перекрытия применяются для определения положения подвижных тел путем определения изменения емкости, вызванного смещением этих тел [2].

Математическая модель канала первичных колебаний гироскопа может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} m_{y1}\ddot{y}_1 + (\mu_{y1} + \mu_y)\dot{y}_1 + (k_{y1} + k_y)y_1 - \mu_y\dot{y}_2 - k_y y_2 = F_{эл1}, \\ m_{y2}\ddot{y}_2 + (\mu_{y2} + \mu_y)\dot{y}_2 + (k_{y2} + k_y)y_2 - \mu_y\dot{y}_1 - k_y y_1 = F_{эл2}, \end{aligned} \quad (1)$$

где y_1, y_2, m_{y1}, m_{y2} – перемещения и массы подвижных тел, которые совершают первичные колебания; k_y – жесткость упругой связи между подвижными телами; k_{y1}, k_{y2} – совместные жесткости упругих элементов, на которых установлены подвижные тела на подложке; μ_{y1}, μ_{y2}, μ_y – коэффициенты сил вязкого трения; $F_{эл1}$, $F_{эл2}$ – электростатические силы.

Емкости гребенчатых приводов определяются как [6]

$$C4y^* = a_1 + b_1y_1 + c_1y_1^2 \text{ и } C3y^* = a_1 - b_1y_1 + c_1y_1^2,$$
$$C4y = a_1 - b_1y_2 + c_1y_2^2 \text{ и } C3y = a_1 + b_1y_2 + c_1y_2^2,$$

где a_1, b_1, c_1 – коэффициенты аппроксимации емкостей гребенчатых приводов.

Подвижные тела должны совершать гармонические первичные колебания, для возбуждения которых требуется синусоидальное приводное усилие. На рис.2 показана эквивалентная электрическая схема канала первичных колебаний с подключением электрических напряжений для получения синусоидальных электростатических сил. Напряжения имеют две компоненты: напряжение постоянного тока V_{dc} и напряжение возбуждающих гармонических сигналов $V_{ac1} = V_0\sin(\omega t)$, $V_{ac2} = -V_0\sin(\omega t)$. Причем амплитуда гармонических сигналов меньше напряжения постоянного тока. Тогда $m_{y1}=m_{y2}=m_y$, $\mu_{y1}=\mu_{y2}=\mu_{y0}$ и $k_{y1}=k_{y2}=k_{y0}$, электростатические силы, созданные приводными структурами типа А, при условии можно представить в виде [2–7]:

$$F_{эл1} = -F_{эл2} = 2V_{dc}b_1V_0\sin(\omega t) + 2c_1(V_{dc}^2 + \frac{1}{2}V_0^2)y_1.$$

Для исследования первичных колебаний гироскопа достаточно рассмотреть динамику одного подвижного тела. С помощью преобразования Лапласа уравнение (1) преобразуется к виду [8]

$$\ddot{y}_1 + \frac{\sqrt{\omega_y^2 - \omega_e^2}}{Q_y}\dot{y}_1 + \left[\omega_y^2 - \omega_e^2\right]y_1 = \frac{2V_{dc}b_1V_0\sin(\omega t)}{m_y}, \quad (2)$$

где $\omega_y = \sqrt{(k_{y0} + 2k_y)/m_y}$ – собственная частота; $\omega_e = \sqrt{k_e/m_y}$ – изменение частоты, вызванное эффектом электростатической пружины; $k_e = 2c_1(V_{dc}^2 + 0,5V_0^2)$ – электрическая жесткость; $Q_y = (\sqrt{\omega_y^2 - \omega_e^2}\cdot m_y)/(\mu_{y0} + 2\mu_y)$ –добротность канала первичных колебаний.

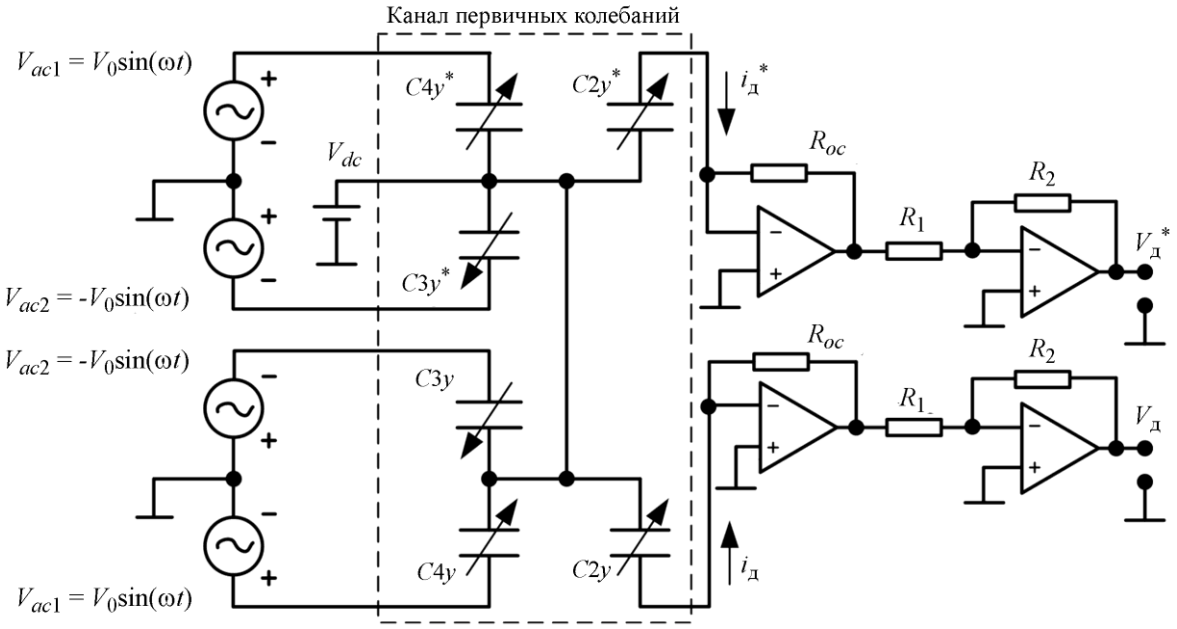


Рис.2. Эквивалентная электрическая схема канала первичных колебаний
Fig.2. Equivalent electrical circuit of the primary oscillations channel

Из выражения (2) видно, что приложенные электрические напряжения создают электрическую жесткость приводов, которая ослабляет механическую жесткость упругого подвеса. Это называется эффектом электростатической пружины [9], который оказывает значительное влияние на стабильность первичных колебаний. В то же время эффект имеет большое значение в настраивании частоты регулированием подаваемого напряжения [10, 11]. Частота первичных колебаний гироскопа может быть найдена как

$$\omega_y^* = \sqrt{\omega_y^2 - 2\frac{c_1}{m_y}\left(V_{dc}^2 + \frac{1}{2}V_0^2\right)}\,.$$

Передаточная функция канала первичных колебаний гироскопа принимает вид

$$\frac{y_1(s)}{V_{ac1}(s)} = \frac{2V_{dc}b_1}{m_y}\left[s^2 + \frac{\omega_y^*}{Q_y}s + (\omega_y^*)^2\right]^{-1}. \qquad (3)$$

Первичные колебания подвижных тел определяются в результате изменения емкостей электродных структур типа Б согласно выражениям [6]

$$C2y = a_2 - b_2y_2 + c_2y_2^2, \quad C2y^* = a_2 + b_2y_1 + c_2y_1^2,$$

где a_2, b_2, c_2 – коэффициенты аппроксимации емкостей.

При наличии первичных колебаний подвижного тела генерируется ток $i_д(t)$ через электродные структуры [2, 5, 12–14]. С помощью преобразователей тока в напряжение этот ток преобразуется в выходное напряжение:

$$V_д(t) = i_д(t)R_{oc}(R_2 / R_1) = V_{dc}b_2K\dot{y}_1. \qquad (4)$$

Тогда из выражений (3) и (4) получим передаточную функцию

$$\frac{V_д(t)}{V_{ac1}(s)} = \frac{V_д(t)}{y_1(s)}\frac{y_1(s)}{V_{ac1}(s)} = \frac{2}{m_y}V_{dc}^2b_1b_2Ks\left[s^2 + \frac{\omega_y^*}{Q_y}s + (\omega_y^*)^2\right]^{-1}.$$

Частотные характеристики. Для анализа влияния эффекта электростатической пружины построены частотные характеристики канала первичных колебаний микромеханического резонатора с использованием следующих параметров:

Общая жесткость упругого подвеса k_m ..... 523,5 Н·м$^{-1}$
Добротность Q_y 200
Сопротивление
R_{oc} ..... 1000 кОм
R_1 ..... 1 кОм
R_2 ..... 10 кОм
Коэффициенты аппроксимации емкостей
b_1 ..... 5,806·10^{-8}
b_2 ..... 1,5729·10^{-8}
c_1 0,001275
Масса каждого подвижного тела ..... 8,4227·10^{-8} кг
Амплитуда возбуждающего сигнала ..... 1 В

На рис.3 представлены амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ) при различных значениях напряжения постоянного тока и добротности Q_y = 200. Для получения максимальной амплитуды первичных колебаний

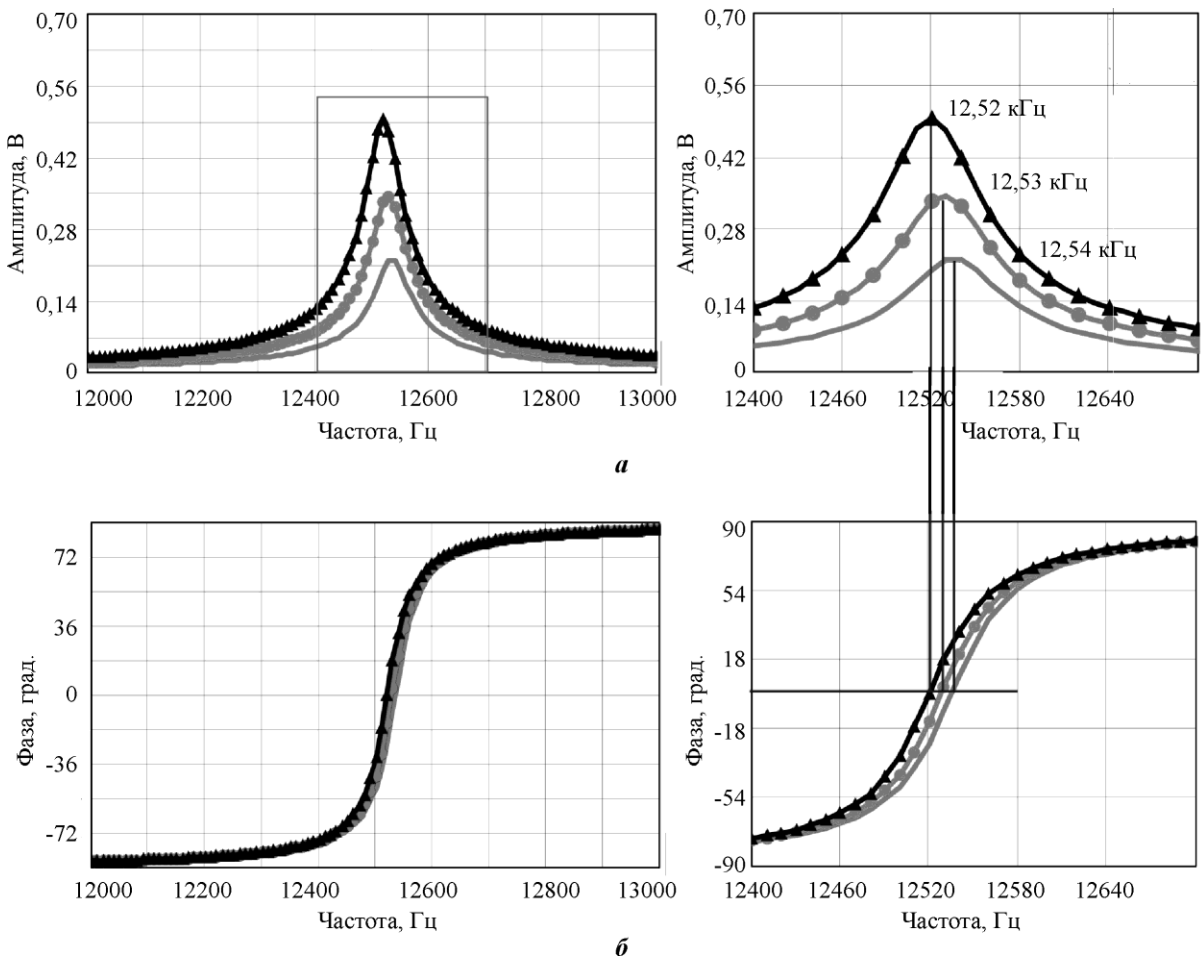


Рис.3. АЧХ (*а*) и ФЧХ (*б*) первичных колебаний при разных значениях напряжения V_{dc}:
▲ – 30 В; ● – 25 В; —— 20 В
Fig.3. Dependence of the amplitude (*a*) and phase (*b*) of primary oscillations on the DC voltage:
▲ – 30 V; ● – 25 V; —— 20 V

напряжение постоянного тока увеличивается, в результате чего амплитуда резонансных колебаний гироскопа также эффективно увеличивается. Однако повышение подаваемого напряжения постоянного тока приводит к изменению электрической жесткости, которое вызывает уменьшение резонансной частоты канала первичных колебаний. В результате на частоте, при которой возникает резонанс, амплитуда не достигает максимального значения. Из графиков АЧХ видно, что увеличение напряжения постоянного тока от 20 до 30 В приводит к уменьшению резонансной частоты от 12,54 до 12,52 кГц. Смещение резонансной частоты также можно наблюдать на графиках ФЧХ.

На резонансной частоте фаза первичных колебаний сдвигается на 90° относительно возбуждающего сигнала. На частотах ниже резонансной частоты его фаза приближается к –90°, а выше резонансной к +90°. Процесс изменения фазы от –90 до +90° при увеличении напряжения происходит раньше. Однако нужно обратить внимание на сдвиги фаз при резонансе. При малых паразитных емкостях или при корректировании паразитных эффектов сдвиги фазы на резонансной частоте при различных напряжениях постоянного тока определяются одним значением. Из графиков ФЧХ видно, что при резонансной частоте независимо от значений напряжения постоянного тока фазы первичных колебаний равны нулю. С учетом стабильного сдвига фазы разработан метод отслеживания и поддержания резонанса в канале первичных колебаний с использованием системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Отслеживание резонансной частоты канала первичных колебаний. На рис.4 приведена схема возбуждения резонансных первичных колебаний гироскопа системой ФАПЧ, которая состоит из трех функциональных блоков: фазового детектора, фильтра низких частот (ФНЧ) и генератора, управляемого напряжением (ГУН). Входной сигнал ФАПЧ является выходным сигналом канала первичных колебаний, который преобразуется в прямоугольный вид с использованием детектора нуля (ДН). Гармонический возбуждающий сигнал получается путем применения формирователя синусоидального сигнала (ФС). Фазовый детектор отслеживает фазу сигнала первичных колебаний и определяет сигнал ошибки, который пропорционален разности фаз между сигналом первичных колебаний и гармоническим возбуждающим сигналом.

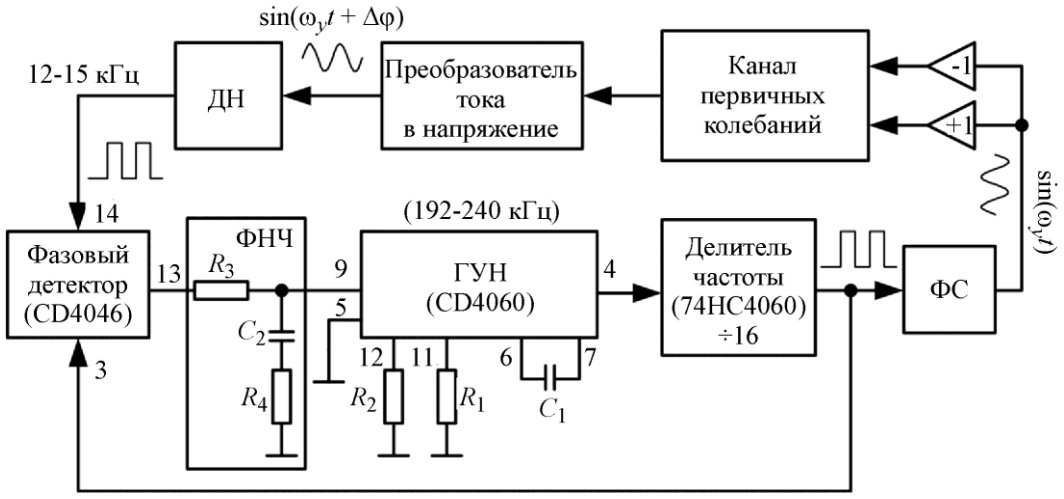


Рис.4. Система отслеживания резонансной частоты канала первичных колебаний [15]
Fig.4. The tracking system of the resonant frequency of the primary oscillations channel [15]

Сигнал фазовой ошибки преобразуется в управляющее напряжение ГУН с помощью ФНЧ. При совпадении фазы сигнала первичных колебаний с фазой возбуждающего сигнала частота сигнала на выходе ГУН совпадает с собственной частотой первичных колебаний. Таким образом, при правильной конструкции трех блоков ФАПЧ может по изменению фазы отслеживать собственную частоту или резонанс первичных колебаний.

Предположим, что электростатическая сила, возбуждающая первичные колебания, имеет вид

$$F = F_0 \sin(\omega_y t),$$

где F_0 – амплитуда силы; $\sin(\omega_y t)$ – выход системы ФАПЧ; ω_y – резонансная частота.

Если в случайный момент времени резонансная частота первичных колебаний изменяется и имеет мгновенную величину ω_y^*, то сразу же возникает сдвиг фазы и появляется фазовая ошибка $\Delta\varphi$. На выходе фазового детектора сигнал фазовой ошибки вычисляется по формуле

$$V_\text{ф} = K_\text{ф}\Delta\varphi,$$

где $K_\text{ф}$ – коэффициент передачи фазового детектора.

Сигнал фазовой ошибки подается на вход ФНЧ для получения управляющего напряжения ГУН:

$$V_\text{упр} = K_\text{ФНЧ} V_\text{ф},$$

где $K_\text{ФНЧ}$ – коэффициент передачи ФНЧ.

Управляющее напряжение позволяет изменять частоту сигнала ГУН в направлении приближения к мгновенной резонансной частоте:

$$\omega_y^* = \omega_y + K_\text{ГУН} V_\text{упр},$$

где $K_\text{ГУН}$ – коэффициент передачи ГУН.

Система ФАПЧ построена на основе микросхемы CD4046. Принцип построения ФАПЧ приведен в работе [15]. Для отслеживания фазы сигнала используется фазовый детектор с запуском по фронту (логическим переходам) [16]. Диапазон частоты работы ГУН устанавливается подбором значений сопротивления резисторов R_l, R_2 и емкости конденсатора C_1 согласно производственным схемным характеристикам, соответствующим управляющим напряжениям от 0 до 5 В [15]. Выбранный диапазон частоты для ГУН зависит от резонансной частоты канала первичных колебаний. Поскольку резонансная частота равна 12,52 кГц (см. рис.3), в схеме возбуждения выбраны минимальная и максимальная частоты возбуждения, равные 12 и 15 кГц соответственно. Однако для ГУН частотный диапазон 3 кГц является узким, и в нем невозможно получить оптимальный шаг перестройки частоты. Для решения данной проблемы принят вариант, в котором частотный диапазон ГУН увеличен в 16 раз и его рабочая частота находится в диапазоне 192–240 кГц. На его выходе подключен делитель частоты, позволяющий уменьшать частоту в 16 раз. В результате этого частота работы схемы возбуждения остается в выбранном диапазоне, а шаг перестройки частоты оптимально выбирается. После того как диапазон частоты работы ГУН выбран, рассчитывается ФНЧ. Подбор элементов R_3, R_4 и C_2 имеет большое значение для обеспечения точности и быстродействия системы возбуждения.

Эксперимент. Для проверки теоретического анализа изготовлена экспериментальная установка исследуемого образца. В соответствии с рекомендациями по построению ГУН и ФНЧ [15] выбраны резисторы и конденсаторы таким образом, чтобы получить шаг перестройки частоты ГУН 10 Гц и время установления переходного процесса 100 мс.

При подключении источника питания ГУН создает прямоугольный возбуждающий сигнал с частотой 12 кГц, который через ФС преобразуется в синусоидальный сигнал, инвертирующий вид которого получен с помощью инвертирующего усилителя. Затем два возбуждающих сигнала поступают на электроды гребенчатых приводов канала первичных колебаний (см. рис.4). Из графиков ФЧХ видно, что начальная частота 12 кГц возбуждающих сигналов находится ниже резонансной частоты. Поэтому выходной сигнал канала первичных колебаний изменяется с такой же частотой, но его фаза сдвигается относительно возбуждающего сигнала на –90°. Таким образом, на выходе фазового детектора микросхемы CD4046 появляется сигнал фазовой ошибки, который позволяет увеличивать или уменьшать частоту возбуждающего сигнала, чтобы свести фазовое рассогласование к нулю. В данном случае частота возбуждающего сигнала увеличивается до тех пор, пока фазовое рассогласование еще не равно нулю.

Частота возбуждающего сигнала изменяется с шагом перестройки частоты, равным 10 Гц, и устанавливается на резонансной частоте первичных колебаний. На рис.5,*а* представлено увеличение амплитуды первичных колебаний при увеличении подаваемого напряжения постоянного тока. Параллельно этому изменению происходит смещение резонансной частоты (рис.5,*б*), что является результатом ее отслеживания системой ФАПЧ. Видно, что любое изменение резонансной частоты канала первичных колебаний отслеживается системой ФАПЧ и резонанс при применении системы ФАПЧ непрерывно поддерживается.

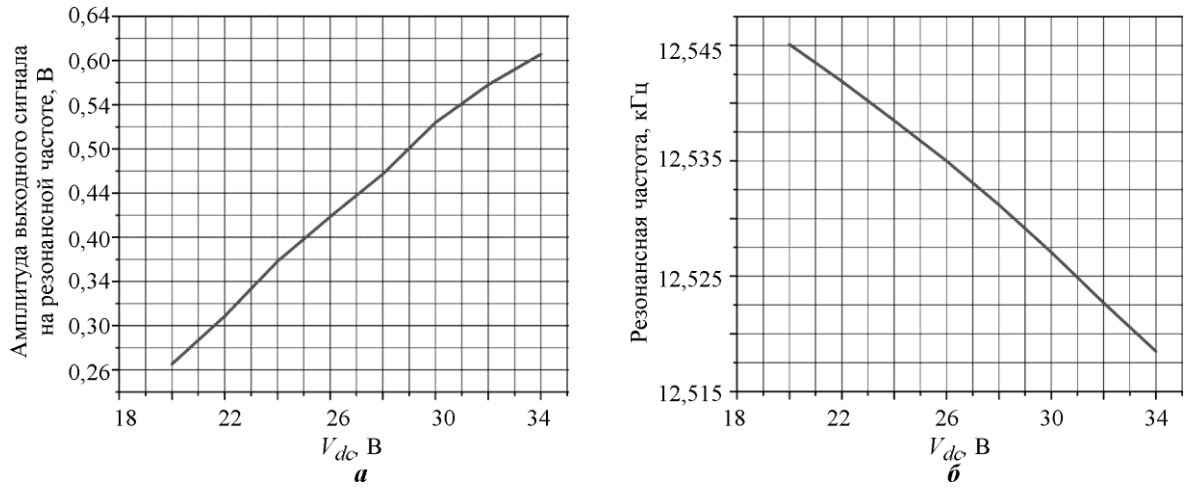


Рис.5. Изменение амплитуды первичных колебаний (*а*) и изменение резонансной частоты канала первичных колебаний (*б*) в зависимости от напряжения постоянного тока
Fig.5. Change in the amplitude of the primary oscillations (*a*) and change in the resonant frequency of the primary oscillations channel (*b*) depending on the DC voltage

На рис.6 показан процесс запуска и отслеживания резонанса канала первичных колебаний с использованием системы ФАПЧ при приложении напряжения $V_{dc} = 32$ В. Первичные колебания гироскопа имеют гармонический вид и возбуждаются на резонансной частоте 12,52 кГц. Во время запуска частота возбуждающего сигнала увеличивается до значения собственной частоты канала первичных колебаний гироскопа

(12,52 кГц), так как амплитуда первичных колебаний непрерывно увеличивается до своего максимального значения, полученного при резонансе. После процесса запуска амплитуда первичных колебаний остается на максимальном значении (0,52 В), время установления составляет 120 мс (см. рис.6).

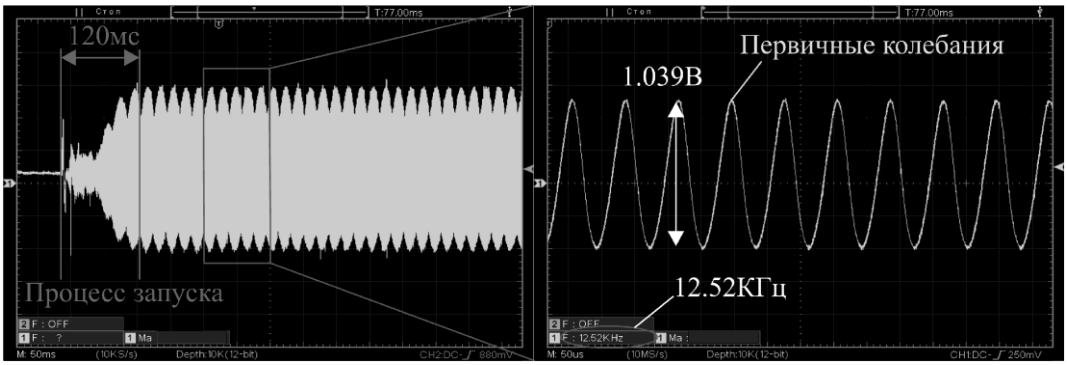


Рис.6. Сигнал первичных колебаний, возбуждающихся на резонансной частоте с использованием системы ФАПЧ
Fig.6. Primary oscillation signal excited at the resonant frequency using a PLL system

Заключение. Исследование системы возбуждения первичных колебаний вибрационного многокомпонентного МЭМС-гироскопа, построенной с помощью ФАПЧ, показало следующее. Время установления максимальной амплитуды первичных колебаний данной системы определяется начальным отклонением частоты ГУН от резонансного значения, которое можно уменьшить путем выбора начальной частоты ГУН, близкой к резонансной частоте.

Математическая модель подтверждена результатами моделирования и эксперимента. Экспериментальные исследования показали, что система ФАПЧ хорошо обеспечивает возбуждение и отслеживание резонансной частоты первичных колебаний гироскопа с добротностью, равной 200.

Литература

1. ***Sun X., Horowitz R., Komvopoulos K.*** Stability and resolution analysis of a phase-locked loop natural frequency tracking system for MEMS fatigue testing // J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control. – 2002. – Vol. 124. – P. 599–605.

2. ***Ло Ван Хао, Нестеренко Т.Г.*** Анализ эффекта паразитной емкости в режиме движения микроэлектромеханическогогироскопа // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 2 (196). – С. 54–67.

3. ***Лысенко И.Е.*** Проектирование сенсорных и актюаторных элементов микросистемной техники: учеб. для вузов. – Таганрог: ТРТУ, 2005. – 103 с.

4. ***Mikko Saukoski.*** System and circuit design for a capacitive MEMS gyroscope // Dr. Eng. Sci. diss. – 2008. – P. 68–73.

5. ***Alexander A.T., Andrei M.S.*** Capacitive detection in resonant MEMS with arbitrary amplitude of motion // J. Micromech. Microeng. – 2007. – Vol. 17. – P. 1583–1592.

6. ***Барбин Е.С.*** Динамика многокомпонентного микромеханического гироскопа-акселерометра с развязывающими рамками: дис. ... канд. тех. наук. – Томск, 2016. – С. 111–116.

7. Electrical coupling suppression and transient response improvement for a microgyroscope using ascending frequency drive with a 2-DOF PID controller / ***J Cui, Z.Y. Guo, Z.C. Yang et al.*** // J. Micromech. Microeng. – 2011. – Vol. 21. – 11 p.

8. ***Дубков А.А., Агудов Н.В.*** Преобразование Лапласа: учеб. для вузов. – Н. Новгород: Нижегородский госуниверситет; 2016. – 36 с.

9. ***Cenk Acar, Andrei M.S.*** MEMS vibratory gyroscopes structural approaches to improve robustness // MEMS Reference Shelf. Library of Congress Control Number: 2008932165, 2009. – 262 p.

10. ***Cenk Acar, Andrei M.S.*** Structurally decoupled micromachined gyroscopes with post-release capacitance enhancement // J. Micromech. Microeng. – 2005. – Vol. 15. – P. 1092–1101.

11. ***Said EmreAlper, Tayfun Akin.*** An automatically mode-matched MEMSgyroscope with wide and tunable bandwidth // J. Micromech. systems. – 2014. – Vol. 23.– P. 285–296.

12. ***W. Merlijnvan Spengen, Tjerk H. Oosterkamp.*** A sensitive electronic capacitance measurement system to measure the comb drive motion of surface micromachined MEMS devices // J. Micromech. Microeng. – 2007. – Vol. 17. – P. 828–834.

13. ***Said EmreAlper.*** An automatically mode-matched MEMSgyroscope with wide and tunable bandwidth: Dis. Doct. Philosophy in electrical and electronics engineering. – 2005. – 301p.

14. ***Dunzhu Xia, Shuling Chen, Shourong Wang.*** Development of a prototype miniature silicon microgyroscope // J. Sensors.– 2009.– Vol. 9.– P. 4587–4605.

15. 74HC/HCT4046A Phase-locked-loop with VCO // Datasheet. – 1997. – 34 p.

16. ***Хоровиц П., Хилл У.*** Искусство схемотехники: учеб. пособие. – 4-е изд. – М.: Мир, 1993. – 371 с.

Поступила в редакцию 28.01.2019 г.; после доработки 18.02.2019 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Ван Хао Ло – аспирант Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности Отделения электронной инженерии Национального исследовательского Томского политехнического университета (Россия, 634034, г.Томск, пр. Ленина, д. 30/А), lovanhao@mail.ru

Нестеренко Тамара Георгиевна – кандидат технических наук, доцент Инженерной школы неразрушающего контроля и безопасности Отделения электронной инженерии Национального исследовательского Томского политехнического университета (Россия, 634034, г.Томск, пр. Ленина, д. 30/А), ntg@tpu.ru

References

1. Sun X., Horowitz R., Komvopoulos K. Stability and resolution analysis of a phase-locked loop natural frequency tracking system for MEMS fatigue testing. *J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2002, vol. 124, pp. 599–605.

2. Lo Van Hao, Nesterenko T.G. Analysisof parasitic capacitance effect in a dive mode of microelectromechanical gyroscope. *Izvestiya YUFU. Tekhnicheskiye nauki = IzvestiyaSFedU. Engineering Sciences*, 2018, no. 2 (196), pp. 54–67. (in Russian).

3. Lysenko I.E. *Designing sensory and actuator elements of microsystem technology: studies, for universities*. Taganrog, TSURE Publ., 2005. 103 p. (in Russian).

4. Mikko Saukoski. *System and circuit design for a capacitive MEMS gyroscope*. Diss. Doct. Tech. Sci., 2008, pp. 68–73.

5. Alexander A.T., Andrei M.S. Capacitive detection in resonant MEMS with arbitrary amplitude of motion. *J. Micromech. Microeng*, 2007, vol. 17, pp. 1583–1592.

6. Barbin E.S. *Dynamics of a multi axis micromechanical gyroscope accelerometer with decoupling framework*. Diss. Cand. those. Of science, 2016, pp. 111–116. (in Russian).

7. Cui J., Guo Z.Y., Yang Z.C., Hao Y.L., Yan G.Z. Electrical coupling suppression and transient response improvement for a microgyroscope using ascending frequency drive with a 2-DOF PID controller. *J. Micromech. Microeng*., 2011, vol. 21, 11 p.

8. Dubkov A.A., Agudov N.V. *Laplace transformation: studies, for universities*. Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod State University Publ., 2016. 36 p. (in Russian).

9. CenkAcar, Andrei M.S. MEMS vibratory gyroscopes structural approaches to improve robustness. *MEMS Reference Shelf. Library of Congress Control Number: 2008932165*, 2009, 262 p.

10. Cenk Acar, Andrei M. Shkel. Structurally decoupled micromachined gyroscopes with post-release capacitance enhancement. *J. Micromech. Microeng*., 2005, vol. 15, pp. 1092–1101.

11. Said EmreAlper, Tayfun Akin. An automatically mode-matched MEMS gyroscope with wide and tunable bandwidth. *J. Micromech. Systems*, 2014, vol. 23, pp. 285–296.

12. Merlijnvan Spengen W., Tjerk H. Oosterkamp. A sensitive electronic capacitance measurement system to measure the comb drive motion of surface micromachined MEMS devices. *J. Micromech. Microeng*., 2007, vol. 17, pp. 828–834.

13. Said Emre Alper. *An automatically mode-matched MEMS gyroscope with wide and tunable bandwidth.* Diss. Doct. Philosophy in electrical and electronics engineering, 2005, 301 p.

14. Dunzhu Xia, Shuling Chen, Shourong Wang. Development of a prototype miniature silicon microgyroscope. *J. Sensors*, 2009, vol. 9, pp. 4587–4605.

15. 74HC/HCT4046A Phase-locked-loop with VCO. *Datasheet*, 1997. 34 p.

16. Paul Horowitz, Winfield Hill. *The art of electronics: ed. allowance*. 4th ed. Moscow, Mir Publ., 1993. 371 p. (in Russian).

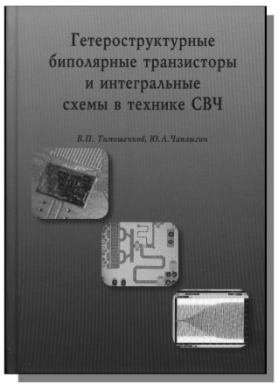
Received 28.01.2019; Revised 18.02.2019; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Van Hao Lo – PhD student of the Engineering School of Non-Destructive Testing and Safety, Electronic Engineering Department, National Research Tomsk Polytechnic University (Russia, 634034, Tomsk, Prospect Lenina, 30/A), lovanhao@mail.ru

Tamara G. Nesterenko – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Engineering School of Non-Destructive Testing and Safety, Electronic Engineering Department, National Research Tomsk Polytechnic University (Russia, 634034, Tomsk, Prospect Lenina, 30/A), ntg@tpu.ru

Тимошенков В.П., Чаплыгин Ю.А. Гетероструктурные биполярные транзисторы и интегральные схемы в технике СВЧ. - М.: Изд-во ООО "ЭКСПЕРТ", 2018. - 176 с.



ISBN 978-5-6040425-2-6

В монографии описаны особенности физической структуры, схемотехники и технологии производства сверхвысокочастотных гетероструктурных микросхем со слоями SiGe. Обоснованы принципы построения аналоговых и цифровых устройств, обеспечивающие высокое быстродействие, стабильность параметров и совместимость с другими устройствами в системах на кристалле. Приведены примеры практической реализации сверхвысокочастотных систем на кристалле, основанные на предложенных технических решениях.

Для технических специалистов, работающих в области электроники, а также аспирантов и студентов.

ИНФОРМАЦИОННО-КОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
INFORMATION-COMMUNICATION TECHNOLOGIES

УДК 004.932 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-279-290**

Методика обучения бинарных классификаторов в задачах сегментации изображений

***Д.В. Воротнёв*[1], *Р.В. Голованов*[1,2]**

[1]*АО НПЦ «ЭЛВИС», г. Москва, Россия*
[2]*Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия*

Сегментация кожи человека на изображении широко применяется в качестве алгоритмов компьютерного зрения. Наиболее распространенным подходом к повышению качества сегментации кожи является обучение бинарного классификатора, отделяющего цвета кожи человека от цветов фона. В работе рассмотрена проблема обучения бинарных классификаторов. Предложен новый метод получения обучающей выборки с унификацией цветов на каждом изображении. Построена сглаженная ROC-кривая. Даны рекомендации по подготовке тестовой выборки для правильного сравнения бинарных классификаторов. С использованием предложенного метода проведено обучение классификаторов Гаусса и Байеса. Представлены результаты тестирования и сравнения полученных классификаторов. Показано, что рассмотренный метод может улучшить качество сегментации кожи до 4 % по метрике TPR и до 10 % по метрике FPR. Классификатор Байеса, обученный согласно предложенному методу, обеспечивает наилучшие результаты сегментации среди всех рассмотренных классификаторов.

Ключевые слова: сегментация кожи; сегментация изображений; классификатор Байеса; классификатор Гаусса; ROC-кривая; ROC-анализ

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант №18 – 31 – 00141).

Для цитирования: Воротнёв Д.В., Голованов Р.В. Методика обучения бинарных классификаторов в задачах сегментации изображений // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 279–290. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-279-290

© Д.В. Воротнёв, Р.В. Голованов, 2019

Binary Classifiers Training Approach for Image Segmentation

***D.V. Vorotnev*[1], *R.V. Golovanov*[1,2]**

[1]*JSC RnD Center ELVEES, Moscow, Russia*
[2]*National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia*

Abstract: One of the commonly used algorithms in computer vision is the human skin segmentation in the image. The most common approach to skin segmentation is training a binary classifier to separate human skin (foreground) pixels from the background ones. In the paper the problem of training such binary classifiers has been discussed. A smoothed ROC curve has been constructed. The recommendations for a test set obtaining for correction comparison of binary classifiers have been given. Using the proposed method the training of single Gaussian and Bayesian classifiers by the proposed method has been carried out. The results of testing and comparison of the obtained classifiers have been given. It has been shown that this method can improve the quality of skin segmentation up to 4 % of TRP metric and up to 10% of FRP. The Bayesian classifier, trained according to the proposed method provides the best segmentation results among all considered classifiers.

Keywords: skin detection; image segmentation; Byaesian classifier; Gaussian classifier; ROC curve; ROC analysis

Funding: the work has been financial supported by RFBR according to the research (project No18-31-00141).

For citation: Vorotnev D.V., Golovanov R.V. Binary classifiers training approach for image segmentation. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 279–290. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-279-290

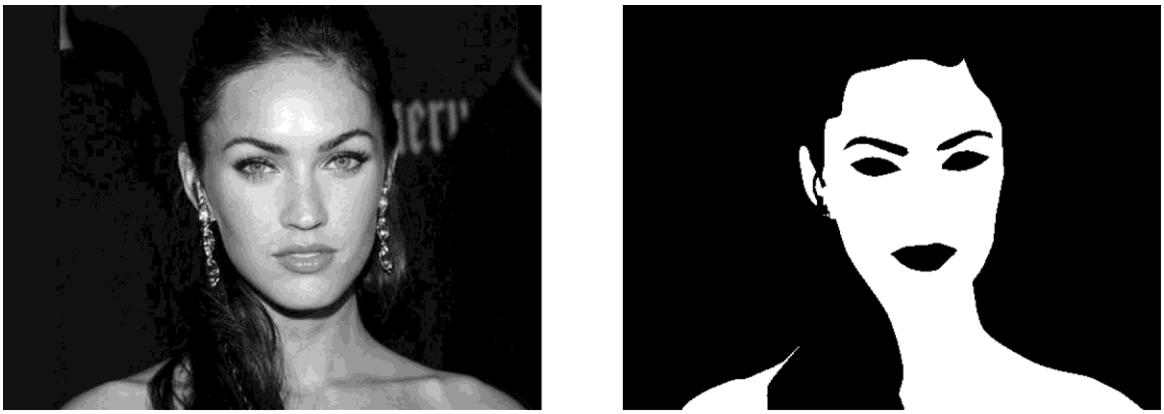
Введение. Одна из основных прикладных задач компьютерного зрения – сегментация кожи на изображении. В качестве примеров приложений, в которых используется сегментация кожи, можно привести алгоритмы распознавания лиц, верификацию людей по фотографиям, алгоритмы видеонаблюдения и человеко-машинные интерфейсы. Во всех этих задачах предварительная сегментация кожи на изображении позволяет ускорить обработку за счет снижения количества «объектов интереса». Подобная предобработка существенно уменьшает количество вычислений и позволяет значительно снизить требования, предъявляемые к электронной аппаратуре конечного устройства. Наиболее распространенным методом сегментации кожи является построение бинарного классификатора. Классический метод обучения таких классификаторов заключается в объединении всех пикселей одного класса с каждого изображения в обучающую выборку.

В настоящей работе предлагается новый метод обучения бинарных классификаторов, основная идея которого заключается в добавлении в обучающую выборку с каждого изображения только уникальных пикселей каждого класса.

Бинарные классификаторы. В настоящее время разработано множество алгоритмов сегментации изображения. Основная задача этих алгоритмов – извлечение семан-

тически значимых областей. Это позволяет существенно уменьшить количество хранимой, передаваемой и обрабатываемой информации на последующих этапах анализа изображения. Одно из применений таких алгоритмов – обнаружение человека на изображении. Во многих приложениях оказывается достаточным определить это по цвету, характерному для кожи человека [1–3]. В общем случае задача сводится к разработке алгоритма $A: C \to D$ для классификации всевозможных цветов пикселей $C: \{c_i\}$ по категориям $D: \{d_j\}$.

Ограничимся рассмотрением 8-битного 3-канального изображения $I(x, y)$ и будем проводить классификацию цветов $\{c_i\}, 0 \le i \le 255^3$ по двум категориям $\{bg, skin\}$: фон и кожа. Результатом сегментации будет бинарное изображение $B(x, y): \{0,1\}$ (рис.1) [4].



а *б*

Рис.1. Примеры входного изображения (*а*) и ручной сегментации изображения (*б*). Белый цвет – пиксели кожи, черный – фон
Fig.1. Examples of input image (*a*) and manually segmented image (*b*). White color – skin pixels, black color – background

Классификатор Гаусса (1*G*) является одной из самых простых и распространенных параметрических моделей, применямых для сегментации изображений. Для сегментации кожи алгоритму, использующему данную модель, необходимо предварительно определить вектор математического ожидания μ и матрицу ковариаций Σ, т.е. требуется обучить классификатор. Для этого используется обучающая выборка, содержащая образцы точек кожи и точек фона. Для каждого образца определена пара (c_i, d_{ref}), где c_i – цвет пикселя, d_{ref} – истинный класс пикселя. Параметры классификатора вычисляются с помощью обучающей выборки по формулам

$$\mu = \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} c_j, \quad \Sigma = \frac{1}{n-1}\sum_{j=1}^{n}\left(c_j - \mu\right)\left(c_j - \mu\right)^T,$$

где n – суммарное количество образцов точек кожи c_j.

Классификация проводится независимо для каждого пикселя:

$$P\left(c_i\right) = \frac{1}{\left(2\pi\right)^{3/2}\left|\Sigma\right|^{1/2}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2}\left(c_i - \mu\right)^T \Sigma^{-1}\left(c_i - \mu\right)\right). \quad (1)$$

Чувствительность алгоритма регулируется общим порогом Th. Для каждого пикселя изображения $I(x,y)=c_i$, а именно: если $P(c_i)>Th$, то $B(x,y)=1$, иначе $B(x,y)=0$.

Классификатор Байеса также получил большую популярность [5–8]. Основная идея данной модели сводится к сравнению двух условных вероятностей: $P(c_i \mid bg)$ и $P(c_i \mid skin)$ – вероятности принадлежности цвета c_i к фону, если известно, что наблюдается цвет фона, и, напротив, если наблюдается цвет кожи. Чувствительность алгоритма регулируется общим порогом Th для каждого пикселя изображения $I(x,y)=c_i$:

$$\frac{P(c_i \mid skin)}{P(c_i \mid bg)} > Th. \qquad (2)$$

Если отношение превышает порог, то $B(x,y)=1$, иначе $B(x,y)=0$.

Для использования классификатора Байеса необходимо иметь таблицы условных вероятностей $T_{skin}(c_i)=P(c_i \mid skin)$ и $T_{bg}(c_i)=P(c_i \mid bg)$ для каждого цвета. Данные таблицы строятся в результате обучения классификатора с помощью обучающей выборки.

Алгоритм построения таблиц условных вероятностей $T_{bg}(c_i)$, $T_{skin}(c_i)$ по обучающей выборке сводится к равномерному квантованию цветового пространства $\{c_i\}, 0 \le i \le 255^3$ с шагом $\Delta c_{\max}$ в новое пространство $\{\tilde{c}_j\}, 0 \le j \le m^3$, $m=\lceil 255/\Delta c_{max} \rceil$. Далее для каждого значения $\tilde{c}_j$ вычисляются вероятности $P(\tilde{c}_j \mid bg)$ и $P(\tilde{c}_j \mid skin)$. Полученные вероятности приписываются соответствующим ячейкам таблиц:

$$T_{bg}(c_i)=P(\lfloor c_i/\Delta c_{\max} \rfloor \mid bg), \qquad (3)$$

$$T_{skin}(c_i)=P(\lfloor c_i/\Delta c_{\max} \rfloor \mid skin), \qquad (4)$$

которые используются при классификации в (2).

Методики обучения. Классический подход к формированию обучающей выборки учитывает все пары (c_i, d_{ref}), даже если они повторяются на одном и том же изображении. Это означает, что площадь объекта на изображении и размеры исходного изображения оказывают влияние на расчетные условные вероятности в таблицах (3), (4), а это, в свою очередь, негативно сказывается на результатах работы классификатора.

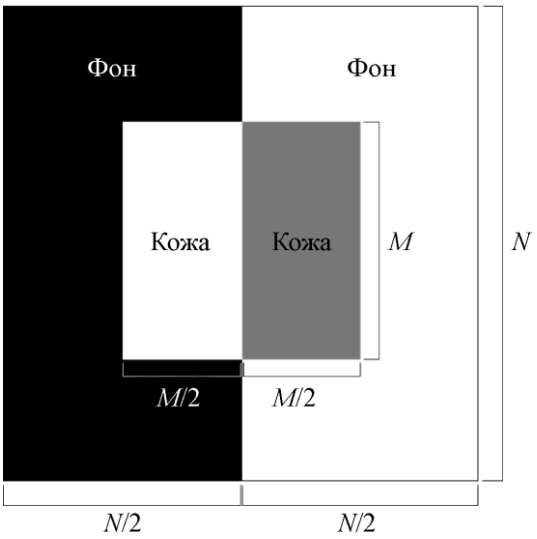


Рис.2. Синтетическое изображение кожи и фона

Fig.2. Artificial image model with skin and background

Основным недостатком использования классического способа формирования обучающих выборок является чувствительность к площади объектов на изображении. Два разных по цвету объекта, пиксели которых принадлежат одному классу, могут различаться по размеру на изображении. В результате цвет пикселей большего по площади объекта будет иметь большую вероятность в обучающей выборке (рис.2). На данном рисунке приведено квадратное изображение размером $N \times N$, фон на котором имеет два цвета: черный и белый. В центре данного

изображения находится квадратный объект размером $M \times M$, принадлежащий классу кожи. Пиксели данного объекта также имеют два цвета: белый и серый.

Значения условных вероятностей $P(class \mid c_i)$ для каждого цвета при использовании классического метода формирования обучающей выборки приведены в табл.1. Для каждого цвета показана расчетная вероятность принадлежности каждому классу. Видно, что вероятности для белого цвета зависят от размеров объекта на изображении и самого изображения.

Таблица 1

Значения условных вероятностей для трех цветов при обучении классическим и предложенным методами

Table 1

Conditional probabilities for modelling samples with classical training approach and new training approach

Класс	Белый	Серый	Черный
Классический метод			
Фон	$1 - M^2/N^2$	0	1
Кожа	M^2/N^2	1	0
Предложенный метод			
Фон	0,5	0	1
Кожа	0,5	1	0

Основная идея нового метода формирования обучающей выборки заключается в добавлении с каждого размеченного изображения только уникальных образцов пикселей требуемого класса. В результате этого при формировании обучающей выборки площадь объекта на изображении не учитывается. При этом цвета могут повторяться, если эти цвета кожи и фона встречаются на разных изображениях. Как показано в табл.1, для рассмотренного примера условные вероятности будут иметь фиксированные значения, не зависящие от размеров объекта и изображения. В результате на условные вероятности (1) и (2) будет влиять только количество размеченных изображений, на которых присутствовали пиксели цвета c_i, а не размеры объектов. Для проверки целесообразности рассматриваемого метода предлагается из размеченных изображений сформировать четыре варианта обучающих выборок: 1) Classical – классический метод (по всем доступным данным); 2) Unique skin – унификация только пикселей кожи; 3) Unique background – унификация только пикселей фона; 4) Unique – унификация пикселей всех классов.

Для каждого варианта выборок будут обучены классические классификаторы 1G и Байеса и проведено тестирование качества сегментации полученных классификаторов.

ROC-анализ. ***Метод сравнения классификаторов.*** Для оценки качества сегментации классификатора используется тестовая выборка, которая формируется из размеченных данных. Тестовая выборка, так же как и обучающая, является набором пар значений (c_i, d_{ref}). Далее проводится оценка ответов классификатора на тестовой выборке. Для этого используются базовые метрики, которые являются оценками ошибок I и II рода и широко применяются в статистике.

Результаты сегментации $1G$ классификатора и классификатора Байеса зависят от единственного параметра Th, отвечающего за разделение точек кожи от точек фона по вероятности. Поэтому для разных значений параметра значения базовых метрик могут

отличаться. Общепринятым методом сравнения подобных классификаторов является построение ROC-кривой для каждого из них [5, 7].

Построение ROC-кривых. Для построения ROC-кривой необходимо классифицировать точки из тестовой выборки при различных значениях Th. Далее для каждого значения Th вычисляется пара базовых метрик (FPR-false positive rate, TPR-true positive rate), которые будут точками ROC-кривой. Подробное описание базовых метрик приведено в [9]. При построении с фиксированным шагом по значениям Th ROC-кривая в большинстве случаев получается с изломами. Это происходит из-за того, что значение FPR зависит от Th нелинейным образом.

Предлагается использовать оригинальный способ построения ROC-кривой для получения практически равномерной сетки значений FPR. Сначала задается максимально возможное расстояние $d_{\max}$ между значениями по оси FPR. Далее находится максимально возможный порог для данной тестовой выборки:

$$\max_i \left(\frac{P(c_i \mid skin)}{P(c_i \mid bg)} \right) = Th_{\max}.$$

После этого вычисляются пары значений (FPR, TPR) для параметров $Th_1 = 0$ и $Th_2 = Th_{\max}$. Если расстояние между полученными значениями FPR больше, чем $d_{\max}$, то вычисляется новая пара значений при $Th_3 = (Th_2 - Th_1)/2$. Процедура разбиения повторяется до тех пор, пока расстояние между всеми точками по оси FPR не станет меньше $d_{\max}$. В результате получается визуально «гладкая» кривая. Однако этого оказывается недостаточно для того, чтобы сравнивать ROC-кривые, так как в локальной окрестности каждой точки имеются резкие изменения кривой (до 3 %), что хорошо видно на графике производной для классического метода (рис.3). Поэтому предлагается сравнивать не сами ROC-кривые, а их сглаженные модели.

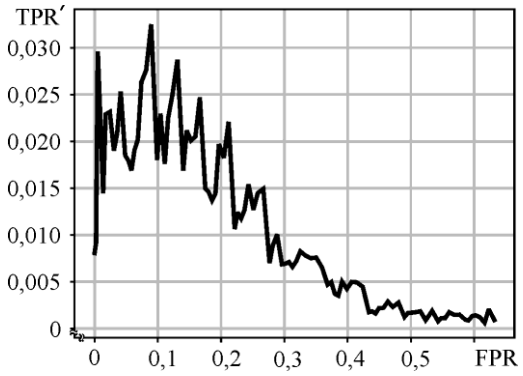


Рис.3. Пример первой производной для ROC-кривой
Fig.3. Example of 1st derivative of the ROC-curve

Эксперименты показали, что для сглаживания ROC-кривой достаточно использовать квадратичную аппроксимацию по пяти соседним точкам (табл.2). Она заметно превосходит линейную аппроксимацию и незначительно уступает кубической. Среднеквадратичная ошибка между истинными значениями ROC-кривой X и сглаженными X^* составляет ~0,12 %, что качественно не влияет на дальнейшее сравнение ROC-кривых.

Таблица 2

Аппроксимация ROC-кривой (ошибка аппроксимации, $\|X–X^*\|_{L2}$, $\times 10^{-3}$)

Table 2

ROC-curves approximation

Тип аппроксимации	Classical	Unique	Unique background	Unique skin
Линейная	3,96	4,11	4,06	3,87
Квадратичная	1,13	1,17	1,11	1,47
Кубическая	1,08	1,10	0,95	1,33

Общие выборки для тестирования. Обучение и тестирование разных алгоритмов сегментации рекомендуется проводить на одних и тех же предварительно сгенерированных обучающей и тестовой выборках. Использование различных обучающих и тестовых выборок для тестируемых алгоритмов может привести к недостоверным результатам.

Для обоснования данного утверждения сгенерированы две различные тестовые выборки со следующим количеством точек кожи и фона соответственно: 391 510, 1 197 448 и 391 177, 1 388 444.

На полученных выборках проведено тестирование обученного ранее классификатора Байеса. Построенные ROC-кривые приведены на рис.4. Видно, что один и тот же алгоритм показывает разные результаты при тестировании на разных выборках. Это можно объяснить тем, что в одной из выборок содержится больше точек, на которых проводилось обучение классификатора. Поэтому одна из выборок является более «выгодной» для классификатора.

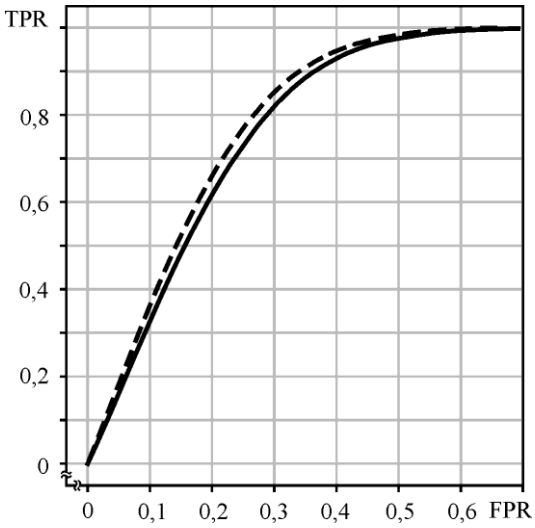


Рис.4. ROC-кривые, построенные с использованием сгенерированных выборок
Fig.4. ROC-curves, constructed by generated sets

Исходя из этого можно сделать вывод, что для всех тестируемых алгоритмов должны использоваться одинаковые обучающая и тестовая выборки, сгенерированные заранее.

Размеры тестовой выборки. Отметим, что количество точек в тестовой выборке не оказывает существенного влияния на результаты тестирования. Для проверки этого факта из тестовой выборки сгенерировано пять подвыборок, на которых проведено тестирование классификатора 1*G* и классификатора Байеса. В табл.3 указаны размеры тестовых выборок и максимальные отклонения полученных ROC-кривых от исходной.

Таблица 3

Характеристики тестовых подвыборок

Table 3

Characteristics of the test subsets

Уменьшение выборки, %	Кожа	Фон	Абсолютная ошибка	
			Классификатор Гаусса	Классификатор Байеса
0	396 359	1 187 458	0,0	0,0
20	317 087	949 966	0,0016	0,0005
40	237 815	712 474	0,0026	0,0028
60	158 543	474 983	0,0018	0,0021
80	79 271	237 491	0,0024	**0,0031**

Приведенные в табл.3 размеры исходной тестовой выборки (в первой строке) и меньших тестовых выборок получены с помощью урезания 20–80% образцов из исходной выборки. В двух последних колонках приведены абсолютные значения ошибок между ROC-кривыми, полученными на уменьшенных выборках и на исходной, для обоих классификаторов. Максимальная ошибка составляет около 0,003 при удалении 80 % выборки, что не является существенным и не влияет на результаты сравнения.

Образцы из тестовой выборки следует удалять случайным образом для сохранения распределения оставшихся образцов. Если удалить точки только из какого-нибудь определенного диапазона, то это окажет существенное влияние на результаты тестирования. Кроме того, соотношение классов в тестовой выборке также не влияет на результаты тестирования благодаря использованию нормированных метрик FPR и TPR.

Воспроизводимость экспериментов. Результаты тестирования алгоритмов сегментации не зависят от способа разбиения данных на обучающую и тестовую выборки. Для проверки этой гипотезы случайным образом сформировано 10 различных пар тестовых и обучающих выборок одинакового размера. На каждой из полученных пар выборок проведено обучение и тестирование бинарных классификаторов 1G и Байеса. Для полученных классификаторов построены по десять аппроксимированных ROC-кривых и затем их значения усреднены.

Абсолютные значения максимальных отклонений полученных ROC-кривых от усреднения для каждого типа обучающей выборки приведены в табл.4. Видно, что максимальная абсолютная величина ошибки составляет около 0,0013. Из этого следует, что обучение и тестирование бинарных классификаторов для сравнения достаточно проводить только один раз.

Таблица 4

Ошибки при повторении эксперимента для четырех вариантов обучающих выборок

Table 4

Error of experiment repeating

Классификатор	Classical	Unique	Unique background	Unique skin
Гаусса	0,0008	0,0010	0,0009	0,0009
Байеса	0,0009	0,0013	0,0010	0,0015

Унификация цветов пикселей в тестовой выборке. В тестовой выборке для каждого класса не должны присутствовать пиксели одного цвета. В результате классификации такие пиксели будут иметь одинаковое значение отношения вероятностей. Это может привести к резкому изменению значения TPR или FPR, так как сразу несколько пикселей будут одинаково классифицированы. Из-за возникновения подобных скачков добиться гладкости ROC-кривой будет невозможно.

Тестирование. ***Входные данные.*** Для тестирования выбрано цветовое пространство YCrCb, как рекомендуется в [7]. В модели классификатора использовались все три компоненты цветового пространства. Диапазон цветов по каждой компоненте равномерно проквантован на $m = 64$ значения ($\Delta c_{\max} = 4$) [7].

Размеченные данные для формирования обучающих и тестовой выборок получены путем объединения общедоступных дата-сетов: Pratheepan Dataset [4]; Database for hand gesture recognition [10]; IBDT Dataset for Skin Detection [11].

Размеры сформированных выборок приведены в табл.5.

Таблица 5

Размеры выборок

Table 5

Sets sizes

Категория	Classical	Unique	Unique background	Unique skin	Тестовая выборка
Фон	310 383 594	24 699 303	24 699 303	310 383 594	1 187 458
Кожа	65 509 216	16 928 633	65 509 216	16 928 633	396 359

Для проверки качества всех полученных классификаторов использовалась одна тестовая выборка, сформированная в соответствии с предложенными рекомендациями.

Анализ ROC-кривых. На рис.5,*а* приведены результаты тестирования классификаторов 1*G*, обученных описанными методами. Из графика видно, что классификатор, обученный по предложенной методике, превосходит классификатор, обученный классическим способом при всех значениях FPR. При этом значение TPR увеличилось в среднем на 0,0075 по абсолютной величине, или на 1,1% по относительной. Максимальный прирост TPR составил 0,01 по абсолютной величине, или 1,8 %. Отметим, что поскольку для обучения данного классификатора используется только выборка, содержащая образцы точек кожи, унификация точек фона не влияет на результат. Поэтому в сравнении участвовали только классификатор, обученный по классической методике, и классификатор, обученный при унификации точек кожи.

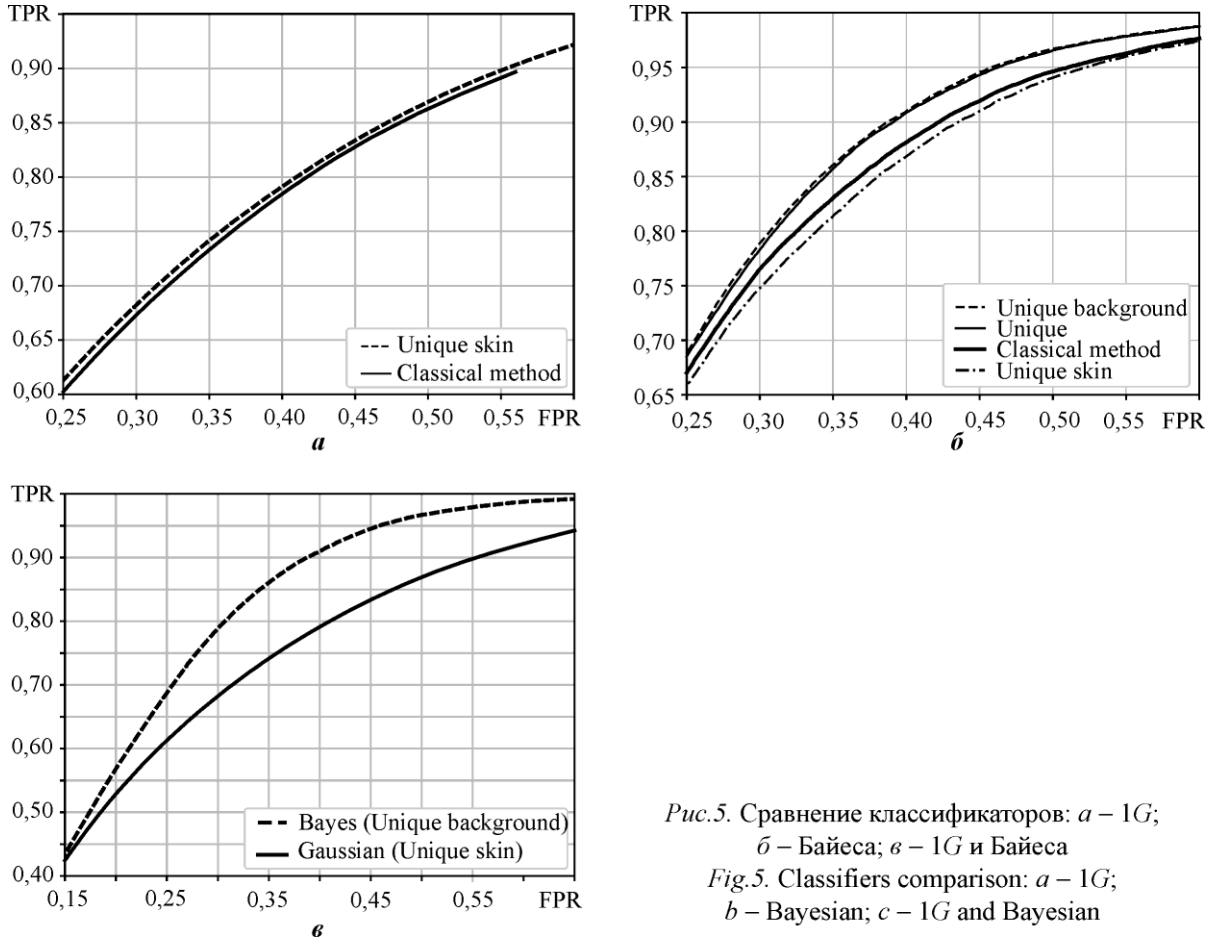


Рис.5. Сравнение классификаторов: *а* – 1*G*; *б* – Байеса; *в* – 1*G* и Байеса
Fig.5. Classifiers comparison: *a* – 1*G*; *b* – Bayesian; *c* – 1*G* and Bayesian

На рис.5,*б* приведены ROC-кривые для четырех классификаторов Байеса, обученных описанными методами. Использование Unique и Unique background обучающих выборок дает заметно лучший результат по сравнению с классическим подходом. При этом Unique background незначительно превосходит Unique. Это означает, что унификация точек фона в обучающих выборках является первостепенной задачей при подготовке к обучению классификатора Байеса.

В среднем классификаторы Unique background и Unique обеспечивают прирост TPR на 0,0190 и на 0,0176 соответственно по абсолютной величине, или на 2,3 и 3,7 % по относительной. Максимальный прирост TPR составил соответственно 0,0318 и 0,0294,

или 3,7 и 3,5 %. Классификатор Unique skin, напротив, показал результат хуже в среднем на 0,0086, или 1,1 %, и максимально до 0,0183, или 2,3 %.

Из рис.5,*а*,*б* видно, что при использовании новых подходов к обучению классификатора можно добиться улучшения в качестве сегментации до 4 % по метрике TPR и уменьшения ошибок классификации FPR до 10 %.

ROC-кривая, полученная для классификатора, обученного классическим методом, отличается от ROC-кривой, приведенной в [7]. Скорее всего, это связано с различием обучающих выборок, так как авторы [7] использовали закрытый дата-сет.

На рис.5,*в* приведены ROC-кривые для классификаторов 1*G* Unique skin и Байеса Unique background, показавших лучшие результаты. При сравнении ROC-кривых видно, что классификатор Байеса показывает результаты, заметно превосходящие результаты классификатора 1*G* на всем основном рабочем диапазоне значений FPR.

Пример сегментации. На рис.6 приведены результаты сегментации изображения на рис.1,*а* с помощью классического и предложенного классификаторов Байеса соответственно. На данном примере видно, что предложенный способ обучения позволяет уменьшить количество ложных срабатываний алгоритма, практически не ухудшая при этом качество выделения объектов.



а *б*

Рис.6. Результаты сегментации изображения (см. рис.1) классическим классификатором Байеса (*а*) и предложенным классификатором Байеса с унификацией всех образцов классов (*б*)
Fig.6. Segmentation results for image from figure 1 with classical training approach for Bayesian classifier (*a*) and new proposed training approach with all unique samples for Bayesian classifier (*b*)

Заключение. Новая методика обучения бинарных классификаторов на основе унификации цветов пикселей между изображениями позволяет повысить качество сегментации кожи до 4 % по TPR и уменьшить ошибки сегментации до 10 % по FPR по сравнению с классическим подходом.

Результаты предложенного метода и рекомендации по его использованию можно сформулировать в следующем виде:

1. Унификация цветов в соответствии с предложенной методикой уменьшает размеры обучающей выборки и уменьшает время, необходимое на обучение классификаторов.

2. Для получения промежуточных значений ROC-кривой рекомендуется использовать предложенную процедуру автоматического выбора значений параметра алгоритма.

3. При сравнении бинарных классификаторов обучение и тестирование следует проводить на одинаковых обучающей и тестовой выборках.

4. Размеры тестовой выборки не влияют на результаты тестирования.

5. При повторной генерации выборок результаты практически не изменяются.

6. Для сравнения ROC-кривых рекомендуется использовать квадратичную аппроксимацию в локальной окрестности каждой сравниваемой точки.

7. Тестовые выборки должны быть правильно составлены, чтобы ROC-кривая не содержала дублирующихся точек одного класса, так как это приводит к резким скачкам значений TPR.

Таким образом, предлагаемый метод обучения позволяет улучшить результаты выделения кожи на изображении. В итоге существенно уменьшается количество данных и вычислений, необходимых для обучения классификатора, что позволяет выполнять обучение классификаторов на менее производительной электронной аппаратуре.

Литература

1. ***Vorotnev D., Golovanov R., Umnyashkin S.*** Training Bayesian classifier with scaling unique colors among image samples // Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 2018 IEEE Conference of Russian. – IEEE, 2018. – P. 1835–1839.

2. Comparative study of skin color detection and segmentation in HSV and YCbCr color space / ***K.B. Shaik, P. Ganesan et al.*** // Procedia Computer Science. – 2015. – Vol. 57. – P. 41–48.

3. ***Santos A., Pedrini H.*** Human skin segmentation improved by saliency detection // International Conference on Computer Analysis of Images and Patterns. – Cham: Springer, 2015. – P. 146–157.

4. ***Chan C., Chee Seng Chan.*** Pratheepan Dataset. – 2017. – URL: cs-chan.com/downloads_skin_dataset.html (дата обращения: 10.12.2018).

5. ***Jones M.J., Rehg J.M.*** Statistical color models with application to skin detection //International Journal of Computer Vision. – 2002. – Vol. 46. – No. 1. – P. 81–96.

6. ***Vezhnevets V., Sazonov V., Andreeva A.*** A survey on pixel-based skin color detection techniques // Proc. Graphicon. – 2003. – Vol. 3. – P. 85–92.

7. ***Vezhnevets V., Andreeva A.*** A comparative assessment of pixel-based skin detection methods // GML Computer Vision Group. – 2005. – URL: http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.101.4728&rep=rep1&type=pdf (дата обращения 10.12.2018).

8. ***Kakumanu P., Makrogiannis S., Bourbakis N.*** A survey of skin-color modeling and detection methods // Pattern recognition. – 2007. – Vol. 40. – No. 3. – P. 1106–1122.

9. ***Голованов Р.В., Воротнёв Д.В.*** Методика сравнения алгоритмов сегментации движения // 18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (Москва, 2016 г.). – М., 2016. – С. 633–638

10. ***Michal Kawulok, Tomasz Grzejszczak, Jakub Nalepa, Mateusz Knyc.*** Database for hand gesture recognition. – 2017. – URL: http://sun.aei.polsl.pl/~mkawulok/gestures/ (дата обращения: 10.12.2018).

11. Learning-Based Multimedia Lab. Dataset for Skin Detection. – 2017. – URL: http://lbmedia.ece.ucsb.edu/resources/dataset/ibtd.zip (дата обращения: 10.12.2018).

Поступила в редакцию 10.12.2018 г.; после доработки 10.12.2018 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Воротнёв Дмитрий Викторович – инженер-программист АО НПЦ «ЭЛВИС» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пр. №4922, д. 4, стр. 2), vorotnyov.dmitriy@gmail.com

Голованов Роман Вячеславович – кандидат физико-математических наук, ведущий инженер АО НПЦ «ЭЛВИС» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пр. №4922, д. 4, стр. 2), доцент кафедры высшей математики № 1 Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), golovanovrv@gmail.com

References

1. Vorotnev D., Golovanov R., Umnyashkin S. Training Bayesian classifier with scaling unique colors among image samples. *Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 2018 IEEE Conference of Russian. IEEE*, 2018, pp. 1835–1839.

2. Shaik K. B., Ganesan P. et al. Comparative study of skin color detection and segmentation in HSV and YCbCr color space. *Procedia Computer Science*, 2015, vol. 57, pp. 41–48.

3. Santos A., Pedrini H. Human skin segmentation improved by saliency detection. *International Conference on Computer Analysis of Images and Patterns*. Springer, Cham, 2015, pp. 146–157.

4. Chan C., Chee Seng Chan. *Pratheepan Dataset*, 2017. Available at: http://cs-chan.com/downloads_skin_dataset.html (accessed: 10. 12. 2018).

5. Jones M. J., Rehg J. M. Statistical color models with application to skin detection. *International Journal of Computer Vision*, 2002, vol. 46, no. 1, pp. 81–96.

6. Vezhnevets V., Sazonov V., Andreeva A. A survey on pixel-based skin color detection techniques. *Proc. Graphicon*, 2003, vol. 3, pp. 85–92.

7. Vezhnevets V., Andreeva A. *A comparative assessment of pixel-based skin detection methods*. GML Computer Vision Group, 2005. Available at: http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.101.4728&rep=rep1&type=pdf (accessed: 10.12. 2018).

8. Kakumanu P., Makrogiannis S., Bourbakis N. A survey of skin-color modeling and detection methods. *Pattern recognition*, 2007, vol. 40, no. 3, pp. 1106–1122.

9. Golovanov R.V., Vorotnev D.V. The method of motion detection algorithms comparison. *18th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications. IEEE/DSPA'16*, Moscow, 2016, vol. 2, pp. 633–638. (In Russian).

10. Kawulok M., Grzejszczak T., Nalepa J., Knyc M. *Database for hand gesture recognition*, 2017. Available at: http://sun.aei.polsl.pl/~mkawulok/gestures/ (accessed: 10.12. 2018).

11. *Learning-Based Multimedia Lab. Dataset for Skin Detection*, 2017. Available at: http://lbmedia.ece.ucsb.edu/resources/dataset/ibtd.zip (accessed 10.12. 2018).

Received 10.12.2018; Revised 10.12.2018; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Dmitry V. Vorotnev – Software Engineer of the JSC RnD Center ELVEES (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, pass. 4922, 4, bldg. 2), vorotnyov.dmitriy@gmail.com

Roman V. Golovanov – Cand. Sci. (Rhys.-Math.), Lead Engineer of the JSC RnD Center ELVEES (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, pass. 4922, 4, bldg. 2), Assistant Professor of the Higher Mathematics № 1 Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), golovanovrv@gmail.com

Информация для читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Полные тексты статей журнала с 2009 по 2018 гг. доступны на сайтах Научной электронной библиотеки: www.elibrary.ru и журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника»: http://ivuz-e.ru

УДК 621.396.96 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-291-300

Модифицированное преобразование Хафа в задаче повышения вероятности обнаружения объектов в радиоэлектронных системах наблюдения

Е.И. Минаков, А.В. Мешков, Е.О. Мешкова

Тульский государственный университет, г. Тула, Россия

eminakov@bk.ru

В последнее время большое распространение получили методы многообзорного обнаружения объектов. За несколько обзоров радиолокационная станция накапливает информацию об окружающей обстановке. Метод многообзорного обнаружения с помощью преобразования Хафа используется только для объектов, которые приближаются или удаляются от радиолокационной станции и не меняют своего азимутального положения. Обнаружение объектов осуществляется в плоскости дальность – номер обзора. Как правило, реальные объекты могут иметь сложные траектории движения, например беспилотные летательные аппараты. В работе предложен модифицированный метод обнаружения объектов на плоскости координата x – координата y с помощью преобразования Хафа. Для определения эффективности обнаружения объекта с помощью разработанного метода проведено моделирование в среде MATLAB. Показано, что можно обнаружить объект, который перемещается между азимутальными направлениями. Установлено, что вероятность обнаружения объектов, движущихся равномерно, может быть увеличена в 1,6 раза.

Ключевые слова: радиолокация; преобразование Хафа; вероятность ложной тревоги; вероятность обнаружения

Для цитирования: Минаков Е.И., Мешков А.В., Мешкова Е.О. Модифицированное преобразование Хафа в задаче повышения вероятности обнаружения объектов в радиоэлектронных системах наблюдения // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 291–300. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-291-300

© Е.И. Минаков, А.В. Мешков, Е.О. Мешкова, 2019

Modified Hough Transform in Problem of Increasing Probability of Target Detection in Electronic Surveillance Systems

E.I. Minakov, A.V. Meshkov, E.O. Meshkova

Tula State University, Tula, Russia

eminakov@bk.ru

Abstract: At present, the method of multi-view detection of targets becomes apparent only for targets, which approach or recede from the radiolocation station and do not change their azimuth position. In these methods the target detection is executed in the distance-survey number plane. As a rule, the real targets may have the complicated trajectories of movement, for example, unmanned aerial vehicles. Therefore, it is necessary to develop a method taking into account these trajectories. In the work a modified method of the target detection using the Hough transform on the coordinate x – coordinate plane has been proposed. In this case, the target, which moves between the azimuth directions, would be detected. To determine the efficiency of the target detection using the developed method the simulation of the target detection in the MATLAB medium has been carried out. It has been determined that the probability of detecting the uniformly moving target can be 1.6 times increased.

Keywords: radar; Hough transform; false alarm probability; detection probability

For citation: Minakov E.I., Meshkov A.V., Meshkova E.O. Modified hough transform in problem of increasing probability of target detection in electronic surveillance systems. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 291–300. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-291-300

Введение. Обнаружение объектов осуществляется путем сравнения с некоторым заданным порогом принимаемого сигнала для каждого элемента разрешения радиолокационной станции (РЛС) и отдельно для каждого обзора. Выбор уровня порога по критерию Неймана – Пирсона зависит от заданной вероятности ложной тревоги [1–3]. Для повышения вероятности обнаружения объектов необходимо уменьшить порог, однако при этом увеличится вероятность ложных тревог, что недопустимо. Поэтому нужен метод, который позволяет снизить порог обнаружения и при этом сохранить вероятность ложных тревог на прежнем уровне.

В результате обзора РЛС получает некоторое количество засечек, среди которых есть как ложные, так и засечки от объекта. Уменьшение порога приведет к росту числа таких засечек, что увеличит нагрузки на систему вторичной обработки информации. Снижение порога необходимо для обнаружения объектов с низкой эффективной площадью рассеяния, но перегрузка системы вторичной обработки информации недопустима. В связи с этим требуется критерий, который отделяет засечки от шумовых, даже если они имеют одинаковую амплитуду. Для решения данной задачи следует воспользоваться дополнительной информацией об объекте, например допустить, что объект движется прямолинейно.

Преобразование Хафа. Преобразование Хафа – это численный алгоритм для извлечения графических примитивов из изображений [4, 5]. Впервые его разработал и

применил в 1961 г. Пол Хаф как метод обнаружения сложных фигур при обработке двоично-квантованных изображений.

Рассмотрим работу этого алгоритма на примере. Пусть задано множество точек, принадлежащих одной прямой на некотором изображении. Связь между координатами точек прямой (x, y) на изображении можно описать следующим соотношением:

$$f(x, y \mid \hat{k}, \hat{b}) = y - \hat{k}x - \hat{b} = 0, \quad (1)$$

где $\hat{k}, \hat{b}$ – параметры функции $f(x, y)$, характеризующие наклон прямой и точку ее пересечения с осью Oy.

Выражение (1) однозначно отображает пары параметров $\hat{k}$, $\hat{b}$ в некоторое множество точек на изображении. Выражение (1) можно трактовать и наоборот: точка на изображении отображается во множество точек в пространстве параметров. Такое отображение точек (x, y) изображения называют обратным проецированием. Тогда связь между координатами точек в пространстве параметров (k, b) для выбранной точки на изображении $(\hat{x}, \hat{y})$ можно записать в виде

$$g(k, b \mid \hat{x}, \hat{y}) = b + \hat{x}k - \hat{y} = 0, \quad (2)$$

где $\hat{x}$, $\hat{y}$ – параметры функции $g(k,b)$, характеризующие наклон прямой и точку ее пересечения с осью Ob.

Из соотношения (2) видно, что каждая точка изображения ($\hat{x}$, $\hat{y}$) будет определять прямую линию в пространстве параметров (k, b). На рис.1,*а* показано несколько точек, лежащих на прямой, на рис.1,*б* приведены параметрические линии, полученные обратным проецированием этих точек в пространство параметров согласно выражению (2). Как видно из рис.1,*б*, параметрические линии пересекаются в одной общей точке, координаты (k, b) которой однозначно определяют прямую линию, соединяющую все точки на рис.1,*а*.

Рассматриваемый метод может быть расширен для поиска не только прямых, но и для нахождения любых параметрически заданных фигур на изображении. При этом связь между точками на кривой может быть задана с помощью уравнения с n параметрами a_1, a_2, …, a_n:

$$f(x, y \mid \hat{a}_1, \hat{a}_2, ..., \hat{a}_n) = 0. \quad (3)$$

Меняя роль параметров и переменных в выражении (3), можно получить уравнение обратного проецирования точек изображения на многомерные гиперповерхности в пространстве параметров с размерностью n:

$$g(a_1, a_2, ...a_n \mid \hat{x}, \hat{y}) = 0.$$

Пересечения соответствующих гиперповерхностей будут определять параметры фигур на изображении. В данном случае уравнение прямой описывается в пространстве параметров, заданном в декартовой системе координат (k, b). Однако уравнение прямой можно описать в пространстве параметров, заданном в полярной системе координат (ρ, θ). Тогда связь между координатами точек (x, y) на прямой и параметрическими линиями в пространстве (ρ, θ) будет иметь вид

$$\rho = x\cos(\theta) + y\sin(\theta), \quad (4)$$

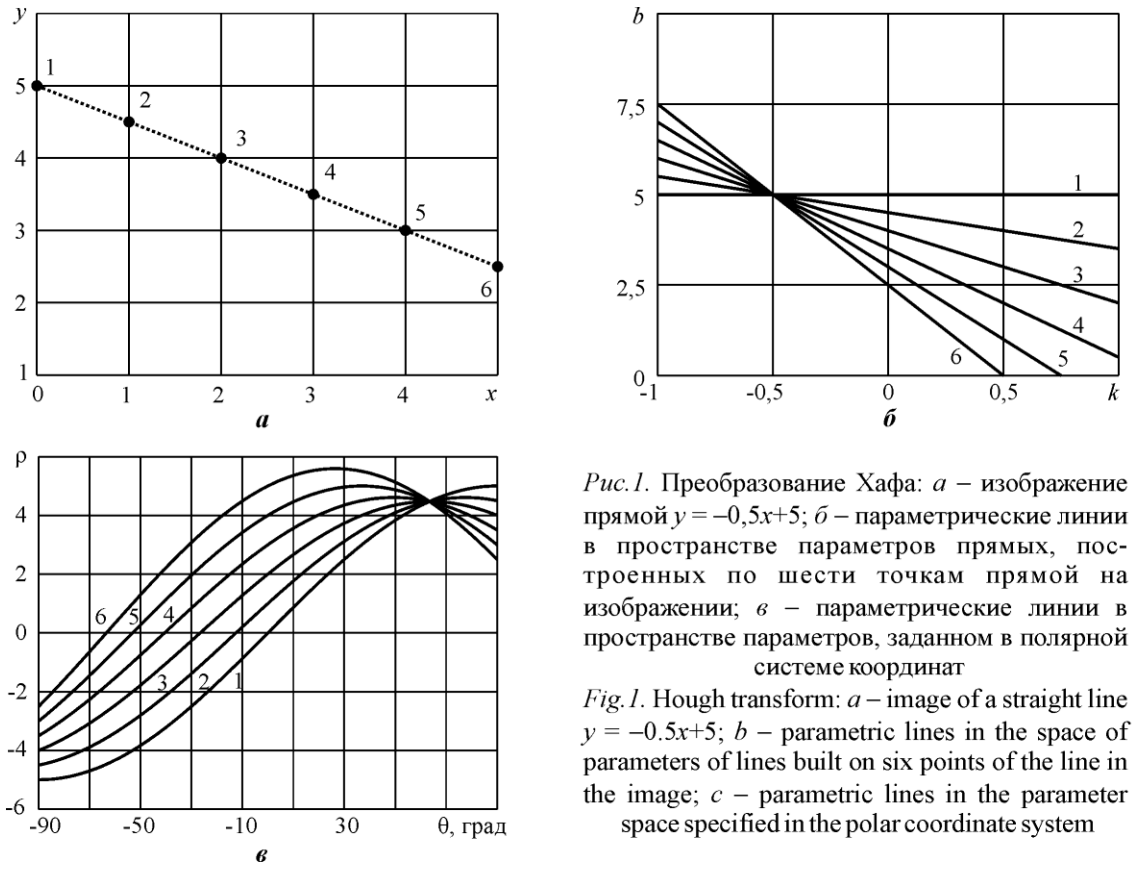


Рис.1. Преобразование Хафа: *а* – изображение прямой $y = -0{,}5x+5$; *б* – параметрические линии в пространстве параметров прямых, построенных по шести точкам прямой на изображении; *в* – параметрические линии в пространстве параметров, заданном в полярной системе координат

Fig.1. Hough transform: *a* – image of a straight line $y = -0.5x+5$; *b* – parametric lines in the space of parameters of lines built on six points of the line in the image; *c* – parametric lines in the parameter space specified in the polar coordinate system

где ρ – кратчайшее расстояние от начала координат до прямой; θ – угол между нормалью к прямой и осью *Ox*. На рис.1,*в* показаны параметрические линии, полученные обратным проецированием точек (см. рис.1,*а*) в пространство параметров согласно выражению (4). Как видно из рис.1,*в*, параметрические линии пересекаются в одной общей точке, координаты (θ, ρ) которой однозначно определяют прямую линию, соединяющую все точки на рис.1,*а*:

$$y = \frac{\rho - x\cos\theta}{\sin\theta}.$$

Преобразование точек изображения в параметрические линии, представляющие синусоиды, в пространстве полярных координат (ρ, θ) имеет существенное преимущество перед преобразованием в параметрические линии в пространстве декартовых координат (*k*, *b*). Обнаружить прямые на изображении из пространства параметров (*k*, *b*), характеризующиеся большим наклоном, т.е. когда $k \to \infty$, гораздо сложнее, чем в пространстве полярных координат (ρ, θ).

Таким образом, классический алгоритм преобразования Хафа сводится к выполнению следующих действий [5]:

Шаг 1. Построение параметрических линий $\rho = x\cos(\theta) + y\sin(\theta)$ для каждой точки изображения.

Шаг 2. Задание сетки дискретизации $(\Delta\rho, \Delta\theta)$ пространства параметров.

Шаг 3. Подсчет числа пересечений *n* каждого дискрета пространства параметров $(\Delta\tilde{\rho}, \Delta\tilde{\theta})$ параметрическими линиями.

Шаг 4. Поиск элемента разрешения $(\Delta\tilde{\rho}, \Delta\tilde{\theta})|_{\max n}$ с максимальным числом пересечений.

Шаг 5. Восстановление траектории, за параметры которой приняты координаты центра ячейки $(\Delta\tilde{\rho}, \Delta\tilde{\theta})|_{\max n}$.

Пространство, в котором накапливается число пересечений параметрических линий, называют аккумулятором.

Преобразование Хафа можно выполнить с помощью операций над матрицами. Пусть массив точек D на изображении сформирован пороговой обработкой эхосигналов от объекта за все время наблюдения. Тогда

$$D = \begin{pmatrix} r_1 & r_2 & \ldots & r_n \\ t_1 & t_2 & \ldots & t_n \end{pmatrix},$$

где $r_1, r_2, \ldots, r_n$ – дальности до объектов, эхосигнал от которых превысил порог; $t_1, t_2, \ldots, t_n$ – моменты времени, в которые поступил эхосигнал от объекта; n – число точек, превысивших порог.

Матрица преобразования в пространство Хафа записывается в виде

$$H = \begin{pmatrix} \sin\theta_1 & \sin\theta_2 & \ldots & \sin\theta_k \\ \cos\theta_1 & \cos\theta_2 & \ldots & \cos\theta_k \end{pmatrix}^T,$$

где k – размерность пространства по координате θ. Произведение D и H приводит к матрице R размерностью $n \times k$, содержащей рассчитанные обратные проекции ρ точек изображения:

$$R = HD = \begin{pmatrix} \rho_{1,1} & \rho_{1,2} & \cdots & \rho_{1,n} \\ \rho_{2,1} & \rho_{2,2} & \cdots & \rho_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{k,1} & \rho_{k,2} & \cdots & \rho_{k,n} \end{pmatrix}.$$

Размеры матрицы R, а следовательно, и вычислительные затраты прямо пропорциональны числу точек, превысивших порог. Матрица H может быть рассчитана заранее, и ее размеры зависят только от количества элементов разрешения в пространстве параметров. На основе матрицы R осуществляется формирование накопления пересечений ячеек в аккумуляторе параметрическими линиями.

Для окончательного принятия решения об обнаружении объекта необходимо применить пороговую обработку к накопленной в аккумуляторе информации [6–8]. Полученные после пороговой обработки координаты точек в пространстве параметров будут соответствовать траекторным параметрам объектов в зоне обнаружения. В результате применения операции обратного проецирования точек из пространства параметров на изображение происходит восстановление траектории движения объекта за все время наблюдения. Пороги подбираются исходя из требуемого уровня ложных тревог и вероятности правильного обнаружения [8].

Преобразование Хафа имеет недостатки, которые необходимо учитывать в процессе построения обнаружителей [9]: чувствительность преобразования к шумам на изображении усложняет поиск локальных максимумов в аккумуляторе пространства параметров; чувствительность преобразования к размерам элементов разрешения про-

странства аккумулятора позволяет точнее обнаружить протяженные фигуры на изображении, а не точечные.

Модернизация преобразования Хафа. Рассмотрим плоскость *xy*, на которой точками отмечены засечки, полученные в результате одного обзора. Обнаружить объект в данной ситуации нельзя, поскольку амплитуда засечки от объекта сопоставима с амплитудой шума. Тогда добавим плоскости *xy* за последующие обзоры (рис.2). Можно убедиться, что засечка, соответствующая объекту при ее прямолинейном движении, будет смещаться от обзора к обзору на Δx, Δy. При этом если все засечки со всех обзоров отобразить на одной плоскости *xy*, то засечки от объекта будут располагаться на одной прямой.

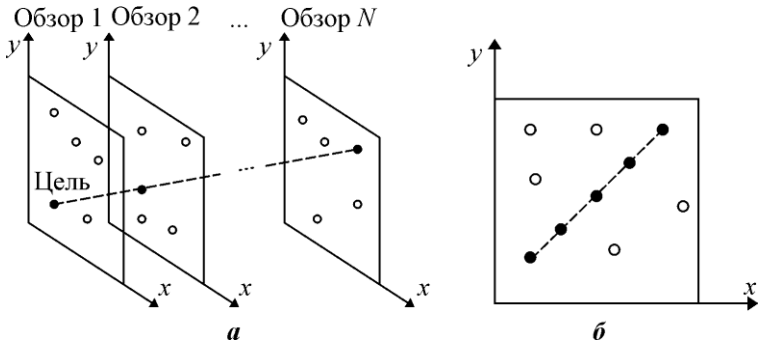


Рис.2. Накопление засечек за несколько обзоров: *а* – перемещение цели между обзорами; *б* – массив засечек после *N* обзоров
Fig.2. The accumulation of ticks for a few scans: *a* – moving the target between scans; *b* – array of serifs after *N* scans

Критерием обнаружения объекта должно быть условие расположения засечек от объекта в плоскости *xy* на одной прямой. Для реализации этого критерия на практике используется преобразование Хафа [1–3]. Для задачи обнаружения объекта классический алгоритм преобразования Хафа не применим, поскольку он не учитывает того, что засечки от цели должны принадлежать различным обзорам. С учетом этого в алгоритм преобразования Хафа внесены изменения.

Алгоритм обнаружения цели с помощью преобразования Хафа имеет следующий вид:

Шаг 1. Формирование матрицы *D* из засечек с текущего обзора:

$$D = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_K \\ y_1 & y_2 & \cdots & y_K \end{pmatrix},$$

где x_i, y_i – координаты *i*-й засечки; *K* – количество засечек на текущем обзоре.

Амплитуды засечек сохраняются в массиве *S*.

Шаг 2. Получение матрицы *R*:

$$R = HD = \begin{pmatrix} \rho_{1,1} & \rho_{1,2} & \cdots & \rho_{1,K} \\ \rho_{2,1} & \rho_{2,2} & \cdots & \rho_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_\theta,1} & \rho_{N_\theta,2} & \cdots & \rho_{N_\theta,K} \end{pmatrix},$$

где

$$H = \begin{pmatrix} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \\ \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \\ \vdots & \vdots \\ \sin(\theta_{N_\theta}) & \cos(\theta_{N_\theta}) \end{pmatrix}.$$

Шаг 3. Определение размеров аккумулятора:

$$N_\rho = 2\left\lfloor \frac{d}{\Delta\rho} \right\rfloor + 1,\ N_\theta = \frac{180}{\Delta\theta},$$

где $d = \sqrt{x_{\max}^2 + y_{\max}^2}$; $\Delta\rho$ – разрешение по координате ρ; $\Delta\theta$ – разрешение по координате θ (град) в пространстве $\rho - \theta$.

Шаг 4. Расчет индекса k элемента аккумулятора $A_{i,k}$ для каждого элемента $\rho_{i,j}$ матрицы R:

$$k = k_0 + \left[\frac{\rho_{i,j}}{\Delta\rho} \right],$$

где $k_0 = \frac{N_\rho - 1}{2} + 1$ – индекс элемента аккумулятора, для которого $-\Delta\rho < \rho_{i,j} \le \Delta\rho$.

Шаг 5. Запись значения в аккумулятор:

$$A_{i,k} = \begin{cases} S_j, & \text{если} \quad S_j \ge A_{i,k}, \\ A_{i,k}, & \text{если} \quad S_j < A_{i,k}. \end{cases}$$

Шаг 6. Повторение шагов 1–5 для всех обзоров N.

Шаг 7. Поэлементное суммирование аккумуляторов, полученных на каждом обзоре.

Шаг 8. Поиск элемента аккумулятора, значение в котором превышает порог.

Шаг 9. Нахождение параметров ρ и θ, определяющих прямую, на которой располагается траектория объекта, по индексам элемента аккумулятора.

Моделирование обнаружения объекта с помощью модернизированного преобразования Хафа. Вероятности ложной тревоги и вероятности обнаружения объекта, движущегося равномерно, с использованием преобразования Хафа определялись с помощью моделирования.

Для определения вероятности ложной тревоги для каждого обзора формируется массив ложных засечек, координаты которых распределены по равномерному закону в интервале (0, 1). Амплитуда ложных засечек распределена по экспоненциальному закону:

$$p(x) = e^{-x}.$$

Если хотя бы в одном из элементов аккумулятора значение превышает порог M, то фиксируется ложная тревога. Вероятность ложных тревог определяется как отношение количества компьютерных экспериментов, в котором была ложная тревога, к общему количеству экспериментов.

Для определения вероятности обнаружения засечки дополнительно к ложным засечкам на каждом обзоре формируется одна засечка от объекта. Координаты засечек соответствуют равномерному движению объекта. Амплитуда засечек от объекта распределена по экспоненциальному закону:

$$p(x) = \frac{1}{1+S} e^{-\frac{x}{1+S}},$$

где S – отношение сигнал/шум.

В рассматриваемом случае прямой, которой принадлежат засечки от объекта, соответствует один из элементов аккумулятора. После применения преобразования Хафа и формирования аккумулятора значения этого элемента сравниваются с порогом M. В случае превышения порога объект считается обнаруженным. Вероятность обнаружения определяется как отношение числа компьютерных экспериментов, в которых объект обнаружен, к общему количеству экспериментов.

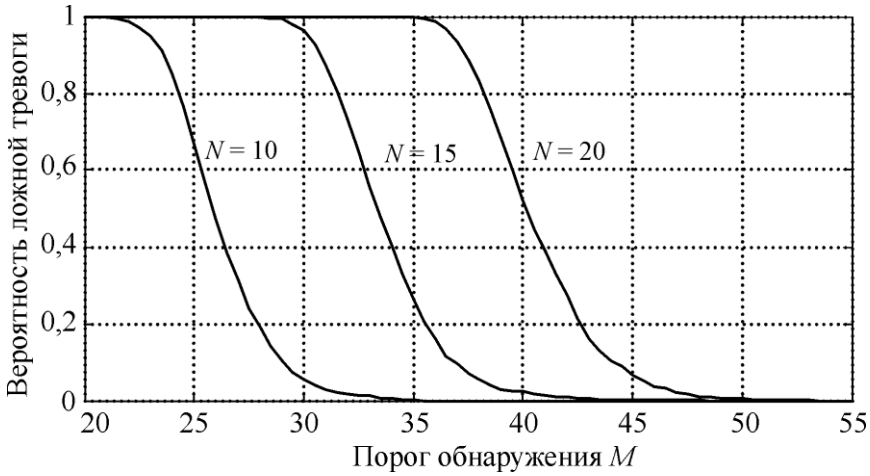


Рис.3. Вероятность ложной тревоги при различном пороге обнаружения объекта и разном количестве обзоров

Fig.3. False alarm probability at different detection threshold and number of scans

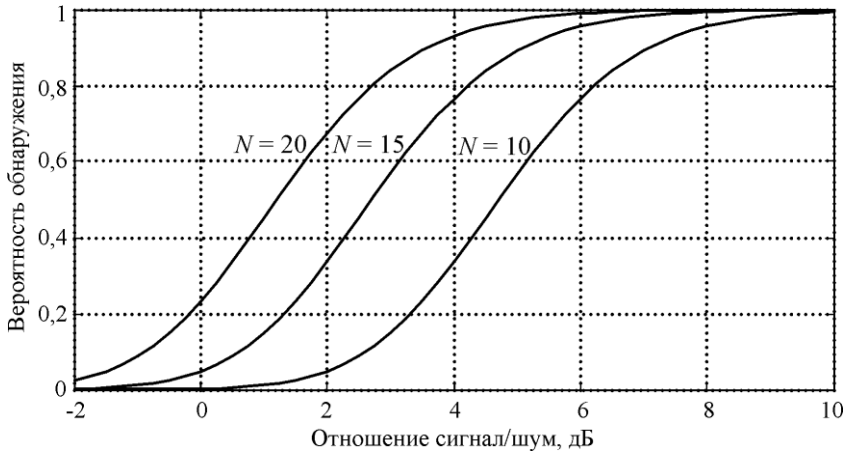


Рис.4. Вероятность обнаружения объекта при различном отношении сигнал/шум и разном количестве обзоров

Fig.4. Probability of target detection with different signal-to-noise ratio and number of scans

На рис.3 показаны графики зависимости вероятности ложной тревоги от порога M при различном количестве обзоров N. На рис.4 представлены графики зависимости вероятности обнаружения объекта от отношения сигнал/шум при различном количестве обзоров. Порог M выбирается таким образом, чтобы вероятность ложной тревоги была постоянной (P_F = 0,001). Значения порогов составляют: M = 40 при N = 10, M = 46 при N = 15, M = 54 при N = 20.

Заключение. Модифицированное преобразование Хафа позволяет повысить вероятность обнаружения объектов с низкой эффективной площадью рассеяния путем использования информации, полученной РЛС за несколько обзоров. В результате моделирования установлено, что вероятность обнаружения объекта, движущегося равномерно, может быть увеличена в 1,6 раза.

Литература

1. ***Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L.*** Search radar detection and track with the Hough transform. Part I: System Concept // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1994. – Vol. 30. – No.1. – P. 102–108.

2. ***Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L.*** Search radar detection and track with the Hough transform. Part II: Detection statistics // IEEE Trans-actions on Aerospace and Electronic Systems. – 1994. – Vol. 30. – No.1. – P. 109–115.

3. ***Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L.*** Search radar detection and track with the Hough transform. Part III: Detection performance with binary integration // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1994. - Vol. 30. – No.1. – P. 116–125.

4. ***Duda R.*** Use of the Hough transformation to detect lines and curves in pictures // Communications of the ACM. – 1972. – Vol. 15. – No. 1. – P. 11–15.

5. ***Семенов А.Н.*** Обнаружение радиолокационных целей с помощью преобразования Хафа // Наука и образование. – 2014. – № 12. – С. 619–632.

6. ***Minakov E.I., Meshkov A.V., Grachev A.N., Lebedenko Y.I.*** The effectiveness of long-range target detection in surveillance radars // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. – 2018. – P. 1753–1756.

7. ***Мешков А.В., Мешкова Е.О.*** Исследование эффективности обнаружения целей с помощью преобразования Хафа в РЛС обзора // XVII Всероссийская науч.-техн. конф. студентов, магистрантов, аспирантов и молодых ученых: «Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов» (Тула, 2018). – Тула, 2018. – С. 100–103.

8. Принципы построения системы совместной траекторной обработки в многопозиционном радиолокационном комплексе мониторинга окружающего пространства / ***В.М. Кутузов, С.П. Калиниченко, А.А. Коновалов и др.*** // XVIII Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 17–19 апр. 2012 г.). – Воронеж, 2012. – Т. 3. – С. 1453–1461.

9. ***Фисенко В.Т.*** Обнаружение малоразмерных объектов на основании многоцелевого сопровождения по последовательности видеокадров // Оптический журнал. – 2008. – Вып. 9. – С. 118–122.

Поступила в редакцию 11.12.2018 г.; после доработки 11.12.2018 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Минаков Евгений Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники Института высокоточных систем им. В.П. Грязева Тульского государственного университета (Россия, 300012, г. Тула, пр. Ленина, д. 92), eminakov@bk.ru

Мешков Александр Владимирович – ассистент кафедры радиоэлектроники Института высокоточных систем им. В.П. Грязева Тульского государственного университета (Россия, 300012, г. Тула, пр. Ленина, д. 92), ameshkovv@yandex.ru

Мешкова Елена Олеговна – студентка Тульского государственного университета (Россия, 300012, г. Тула, пр. Ленина, д. 92), emeshkovatula@yandex.ru

References

1. Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L. Search radar detection and track with the Hough transform. Part I: System Concept. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, vol. 30, no.1, pp. 102–108.

2. Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L. Search radar detection and track with the Hough transform. Part II: Detection statistics. *IEEE Trans-actions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, vol. 30, no.1, pp. 109–115.

3. Carlson B.D., Evans E.D., Wilson S.L. Search radar detection and track with the Hough transform. Part III: Detection performance with binary integration. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, vol. 30, no.1, pp. 116–125.

4. Duda R. Use of the Hough Transformation to detect lines and curves in Pictures. *Communications of the ACM*, 1972, vol. 15, no. 1., pp. 11–15.

5. Semenov A.N. Target Detection based on the Hough Transform. *Science and Education of Bauman MSTU = Nauka i obrazovaniye: nauchnoye izdaniye MGTU im. N.E. Baumana*, 2014, no. 12, pp. 619–632. DOI: 10.7463/1214.0738733. (In Russian).

6. Minakov E.I., Meshkov A.V., Grachev A.N., Lebedenko Y.I. The effectiveness of long-range target detection in surveillance radars. *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering*, 2018., pp. 1753–1756.

7. Meshkov A.V., Meshkova E.O. Study of the effectiveness of target detection using the Hough transform in radar review. *XVII all-Russian scientific and technical conference of students, undergraduates, postgraduates and young scientists: Technology of the XXI century through the eyes of young scientists and specialists*. Tula, 2018., pp. 100–103. (In Russian).

8. Kutuzov V.M., Kalinichenko S.P., Konovalov A.A. et al. Principles of construction of a joint trajectory processing system in a multi-position radar monitoring complex of the surrounding space. *XVIII International scientific.-tech. Conf. «Radar, navigation, communications»*, 2012, vol. 3, pp. 1453–1461.

9. Fisenko V.T. Detection of small objects on the basis of multi-purpose support for the sequence of video frames. *Opticheskiy zhurnal = Journal of Optical Technology*, 2008, iss. 9, pp. 118–122. (In Russian).

Received 11.12.2018; Revised 11.12.2018; Accepted 19.03.2019.

Information about the authors:

Evgeny I. Minakov – Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Radioelectronics Department, Institute of High-Precision Systems, Tula State University (Russia, 300012, Tula, Lenina Prospect, 92), eminakov@bk.ru

Aleksandr V. Meshkov – Assistant of the Radioelectronics Department, Institute of High-Precision Systems, Tula State University (Russia, 300012, Tula, Lenina Prospect, 92), ameshkovv@yandex.ru

Elena O. Meshkova – Student of the Tula State University (Russia, 300012, Tula, Lenina Prospect, 92), emeshkovatula@yandex.ru

Уважаемые авторы!

С правилами оформления и опубликования научных статей можно ознакомиться на нашем сайте: http://ivuz-e.ru

УДК 519.24 DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-301-308

Идентификация бернуллиевских последовательностей криптографическими методами

И.П. Кобяк

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, г. Минск, Беларусь

IPKobyak2012@mail.ru

Для реальных приложений на стадии подготовки информации к пересылке выбирается алгоритм, имеющий минимальную вероятность пропуска ошибки для конкретной реализации сформированного сообщения. В связи с этим в работе рассмотрен метод синтеза оценок вероятности регистрации двоичных (01)-переходов при решении задач шифрования и идентификации сообщений. Получено соотношение для вероятности пропуска ошибки, соответствующее данному методу при наблюдении спецсистемами априори неопределенной асимптотической выборки. Определена мода распределения и выполнен сравнительный анализ вероятностей пропуска ошибки, характеризующих предлагаемый метод и известные алгоритмы свертки в точке моды. Показано, что метод наблюдения переходов в вероятностных процессах является более точным алгоритмом идентификации, чем сигнатурный анализ или счет бернуллиевских событий.

Ключевые слова: оценка вероятности; двоичный переход; асимптотическая выборка; методы свертки; мода распределения; сигнатурный анализ

Для цитирования: Кобяк И.П. Идентификация бернуллиевских последовательностей криптографическими методами // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 301–308. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-301-308

Identification of Bernoulli's Sequences by Cryptographic Special Computers

I.P. Kobyak

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarusia

IPKobyak2012@mail.ru

Abstract: For real applications at the stage of preparing the information for piping an algorithm, having small probability of mistake admission for concrete realization of the formed message, has been chosen. In the paper the method of synthesis for assessment of the probability of registration of the binary (1)-transitions in solving the problems of coding and identification of messages has been considered. The ratio for the probability of a mistake admission, corresponding to the specified method at supervision a priori of uncertain asymptotic selection has been obtained. The fashion of distribution has been defined and

© И.П. Кобяк, 2019

the comparative analysis of the probabilities of a mistake admission, characterizing the offered method and the known algorithms of convolution at the given point has been defined. The proposed method of supervision in the probability processes is a more precise algorithm of identification, than the signature analysis.

Keywords: probability assessment; binary transition; asymptotic selection; convolution methods; fashion of distribution; signature analysis

For citation: Kobyak I.P. Identification of Bernoulli's sequences by cryptographic special computers. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 301–308. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-301-308

Введение. Использование значений выборочных функций в качестве контрольных кодов в настоящее время широко применяется при решении задач контроля и диагностики, в системах шифрования и передачи данных, при хранении информации в памяти компьютеров. Основным параметром, характеризующим конкретно выбранный метод синтеза контрольного кода, является вероятность пропуска ошибки (*error omit*) P_{eo}, которая фактически указывает на число последовательностей, составляющих класс эквивалентностей нулевой гипотезы. В настоящей работе под нулевой гипотезой понимается достоверное сообщение, принимаемое или передаваемое некоторой системой наблюдения, регистрации и идентификации последовательностей. При этом чем меньше мощность класса эквивалентностей (МКЭ), тем больше вероятность перехода в случае появления ошибок текущей статистической оценки в другие классы сигнатур. Следовательно, для реальных приложений на стадии подготовки информации к пересылке должен быть выбран алгоритм, имеющий минимальную вероятность пропуска ошибки для конкретной реализации сформированного сообщения.

В большинстве задач формирования контрольных кодов используются два основных алгоритма: синтез линейных сигнатур с вероятностью пропуска ошибки (*signature analysis*) P_{sa} и метод формирования оценок бернуллиевских событий с вероятностью ошибки (*condition vector counting*) P_{cvc}. Недостатком данных алгоритмов является большое число последовательностей, принадлежащих МКЭ достоверных оценок, особенно при длине выборки $n \to \infty$.

Наиболее совершенным и эффективным методом синтеза контрольных кодов с точки зрения минимальности вероятности ошибки следует считать алгоритм формирования оценок на основе наблюдения двоичных переходов вида 01 с вероятностью ошибки (*wave front counting*) P_{wfc}. Данное предположение основывается, во-первых, на том, что формируемый код оценки имеет длину, меньшую на единицу по отношению к квазистандартным сигнатурам, во-вторых, на факте уменьшения числа различных перестановок с повторениями заданных пар событий на *n* местах размещения.

Цель настоящей работы – сопоставительный анализ вероятностей P_{sa} и P_{cvc} при формировании и выборе кодов идентификаторов в системах шифрования и передачи данных.

Вероятность пропуска ошибки при наблюдении (01)-переходов. С учетом эквивалентности методов наблюдения (01)-переходов и событий в автокорреляционной функции для решения поставленной задачи будем использовать известное соотношение для классической функции ковариации двух бернуллиевских событий:

$$\operatorname{cov}(X,\tau=1)=M\left[\left(x_t-M_X\right)\left(x_{t+1}-M_X\right)\right]. \quad (1)$$

Рассмотрим статистическую выборку достаточно большой длины ($n\to\infty$), эквивалентную стационарному и эргодическому процессу с математическим ожиданием $M_X=0,5$. Выберем в качестве регистрируемых элементарных событий x_t значения «0», а в качестве регистрируемых отсчетов x_{t+1} – значения «1». Выполнив замену пары событий x_t, x_{t+1} на их произведение $\overline{x}_t x_{t+1}$ в соотношении (1), можно выделить слагаемое

$$f\left(\overline{x}_t x_{t+1}\right)=M\left[-0,5\overline{x}_t-0,5x_{t+1}+0,25\right]=-0,25. \quad (2)$$

В двоичных последовательностях при $\tau=1$ произведение событий $\overline{x}_t\, x_{t+\tau}=1$ характеризует переход информационного объекта из состояния «0» в состояние «1». На практике такие события могут быть реализованы с использованием дифференциального звена, позволяющего синтезировать соответствующие объекты с математическим ожиданием:

$$M_\omega=M_X\left(1-M_X\right)+\operatorname{cov}(X,\tau=1). \quad (3)$$

Очевидно, что для реального эксперимента в функции (3) выполняется замена теоретического значения M_ω на оценку числа элементарных событий заданного вида $\hat{k}_\omega=\hat{p}_\omega n$. Однако для больших значений n имеем сумму событий $\overline{x}_t$ и $x_{t+\tau}$ в (2), примерно равную n. Тогда для рассматриваемых последовательностей будет справедливо соотношение, аналогичное (3):

$$M_\omega=0,25+\left(\frac{1}{n}\sum_{t=1}^{n}\overline{x}_t x_{t+\tau}-0,25\right). \quad (4)$$

При $n\to\infty$ равенство (4) позволяет вычислить число двоичных переходов вида 01, соответствующее математическому ожиданию указанных событий в наблюдаемой последовательности. Действительно, учитывая, что

$$\frac{1}{n}\sum_{t=0}^{n-1}\overline{x}_t x_{t+\tau}-0,25\to 0,$$

имеем

$$\hat{k}_\omega=\sum_{t=0}^{n-1}\overline{x}_t x_{t+\tau}\xrightarrow{n\to\infty}0,25n. \quad (5)$$

Таким образом, с учетом (5) теоретическое значение $M_\omega n$ равно $0,25n$.

Определим вероятность пропуска ошибки при наблюдении в последовательностях случайных событий переходов вида 01. Современные комбинаторные подходы к определению вероятности ошибки P_{wfc} при регистрации переходов в двоичной выборке основываются на анализе множества единичных серий $\hat{k}_\psi$ длиной $\psi=\overline{1,n-1}$ и приводят к необходимости анализа пограничных вопросов в теории многочленов разбиений.

Однако существует более простой аналитический подход [1, 2] к решению поставленной задачи. При этом каждая серия из единичных символов длиной $\psi > 1$ рассматривается как событие единичной длины в последовательности с $n - \psi + 1$ отсчетами. При общем числе серий $\hat{k}_\omega = \hat{p}_\omega n$ длина такой реорганизованной выборки или число мест для различных перестановок с повторениями (01)-переходов будет равно: $n_1 = n - g$ [2], где $g = \hat{k}_\omega + \sum_{\psi=1}^{n-1} \psi \hat{k}_\psi$.

Тогда в зависимости от длины и числа серий количество реализаций выборки, составляющих МКЭ оценки $\hat{k}_\omega$, может быть определено по формуле

$$Q = \sum_{g=2\hat{k}_\omega}^{n-\hat{k}_\omega} C_{n-g}^{\hat{k}_\omega} C_{g-1}^{\hat{k}_\omega - 1}. \quad (6)$$

Из соотношения (6) следует, что вероятность пропуска ошибки при счете двоичных переходов будет определяться формулой

$$P_{w.f.c} = \frac{1}{2^n}\left[\sum_{g=2\hat{k}_\omega}^{n-\hat{k}_\omega} C_{n-g}^{\hat{k}_\omega} C_{g-1}^{\hat{k}_\omega - 1} - 1\right], \quad (7)$$

где $0 \le \hat{k}_\omega \le 0,5n.$

Использование зависимостей (6) и (7) в общем случае затруднено в связи со сложностью представления параметра g. Поэтому для определения уровня ошибки, характеризующего алгоритм счета (01)-переходов, преобразуем равенство (7) с использованием асимптотического свойства равновероятности для элементарных событий в случайных последовательностях. При этом можно показать, что $g \to 0,5n$, и равенство (7) может быть приведено к виду

$$P_{wfc} = \frac{1}{2^n}\left[2p_{0,\omega}\left(C_{0,5n}^{np_{0,\omega}}\right)^2 - 1\right], \quad (8)$$

где $\hat{p}_\omega = p_{0,\omega}$ при $n = \infty$.

Очевидно, что формула (8) будет верна в асимптотике. Однако полученное соотношение может использоваться для приближенного поиска общих точек на плоскости ошибки P_{eo} при сравнении уровней вероятностных параметров, порождаемых конкурирующими в задачах идентификации алгоритмами. При этом решение $np_{0,\omega}$ в (8) будет соответствовать моде функции распределения вероятностей P_{wfc} [3].

Сравнительный анализ методов синтеза оценок числа двоичных переходов и линейных сигнатур. Определим преимущество метода счета (01)-векторов переходов по отношению к алгоритму формирования линейных сверточных кодов при $n \to \infty$. С этой целью приравняем МКЭ, соответствующие двум рассматриваемым методам, и составим гипотетическое равенство вида

$$2p_{0,\omega}\left(C_{0,5n}^{np_{0,\omega}}\right)^2 = 2^{n-l}, \quad (9)$$

где $l = \log_2 n$ – степень примитивного полинома, описывающего обратную связь теоретического регистра сдвига сигнатурного анализатора.

Равенство (8) базируется на биномиальной теореме с разрядностью случайного процесса $r=1$. Поэтому очевидно, что уравнение (9) может иметь либо два решения, либо ни одного.

Теорема. Если длина выборки элементарных событий n стремится к бесконечности, то $P_{sa} > P_{wfc}$ во всем диапазоне значений аргумента p_{ω}.

Для доказательства теоремы проведем преобразование (9) с учетом формул Стирлинга для факториальных составляющих. При этом получим

$$2p_{0,\omega}\frac{n^n}{2^n}\frac{\exp 2\left(\theta_1-\theta_2-\theta_3\right)}{\left[np_{0,\omega}\right]^{2np_{0,\omega}}\left[\frac{n}{2}-np_{0,\omega}\right]^{n-2np_{0,\omega}}}\left(4\pi np_{0,\omega}\left[\frac{1}{2}-p_{0,\omega}\right]\right)^{-1}=2^{n-l}. \qquad (10)$$

В соотношении (10) считаем, что значение $\exp 2\left(\theta_1-\theta_2-\theta_3\right)\approx 1$, так как $n>>1$. Учитывая, что

$$\frac{n^n}{2^n}\frac{1}{n^{2np_{0,\omega}}n^{n-2np_{0,\omega}}}=\frac{1}{2^n},$$

рассматриваемое уравнение можно привести к виду

$$2p_{0,\omega}\frac{2^{-n}}{p_{0,\omega}{}^{2np_{0,\omega}}\left[\frac{1}{2}-p_{0,\omega}\right]^{n-2np_{0,\omega}}}\left(4\pi np_{0,\omega}\left[\frac{1}{2}-p_{0,\omega}\right]\right)^{-1}=\frac{2^n}{2^l}.$$

Прологарифмировав данное соотношение и поделив на длину выборки n, получим уравнение, позволяющее найти решение в гипотетическом равенстве (9) в асимптотике:

$$\ln 2+p_{0,\omega}\ln p_{0,\omega}+\left[\frac{1}{2}-p_{0,\omega}\right]\ln\left[\frac{1}{2}-p_{0,\omega}\right]=0. \qquad (11)$$

Для нахождения решения в (9) запишем производную от его левой части

$$\frac{\partial}{\partial k_{0,\omega}}\left[\left(C_{0,5n}^{k_{0,\omega}}\right)^2\frac{2k_{0,\omega}}{n}\right]=\frac{2}{n}\left(C_{0,5n}^{k_{0,\omega}}\right)^2\left[1+2k_{0,\omega}\ln\frac{n-2k_{0,\omega}}{2k_{0,\omega}}-\frac{n-4k_{0,\omega}}{n-2k_{0,\omega}}\right].$$

При асимптотических значениях n и $k_{\omega}=k_{0,\omega}$ отношение

$$\frac{n-4k_{0,\omega}}{n-2k_{0,\omega}}\to 0,$$

так как $n-4k_{0,\omega}\ll n-2k_{0,\omega}$.

Таким образом, приравнивая производную к нулю, можно записать

$$1+2k_{0,\omega}\ln\frac{n-2k_{0,\omega}}{2k_{0,\omega}}=0. \qquad (12)$$

Из равенства (12) имеем

$$\ln\frac{n-2k_{0,\omega}}{2k_{0,\omega}}=-\frac{1}{2k_{0,\omega}}\ln e. \tag{13}$$

Отсюда, учитывая затухание экспоненты при $k_{0,\omega}>>1$, для $n\to\infty$ имеем

$$n-2k_{0,\omega}=2k_{0,\omega}e^{-\frac{1}{2k_{0,\omega}}}\to 2k_{0,\omega}.$$

Переходя от логарифма к самим статистическим параметрам, а также прибавляя к левой и правой частям полученного формального следствия из (13) единицу, имеем

$$1+\frac{n-2k_{0,\omega}}{2k_{0,\omega}}=1+e^{-\frac{1}{2k_{0,\omega}}} \text{ или } n=2k_{0,\omega}\left(1+e^{-\frac{1}{2k_{0,\omega}}}\right).$$

Тогда

$$k_{0,\omega}=\frac{n}{2}\left(1+e^{-\frac{1}{2k_{0,\omega}}}\right)^{-1}\approx\frac{n}{4}. \tag{14}$$

Полученный результат является модой Mo_{ω} распределения и численно совпадает с вычисленным $M_{\omega}n=0,25n$ математическим ожиданием (01)-событий в асимптотической последовательности. При этом проверка корня (14) подстановкой в уравнение (11) приводит к требуемому равенству левой и правой частей.

Определим границы преимущественного использования методов сигнатурного анализа и счета двоичных векторов переходов в асимптотике, применяя постановку задачи (9). При этом с учетом соотношения для биномиального коэффициента в центре распределения $C_{0,5n}^{k_{0,\omega}}$ [4, 5] для точки Mo_{ω} можно записать соотношение

$$C_{0,5n}^{k_{0,\omega}}=2^{\frac{n}{2}}\frac{1}{\sqrt{0,25\pi n}}.$$

Соответственно, из (9) при асимптотическом $k_{0,\omega}$ следует

$$\left(C_{0,5n}^{k_{0,\omega}}\right)^2\frac{2k_{0,\omega}}{n}=\frac{2^n}{0,5\pi n}.$$

С учетом соотношения для мощности классов эквивалентностей, порождаемых сигнатурным анализатором, из постановки задачи (9) имеем

$$\frac{2}{\pi}\frac{2^n}{n}\neq\frac{2^n}{n}.$$

Отсюда следует, что точка экстремума функции P_{wfc} находится ниже любой точки графика функции ошибок P_{sa} и

$$P_{wfc}\le\frac{2}{\pi}P_{sa}. \tag{15}$$

Таким образом, $P_{wfc} < P_{sa}$ при всех теоретических k_{ω}. Теорема доказана.

Соотношение, аналогичное (9), сформулируем и при сравнении методов счета двоичных переходов и счета состояний «0» или «1» при $n = \infty$:

$$P_{wfc} \le \frac{1}{\sqrt{0,5\pi n}} P_{cvc}. \qquad (16)$$

Равенство (16) свидетельствует в пользу метода наблюдения (01)-переходов.

Заключение. Двоичные переходы могут отождествляться с событиями автокорреляционной функции в соотношении (4) заданного вида. При этом графики функций вероятностей пропуска ошибки, соответствующие наблюдению переходов и формированию линейных сигнатур, не имеют в асимптотике точек пересечения (15). Следовательно, метод наблюдения переходов в вероятностных процессах является более точным алгоритмом идентификации, чем сигнатурный анализ. Аналогичный вывод в пользу автокорреляционной функции специального вида для двух заданных событий может быть сделан и при сравнении исследуемого метода с алгоритмом наблюдения бернуллиевских 0 или 1 элементарных состояний (16).

Следует ожидать, что улучшение показателей, характеризующих методы идентификации двоичной выборки в системах шифрования и передачи данных, может быть достигнуто в рамках синтеза других более сложных событий на базе ряда заданных состояний процесса [6]. При этом следует учитывать динамику формирования отсчетов для различных сдвигов τ, а также возможно иные, формально не определенные на сегодняшний день свойства объектов с технической, информационной или другой дискретной природой.

Литература

1. ***Кобяк И.П.*** Сравнительная оценка достоверности методов сигнатурного анализа и счета состояний // Электронное моделирование. – 1996. – Т. 18. – № 1. – С. 58–62.

2. ***Кобяк И.П.*** Сравнительный анализ вероятностей пропуска ошибки при синтезе сигнатур и оценок числа векторов переходов // АВТ. – 2005. – № 6. – С. 60–68.

3. ***Кобяк И.П.*** Производящая функция для распределения вероятностей наблюдения векторов переходов // АВТ. – 2006. – № 6. – С. 60–67.

4. ***Риордан Дж.*** Комбинаторные тождества. – М.: Наука, 1982. – 255 с.

5. ***Стенли Р.*** Перечислительная комбинаторика. – М.: Мир, 1990. – 440 с.

6. ***Кобяк И.П.*** О границах вероятностных аргументов при синтезе линейных сигнатур и статистических аргументов // Информационные технологии и системы 2017: материалы междунар. науч. конф. (Республика Беларусь, Минск, 25 окт. 2017 г.). – Минск: БГУИР, 2017. – С. 216–217.

Поступила в редакцию 11.10.2018 г.; после доработки 10.01.2019 г.; принята к публикации 19.03.2019 г.

Кобяк Игорь Петрович – кандидат технических наук, доцент кафедры электронных вычислительных машин Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Беларусь, 220600, г. Минск, ул. П. Бровки, д. 6), IPKobyak2012@mail.ru

References

1. Kobiak I.P. Comparative assessment of reliability of methods of the signature analysis and account of states. *Engineering Simulation = Elektronoye modelirovaniye*, 1996, vol. 18, no. 1, pp. 58–62. (In Russian).

2. Kobiak I.P. Comparative analysis of error missing probabilities by synthesis of signatures and estimates of transfer vector number. *AVT*, 2005, no. 6, pp. 60–68. (In Russian).

3. Kobiak I.P. Course-of-value function for probability distribution of wave front vectors. *AVT*, 2006, no. 6, pp. 60–67. (In Russian).

4. Riordan J. *Combinatory identities*. Moscow, Nauka Publ., 1982. 255 p. (In Russian).

5. Stenli R. *Enumerative combination theory*. Moscow, Mir Publ., 1990. 440 p. (In Russian).

6. Kobyak I.P. About borders of probabilistic arguments at synthesis of linear signatures and statistical arguments. Information technologies and systems 2017. *Proc. of the International scientific conference.* Minsk, 2017, pp. 216–217. (In Russian).

Received 11.10.2018; Revised 10.01.2019; Accepted 19.03.2019.

Information about the author:

Igor P. Kabiak – Cand. Sci. (Eng.), Assoc. Prof. of the Electronic Computing Machines Department, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Belarus, 220600, Minsk, P. Brovki st., 6), ipkobyak2012@mail.ru

Вниманию читателей журнала
«Известия высших учебных заведений. Электроника»

Подписку на печатную версию журнала можно оформить:

- **по каталогу** «Газеты, журналы» АО Агентство «Роспечать» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 47570
- **по прямой подписке** в АО Агентство «Роспечать»: www.press.rosp.ru
- **по объединенному каталогу** «Пресса России» ООО «Агентство «Книга-Сервис» в любом почтовом отделении. Подписной индекс 38934
- **через редакцию** - с любого номера и до конца года

Подписку на электронную версию журнала можно оформить на сайтах:

- **Научной электронной библиотеки:** www.elibrary.ru
- **ООО «Агентство «Книга-Сервис»:** www.rucont.ru; www.akc.ru; www.pressa-rf.ru
- **ООО «УП Урал-Пресс»:** www.delpress.ru
- **ООО «ИВИС»:** www.ivis.ru

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ
BRIEF REPORTS

УДК [546.75:53.082.61:544.015.3]:004.4 **DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-309-312**

Применение программных средств для оценки термодинамической устойчивости на примере железа

А.С. Гуляев, В.Б. Кольцов, Е.А. Севрюкова

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Россия

Gulyaev.work@yandex.ru

Для оценки термодинамически устойчивых форм существования элемента в зависимости от потенциала его редокс-пар и уровня кислотности среды используется методика построение диаграммы Пурбе. В работе предложена методика построения диаграммы Пурбе с помощью программного обеспечения Microsoft Excel. Показано, что данная методика удобна для использования, имеет достаточную точность, дает возможность выполнять построение диаграммы при отсутствии специализированных программ, ускоряет процесс построения диаграммы и обеспечивает гибкость расчетов. Предложенная методика позволяет добавлять новые зависимости и функции и получать трехмерные диаграммы.

Ключевые слова: диаграмма Пурбе; диаграмма потенциал – pH; формы состояния вещества; Microsoft Excel

Для цитирования: Гуляев А.С., Кольцов В.Б., Севрюкова Е.А. Применение программных средств для оценки термодинамической устойчивости на примере железа // Изв. вузов. Электроника. – 2019. – Т. 24. – № 3. – С. 309–312. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-309-312

Using a Software Application to Evaluation Thermodynamic Stability on the Example of Iron

A.S. Gulyaev, V.B. Koltsov, E.A. Sevryukova

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

Gulyaev.work@yandex.ru

Abstract: To assess the thermodynamically stable forms of the substance depending on the potential of its redox pairs and the activity level of the medium the method of constructing the Purbe diagram is used. In the work the method of constructing the Purbaix diagram using the Microsoft Excel software has been proposed. The given technique is suitable for use, has sufficient accuracy, permits to perform the diagram construction in absence of the specialized programs, accelerates the process of the diagram construction. The flexibility of calculations is provided due to the fact that a user can add new dependences and functions and to obtain the three-dimensional diagrams.

© А.С. Гуляев, В.Б. Кольцов, Е.А. Севрюкова, 2019

Keywords: Pourbe diagram; potential/pH diagram; form/state of matter

For citation: Gulyaev A.S., Koltsov V.B., Sevryukova E.A. Using a software application to evaluation thermodynamic stability on the example of iron. *Proc. Univ. Electronics*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 309–312. DOI: 10.24151/1561-5405-2019-24-3-309-312

Диаграмма Пурбе позволяет оценить термодинамически устойчивые формы существования элемента с использованием функции зависимости потенциала его редокс-пар от степени кислотности. Линии диаграммы отвечают условиям термодинамического равновесия для реакций существования форм исследуемого вещества. Ось абсцисс соответствует реакциям без участия ионов H^+ и OH^-, ось ординат – реакциям с участием ионов водорода и гидроксидов, но без участия электронов, наклонные линии соответствуют реакциям, в которых участвуют ионы и электроны [1].

В диаграммах Пурбе используются результаты, полученные из уравнения Нернста [2], связывающего значения термодинамического потенциала Eh и pH. Диаграммы позволяют определить различные состояния исследуемого вещества в зависимости от pH и электродного потенциала, а также области, отвечающие устойчивости этих состояний. Отметим, что программное обеспечение для построения диаграммы Пурбе является дорогостоящим [3], а более доступные программы имеют ограниченный функционал [4].

Для оценки термодинамически устойчивых форм существования железа с использованием программных средств выполнено моделирование построения диаграммы Пурбе для системы железа – вода в табличном процессоре Microsoft Excel 2013 с использованием стандартного набора инструментов. Для построения диаграммы Пурбе системы железа – вода используются следующие компоненты: $Fe_{(aq)}^{2+,Fe_{(aq)}^{3+,Fe}}$, окисленная вода ($O_2$) и восстановленная вода (H_2). Полная концентрация компонентов железа C_0 в растворенном состоянии равна 10^{-2} моль/л. Концентрация компонентов железа на границе двух компонентов в растворенном состоянии равна $C_0/2$. Для построения применяются константы и стандартные данные потенциалов при 25 °C [2–6]. В табл. 1 приведены значения координат диаграммы Пурбе, полученные в табличном процессоре Microsoft Excel. В диапазоне ячеек A1:P1 представлены значения оси pH [7].

Таблица 1

Координаты зависимостей потенциала от кислотности для железа

Table 1

Coordinates of the potentials versus acidity for iron

Строки	Столбцы							
	A	B	C	D	E	F	G	H
1	0	1	2	3	4	5	6	7
2	0,77	0,77	0,77					
3			0,77	0,59	0,41	0,23	0,05	–0,13
4								
5	1,23	1,17	1,11	1,05	0,99	0,93	0,87	0,81
6	0	–0,05	–0,11	–0,17	–0,23	–0,29	–0,35	–0,41
Строки	I	J	K	L	M	N	O	P
1	7,45	8	9	10	11	12	13	14
2								
3	–0,21							
4	–0,21	–0,24	–0,30	–0,36	–0,42	–0,48	–0,53	–0,59
5	0,78	0,75	0,69	0,63	0,57	0,51	0,46	0,40
6	–0,44	–0,47	–0,53	–0,59	–0,65	–0,71	–0,76	–0,82

Реагируемые компоненты осаждаются при условии $[x]\cdot[y] \geq K_s$, где $[x]$ и $[y]$ – соответственно концентрации катионов и анионов в конечном растворе; K_s – константа растворимости. Уравнение Нернста имеет вид

$$E = E^0 + \frac{RT}{nF}\ln\frac{a_{ox}}{a_{red}},$$

здесь E – электродный потенциал; E^0 – стандартный электродный потенциал; R – универсальная газовая постоянная; T – абсолютная температура; n – число электронов, участвующих в процессе; F – постоянная Фарадея; a_{ox} и a_{red} – активности соответственно окисленной и восстановленной формы вещества, участвующего в полуреакции.

Согласно данному уравнению сформулируем зависимости для линий графика: 0,77; 1,13−0,18·C1; 0,23−0,0592·I1; 1,23−0,0592·A1; −0,0592·A1 [8–11]. В табл. 2 приведены значения координат линий раздела двух фаз, взятые из табл. 1.

Таблица 2

Координаты линий раздела соединений $Fe^{3+}/Fe(OH)_3$, $Fe^{2+}/Fe(OH)_2$

Table 1

Coordinates of connection lines $Fe^{3+}/Fe(OH)_3$, $Fe^{2+}/Fe(OH)_2$

Строки	Столбцы			
	AA	AB	AC	AD
1	2	2	7,45	7,45
2	0,77	1,11	–0,21	–0,44

С использованием численных значений табл. 1 и 2 получен график, в котором изменены надписи на осях (рисунок).

Построенная диаграмма Пурбе позволяет задавать температурные параметры, в зависимости от которых проводится оценка термодинамически устойчивых форм существования железа и его окислов. На диаграмме показаны различные формы железа для окислительной и восстановительной среды. При необходимости можно изменять коэффициенты и константы для получения более точных результатов.

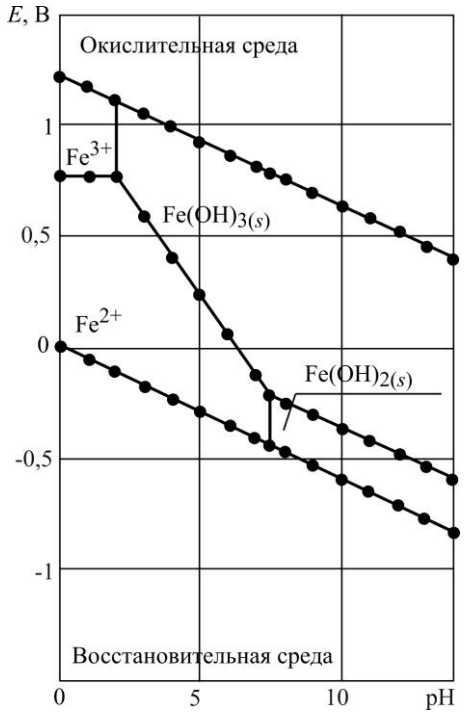


Диаграмма Пурбе для системы железо – вода
The Pourbe diagram for the iron – water system

Предложенная методика построения диаграммы Пурбе с помощью Microsoft Excel позволяет редактировать таблицы с исходными данными, оценивать их достоверность и проводить исследования вещества в широком диапазоне температур, концентраций и давлений.

Литература

1. ***Пономарева П.А., Тройлов Д.О., Македонский А.А.*** Расчеты окислительно-восстановительных равновесий в серосодержащих водных растворах // Академия педагогических идей «Новация». – 2017. – №5. – С. 160–166.

2. https://materialsproject.org/ (дата обращения: 13.03.2018).

3. HSC9 order form. – URL: https://www.outotec.com/globalassets/products/digital-solutions/hsc/hsc9_orderform_companies.xlsx (дата обращения: 13.03.2018).

4. ***Миомандр Ф., Садки С., Одебер П., Меалле-Рено Р.*** Мир химии. Электрохимия: пер. с фр. В.Н. Грасевича / под ред. Ю.Д. Гамбурга, В.А. Сафонова. – М.: Техносфера, 2008. – 360 с.

5. ***Семенова И.В.*** Промышленная экология. – М.: Академия, 2009. – 528 с.

6. Справочник химика. Т. 3. – М.–Л.: Химия, 1965. – С. 755–825.

7. ***Семенова И.В., Хорошилов А.В.*** Водоподготовка и водоподготовительное оборудование // Энергосбережение и водоподготовка. – 2006. – № 4(42). – С. 4–9.

8. ***Муратова Н.А., Калужина С.А.*** Интерпретация пассивного состояния железа и высоуглеродистой стали на основе диаграмм Пурбе // Конденсированные среды и межфазные границы. – 2008. – Т. 10. – №3. – С. 223–225.

9. ***Чалая Е.А., Тюрин А.Г., Васёха М.В., Бирюков А.И.*** Синтез и свойства двойного сульфита меди(I)-никеля(II) // Журнал общей химии. – 2016. – Т. 86. – №7. – С. 1064–1071.

10. ***Пономарева П.А., Македонский А.А., Тройлов Д.О.*** Применение диаграммы Пурбе для определения границ устойчивости преобладающих форм соединений брома // Академия педагогических идей «Новация». – 2017. – №5. – С. 167–174.

11. Construction and verification of pourbaix diagrams for hydrogen sulfide corrosion of mild steel / ***J. Ning, Y. Zheng, B. Brown et al.*** // NACE – International Corrosion Conference Series 2015. – 2015. – P. 1–19.

Поступило в редакцию 15.11.2018 г.; после доработки 17.12.2018 г.; принято к публикации 19.03.2019 г.

Гуляев Александр Сергеевич – аспирант Института перспективных материалов и технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), gulyaev.work@yandex.ru

Кольцов Владимир Борисович – доктор химических наук, профессор Института перспективных материалов и технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), koltsov_v_b@mail.ru

Севрюкова Елена Александровна – доктор технических наук, профессор, заместитель директора по образовательной деятельности Института перспективных материалов и технологий Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, д. 1), melaly@mail.ru

References

1. Ponomareva P.A., Troylov D.O., Makedonskiy A.A. Calculations of redox balances in sulfur-containing aqueous solutions. *Academy of pedagogical ideas Novation = Akademiya pedagogicheskikh idey «Novatsiya»,* 2017, no.5. pp. 160–166. (in Russian).

2. https://materialsproject.org/ (accessed: 13.03.2018).

3. *HSC9 order form.* Available at: https://www.outotec.com/globalassets/products/digital-solutions/hsc/hsc9_orderform_companies.xlsx (accessed: 13.03.2018).

4. Miomandr F., Sadki S., Odeber P., Mealle-Reno R. *World of chemistry. Electrochemistry.* Moscow, Tekhnosfera Publ., 2008. 360 p. (in Russian).

5. Semenova I.V. *Industrial ecology*. Moscow, Akademiya Publ., 2009. – 528 p. (in Russian).

6. *Handbook of chemistry*. Moscow – Leningrad, Khimiya Publ., 1965, vol. 3. pp. 755–825. (in Russian).

7. Semenova I.V., Horoshilov A.V. Water treatment and water treatment equipment. *Energy saving and water treatment*, 2006, no. 4 (42), pp. 4–9. (in Russian).

8. Muratova N.A., Kaluzhina S.A. Interpretation of the passive state of iron and high-carbon steel on the basis of the Purbe diagram. *Condensed media and interphase boundaries*, 2008, vol. 10, no. 3. pp. 223–225. (in Russian).

9. Chalaya Ye.A., Tyurin A.G., Vasokha M.V., Biryukov A.I. Synthesis and properties of copper(I)-Nickel(II) double sulfite). *Zhurnal obshchey khimii = Russian Journal of General Chemistry* 2016, vol. 86, no. 7, pp.1064–1071. (in Russian).

10. Ponomareva P.A., Makedonskiy A.A., Troylov D.O. Application of the Purbe diagram to determine the limits of stability of the predominant forms of bromine compounds. *Academy of pedagogical ideas Novation = Akademiya pedagogicheskikh idey «Novatsiya»,* 2017, no. 5. pp. 167–174. (in Russian).

11. Ning J., Zheng Y., Brown B., Young D., Nesic S. Construction and Verification of Pourbaix Diagrams for Hydrogen Sulfide Corrosion of Mild Steel. *NACE - International Corrosion Conference Series 2015*, 2015, pp.1–19.

Received 15.11.2018; Revised 17.12.2018; Accepted 19.03.2019.

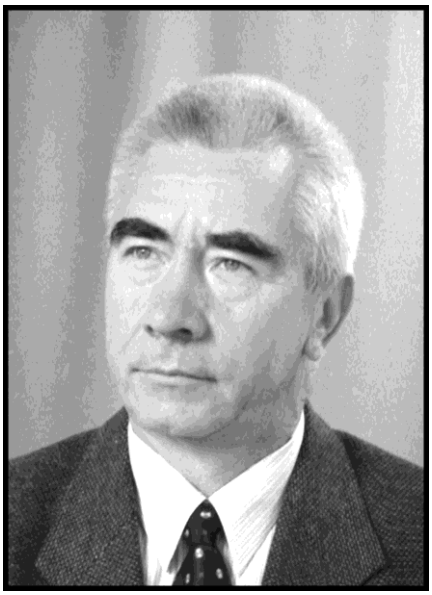
Information about the authors:

Aleksandr S. Gulyaev – PhD student of the Institute of Advanced Materials and Technologies, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), gulyaev.work@yandex.ru

Vladimir B. Koltsov – Dr. Sci. (Chem.), Prof. of the Institute of Advanced Materials and Technologies, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), koltsov_v_b@mail.ru

Elena A. Sevryukova – Dr. Sci. (Eng.), Prof., Deputy Director for Education of the Institute of Advanced Materials and Technologies, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), melaly@mail.ru

Памяти Бархоткина Вячеслава Александровича



25.01.1938 – 26.05.2019

26 мая 2019 г. ушел из жизни Вячеслав Александрович Бархоткин – известный ученый в области вычислительных средств и систем управления, талантливый конструктор, лауреат Государственной премии СССР в области науки и техники, заслуженный деятель науки Российской Федерации, член-корреспондент Российской академии ракетно-артиллерийских наук, дважды лауреат премии им. С.И. Мосина.

В 1962 г. В.А. Бархоткин закончил с отличием МВТУ им. Н.Э. Баумана и последующие десять лет работал на кафедре счетно-решающих устройств МВТУ в должностях инженера, старшего инженера, ассистента, доцента. В 1972 г. переведен в МИЭТ на должность доцента кафедры вычислительной техники. В том же году назначен начальником, в 1975 г. – начальником и заместителем главного конструктора, в 1988 г. – начальником и главным конструктором Отраслевой лаборатории Минобороны СССР в МИЭТ. После реорганизации лаборатории назначен на должность директора и главного конструктора НИИ вычислительных средств и систем управления МИЭТ (НИИ ВС и СУ).

В 1980 г. В.А. Бархоткин защитил докторскую диссертацию, в 1988 г. возглавил кафедру вычислительной техники МИЭТ. С 1998 по 2008 г. В.А. Бархоткин работал проректором МИЭТ по научной работе. С 2008 по 2019 г. – заместитель проректора по научной работе, директор НИИ ВС и СУ.

Профессор В.А. Бархоткин руководил работами по созданию специализированных управляющих и вычислительных систем. При его непосредственном участии созданы, испытаны и внедрены системы управления противотанковыми управляемыми снарядами, оригинальные конструкции танковых баллистических вычислителей, вычислительные системы зенитных, корабельных и артиллерийских комплексов, поставленных на вооружение как в российской армии, так и в армиях ряда зарубежных стран. Разработки профессора В.А. Бархоткина используются в промышленности, энергетике, на транспорте, в социальной сфере.

В.А. Бархоткин – основатель научной школы в МИЭТ в области проектирования информационно-управляющих систем с элементами искусственного интеллекта для перспективных роботизированных комплексов специального назначения, которая стала победителем конкурсов на соискание грантов Президента России по государственной поддержке ведущих творческих коллективов.

Как высококвалифицированный специалист, обладающий соответствующими научными достижениями и опытом работы, В.А. Бархоткин был аккредитован и включен в Федеральный реестр экспертов научно-технической сферы.

Работу в Отраслевой лаборатории и НИИ ВС и СУ В.А. Бархоткин совмещал с активной учебно-педагогической деятельностью. Несмотря на большую загруженность, Вячеслав Александрович находил время для организации и проведения в Отраслевой лаборатории интереснейших научно-методологических семинаров.

В.А. Бархоткин внес значительный вклад в становление и развитие современных форм организации учебного процесса. Им разработаны и поставлены курсы лекций по следующим дисциплинам: «Основы автоматики», «Теория автоматического регулирования», «Основы автоматики вычислительных устройств», «Вычислительная техника в инженерных и экономических расчетах», «Основы теории приборов управления», «Основы теории измерений», «Основы теории автоматического регулирования приборов управления», «Специализированные вычислительные устройства» и др.

В 2005 г. профессор В.А. Бархоткин стал лауреатом премии Президента РФ за научно-практическую разработку для системы профессионального образования и научно-инновационной инфраструктуры регионов «Университетский учебно-научный производственный комплекс на основе развития образования, экономики и социальной сферы региона».

В.А. Бархоткин подготовил 5 докторов и более 20 кандидатов технических наук, руководил двумя специализированными советами МИЭТ по присуждению ученых степеней докторов и кандидатов наук. Автор более 300 научных трудов.

В.А. Бархоткин в 2006–2008 гг. возглавлял Центр формирования компетенций «Математическое моделирование и проектирование информационно-управляющих систем», созданный в ходе выполнения инновационной образовательной программы МИЭТ «Современное профессиональное образование для российской инновационной системы в области электроники».

Вячеслав Александрович был членом редколлегии журнала «Известия высших учебных заведений. Электроника» со дня его основания.

За большие успехи в учебной, научной и производственной деятельности В.А. Бархоткин награжден государственными наградами – орденами Октябрьской Революции, Трудового Красного Знамени, «Знак Почета», Дружбы.

Вячеслав Александрович был строгим, но справедливым руководителем, умеющим принимать верные решения. Вместе с тем его отличали удивительная чуткость и доброе отношение ко всем. И в радостных событиях, и в горе он находил для людей нужные слова и многим помог. Вячеслава Александровича любили все, кому посчастливилось работать и общаться с ним.

Светлая память о Вячеславе Александровиче Бархоткине навсегда останется в наших сердцах.

Ректорат МИЭТ
Редколлегия

Памяти Усанова Дмитрия Александровича



24.07.1943 – 05.06.2019

5 июня 2019 г. на 76 году жизни скоропостижно скончался заведующий кафедрой физики твердого тела Саратовского национального исследовательского государственного университета имени Н.Г. Чернышевского (СГУ), профессор, доктор физико-математических наук, Заслуженный деятель науки Российской Федерации, Заслуженный изобретатель Российской Федерации Дмитрий Александрович Усанов.

Дмитрий Александрович Усанов в 1965 г. с отличием окончил физический факультет Саратовского госуниверситета. Затем работал инженером на предприятии электронной промышленности в г. Саратове. В 1972 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности «Физика полупроводников и диэлектриков», в 1989 г. – диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук по специальности «Радиофизика, включая квантовую радиофизику». В 1977 г. ему было присвоено звание старшего научного сотрудника, в 1990 г. – звание профессора по кафедре физики твердого тела. С 1985 г. до настоящего времени Д.А. Усанов заведовал кафедрой физики твердого тела СГУ. С 1989 по 2000 г. и с 2003 по 2013 г. – проректор СГУ по научной работе.

С 1960 г. вся жизнь Д.А. Усанова была связана с Саратовским университетом. Он автор более 400 научных работ, 200 изобретений, под его руководством защищено 58 кандидатских и 8 докторских диссертаций. Его научная, инновационная, изобретательская деятельность была тесно связана с промышленными предприятиями и медицинскими учреждениями Саратовского региона.

Д.А.Усанов активно работал на стыке твердотельной электроники, радиофизики, оптики и медико-биологической диагностики.

За разработку и внедрение новых типов приборов, созданных на основе изобретений Д.А. Усанова, в 1983 г. награжден знаком «Отличник изобретательства и рационализации», в 1980 г. и в 1987 г. – «Лучший изобретатель Саратовской области», более 35 золотыми, серебряными и бронзовыми медалями на зарубежных

выставках изобретений и инноваций, а также медалями ВДНХ СССР и Всероссийского выставочного центра.

В 2008 г. Дмитрий Александрович награжден золотыми медалями Международной федерации Ассоциаций изобретателей (International Federation of Inventors' Associations) за победу в финале Кубка Европы и финале Кубка мира Всемирного конкурса на лучшее изобретение в области компьютерных технологий, в 2009 г. – Гран-при на 5-й Международной ярмарке изобретений SIIF-2009 (г. Сеул, Республика Корея, 2009 г.). За заслуги в научно-техническом творчестве награжден бельгийскими орденами Командора и Офицера, медалью Всероссийского выставочного центра «За успехи в научно-техническом творчестве», знаком «Изобретатель СССР».

В 1997 г. Д.А. Усанов награжден Почетной грамотой Министерства общего и профессионального образования РФ, в 1998 г. ему присвоено звание «Заслуженный деятель науки РФ», в 2000 г. присуждена Государственная научная стипендия РАН, в 2003 г. награжден медалью ордена «За заслуги перед Отечеством» 2-й степени, знаком «Почетный работник высшего профессионального образования РФ», в 2009 г. – почетным знаком «Во благо России» Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам, в 2010 г. – орденом Почета, в 2011 г. – медалью им. Первого космонавта Земли Ю.А. Гагарина.

Д.А. Усанов являлся главным редактором журнала «Известия Саратовского университета. Новая серия. Физика», заместителем главного редактора журналов «Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика», членом редколлегии журнала «Известия вузов. Электроника» и ряда других научных журналов, председателем диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций по специальностям «Радиофизика», «Физическая электроника», «Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах».

Его любовь к физике, электронике, в целом к науке, творческое отношение к любому делу, сердечность и внимание к людям навсегда останутся в сердцах коллег и учеников как пример служения делу и отношения к жизни.

Ректорат МИЭТ
Редколлегия

ЮБИЛЕИ

55 лет НИИМЭ

Научно-исследовательский институт молекулярной электроники: от выполнения НИОКР к электронным технологиям мирового уровня

В 2019 г. АО «НИИМЭ» (г. Москва, г. Зеленоград) отмечает свой 55-летний юбилей. И руководитель, академик РАН Г.Я. Красников, и сам орденоносный Институт выполняют взятые три года назад обязательства перед Президентом и Правительством РФ по реализации приоритетного технологического направления по электронным технологиям. Показано, как увлеченные такими технологиями студенты, специалисты и ученые могут участвовать в развитии направления национального масштаба.

Юбилейная научная сессия. 20 марта 2019 г. состоялась юбилейная научная сессия «55 лет НИИМЭ: годы труда и свершений» [1]. Среди 101 участника сессии – 2 академика РАН, 1 член-корреспондент РАН, 8 докторов и 19 кандидатов наук, 8 ветеранов предприятия, сотрудники НИИМЭ и организаций-партнеров, 10 студентов базовой кафедры микро- и наноэлектроники НИИМЭ в МФТИ.

Восемь докладов на сессии представили сотрудники АО «НИИМЭ»: академик РАН Г.Я. Красников, д.т.н. Е.С. Горнев, д.ф.-м.н. А.Г. Итальянцев, к.т.н. А.В. Волосов, к.ф.-м.н. Д.С. Шипицин, к.т.н. В.И. Эннс, П.В. Игнатов, С.А. Тимошин, а также приглашенные докладчики – академик РАН Ю.А. Чаплыгин (НИУ МИЭТ), О.В. Иващенко (ПАО «Микрон»). Освещалась история Института, отмечались заслуги присутствующих участников; рассматривались вопросы относительно средств проектирования электронной компонентной базы (ЭКБ); особенностей проектирования и производства СВЧ ЭКБ, ЭКБ космического назначения и радиочастотной идентификации, ЭКБ на новых принципах. В области электронных технологий обсуждались способы импортозамещения и успехи в освоении новых технологий. Отмечена важная роль долговременных связей Института с организациями-партнерами в достижении результатов.

Один из сотрудников, работающий практически с основания Института, в кулуарах отметил: «Давно не участвовал в таком глубоком, всестороннем обзоре успешно выполненных работ и планов на будущее нашего предприятия». Действительно, с самого основания Института руководство неизменно ставит высокую планку, а коллектив добивается выполнения задач в полном объеме, качественно и в срок.

К истокам НИИМЭ. Научно-исследовательский институт молекулярной электроники основан в соответствии с приказом Государственного комитета по электронной технике СССР 9 марта 1964 г. [2].

Мотивирующий фактор для коллектива Института первый директор академик АН СССР, академик РАН Камиль Ахметович Валиев сформулировал так: «Нас вдохновляло чувство того, что мы

участвуем в работе национального масштаба, имеющей для огромной державы – СССР – значение, сравнимое, например, с ядерной программой. Причастность к таким программам играет огромную вдохновляющую роль».

В период руководства Институтом дважды лауреатом Государственной премии СССР, доктором технических наук Арташесом Рубеновичем Назарьяном НИИМЭ награжден орденом Трудового Красного Знамени за успешное выполнение задания по разработке и созданию Единой системы ЭВМ в 1983 году. За выдающиеся научные разработки в области проектирования интегральных схем и создания цифровых интегральных схем Ленинской премии удостоены 2 сотрудника НИИМЭ, Государственной премии СССР – 26, премии Совета Министров СССР – 8, премии Ленинского комсомола – 18. В Российской Федерации Государственной премией Российской Федерации награжден один сотрудник НИИМЭ, премией Правительства Российской Федерации –19.

В сложный для нашей страны 1991 г. руководство НИИМЭ взял на себя Г.Я. Красников, член-корреспондент РАН с 1997 г., академик РАН – с 2008 г. Его жизненное кредо – «лучше возглавить процесс, чем сидеть и ждать, что произойдет». Геннадий Яковлевич сохранил и основной научно-технический состав, и площади организации.

К началу текущего десятилетия накоплена достаточная критическая масса для активного формирования вокруг НИИМЭ так называемой бизнес-экосистемы, способствующей научно-технологическому развитию России в области электронных технологий (рисунок, см. 3 стр. обложки), куда входят микро-, нано- и силовая электроника [3–9], ЭКБ на новых принципах и ряд других направлений.

Бизнес-экосистему можно разбить на три условные орбиты, различающиеся масштабом решаемых задач.

Первая орбита бизнес-экосистемы – уровень АО «НИИМЭ». НИИМЭ выполняет научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы в области электронных технологий по направлениям:

- технология микроэлектронного производства сверхбольших интегральных схем (СБИС): физические и технологические основы полупроводниковых структур, технологические процессы, материалы [10–12];
- проектирование СБИС: схемотехнические решения, криптографические алгоритмы, встроенное программное обеспечение [13–15];
- исследования, измерения, испытания СБИС [16, 17].

Академик Г.Я. Красников развивает научную школу по наноэлектронным транзисторным структурам и руководит разработкой перспективных электронных технологий.

НИИМЭ на постоянной основе ведет работы с 11 академическими институтами, более чем 30 отраслевыми институтами и технологическими компаниями и 25 дизайн-центрами в области микроэлектроники, а также зарубежными организациями: IMEC (Бельгия), CEA-Leti (Франция), Technische Universiteit Delft (Голландия), Ecole Speciale de Lausanne (Швейцария), Aselta (Франция) и др.

Потребность НИИМЭ в молодых ученых-физиках и схемотехниках реализуется привлечением выпускников базовых кафедр микро- и наноэлектроники МФТИ и субмикронной технологии СБИС НИУ МИЭТ, возглавляемых Г.Я. Красниковым.

В 2018/2019 учебном году на базовой кафедре МФТИ обучаются 28 студентов и 13 аспирантов. В 2018 г. 12 человек получили диплом бакалавра, 10 – диплом магистра, аспирантуру закончили 3 человека, двое из них защитили кандидатские диссертации.

Название Институту дано 55 лет назад, но только сейчас научно-технологический уровень начинает приближаться к реализации возможностей молекулярной электроники. НИИМЭ совместно с организациями-партнерами предлагает модель молекулярного транзистора, принцип работы которого основан на взаимодействии двух физических явлений, специфичных для открытых квантовых систем [18].

Вторая орбита бизнес-экосистемы – уровень различных органов, ведомств, структур, организаций и предприятий для выявления и поддержки перспективных работ. Идет поиск фундаментальных научных и прикладных технологических работ, выполняемых различными организациями и предприятиями. Далее проводится экспертная оценка целесообразности и эффективности их реализации. Формируются предложения по включению отобранных работ в действующие программы бюджетного финансирования.

В 2011 г. в соответствии с приказом Минпромторга России создан Межведомственный совет главных конструкторов по ЭКБ. На сегодняшний день в его состав входят 58 представителей федеральных органов исполнительной власти, ведомств, интегрированных структур и других организаций, участвующих в создании, закупках, поставках, испытаниях и применении ЭКБ. Цель деятельности Совета – проведение единой технической политики и координация работ в области создания ЭКБ.

Для расширения спектра компетенций НИИМЭ создает Научно-производственный консорциум «Перспективные материалы и элементная база информационных и вычислительных систем», в состав которого входят ИПТМ РАН, ФТИАН РАН им. К.А. Валиева, ИСВЧПЭ РАН, ИФП СО РАН, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, ФИЦ ИУ РАН, ИФТТ РАН, ЭЗАН РАН, АО «НИИТМ», НИУ МИЭТ. В ближайшее время будет рассматриваться вопрос о включении в состав Консорциума ВНИИОФИ – ключевого участника по измерениям. В поддержку развития Консорциума Президентом Российской Федерации подписаны поручения федеральным органам исполнительной власти.

Научный совет РАН «Фундаментальные проблемы элементной базы информационно-вычислительных и управляющих систем и материалов для ее создания» под председательством академика Г.Я. Красникова организовывает и проводит до десяти научных семинаров и научных сессий в год. На каждом мероприятии заслушиваются и обсуждаются от 7 до 12 докладов по определенной теме. Количество участников – представителей ведущих профильных организаций и предприятий – составляет 70 и более человек. Анализ проводимых отечественных исследований по рассматриваемым темам позволяет формировать объективные и научно-обоснованные планы развития российской микроэлектроники на ближайшие годы.

Для придания национального масштаба процессу выявления и поддержки перспективных работ кандидат в президенты РАН 2017 г. академик Г.Я. Красников в своей программе по научно-технологическому развитию России предложил в дальнейшем развивать РАН по следующим направлениям – наиболее важным для развития российской науки: единая координация фундаментальных и поисковых исследований силами РАН; инициация силами РАН стратегических проектов и формирование технологических «цепочек» для запуска цифровой экономики; выполнение РАН функции главного экспертного органа в сфере науки, техники и технологий; формирование политики региональной фундаментальной науки и обеспечение научно-технологического и социально-экономического развития территорий.

Эти направления, хотя и с большими трудностями по сравнению с потенциальными возможностями РАН, реализуются на следующей орбите.

Третья орбита – электронные технологии общенационального масштаба. Формируется научно-техническая и промышленная политика, позволяющая разрабатывать и внедрять промышленные электронные технологии.

Президент России В.В. Путин в 2006 и 2009 гг. с рабочим визитом посещал НИИМЭ. Ежегодно под руководством В.В. Путина проходит совещание с представителями кабинета министров и производителей, посвященное проблемам развития отечественной микроэлектроники.

В 2016 г. Г.Я. Красников в соответствии с Указом Президента Российской Федерации назначен руководителем приоритетного технологического направления по электронным технологиям. В том же году АО «НИИМЭ» определено организацией, ответственной за реализацию технологического направления по электронным технологиям. Создан Совет приоритетного технологического направления по электронным технологиям.

Рассмотренная бизнес-экосистема вокруг АО «НИИМЭ» обеспечивает множество точек приложения сил студентов, специалистов и ученых в удивительном мире электронных технологий. Именно они стремительнее всех остальных областей науки и техники изменяют наш привычный уклад жизни. При грамотном управлении и достижении синергетического эффекта благодаря усилиям отечественных участников данного процесса наша страна сможет добиться лидирующих позиций в этом важнейшем для прогресса общества направлении.

Литература

1. Актуальные задачи микроэлектроники: технологии и микросхемы. Научные результаты НИИМЭ за 2018 год: сб. статей / ***под ред. Красникова Г.Я.*** – М.: АО «НИИМЭ», 2019. – 138 с.

2. ***Красников Г.Я., Горнев Е.С.*** Развитие полупроводниковой микроэлектроники ОАО «НИИМЭ И МИКРОН» // История отечественной электроники: в 2 т.– М.: Столичная энциклопедия, 2012.– С. 539–563.

3. ***Красников Г.Я., Горнев Е.С.*** Возрождение наукоемких отраслей промышленности: Реальность или фантазии? // Пути стабилизации экономики России. – М., 1999. – С. 162–174.

4. ***Красников Г.Я., Горнев Е.С., Матюшкин И.В.*** Общая теория технологии и микроэлектроника: в 3 ч. // Электронная техника. Сер.3: Микроэлектроника. – Ч. 1. – 2017. – Вып. 1 (165). – С. 59–63; Ч. 2. – 2017. – Вып. 4 (168). – С. 16–41; Ч. 3. – 2018. – Вып. 3 (171). – С. 63–93.

5. ***Горнев Е.С.*** Отечественная микроэлектроника: ожидания и перспективы // Наноиндустрия. –2018.– Т. 11.– №6 (85). – С. 392–398.

6. ***Красников Г.Я, Зайцев Н.А.*** Наноэлектроника: состояние, проблемы и перспективы развития // Нано- и микросистемная техника. – 2009. – №1(102). – С. 2–5.

7. ***Gorbatsevich A.A., Krasnikov G.Ya., Shubin N.M.*** Quantum interference molecular inverter // Микро- и наноэлектроника – 2018: сб. тезисов / под ред. В.Ф. Лукичева, К.В. Руденко. – 2018. – С. 57.

8. ***Валеев А.С., Красников Г.Я., Мицын Н.Г.*** Способ изготовления кристаллов с теплоотводящими элементами для вертикальной трехмерной (through–silikon vias) сборки многокристальных сверхбольших интегральных схем // Патент России № 2546710. 2015. Бюл. № 10.

9. ***Красников Г.Я., Лукасевич М.И., Морозов В.Ф., Савенков В.Н.*** Способ изготовления БИКМОП прибора // Патент России № 2141148. 1998.

10. ***Красников Г.Я.*** Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов. – М.: Техносфера, 2011. – 800 с.

11. ***Красников Г.Я.*** Взаимосвязь структурно-примесных и электрофизических свойств системы Si–SiO_2 // Электронная техника. Сер.3: Микро- и наноэлектроника. – 1996.– № 1. – С. 67–68.

12. ***Красников Г.Я., Шелепин Н.А.*** Состояние и перспективы развития технологий и элементной базы СБИС с энергонезависимой памятью // Проектирование систем на кристалле: тенденции развития и проблемы: тезисы докл. – 2010. – С. 55.

13. ***Денисов А.Н. Шелепин Н.А.*** Обеспечение качества РЭА на этапе проектирования специализированной ЭКБ // Петербургский журнал электроники. – 2004. – №3-4. – С. 169.

14. ***Шелепин Н.А.*** Физические основы моделирования паразитных элементов КНИ КМОП СБИС // Нано- и микросистемная техника. – 2015. – №5(178). – С. 9–16.

15. Конструкторско-технологическая платформа проектирования СБИС на базе отечественной технологии КНИ 90 нм / ***С.А. Ильин, С.К. Кочанов, О.В. Ласточкин и др***. // Наноиндустрия. – 2018. – №8 (82). – С. 365–368.

16. Исследование сбоеустойчивости СОЗУ с функцией исправления одиночных сбоев при воздействии ТЗЧ / ***Г.Я. Красников, А.С. Лушников, В.Д. Мещанов и др***. // Наноиндустрия. – 2018. – №5 (82). – С. 327–329.

17. Тестовый объект для калибровки растровых электронных микроскопов / ***Ч.П. Волк, Е.С. Горнев, Ю.А. Новиков и др.*** // Патент России № 2207503. 2001. Бюл. № 18.

18. ***Gorbatsevich A.A., Krasnikov G.Ya., Shubin N.M.*** RT-symmetric interference transistor // Scientific reports. – 2018. – Vol. 8. – P. 1–11.

Грибов Б.Г., чл.-корр. РАН, д-р хим. наук, проф., советник генерального директора АО «НИИМЭ», bor-gribov2009@yandex.ru

Горнев Е.С., д-р техн. наук, проф., зам. руководителя приоритетного технологического направления по электронным технологиям АО «НИИМЭ», egornev@niime.ru

Плотников Ю.И., канд. техн. наук, начальник лаборатории по издательской деятельности АО «НИИМЭ», yplotnikov@niime.ru

Тельминов О.А., канд. техн. наук, главный специалист управления руководителя приоритетного технологического направления АО «НИИМЭ», otelminov@niime.ru



АО «НИИМЭ» с высоты птичьего полета

КОНФЕРЕНЦИИ

Об итогах 26-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2019»

18–19 апреля 2019 г. в Национальном исследовательском университете «МИЭТ» прошла 26-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2019».

В программу конференции включены более 200 докладов молодых ученых из Москвы и Московской области (ИППМ РАН, ФТИАН им. К.А. Валиева РАН, ИОНХ РАН, МГУ им. М.В. Ломоносова, НИУ МИЭТ, НИУ «МЭИ», МАИ, МГТУ им. Н.Э. Баумана, АО «Ангстрем-Т», АО «НИИМЭ», АО НПЦ «ЭЛВИС», АО «Дизайн Центр «Союз», НПК «Технологический центр», ИПТМ РАН, МФТИ), Санкт-Петербурга (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), Воронежа (ВГУ), Екатеринбурга (УрФУ, ИОС УрО РАН), Рыбинска (РГАТУ), Владимира (ВлГУ), Томска (ТУСУР, ТПУ), Таганрога (ИНЭП ЮФУ), Уфы (УГАТУ), Нижнего Новгорода (ННГУ им. Н.И. Лобачевского), Луганска (ЛНУ им. Тараса Шевченко).

К началу работы конференции изданы программа и сборник тезисов докладов.

На конференции работали 12 секций: *нанотехнологии в электронике; материалы микро- и наноэлектроники; проектирование и технология электронных компонентов; микромеханика, сенсоры, робототехнические комплексы; математическое моделирование процессов и технологий; автоматизированные информационные системы и информационные технологии; информационно-управляющие и вычислительные системы и устройства; радиотехника, системы и устройства связи и телекоммуникаций; информационная безопасность; биомедицинская электроника; экологические проблемы электронной промышленности и окружающей среды; менеджмент, маркетинг и инновации наукоемких предприятий*.

На пленарном заседании вступительное слово произнес доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе МИЭТ С.А. Гаврилов. С докладом «Экстремальные световые поля и лазерное ускорение частиц» выступил доктор физико-математических наук, профессор МГУ им. М.В. Ломоносова А.Б. Савельев-Трофимов. В докладе сделан обзор основ физики экстремальных полей, методов их генерации и способов ускорения электронов и ионов такими полями, а также показано взаимодействие лазерного излучения с веществом (физика плазмы, ядерные процессы в плазме). Участники конференции получили исчерпывающие ответы на заданные вопросы.

Во время работы конференции студенты и сотрудники имели возможность познакомиться с продукцией двух издательств учебной, научной и научно-популярной литературы: РИЦ «Техносфера» и «Лаборатория знаний».

В рамках работы секций студенты, аспиранты и преподаватели приняли участие в обсуждении современных проблем и основных тенденций дальнейшего развития приоритетных направлений науки и техники. На секциях доклады представили 158 человек.

Дипломами за первое место в конкурсе научных работ аспирантов отмечены 2 доклада, в конкурсе научных работ студентов, бакалавров и магистров – 11 докладов. Лучшие работы соответствующего профиля рекомендованы к публикации в журнале «Известия высших учебных заведений. Электроника» и в сборнике статей, который будет размещен в системе РИНЦ.

О.Г. Харач,
к.э.н, доц. кафедры экономики,
менеджмента и финансов
и Института СПИНТех МИЭТ

К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ

(Правила оформления рукописей действуют с 1 октября 2018 г.)

ВАЖНАЯ ИНФОРМАЦИЯ! Статьи принимаются в редакцию только при наличии договора о передаче авторского права. Статьи, рекомендованные для публикации в журналах Semiconductors и Russian Microelectronics, необходимо также сопровождать договорами о передаче авторского права.

Научно-технический журнал **«Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА»** публикует **на русском и английском языках** оригинальные и обзорные (заказные) статьи. В центре внимания журнала – актуальные проблемы электроники. Термин «электроника» включает микро-, нано-, опто- и акустоэлектронику, фотонику, вакуумную и СВЧ-электронику и др. Освещаются физические, технологические и схемотехнические аспекты этих направлений электроники.

Основные рубрики:

- **фундаментальные исследования;**
- **материалы электроники;**
- **технологические процессы и маршруты;**
- **элементы интегральной электроники;**
- **схемотехника и проектирование;**
- **микро- и наносистемная техника;**
- **интегральные радиоэлектронные устройства;**
- **биомедицинская электроника;**
- **информационно-коммуникационные технологии;**
- **проблемы высшего образования.**

В редакцию представляются:

1. Текст статьи, включая аннотации, рисунки, таблицы, библиографический список, список авторов и сведения о них, подготовленный на компьютере и распечатанный на лазерном принтере на белой бумаге формата А4 с четким и ясным шрифтом ***в 2-х экземплярах.***
2. Электронный вариант статьи для верстки, подготовленный на IBM PC в формате MS Word for Windows.
3. Экспертное заключение, рекомендация кафедры, сопроводительное письмо на официальном бланке (для сторонних организаций).
4. Лицензионный договор о передаче авторского права в 2-х экземплярах. Форму лицензионного договора с автором можно найти по ссылке: http://ivuz-e.ru/authors/

Статья должна быть подписана всеми авторами.

Ориентировочный объем публикаций: для статьи 12 страниц текста и 5 рисунков, для краткого сообщения не более 4 страниц текста и 2 рисунка.

Статья должна содержать введение, основную часть, заключение.

Первая страница статьи оформляется следующим образом: индекс УДК; название статьи; инициалы, фамилия автора; название учреждения, где выполнена работа; e-mail; аннотация на русском языке, ключевые слова. Далее следует текст статьи. Статья должна быть пронумерована насквозь.

Аннотация:

Аннотация должна быть структурирована и содержать: обоснование проблемы (введение); методы исследования; результаты; заключение. Рекомендуемый объем: 150–200 слов.

Аннотации должны быть распечатаны на отдельных страницах:

- на английском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора и местом работы;
- на русском языке с названием статьи, инициалами и фамилией автора и местом работы.

После аннотаций необходимо дать ***ключевые слова*** на русском и английском языках.

В электронном варианте аннотации на английском и русском языках оформляются в виде отдельных текстовых файлов.

Текст:

- печатается ***через два интервала*** с размером шрифта не меньше стандартного машинописного (13 кегль, Times New Roman);
- абзацы отделяются друг от друга одним маркером конца абзаца (применение этого символа в других целях не допускается), ширина отступа (0,75 см) устанавливается в меню Word Формат/Абзац; набор текста начинается с левого края; по правому краю текст не выравнивается; текст набирается без переносов;
- все слова внутри абзаца разделяются только одним пробелом;
- перед знаками препинания пробелы не ставятся, после них – один пробел;
- разрядка слов не допускается;
- не допускается применение псевдографики, а также стилей.

Формулы:

Для набора формул в MS Word используется MathType 6.0. Установки редактора формул Styles/Sizes (Стили/Размеры) только ***по умолчанию.*** Пронумерованные формулы (нумеруются только те, на которые ссылаются в тексте) выносятся отдельной строкой и располагаются по центру.

Иллюстрации:

1. Векторные рисунки представляются в формате файла CDR (версии не выше CorelDraw X3). Текст и линии на рисунке должны быть редактируемыми (текст не «в кривых»).
2. Полутоновые рисунки (фотографии) могут быть представлены в формате TIFF (без компрессии). **Использование MS Word не допускается.**
3. Фотографии могут быть представлены в градациях серого на матовой бумаге (предпочтительно формата 9×12 см).

Каждый рисунок должен быть представлен в отдельном файле. Формат рисунков не должен превышать 15×22 см. Рисунки должны быть упомянуты в тексте, пронумерованы и надписаны (на обороте каждого рисунка разборчиво написать порядковый номер, ФИО автора). На иллюстрациях, по внешнему виду которых трудно или невозможно определить их расположение, следует писать «верх» и «низ». Обозначения на осях должны быть переведены на английский язык.

Подрисуночные подписи (на русском и английском языках) прилагаются на отдельном листе.

Таблицы должны быть обязательно упомянуты в тексте и иметь заголовки (на русском и английском языках), данные в головке таблицы должны быть переведены на английский язык.

Библиографический список:

- оформляется согласно ГОСТ Р 7.0.5–2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления»; должен содержать не менее 10 названий (в обзорных (заказных) статьях – не более 50 названий); ссылки в тексте даются в квадратных скобках: [1];
- нумерация источников должна соответствовать очередности ссылок в тексте;
- русскоязычные источники также должны быть переведены на английский язык.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Список авторов и сведения о них:

- оформляется отдельным файлом;
- необходимо указать: фамилию, имя, отчество полностью; ученую степень, ученое звание, должность, место работы, служебный адрес (на русском и английском языках), служебный телефон, e-mail;
- указать автора, ответственного за прохождение статьи, для аспирантов – научного руководителя.

Плата за публикацию статей не взимается.

Статьи направлять по адресу: 124498, г. Москва, г. Зеленоград, площадь Шокина, дом 1, МИЭТ, редакция журнала «Известия вузов. Электроника», комн. 7231.

Тел.: 8-499-734-62-05

E-mail: magazine@miee.ru

http://ivuz-e.ru

НИИМЭ
НИИ МОЛЕКУЛЯРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

55 ЛЕТ НИИМЭ



Бизнес-экосистема АО «НИИМЭ»:

- орбита 1 - уровень АО «НИИМЭ»
- орбита 2 - уровень Межведомственного совета главных конструкторов по электронной компонентной базе, Консорциума «Перспективные материалы и элементная база информационных и вычислительных систем», Научного совета РАН «Фундаментальные проблемы элементной базы информационно-вычислительных и управляющих систем и материалов для ее создания», Группы компаний «НИИМЭ», Консультативного научного совета Инновационного центра «Сколково» и пр.
- орбита 3 - уровень приоритетного технологического направления Российской Федерации по электронным технологиям

(*рисунок к статье «Научно-исследовательский институт молекулярной электроники: от выполнения НИОКР к электронным технологиям мирового уровня, стр. 318»*)