

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Доклады ТУСУР. 2023 • Том 26, № 1

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2023 • Том 26, № 1



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
2023, том 26, № 1**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Редакционная коллегия

В.М. Рулевский, д.т.н., доцент, ректор ТУСУРа, научный руководитель направления НИИ АЭМ ТУСУРа, Томск, (*гл. редактор*).

А.А. Шелудянов, д.т.н., проф., президент ТУСУРа, заслуженный работник высшей школы РФ, почётный работник науки и техники РФ, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области образования, дважды лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Томск, <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701> (*зам. гл. редактора*).

А.Г. Лошилов, к.т.н., доцент, проректор по научной работе и инновациям, зав. каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры, ТУСУР, Томск, (*зам. гл. редактора*).

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент, ТУСУР, Томск, (*отв. секретарь*).

М.П. Батура, д.т.н., проф., гл. науч. сотрудник, БГУИР, заслуженный работник образования Республики Беларусь, Минск, Беларусь.

Б.А. Беляев, д.т.н., проф., зав. лабораторией ЭиСВЧЭ, Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, заслуженный изобретатель России, Красноярск.

Ян Браун (Jan G. Brown), PhD, Национальная лаборатория им. Лоуренса, Беркли, Калифорния, США.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф., проректор по НР, НИУ «Московский институт электронной техники» (МИЭТ), лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-2967-272X>.

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф. каф. автоматизации обработки информации, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, почетный работник высшего профессионального образования РФ, Томск.

Д.П. Зегжда, д.т.н., проф., чл.-корр. РАН, директор института кибербезопасности и защиты информации Санкт-Петербургского политехнического университета, Санкт-Петербург.

В.М. Исаев, д.т.н., первый заместитель директора, Мытищинский НИИ радиоизмерительных приборов, почетный работник науки и техники РФ, почетный работник электронной промышленности, Мытищи, Московская обл.

Г.А. Кобзев, к.т.н., проректор по международному сотрудничеству, ТУСУР, Томск.

А.М. Кориков, д.т.н., проф. каф. автоматизированных систем управления, ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, почетный работник науки и техники РФ, почетный работник высшего профессионального образования РФ, Томск.

Ю.Н. Кульчин, д.ф.-м.н., академик РАН, научный руководитель, Институт автоматизации и процессов управления Дальневосточного отделения РАН, Владивосток.

П.С. Ложников, д.т.н., проф., зав. каф. комплексной защиты информации, главный научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Информационная безопасность» Омского государственного технического университета, Омск.

Н.Д. Малютин, д.т.н., проф., главный научный сотрудник НИИ систем электрической связи (НИИ СЭС), профессор кафедры конструирования узлов и деталей радиоаппаратуры (КУДР) ТУСУРа, Томск.

В.Ш. Меликян (Vazgen Shavarsh Melikyan), д.т.н., проф., чл.-корр. НАН Республики Армения, ЗАО «Синописис Армения», Ереван, Республика Армения, заслуженный деятель науки Республики Армения, Армения, Ереван, <https://orcid.org/0000-0002-1667-6860>.

С.Д. Одинцов, д.ф.-м.н., проф., иностранный член Норвежской академии наук, проф. Института космических исследований, Барселона, Испания.

Е.М. Окс, д.т.н., проф., зав. каф. физики, ТУСУР, зав. лабораторией плазменных источников, Институт сильноточной электроники СО РАН, Томск, <https://orcid.org/0000-0002-9323-0686>.

Э.Д. Павлыгин, к.т.н., зам. ген. директора по науке, ФНПЦ АО «Научно-производственное объединение (НПО) «МАРС», Ульяновск, <https://orcid.org/0000-0002-6255-8865>.

Н.А. Ратахин, д.ф.-м.н., академик РАН, советник директора, Институт сильноточной электроники (ИСЭ) СО РАН, Томск, <https://orcid.org/0000-0002-3820-8777>.

В.К. Сарьян, д.т.н., проф., академик Национальной академии наук (НАН) Республики Армения, Московский физико-технический институт (МФТИ), научный консультант, НИИ радио, заслуженный работник связи РФ, лауреат Государственной премии РФ в области науки и техники, лауреат Премии Правительства РФ в области науки и техники, Москва.

А.Р. Сафин, к.т.н., доц., заведующий кафедрой формирования и обработки радиосигналов НИУ «МЭИ», Москва.

П.Е. Троян, д.т.н., проф., зав. каф. физической электроники, ТУСУР, почётный работник высшего профессионального образования РФ, почётный работник науки и техники РФ, Томск.

И.А. Ходашинский, д.т.н., проф., каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа, заведующий лабораторией интеллектуальных систем каф. КСУП, Томск, <https://orcid.org/0000-0002-9355-7638>.

В.В. Шайдунов, д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, зав. отделом, ФГБУН «Институт вычислительного моделирования СО РАН», научный руководитель научного направления «Математическое моделирование», Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук» (ФИЦ КНЦ СО РАН), Красноярск, <https://orcid.org/0000-0002-7883-5804>.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф., каф. электронных приборов, ТУСУР, заслуженный работник высшей школы РФ, член Оптического общества Америки (OSA), член Международного НТО IEEE/LEOS инженеров по электротехнике и электронике, действительный член Оптического общества им. Д.С. Рождественского, Томск, <https://orcid.org/0000-0001-9308-4458>.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф., директор департамента управления и стратегического развития, ТУСУР, научный руководитель НИИ АЭМ ТУСУРа, зав. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании, заслуженный деятель науки РФ, лауреат Премии Правительства РФ в области образования, Томск.

Адрес издателя, редакции, типографии: 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ТУСУР, тел. (382-2) 51-21-21
Свидетельство о регистрации СМИ выдано Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства
в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия: ПИ № ФС 77-19130

Учредитель: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Подписной индекс 20648 в каталоге агентства «Урал-Пресс»: газеты и журналы.

Верстка, техническое редактирование, подготовка оригинал-макета В.М. Бочкаревой. Корректор В.Г. Лихачева.

Подписано в печать 25.03.2023. Выход в свет 13.06.2023. Формат 60×84 1/8. Печ. л. 8,1. Тираж 500. Заказ 21. Цена 316 руб.

Editorial board

- Viktor M. Rulevskiy** Editor in Chief, Rector of TUSUR University, Scientific adviser at the Research Institute of Automation and Electromechanics, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Sciences in Engineering.
- Alexander A. Shelupanov** Deputy Editor in Chief, President of TUSUR University, Doctor of Sciences in Engineering, Professor, Honored Worker of Higher School of the Russian Federation, Honorary Worker of Science and Technology of the Russian Federation, Laureate of the Russian Federation Government Prize in Education, Twice Laureate of the Russian Federation Government Prize in Science and Technology (Tomsk), <https://orcid.org/0000-0003-2393-6701>.
- Anton G. Loschilov** Deputy Editor in Chief, Vice-Rector for Research and Innovations of TUSUR University, Head of the Department of Design of Components and Parts of Electronic Equipment, TUSUR University (Tomsk), Candidate of Sciences in Engineering.
- Viktor N. Maslennikov** Executive Secretary of the Editor's Office, TUSUR University (Tomsk), Candidate of Sciences in Engineering.
- Mikhail P. Batura** Chief Researcher of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus), Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
- Boris A. Belyaev** Head of the Electrodynamics Department, Institute of Physics SB RAS (Krasnoyarsk), Doctor of Sciences in Engineering.
- Ian G. Brown** PhD in Plasma Physics, Lawrence Berkeley National Laboratories (California, USA).
- Sergei A. Gavrilov** Vice Rector for Research, National Research University of Electronic Technology (MIET, Moscow), Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
- Yury P. Ekhlakov** Professor, Department of Data Processing Automation, TUSUR University, Doctor of Sciences in Engineering.
- Dmitry P. Zegzhda** Professor, Corresponding Member of RAS, Director of the Institute of Cybersecurity and Information Protection, St. Petersburg Polytechnic University (St. Petersburg), Doctor of Sciences in Engineering.
- Vyacheslav M. Isaev** First Deputy Director, Mytishchi Research Institute of Radio Measurement Instruments, Doctor of Sciences in Engineering, Mytishchi (Moscow region).
- Gennady A. Kobzev** Vice-Rector for International Cooperation, TUSUR University (Tomsk), Candidate of Sciences in Engineering.
- Anatoly M. Korikov** Professor, Department of Automated Control Systems, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Engineering.
- Yury N. Kulchin** Scientific Director, Institute of Automation and Control Processes FEB RAS (Vladivostok), Academician of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Sciences in Physics and Mathematics.
- Pavel S. Lozhnikov** Lozhnikov, Doctor of Sciences in Engineering, Head of Department "Complex Information Security" at Omsk State Technical University (Omsk), Professor.
- Nikolay D. Malutin** Leading Researcher at the Research Institute of Electrical Communication Systems (SES), Professor of the Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Sciences in Engineering.
- Vazgen Sh. Melikyan** Director, Academic Department of Synopsis Armenia (Yerevan, Armenia), Corresponding Member of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
- Sergey D. Odintsov** International Member of the Norwegian Academy of Science and Letters, Professor, Institute of Space Sciences, Barcelona, Spain, Doctor of Sciences in Physics and Mathematics.
- Yefim M. Oks** Head of the Department of Physics, TUSUR University, Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
- Eduard D. Pavlygin** First Deputy General Director for Research of Federal Research-and-Production Center JSC R&P Mars (Ulyanovsk), Candidate of Sciences in Engineering.
- Nikolay A. Ratakhin** Director's Advisor at Institute of High Current Electronics, SB RAS, Academician of the Russian Academy of Sciences (Tomsk), Doctor of Sciences in Physics and Mathematics.
- Vilyam K. Saryan** Scientific Adviser at the Research Institute of Radio (Moscow), Academician of the National Academy of Sciences of Armenia, Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
- Ansar R. Safin** Associate Professor, Department of Formation and Processing of Radio Signals, National Research University MPEI (Moscow), Candidate of Sciences in Engineering.
- Pavel E. Troyan** Head of Department of Physical Electronics, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
- Ilya A. Hodashinsky** Professor, Department of Computer Control and Design Systems, Head of the Laboratory of Intelligent Systems, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Sciences in Engineering.
- Vladimir V. Shaidurov** Director, Institute of Computational Modeling SB RAS (Krasnoyarsk), Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Sciences in Physics and Mathematics, Professor.
- Stanislav M. Shandarov** Head, Department of Electronic Devices, TUSUR University (Tomsk), Doctor of Sciences in Physics and Mathematics, Professor.
- Yury A. Shurygin** First Vice-Rector of TUSUR University (Tomsk), Doctor of Sciences in Engineering, Professor.
-

Содержание

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Коряковцев А.С., Бабак Л.И., Коколов А.А. Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах	7
Дубинин Д.В. Угловое разрешение сигналов в многобазовых фазовых пеленгаторах	16
Соркин А.А. Волноводные двухмодовые полосно-пропускающие фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами	26
Полянских П.А., Денисов В.П., Мещеряков А.А. Кепстральная обработка сигналов в пассивной однопозиционной системе местоопределения источников радиоизлучения	34
Миненко Д.Е., Шеерман Ф.И. Проектирование полосковых резонаторов для измерения ϵ_r и $\text{tg}\delta$ листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне	41
Медведев А.В. Моделирование и экспериментальное исследование четырехпроводной полосковой структуры с трехкратным модальным резервированием при отказах её элементов	48
Толмачева А.С., Каменский А.В., Тисленко А.А., Титов Д.В. Применение быстродействующих рекурсивно-сепарабельных фильтров для обработки зашумленных изображений	56

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Сарин К.С. Нечеткий классификатор типа Min-Max: обзор	65
Беляков Д.С., Калинин Е.О., Конев А.А., Шелупанов А.А., Мицель А.А. Модели жизненного цикла и угрозы безопасности микросхемы во время ее разработки и эксплуатации	76
Милько Д.С., Данеев А.В. Множество вариантов решений для задачи выбора мер защиты объектов критической информационной инфраструктуры	82
Казючиц В.О., Боровиков С.М., Батура М.П., Шнейдеров Е.Н. Прогнозирование класса надёжности изделий электронной техники методом преобразования информативных параметров в дискретный код	91
Горитов А.Н., Гончаров К.В. Построение плана траектории перемещения манипуляционного робота на основе модифицированного метода муравьиных колоний	98
Прокудин А.А., Силич М.П. Анализ факторов преступности на основе гибридных когнитивных карт	107

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

М.В. Бейков, В.Г. Букреев Математическая модель мостового статического преобразователя напряжения	119
Требования	130

Contents
ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING AND COMMUNICATIONS

Koryakovtsev A.S., Babak L.I., Kokolov A.A. Computer symbolic analysis and study of the signal characteristics of a microwave integrated transimpedance amplifier based on CMOS-transistors.....	7
Dubinin D.V. Angular resolution of signals measurement in multi-base phase direction finders.....	16
Sorkin A.A. Waveguide dual-mode bandpass filters based on half-wave resonators with stubs	26
Polyanskich P.A., Denisov V.P., Mescheryakov A.A. Cepstral signal processing in a passive single-position radio source location system	34
Minenko D.E., Sheyerman F.I. Design of stripline resonators for measuring the ϵ_r and $\text{tg}\delta$ of sheet dielectric materials in the microwave range	41
Medvedev A.V. Experimental evaluation of decomposition pulse voltage in a double-sided PCB with triple modal reservation after failures.....	48
Tolmacheva A.S., Kamenskiy A.V., Tislenko A.A. Application of high-speed recursively-separable filters for processing noisy images.....	56

CONTROL, COMPUTER SCIENCE AND INFORMATICS

Sarin K.S. Fuzzy Min-Max Classifier: Review	65
Belyakov D.S., Kalinin E.O., Konev A.A., Shelupanov A.A., Mitsel A.A. Life-cycle models and security threats to the microchip during its development and exploitation	76
Milko D.S., Daneev A.V. Multiple of solutions for the choosing measures task to cybersecurity of critical infrastructure.....	82
Kaziuchyts V.O., Borovikov S.M., Batura M.P., Shneiderov E.N. Prediction of the class of reliability of electronic equipment by the method of converting informative parameters into a discrete code	91
Goritov A.N., Goncharov K.V. Motion trajectory planning for a manipulator based on modified ant colony optimization.....	98
Prokudin A.A., Silich M.P. Analysis of crime factors with hybrid cognitive maps	107

ELECTRICAL ENGINEERING

Beykov M.V., Bukreev V.G. Mathematical model of full-bridge voltage converter	119
Manuscript requirements	130

**ЭЛЕКТРОНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 621.375.4

А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов

Компьютерный символьный анализ и исследование сигнальных характеристик СВЧ-интегрального трансимпедансного усилителя на КМОП-транзисторах

Предложена методика исследования и проектирования СВЧ-трансимпедансных усилителей (ТИУ), основанная на совместном применении компьютерного символьного анализа и линейных моделей КМОП-транзисторов в виде эквивалентных схем (ЭС). Методика дает возможность проанализировать с помощью автоматически генерируемых аналитических выражений влияние различных параметров схемы на характеристики усилителя и получить рекомендации для проектирования ТИУ. Исследование влияния отдельных элементов ЭС-приборов помогает выбрать конструкцию и размеры КМОП-транзисторов для интегральных ТИУ.

С использованием компьютерного символьного анализа исследован ТИУ по схеме общий исток–общий сток с параллельной обратной связью по напряжению. Проведен анализ зависимостей основных характеристик СВЧ ТИУ (трансимпеданса, группового времени задержки, входного и выходного импедансов) от величин элементов схемы и параметров транзисторов, а также анализ устойчивости усилителя. Показано, что, в отличие от обычно используемого анализа ТИУ на базе идеализированных моделей активных элементов, предлагаемый подход обеспечивает достаточную точность расчета характеристик усилителя вплоть до частоты 30 ГГц.

Ключевые слова: трансимпедансный усилитель, СВЧ, ИС, КМОП-транзистор, малосигнальная модель, символьный анализ, компьютерная алгебра.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-7-15

В настоящее время наблюдается быстрое развитие волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) для передачи больших объемов данных с высокой скоростью. Оптические приёмники являются неотъемлемой частью подобных линий, их параметры во многом определяют такие характеристики ВОЛС, как скорость и дальность передачи информации, а также уровень ошибок [1–3]. Главными компонентами оптического приемника являются фотодиод (ФД), преобразующий модулированный оптический сигнал в электрический, и подключенный к выходу ФД трансимпедансный усилитель (ТИУ). В данный момент скорости передачи данных уже достигают 100 Гбит/с и выше. Соответственно, современные ТИУ часто фактически являются СВЧ-устройствами с полосами пропускания в десятки гигагерц [1–7].

Хотя СВЧ ТИУ могут быть выполнены как с цепями отрицательной обратной связи (ООС), так и без них [1–3], ТИУ с ООС обладает целым рядом преимуществ, включая более широкую полосу пропускания, больший динамический диапазон и меньшую чувствительность к изменению параметров. В зависимости от требуемого коэффициента усиления в состав ТИУ могут входить один или несколько усилительных каскадов [2–5].

Сейчас в мире все большее распространение получают интегральные схемы (ИС) ТИУ на базе кремниевых КМОП-техпроцессов, так как, в отличие от усилителей, выполненных по другим полупроводниковым технологиям (SiGe и InP), при сравнимых ширине полосы частот и быстродействии (до 40 Гбит/с и выше) они обладают более низкими стоимостью и энергопотреблением [1, 2, 5, 6]. В России также имеется радиочастотный 90 нм КМОП-техпроцесс, потенциально пригодный для изготовления ИС ТИУ с полосами пропускания до 15–20 ГГц, однако до сих

пор разработок интегральных ТИУ со скоростью более 3 Гбит/с на отечественных технологиях не имеется. В связи со сказанным и необходимостью импортозамещения задача разработки российских ИС ТИУ, обеспечивающих скорости до 10 Гбит/с и более, является очень актуальной.

Анализу характеристик ТИУ, в том числе на базе КМОП-транзисторов, посвящено большое количество работ [1–4, 6, 7 и др.]. Однако они чаще всего основаны на представлении активного элемента или ТИУ в виде идеального (например, операционного) усилителя, к которым подключены ФД, а также цепи коррекции и (или) ООС [1–4, 7] (рис. 1). Полученные на основе такого представления аналитические формулы позволяют выявить на качественном уровне зависимости основных характеристик ТИУ и оптических приемников от параметров составляющих компонентов. Однако подобный идеализированный подход не обеспечивает нужной точности анализа интегральных широкополосных СВЧ ТИУ уже на частотах в несколько гигагерц.

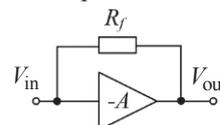


Рис. 1. Идеализированное представление ТИУ с параллельной резистивной обратной связью (R_f)

Кроме того, в известной литературе анализ ТИУ является неполным – основное внимание уделено исследованию трансимпедансного усиления и шумовых параметров, но недостаточно рассмотрены такие важные (особенно в СВЧ-области) характеристики, как частотные зависимости входного и выходного импедансов усилителей, группового времени запаздывания, а также вопросы устойчивости.

Проектирование интегральных СВЧ ТИУ, как и вообще СВЧ-усилителей, сейчас выполняется, как правило, с помощью САПР с использованием численных методов моделирования и точных моделей активных элементов. Однако такие методы не дают возможности быстро оценить потенциальные возможности различных схем ТИУ, влияние отдельных элементов на основные характеристики, а также выполнить расчет элементов усилителя по требованиям к характеристикам.

В этом смысле более перспективным представляется подход к проектированию ТИУ и усилителей других классов СВЧ-диапазона, при котором вначале выводятся аналитические выражения для характеристик, на их основе исследуются свойства схемы и разрабатывается методика расчета элементов, а затем для более полного анализа и уточнения результатов проводится окончательное численное моделирование в САПР.

Однако для такого подхода применительно к СВЧ-устройствам активные элементы (транзисторы) на этапе получения аналитических формул должны быть представлены не в виде идеального усилительного блока, как на рис. 1, а с помощью обеспечивающих приемлемую точность в рабочем диапазоне частот ТИУ эквивалентных схем (ЭС). Дополнительная сложность состоит в том, что ручной вывод аналитических выражений на основе ЭС СВЧ-транзисторов даже для простых схем сверхвысокочастотных усилителей сопряжен с большой трудоемкостью и возможностью ошибок. Видимо, в связи с этим подобные методики аналитического исследования и расчета СВЧ-усилительных схем (в том числе ТИУ) на базе достаточно полных ЭС-транзисторов для частот выше 2–3 ГГц не получили распространения.

В настоящей статье предлагается методика исследования и проектирования СВЧ ТИУ на КМОП-транзисторах, позволяющая частично преодолеть указанные трудности. Она основана на применении компьютерного символьного анализа схем [8] с использованием линейных моделей КМОП-транзисторов в виде ЭС. Символьный анализ – это устоявшийся термин для обозначения современного подхода к исследованию и проектированию электрических цепей и электронных схем [8]. Он состоит в автоматическом выводе (генерации), обработке и упрощении аналитических формул для характеристик схем на ЭВМ с использованием графов, алгебраических или теоретико-множественных подходов [9] либо алгоритмов компьютерной алгебры [10]. Последние алгоритмы сейчас реализованы в нескольких универсальных и специализированных программных пакетах, включая Matlab, Mathcad, Maple V и др.

В настоящее время компьютерный символьный анализ схем получил широкое применение при разработке сравнительно низкочастотных аналоговых устройств, в частности, операционных усилителей на основе идеализированного представления активных элементов (аналогично рис. 1) [8]. Однако работы, посвященные его применению для исследования и

расчета СВЧ-усилителей и, в частности, ТИУ на базе описания транзисторов с помощью достаточно точных ЭС, авторам неизвестны.

Предлагаемая методика благодаря компьютерному выполнению математических операций в символьной форме резко снижает трудоемкость вывода аналитических формул и вероятность ошибок. Она обеспечивает представление характеристик СВЧ ТИУ в аналитическом виде как явных функций частоты, параметров элементов схемы и элементов ЭС-транзисторов. Этим достигается целый ряд дополнительных возможностей по сравнению с традиционным численным моделированием [8, 9, 11]:

а) наглядное аналитическое исследование характера зависимостей характеристик схемы от параметров одного или нескольких элементов;

б) анализ устойчивости схем классическими методами [12, 13];

в) разработка методик расчета конкретных вариантов ТИУ на основе подходов, которые ранее были предложены для проектирования схем, представленных символьными входными и передаточными функциями [14, 15];

г) гораздо меньшее время многовариантного моделирования и оптимизации характеристик схем при варьировании параметров элементов;

д) меньшее влияние ошибок округления чисел в ЭВМ на конечные результаты расчетов;

е) более быстрый и более детальный расчет частотных зависимостей характеристик в большом числе точек, благодаря чему снижается вероятность «пропуска» максимумов, минимумов и других характерных особенностей характеристик.

В статье методика применена к исследованию распространенного варианта входного каскада интегрального ТИУ по схеме общий исток (ОИ) – общий сток (ОС) с параллельной ООС [1, 2], который выполняется по отечественной КМОП-технологии. Рассмотренный подход открывает возможность разработки на единой основе программы для исследования и расчета разных схем СВЧ ТИУ [16].

Входной каскад ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС

ТИУ описываются следующими основными сигнальными характеристиками, зависящими от частоты СВЧ-сигнала f :

1. Коэффициент трансимпедансного усиления (трансимпеданс) Z_T , характеризующий эффективность преобразования входного тока ТИУ I_{in} (от ФД) в его выходное напряжение U :

$$Z_T = U_{out} / I_{in} . \quad (1)$$

2. Входной (Z_{in}) и выходной (Z_{out}) импедансы ТИУ.

3. Групповое время задержки (ГВЗ) τ , которое может быть определено как производная ФЧХ $\varphi(f) = \arg K_U(f)$ по частоте f :

$$\tau(f) = \frac{1}{360} \frac{d\varphi(f)}{df} , \text{ с.} \quad (2)$$

Помимо указанных сигнальных характеристик, ТИУ еще характеризуются шумовым током на входе,

но исследование этого параметра будет являться предметом отдельной публикации.

Электрическая схема входного каскада ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС представлена на рис. 2 [1, 2]. Основное усиление по напряжению обеспечивается транзистором T_1 , включенным по схеме с ОИ, а транзистор T_2 , включенный по схеме с ОС, представляет собой истоковый повторитель напряжения. Резистор ООС R_f выравняет частотную характеристику коэффициента трансимпедансного усиления Z_T , а также определяет входной импеданс Z_{in} ТИУ. При увеличении R_f возрастает Z_T и снижается входной шумовой ток, но падает полоса пропускания ТИУ. Резистор R_1 определяет рабочую точку транзистора T_1 . Резистор R_2 задаёт рабочую точку истокового повторителя (T_2), при интегральном исполнении ТИУ вместо этого резистора обычно используется токовое зеркало.

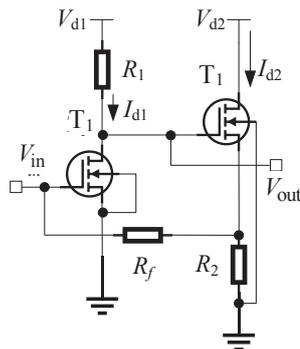


Рис. 2. Схема входного каскада ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС

ТИУ должен обеспечить нужный размах выходного напряжения для следующего каскада, при этом выходной сигнал может сниматься как с истока транзистора T_2 , так и с его затвора. Поскольку выходное напряжение истокового повторителя примерно равно входному, степень влияния ООС и сами характеристики ТИУ для обоих вариантов не будут сильно различаться. Во втором варианте коэффициент усиления ТИУ несколько меньше, но можно обеспечить большее постоянное напряжение смещения для следующего каскада усиления [2], по этой причине мы анализируем именно этот вариант схемы.

Символичный анализ ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС

В качестве основы для выполнения компьютерного символического анализа сигнальных характеристик ТИУ по схеме ОИ–ОС с параллельной ООС (см. рис. 1) был применен метод узловых потенциалов [17]. При анализе каждый из полевых КМОП-транзисторов представлен упрощённой ЭС [3], показанной на рис. 3; здесь использованы общепринятые обозначения, ток стока описывается выражением $I_{ds} = g_m \cdot U_{gs}$, где g_m – крутизна транзистора, U_{gs} – напряжение затвор–сток. В ряде публикаций (например, [6]) показано, что применение такой упрощённой ЭС интегрального КМОП-прибора во многих случаях даёт достаточно точные результаты до частот 10–20 ГГц и

выше. Для общности результатов рассматривается случай, когда транзисторы в схеме на рис. 2 имеют разные ширины затворов и, соответственно, характеризуются различными значениями элементов ЭС.

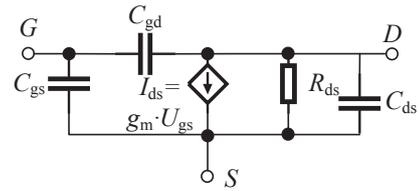


Рис. 3. Упрощённая эквивалентная схема КМОП-транзистора

На рис. 4 изображена схема замещения входного каскада ТИУ (см. рис. 2) для анализа сигнальных характеристик. Для упрощения представления схемы и выводимых выражений пассивные элементы схемы представлены в виде двухполюсников, описываемых проводимостями. Здесь $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$ и $Y_f = 1/R_f$ – соответственно проводимости источника сигнала и резистора ООС; проводимости Y_1 – Y_6 отвечают элементам ЭС-транзисторов: $Y_1 = j\omega C_{gs1}$; $Y_2 = j\omega C_{gd1}$; $Y_3 = G_{ds1} + j\omega C_{ds1}$; $Y_4 = j\omega C_{gs2}$; $Y_5 = j\omega C_{gd2}$; $Y_6 = G_{ds2} + j\omega C_{ds2}$; при этом для транзистора T_1 элементы ЭС обозначаются нижним индексом «1», а для транзистора T_2 – нижним индексом «2»; проводимость $Y_{R1} = 1/R_1$ соответствует резистору R_1 ; проводимость $Y_{R2} = 1/R_2$ соответствует резистору R_2 ; проводимость нагрузки $Y_L = G_L + jB_L$.

В схеме замещения на рис. 4 узел 1 отвечает входу ТИУ, узел 2 – его выходу, при этом входное и выходное напряжения ТИУ равны $U_{in} = U_1$, $U_{out} = U_2$. Схема на рис. 4 позволяет выполнить анализ ТИУ совместно с ФД в оптическом приемнике, в таком случае $Y_S = 1/Z_S = G_S + jB_S$ – это внутренняя проводимость ФД. Приблизительно ФД представляется ЭС в виде включенных параллельно источнику фототока и емкости закрытого перехода диода C_{PD} (см. рис. 2), тогда можно полагать $G_S = 0$ и $B_S = \omega C_{PD}$ [1, 3].

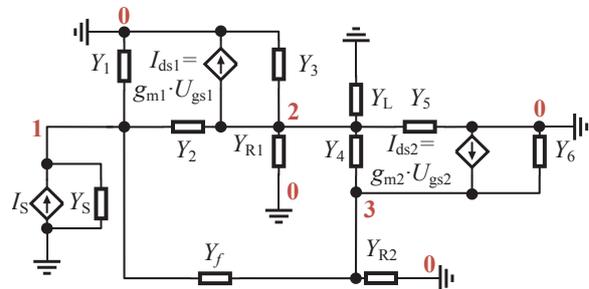


Рис. 4. Схема замещения каскада ТИУ для анализа сигнальных характеристик

В соответствии с [17] сформирована матрица узловых проводимостей схемы на рис. 4

$$Y = \begin{bmatrix} a_1 & -Y_2 & -Y_f \\ b_1 & a_2 & -Y_4 \\ -Y_f & b_2 & a_3 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$a_1 = Y_S + Y_1 + Y_2 + Y_f = G_S + G_f + j\omega(C_{gs1} + C_{gd1}); \quad (4)$$

$$a_2 = Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 + Y_L + Y_{R1} =$$

$$= G_{ds1} + G_L + G_{R1} +$$

$$+ j\omega(C_{gs1} + C_{ds1} + C_{gs2} + C_{gd2}); \quad (5)$$

$$a_3 = Y_4 + Y_6 + Y_{R2} + Y_f + g_{m2} =$$

$$= G_{ds2} + G_{R2} + G_f + g_{m2} + j\omega(C_{gs2} + C_{ds2}); \quad (6)$$

$$b_1 = -Y_2 + g_{m1} = g_{m1} - j\omega C_{gd1}; \quad (7)$$

$$b_2 = -Y_4 - g_{m2} = -g_{m2} - j\omega C_{gs2}. \quad (8)$$

Характеристики ТИУ можно найти по определителю Δ и алгебраическим дополнениям Δ_{ij} матрицы (3) следующим образом [17]:

$$Z_T = \frac{a_3 \cdot b_1 - Y_4 \cdot Y_f}{a_2 \cdot Y_f^2 - a_2 \cdot a_3 \cdot a_1 - a_3 \cdot b_1 \cdot Y_2 - a_1 \cdot b_2 \cdot Y_4 + b_1 \cdot b_2 \cdot Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}; \quad (13)$$

$$K_U = -\frac{b_1 \cdot a_3 - Y_4 \cdot Y_f}{a_2 \cdot a_3 + b_2 \cdot Y_4}; \quad (14)$$

$$Z_{in} = -\frac{a_2 \cdot a_3 + b_2 \cdot Y_4}{a_2 \cdot Y_f^2 - a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - b_1 \cdot a_3 \cdot Y_2 - a_1 \cdot b_2 \cdot Y_4 + b_1 \cdot b_2 \cdot Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}; \quad (15)$$

$$Z_{out} = \frac{-a_1 \cdot a_3 + Y_f^2}{a_2 \cdot Y_f^2 - a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 - b_1 \cdot a_3 \cdot Y_2 - a_1 \cdot b_2 \cdot Y_4 + b_1 \cdot b_2 \cdot Y_f + Y_2 \cdot Y_4 \cdot Y_f}. \quad (16)$$

На основе выражений (3)–(12) была написана программа для модуля программного пакета Mathcad, реализующего алгоритмы компьютерной алгебры [10]. Указанные алгоритмы дают возможность не только автоматически в символьном виде выполнять различные матричные операции, включая раскрытие определителей, но также преобразовывать и упрощать сложные аналитические выражения. После раскрытия определителей в (9)–(12) в программе были получены аналитические выражения (13)–(16), описывающие сигнальные характеристики Z_T , K_U , Z_{in} и Z_{out} ТИУ. Для компактности представления в статье эти выражения записаны через коэффициенты, приведенные в (4)–(8). Однако применение разработанной программы позволяет получить и развернутые аналитические формулы для характеристик в виде комплекснозначных функций частоты f и параметров всех элементов ТИУ и ЭС-транзисторов. При этом все рассмотренные сигнальные характеристики ТИУ имеют вид дробно-рациональных функций (ДРФ) комплексной частоты $p = j\omega$

$$h(p) = \frac{C(p)}{D(p)} = \frac{c_0 + c_1 p + c_2 p^2 + \dots + c_m p^m}{d_0 + d_1 p + d_2 p^2 + \dots + d_n p^n}, \quad (17)$$

где $C(p)$ и $D(p)$ – полиномы соответственно степеней m и n . С помощью алгоритмов компьютерной алгебры при необходимости можно из (17) получить также аналитические выражения для вещественной и мнимой частей или модуля и фазы ДРФ $h(p)$.

Вещественные коэффициенты полиномов c_i и d_j ($i = 0, 1, \dots, m; j = 0, 1, \dots, n$) в (17) зависят от элементов ТИУ:

– коэффициент трансимпедансного усиления

$$Z_T = \frac{U_2}{I_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta}; \quad (9)$$

– коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta_{11}}; \quad (10)$$

– входной и выходной импедансы

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta'}; \quad (11)$$

$$Z_{out} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{\Delta_{22}}{\Delta''}, \quad (12)$$

где Δ' и Δ'' – соответственно значения определителя Δ при $Y_S = 0$ и $Y_L = 0$.

$$c_i = c_i(\mathbf{e}); d_i = d_i(\mathbf{e}), \quad (18)$$

где $\mathbf{e} = (\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{g}_m)$ – вектор элементов ТИУ; $\mathbf{R}, \mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{g}_m$ – соответственно векторы сопротивлений, емкостей, индуктивностей и проводимостей управляемых источников тока, входящих в состав ТИУ и ЭС-транзисторов. Следует отметить, что перед исследованием характеристик ТИУ формулы вида (17) целесообразно упростить, исключив в коэффициентах c_i и d_j полиномов те слагаемые, которые незначительно влияют в исследуемой полосе частот усилителя на характеристику $h(p)$.

В качестве примера ниже записано полученное из (13) упрощенное выражение для трансимпеданса Z_T ТИУ на рис. 1:

$$Z_T(p) = \frac{c_0 + c_1 p}{d_0 + d_1 p + d_2 p^2}, \quad (19)$$

где $c_0 = -g_{m1}(G'_f + G_{ds2} + G_{R2}); c_1 = -g_{m1}C_{t2};$

$$d_0 = G_f^2(G'_L) - g_{m1}g_{m2}G_f - G_f(G'_L + G_{ds1})(G_{R2} + G'_f);$$

$$d_1 = G'_f(G'_L C_{t1} + G_f C_{ds1}) + g_{m1}G'_f C_{gd1} + g_{m1}G_f C_{gs2};$$

$$d_2 = G'_f C_{t1} C_{ds1}. \quad (20)$$

В (20) приняты следующие обозначения:

$$G'_f = G_f + g_{m2}; G'_L = G_L + G_{R1}; C_{t1} = C_{gs1} + C_{gd1};$$

$$C_{t2} = C_{gs2} + C_{ds2}.$$

Также было получено из (19), (20) выражение для значения трансимпеданса $Z_T(0)$ ТИУ на низких частотах (постоянном токе):

$$Z_T(0) = \frac{c_0}{d_0} = \frac{-g_{m1}(G'_f + G_{ds2} + G_{R2})}{G_f^2(G'_L) - g_{m1}g_{m2}G_f - G_f(G'_L + G_{ds1})(G_{R2} + G'_f)} \approx -\frac{R_1 R_L g_{m1}(1 + R_f g_{m2})}{g_{m2}(R_1 + R_L + R_1 R_L g_{m1})} \quad (21)$$

Исследование характеристик ТИУ с обратной связью

С помощью полученных аналитических формул (13)–(16) в компактном и развернутом виде было проведено исследование сигнальных характеристик входного каскада интегрального ТИУ с ООС по схеме на рис. 2. В усилителе используются полевые *n*-канальные транзисторы, выполненные по отечественной 90 нм радиочастотной (РЧ) КМОП-технологии HCMOS10LP с толщиной подзатворного диэлектрика $t_{ox} = 2,1$ нм и типовым напряжением 1,2 В.

Перед анализом были найдены значения элементов ЭС интегральных КМОП-транзисторов [3, 18, 19] (см. рис. 3) для разной ширины затвора W и нескольких режимов по постоянному току, эти данные для $W = 35; 70$ и 105 мкм при напряжениях смещения $V_{gs} = 0,65-0,7$ В, $V_{ds} = 1,2$ В приведены в таблице. В таком режиме при $W = 70$ мкм прибор обладает следующими основными параметрами: граничные частоты $f_1 \approx 70$ ГГц и $f_{max} \approx 90$ ГГц, коэффициент шума $NF \approx 1,7$ дБ на частоте 5 ГГц. Через N_f и W_f в таблице обозначены соответственно число и ширина единичных затворов («пальцев») транзистора.

Значения элементов ЭС КМОП транзистора для трех значений ширины затвора ($W = 35, 70$ и 105 мкм)

W , мкм	N_f	W_f , мкм	C_{gs} , фФ	C_{gd} , фФ	C_{ds} , фФ	R_{ds} , Ом	g_m , мСм
35	50	0,7	28	14	20	1300	21
70	50	1,4	54	26	44	360	43
105	50	2,1	79	38	70	170	65

На основе формул (13)–(16) было проведено исследование влияния сопротивления ООС R_f , ширины затвора W и элементов ЭС транзисторов на частотные зависимости сигнальных характеристик ТИУ. Если иначе не указано, далее результаты представлены для ширин затворов обоих транзисторов $W_1 = W_2 = 70$ мкм, значений сопротивлений $R_1 = 192; R_2 = 812; R_f = 200; R_L = 50$ Ом и режимов транзисторов по постоянному току $I_{d1} = 6,8$ мА; $I_{d2} = 0,8$ мА, $V_{d1} = 2,5$ В, $V_{d2} = 1,85$ В.

На рис. 5 изображена частотная характеристика $|Z_T|$ для разных значений сопротивления ООС R_f . Как видно, уменьшение сопротивления R_f приводит к расширению полосы пропускания (от 8,4 ГГц при $R_f = 300$ Ом до 18 ГГц при $R_f = 50$ Ом), но при этом снижается усиление.

Следует отметить, что в нескольких публикациях (в том числе в [1]) приведено следующее упрощенное выражение для трансимпедансного усиления $Z_T(0)$ ТИУ с ООС (см. рис. 2) на постоянном токе:

$$Z_T(0) \approx -R_f \frac{g_{m1}R'_L}{1 + g_{m1}R'_L} \quad (22)$$

Из (22) следует, что трансимпедансное усиление $Z_T(0)$ ТИУ на рис. 2 всегда меньше сопротивления ООС R_f . Однако полученное с помощью компьютерного символьного анализа более сложное выражение (21) показывает, что при сравнительно малых R_f формула (22) приводит к значительным погрешностям и в реальности указанное соотношение между R_f и $Z_T(0)$ нарушается. Сказанное подтверждается результатами моделирования (см. рис. 5) – например, при $R_f = 50$ Ом величина трансимпеданса на нулевой частоте составляет около 90 Ом.

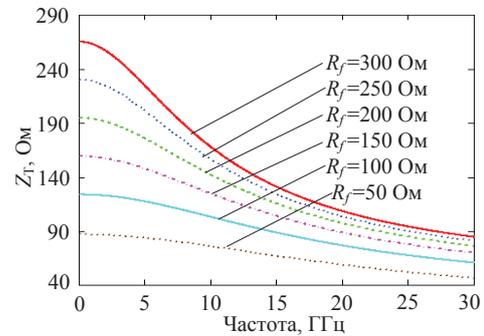


Рис. 5. Частотные зависимости трансимпеданса ТИУ при разных значениях сопротивления ООС R_f

Были исследованы зависимости сигнальных характеристик и полосы пропускания ТИУ от ширины затворов транзисторов T_1 и T_2 (рис. 6–9).

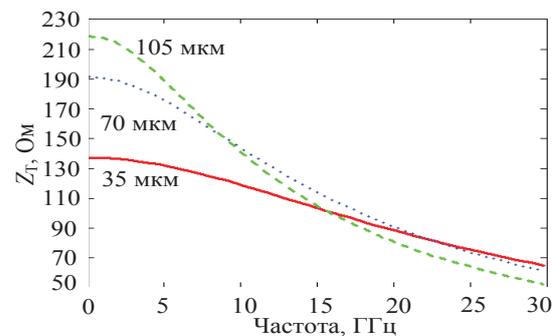


Рис. 6. Частотные зависимости трансимпеданса ТИУ при $W_1 = 35$ мкм, 70 и 105 мкм ($R_f = 200$ Ом)

Обнаружено, что наиболее сильное влияние на сигнальные характеристики ТИУ оказывает величина W_1 , а значение W_2 влияет гораздо слабее. Из графиков на рис. 6 вытекает, что при уменьшении W_1 до 35 мкм полоса пропускания ТИУ расширяется ($\Delta f_{3дБ} = 18,5$ ГГц), но существенно падает трансимпеданс вследствие снижения крутизны транзистора T_1 . Также с уменьшением W_1 снижается абсолютная величина ГВЗ (видимо, из-за уменьшения емкостей прибора), возрастают входное и выходное сопротивления ТИУ (см. рис. 7, 8).

Очевидно, при изменении ширины затворов W_1 и W_2 транзисторов изменяются величины всех элементов ЭС (см. таблицу), при этом наибольшее влияние оказывает емкость C_{gs1} транзистора T_1 . Указанный факт подтверждает рис. 9, где представлены частотные зависимости трансимпеданса $|Z_T|$ ТИУ для

разных величин C_{gs1} (остальные элементы ЭС приборов T_1 и T_2 соответствуют таблице при $W_1 = 70$ мкм). В то же время проходная емкость C_{gd1} и емкости в ЭС транзистора T_2 влияют на сигнальные характеристики ТИУ гораздо в меньшей степени. Подобный анализ влияния отдельных элементов ЭС помогает выбрать топологию и конструкцию КМОП-транзисторов для интегрального ТИУ – в частности, емкость C_{gs} прибора во многом зависит от числа и ширины «пальцев» затвора [4].

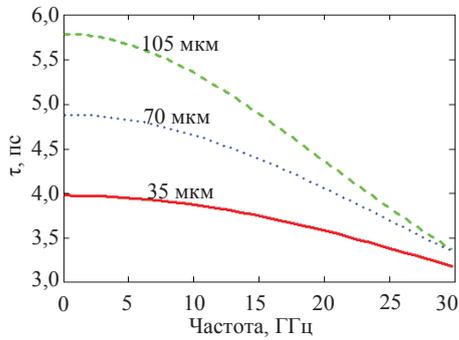


Рис. 7. Частотные зависимости ГВЗ при $W_1 = 35; 70$ и 105 мкм ($R_f = 200$ Ом)

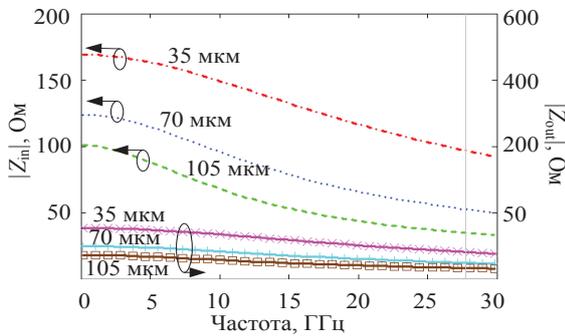


Рис. 8. Частотные зависимости $|Z_{in}|$ и $|Z_{out}|$ при $W_1 = 35; 70$ и 105 мкм

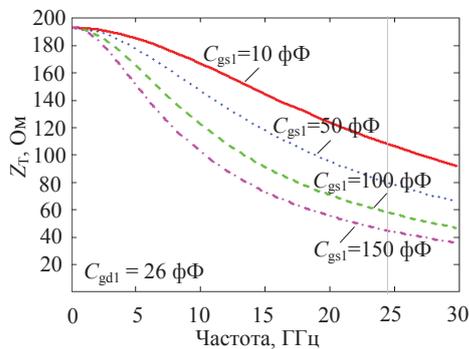


Рис. 9. Частотные зависимости трансимпеданса ТИУ при разных значениях емкости C_{gs1} ($C_{gd1} = 26$ фФ)

Анализ устойчивости ТИУ выполнен на базе аналитического выражения (19) для $Z_T(p)$ с использованием метода корневого годографа [12]. Метод состоит в построении так называемых корневых годографов (траекторий перемещения корней характеристического уравнения исследуемой цепи) на комплексной плоскости при изменении одного или нескольких параметров элементов этой цепи. Если все

корни находятся в левой полуплоскости и отстоят от мнимой оси, схема является устойчивой. При этом может быть найден интервал изменения исследуемого параметра ТИУ, в пределах которого цепь остается устойчивой.

Известные варианты метода корневого годографа применительно к проектированию систем автоматического управления были предложены в «докомпьютерный» период, они рассчитаны на приближенный анализ устойчивости систем по возможности без сложных вычислений корней алгебраических полиномов [12, 13]. Однако в настоящее время численный расчет корней полиномов достаточно высокой степени (до 10 и более) не вызывает затруднений и реализован, в частности, в пакетах Maple, MatLab и Mathcad. Поэтому применен способ, включающий непосредственное вычисление значений корней с помощью численной процедуры и графическое отображение траекторий корней на комплексной плоскости при дискретном изменении с заданным шагом исследуемого параметра схемы, он просто реализуется в программе Mathcad.

Рассмотренным способом была исследована устойчивость входного каскада ТИУ на рис. 1. При этом в качестве характеристического полинома выступает полином знаменателя $D(p)$ в выражении (19) для трансимпеданса Z_T усилителя. Расчет корней $D(p)$ был выполнен в интервале изменения сопротивления ООС R_f от 100 до 1000 Ом при равных значениях ширины затвора транзисторов: $W_1 = W_2 = 70$ мкм.

Так как рассчитанные корневые годографы (рис. 10) полностью располагаются в левой полуплоскости, в указанном диапазоне изменения R_f ТИУ сохраняет устойчивость.

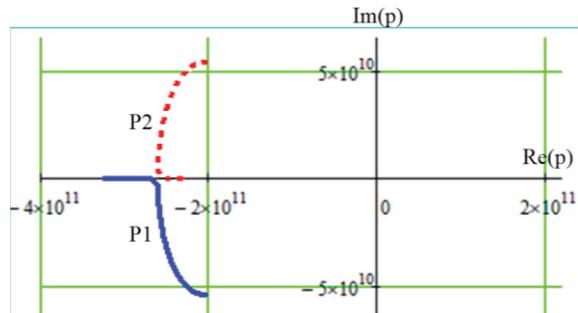


Рис. 10. Корневые годографы ТИУ по схеме рис. 1

При использовании критерия Гурвица [13] символическое представление характеристического полинома $D(p)$ позволяет также записать в аналитическом виде условия устойчивости ТИУ, выраженные через элементы схемы. В частности, для полинома $D(p)$ 2-го порядка эти условия имеют вид [13]

$$d_0 > 0, d_1 > 0, d_2 > 0. \tag{23}$$

В случае ТИУ на рис. 1 коэффициенты d_j ($j = 0, 1, 2$) выражаются соотношениями (20).

Для оценки адекватности и точности представленных результатов расчета и анализа характеристик ТИУ по полученным выше аналитическим формулам было выполнено их сравнение с результатами моделирования в САПР ADS при применении точных

нелинейных моделей КМОП-транзисторов. В качестве примера на рис. 11 показаны частотные зависимости $|Z_T|$, $|Z_{in}|$ и τ , найденные как из аналитических выражений, так и из моделирования в САПР. Это сравнение подтверждает достаточную точность символьного анализа СВЧ ТИУ на основе приведенных на рис. 3 моделей КМОП-транзисторов вплоть до частоты 30 ГГц.

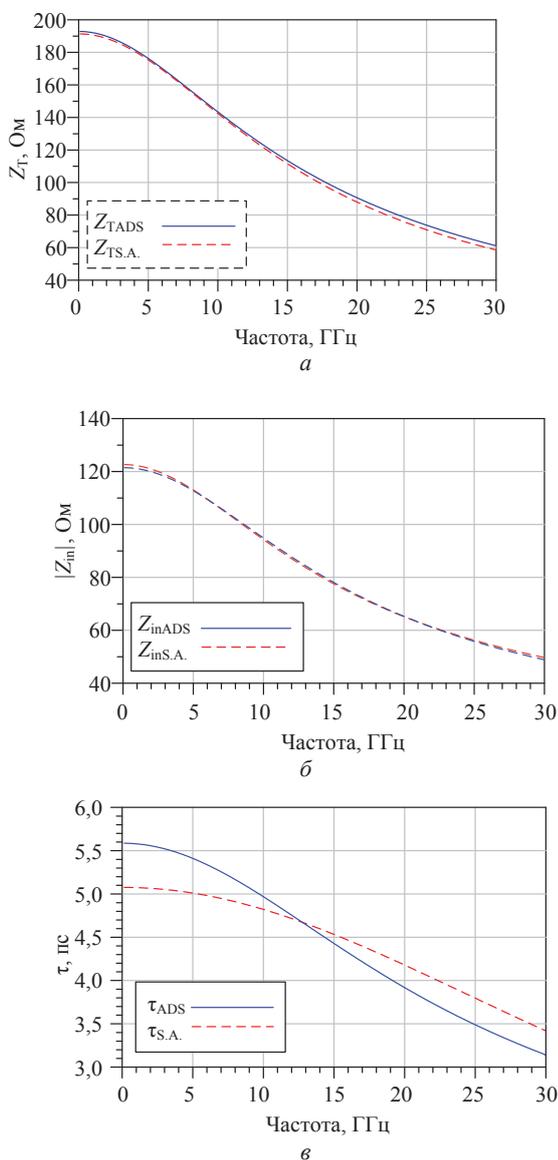


Рис. 11. Частотные зависимости характеристик ТИУ: а – Z_T ; б – Z_{in} ; в – τ ; — — — моделирование в САПР (ADS); - - - - - расчет по аналитическим формулам (S.A.)

В конце следует отметить, что представление характеристик ТИУ в аналитической форме дает возможность также рассчитать значения элементов усилителя на рис. 1, исходя из заданной формы АЧХ трансимпеданса Z_T . В частности, в [16] нами описано применение известного метода Брауде [14] для обеспечения максимально плоской АЧХ СВЧ ТИУ, выполненного по схеме КМОП-инвертора с ООС.

Также для указанной цели может быть адаптирована предложенная ранее методика расчета сверхширокополосных СВЧ-усилителей [15], состоящая в приравнивании выраженных в символьном виде коэффициентов ДРФ вида (17) численным коэффициентам опорной передаточной функции с подходящей формой АЧХ. Однако рассмотрение этих вопросов выходит за рамки настоящей статьи.

Заключение

Предложена методика исследования и проектирования СВЧ ТИУ, основанная на совместном применении компьютерного символьного анализа и линейных моделей КМОП-транзисторов в виде ЭС. Показано, что она, в отличие от анализа на базе идеализированных моделей активных элементов [1–3], обеспечивает достаточную точность вплоть до частоты 30 ГГц.

Методика дает возможность исследовать с помощью полученных выражений влияние различных параметров схемы и получить рекомендации для расчета ТИУ. Анализ влияния отдельных элементов ЭС помогает выбрать конструкцию и размеры КМОП транзисторов для интегральных ТИУ.

Использование компьютерного символьного метода анализа совместно с численным при разработке СВЧ ТИУ имеет ряд преимуществ по сравнению с применением только численного моделирования. Методика является достаточно универсальной, поэтому на ее основе открывается возможность разработки программы для исследования и расчета разных схем СВЧ ТИУ на КМОП-транзисторах [16]. Подобная программа разрабатывается в настоящее время.

Полезность такой программы обусловлена той особенностью, что, в отличие от ручного вывода формул, компьютерный символьный анализ может быть применен к более сложным схемам ТИУ и имеет гораздо меньше ограничения на сложность получаемых аналитических выражений, которые далее могут быть автоматически упрощены [8]. При этом полезными являются как упрощенные формулы, так и формулы без упрощений. Первые из них используются разработчиком для оценки свойств ТИУ и влияния элементов, а также приближенного расчета элементов [16]. Вторые применяются для более точного компьютерного моделирования, причем сложность формул в этом случае не имеет принципиального значения.

Исследованная схема входного каскада ТИУ с общей ООС была нами применена в практической разработке ИС ТИУ для оптического приемника со скоростью передачи 25 Гбит/с, выполненной по зарубежной технологии [20]. На основе рассмотренной схемы предполагается также разработка и изготовление ИС ТИУ со скоростью не менее 10 Гбит/с с использованием отечественной КМОП-технологии.

Работа выполнялась в рамках государственного задания при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (уникальный идентификатор FEWM-2022-0006).

Литература

1. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers. – Hoboken: Wiley, 2018. – 573 p.
2. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. – Hoboken: Wiley, 2012. – 444 p.
3. Gao J. Optoelectronic integrated circuit design and device modeling. – Beijing: Higher Education Press, 2011. – 292 p.
4. Voinigescu S. High-frequency integrated circuits. – New York: Cambridge University Press, 2013. – 902 p.
5. Romanova A. A review of modern CMOS transimpedance amplifiers for OTDR applications / A. Romanova, V. Barzdenas // Electronics. – 2019. – PP. 1–33.
6. Wang Y. A 3-mW 25-Gb/s CMOS transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100Gbpsystems / Y. Wang, Y. Lu, Q. Pan, Z. Hou, L. Wu, W. Ki, P. Yue // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. – 2014. – PP. 275–275.
7. Zimmermann H. Silicon optoelectronic integrated circuits. – Vienna: Springer, 2019. – 456 p.
8. Fakhfakh M. Design of analog circuits through symbolic analysis. – Tunisia: Bentham Books, 2012. – 468 p.
9. Трохименко Я.К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. – М.: Сов. радио, 1972. – 212 с.
10. Девенпорт Дж. Компьютерная алгебра. Системы и алгоритмы алгебраических вычислений / Пер. с фр. / Под ред. А.В. Михалева. – М.: Мир, 1991. – 352 с.
11. Бабак Л.И. Анализ линейных шумящих СВЧ-цепей с использованием топологической матрицы рассеяния // Вестник ТГПУ. – 2005. – № 7. – С. 11–17.
12. Горювиц А.М. Синтез систем с обратной связью. – М.: Советское радио, 1970. – 603 с.
13. Макаров И.М. Линейные автоматические системы / И.М. Макаров, Б.М. Менский. – М.: Машиностроение, 1977. – 464 с.
14. Брауде Г.В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. – М.: Связь, 1967. – 249 с.
15. Бабак Л.И. Пакет программ автоматизированного расчета транзисторных широкополосных и импульсных УВЧ- и СВЧ-усилителей / Л.И. Бабак, А.Н. Шевцов, Р.Р. Юсупов // Электронная техника. – Сер. 1: СВЧ-техника. – 1993. – № 3. – С. 60–63.
16. Коряковцев А.С. Символьный анализ и расчет входного каскада СВЧ-транsimpедансного усилителя по схеме КМОП-инвертора с обратной связью / А.С. Коряковцев, Л.И. Бабак, А.А. Коколов // XII Всерос. науч.-техн. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», г. Санкт-Петербург, 2023 (в печати).
17. Сигорский В.П. Матрицы и графы в электронике. – М.: Энергия, 1986. – 178 с.
18. Коколов А.А. Методика построения малосигнальной модели СВЧ-транзистора с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2. – С. 153–156.
19. Коколов А.А. Обзор математических моделей СВЧ-полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов / А.А. Коколов, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 1. – С. 118–123.
20. Koryakovtsev A.S. A DC-20 GHz integrated linear-photon receiver in a 0.25 um BiCMOS SiGe:C technology / A.S. Koryakovtsev, A.A. Kokolov, D.A. Konkin, F.I. Sheyerman, L.I. Babak // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). – 2019. – PP. 1–4.

Коряковцев Артём Сергеевич

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП)
Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
М.н.с. лаб. проектирования радиочастотных интегральных схем и систем на кристалле (ЛПРИС и СНК)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6075-390X
Тел.: +7-913-872-57-87
Эл. почта: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, директор НИИ микроэлектронных систем
ТУСУРа, проф. каф. КСУП
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2333-0518
Тел.: +7-960-969-91-52
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

Коколов Андрей Александрович

Канд. техн. наук, зав. лаб. ЛПРИС и СНК ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-8910-4329
Тел.: +7-923-405-93-59
Эл. почта: andrei.a.kokolov@tusur.ru

Koryakovtsev A.S., Babak L.I., Kokolov A.A.

Computer symbolic analysis and study of the signal characteristics of a microwave integrated transimpedance amplifier based on CMOS-transistors

A technique is proposed for investigating and designing microwave transimpedance amplifiers (TIAs) based on the joint use of computer symbolic analysis and CMOS-transistors' linear equivalent circuits (ECs). The technique makes it possible to analyze the influence of various schematic parameters on TIA performances using automatically generated analytical expressions as well as to obtain recommendations for amplifier design. The investigation of the influence of devices' EC elements helps to choose CMOS-transistors' constructions and sizes when designing integrated TIAs.

The approach proposed is applied to the input stage of microwave common source-common drain TIA with parallel feedback. The analysis of dependences of the main TIA characteristics (transimpedance, group delay, and input/output impedances) on circuit elements and transistor parameters is performed. Also, the amplifier stability is investigated. It is shown that, in contrast to the commonly used TIA analysis based on idealized models of active elements, the proposed approach provides sufficient accuracy in calculating amplifier performances up to the frequency of 30 GHz.

Keywords: Transimpedance amplifier, microwaves, IC, CMOS-transistor, linear equivalent circuit, symbolic analysis, computer algebra.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-7-15

References

1. Sackinger E. Analysis and design of transimpedance amplifiers for optical receivers. Hoboken, Wiley, 2018, 573 p.
2. Razavi B. Design of integrated circuits for optical communications. Hoboken, Wiley, 2012, 444 p.

3. Gao J. *Optoelectronic integrated circuit design and device modeling*. Beijing, Higher Education Press, 2011, 292 p.
4. Voignescu S. *High-frequency Integrated Circuits*. New York, Cambridge University Press, 2013, 902 p.
5. Romanova A., Barzdenas V. A review of modern CMOS transimpedance amplifiers for OTDR applications. *Electronics*, 2019, pp. 1–33.
6. Wang Y., Lu Y., Pan Q., Hou Z., Wu L., Ki W., Yue P. A 3-mW 25-Gb/s CMOS transimpedance amplifier with fully integrated low-dropout regulator for 100 Gbe systems. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2014, pp. 275–275.
7. Zimmermann H. *Silicon optoelectronic integrated circuits*. Vienna, Springer, 2019, 456 p.
8. Fakhfakh M. *Design of analog circuits through symbolic analysis*. Tunisia, Bentham Books, 2012, 468 p.
9. Trohimenko YA.K. *Metod obobshchennykh chisel i analiznykh cepej* [Generalized number method and linear circuit analysis]. Moscow, *Sovetskoe Radio*, 1972, 212 p.
10. Devenport Dzh. *Kompyuternaya algebra. Sistemy i algoritmy algebraicheskikh vychislenij* [Computer algebra. Systems and algorithms for algebraic calculations] / Translation from French, Ed. A.V. Mikhaleva. Moscow, Mir, 1991, 352 p.
11. Babak L.I. *Analiz linejnykh shumyashchih SVCH cepej s ispol'zovaniem topologicheskoy matricy rasseyaniya* [Analysis of Linear Noisy Microwave Circuits Using Topological Scattering Matrix]. *Tomsk State Pedagogical University Bulletin*, 2005, no. 7, pp. 11–17.
12. Gorovic A.M. *Sintez sistem s obratnoj svyazyu* [Synthesis of systems with feedback]. Moscow, *Sovetskoe Radio*, 1970, 603 p.
13. Makarov I.M., Menskij B.M. *Linejnye avtomaticheskie sistemy* [Linear automatic systems]. Moscow, Mashinostroenie, 1977, 464 p.
14. Braude G.V. *Korrekcija tvizionnykh i impul'snykh signalov* [Correction of television and impulse signals]. Moscow, *Svyaz'*, 1967, 249 p.
15. Babak L.I., Shevcov A.N., Yusupov R.R. *Paket programm avtomatizirovannogo rascheta tranzistornyh shirokopolosnyh i impul'snyh UVCH i SVCH usilitelej* [Software package for automated calculation of transistor broadband and pulsed UHF and microwave amplifiers]. *Electronic Engineering. SERIES I: Microwave Engineering*, 1993, no. 3, pp. 60–63.
16. Koryakovtsev A.S., Babak L.I., Kokolov A.A. Simvol'nyj analiz i raschet vhodnogo kaskada SVCH transimpedansnogo usilitelya po skheme KMOP-invertora s obratnoj svyaz'yu [Symbolic analysis and calculation of the input stage of a microwave transimpedance amplifier using a CMOS inverter with feedback]. *Scientific and Technical Conference*

«*Microwave Electronic and Microelectronic*», 2023 (in the press).

17. Sigorskij V.P. *Matricy i grafy v elektronike* [Matrices and graphs in electronics]. Moscow, Energiya, 1986, 178 p.

18. Kokolov A.A., Babak L.I. [A technique for extraction of HEMT small signal model]. *Proceedings of TUSUR University*, 2010, no. 2, pp. 153–156.

19. Kokolov A.A., Sheyerman F.I., Babak L.I. [Review of mathematical models of microwave high electron mobility transistors]. *Proceedings of TUSUR University*, 2010, no. 1, pp. 118–123.

20. Koryakovtsev A.S., Kokolov A.A., Konkin D.A., Sheyerman F.I., Babak L.I. A DC-20 GHz Integrated Linear-Photonic Receiver in a 0.25 μm BiCMOS SiGe:C Technology. *Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)*, 2019, pp. 1–4.

Artyom S. Koryakovtsev

Graduate student, Department of Computer Control and Design Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), junior researcher, Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 ORCID: 0000-0001-6075-390X
 Phone: 7-913-872-57-87
 Email: artem.s.koriakovtsev@tusur.ru

Leonid I. Babak

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Computer Control and Design Systems, Director of Research Institute of Microelectronic Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 ORCID: 0000-0002-2333-0518
 Phone: +7-960-969-91-52
 Email: leonid.babak@mail.ru

Andrej A. Kokolov

Candidate of Sciences in Engineering, Head of the Laboratory for Designing RF Integrated Circuits and Systems-on-a-Chip, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
 ORCID: 0000-0002-8910-4329
 Phone: +7-923-405-93-59
 Email: andrei.a.kokolov@tusur.ru

УДК 621.396.969.182.3

Д.В. Дубинин

Угловое разрешение сигналов в многобазовых фазовых пеленгаторах

Рассматривается метод углового разрешения источников сигналов в фазовых пеленгаторах с различными типами антенных систем: линейные, плоские или объемные решетки. Антенные системы состоят из слабонаправленных элементов. Разрешение сигналов основано на определении своего набора полных периодов разностей фаз, утраченных при измерениях, для каждого из источников. Показано, что метод максимального правдоподобия, развитый для оценки угла прихода одного сигнала, пригоден для углового разрешения сигналов. Даны оценки точности пеленгования принимаемых сигналов.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, разность фаз, разрешающая способность, метод максимального правдоподобия.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-16-25

Простейшая структурная схема фазового пеленгатора (или интерферометра в англоязычной литературе) приведена на рис. 1 [1]. Чаще всего элементы антенной системы фазового пеленгатора являются слабонаправленными, для того чтобы иметь возможность одновременно принимать сигналы из широкого углового сектора, что является их важным достоинством. Кроме того, фазовые пеленгаторы обладают высоким быстродействием. Обработка одного принятого радиоимпульса позволяет определить пеленг источника излучения. Повышение точности пеленгования требует увеличения фазометрической базы, т.е. расстояния между фазовыми центрами антенн.

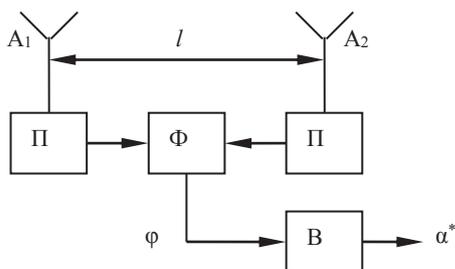


Рис. 1. Простейший фазовый радиопеленгатор. A1, A2 – антенны, П – приемники, Ф – фазометр, В – вычислитель

При падении на антенную систему пеленгатора плоской волны от удаленного источника сигналы на выходах антенн имеют фазовый сдвиг φ , который связан с углом прихода α известным соотношением

$$\Phi = \varphi + 2\pi k = 2\pi \frac{l}{\lambda} \sin \alpha,$$

где Φ – полная разность фаз, l – расстояние между фазовыми центрами антенн (фазометрическая база), λ – длина волны, k – число полных периодов разности фаз, утрачиваемых при фазовых измерениях.

Для разрешения неоднозначности фазовых измерений (или отыскание k) в антенную систему пеленгатора добавляют дополнительные антенны и решают данную задачу путем последующей обработки совокупности измеренных разностей фаз.

Не следует путать термины «разрешение неоднозначности измерений» и «угловое разрешение». Известны различные алгоритмы разрешения неоднозначности фазовых измерений [2–6]. Таким образом, предмет рассмотрения данной статьи – угловая разрешающая способность. Разрешение неоднозначности фазовых измерений используется по мере решения поставленной задачи.

Способы углового разрешения радиопеленгаторами с антенными решетками также обсуждаются в литературе. При этом акценты делаются на сверхразрешение. Обзор современных подходов дан в статье [7]. В этих работах моделью принимаемого сигнала является аддитивная смесь полезного сигнала и шума, а измеряемыми параметрами являются комплексные амплитуды сигналов. Методы сверхразрешения основаны на вычислении корреляционной матрицы сигналов, принимаемых элементами решетки [8]. Для реализации таких алгоритмов требуется линейность приемных трактов. Иначе фазовые и амплитудные соотношения сигналов будут искажены.

Линейность приемных трактов в фазовых пеленгаторах не требуется. Более того, добиваясь зависимости выходного напряжения фазового детектора исключительно от разности фаз входных сигналов, применяют ограничители сигнала по амплитуде. Это повышает точность фазовых измерений. Обзорные фазовые пеленгаторы являются бесприоритетными по углу. Поэтому они часто используются в системах радиоэлектронной борьбы [9, 10]. Обладание свойством углового разрешения повышает оперативные возможности фазовых пеленгаторов. Таким образом, угловое разрешение проявляется в способности пеленгования сигналов, одновременно попадающих в полосу пропускания приемника.

Постановка задачи

Предположим, что на антенную систему фазового пеленгатора подается две одинаково поляризованные волны, направление которых задается направляющими косинусами ν_1, u_1, w_1 и ν_2, u_2, w_2 . Сигнал, принимаемый точечной антенной, располо-

женной в точке с координатами x, y, z , можно представить в виде

$$u(t, x, y, z) = U(x, y, z) \cos[\omega_0 t - \psi(x, y, z)],$$

где

$$U(x, y, z) = \left(U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos[kx(v_1 - v_2) + ky(u_1 - u_2) + kz(w_1 - w_2) + \gamma_1 - \gamma_2] \right)^{0,5} -$$

амплитуда результирующего сигнала,

$$\begin{aligned} \text{tg } \Psi(x, y, z) = & \left(U_1 \sin[kxv_1 + ky u_1 + kz w_1 + \gamma_1] + \right. \\ & \left. + U_2 \sin[kxv_2 + ky u_2 + kz w_2 + \gamma_2] \right) \times \\ & \times \left(U_1 \cos[kxv_1 + ky u_1 + kz w_1 + \gamma_1] + \right. \\ & \left. + U_2 \cos[kxv_2 + ky u_2 + kz w_2 + \gamma_2] \right)^{-1}, \end{aligned}$$

$\Psi(x, y, z)$ – фаза результирующего сигнала; U_1, U_2 – амплитуды принимаемых сигналов; γ_1, γ_2 – их начальные фазы в точке $x = 0, y = 0, z = 0$; $k = 2\pi/\lambda$.

Представим комплексную амплитуду суммарного сигнала $\dot{U}(x, y, z)$ в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}(x, y, z) = & U(x, y, z) \exp\{j\Psi(x, y, z)\} = \\ = & U_1 \exp[j(kxv_1 + ky u_1 + kz w_1 + \gamma_1)] \times \\ \times & \left\{ 1 + R \exp[j(kx\Delta v + ky\Delta u + kz\Delta w + \Delta\gamma)] \right\}, \end{aligned}$$

где $R = U_2/U_1$ – отношение амплитуд падающих сигналов, $\Delta v = v_2 - v_1$, $\Delta u = u_2 - u_1$, $\Delta w = w_2 - w_1$, $\Delta\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$.

Отсюда получается формула для фазы суммарного сигнала $\Psi(x, y, z)$

$$\begin{aligned} \Psi(x, y, z) = & \frac{2\pi}{\lambda} (xv_1 + yu_1 + zw_1) + \gamma_1 + \\ & + \text{arctg} \frac{R \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} (x\Delta v + y\Delta u + z\Delta w) + \Delta\gamma \right]}{1 + R \cos \left[\frac{2\pi}{\lambda} (x\Delta v + y\Delta u + z\Delta w) + \Delta\gamma \right]}. \end{aligned}$$

Зависимость $\Psi(x, y, z)$ является нелинейной и имеет колебательный характер вдоль направления прихода сигнала с большей амплитудой. Поскольку функция $\Psi(x, y, z)$ зависит от трех координат x, y, z , то изобразить ее нельзя. На рис. 2 представлены проекции $\Psi(x, y) = \Psi(x, y, 0)$ на плоскость $z = 0$ для значений $R = 0$ и $R = 0,5$.

При отсутствии второго сигнала $R = 0$ фазовый фронт приходящей волны является плоским (рис. 2, а). Его нормаль совпадает с направлением на первый источник. Наличие второго сигнала приводит к колебаниям фазового фронта (рис. 2, б). На характер колебаний влияют три фактора: 1) отношение амплитуд падающих волн $R = U_2/U_1$, 2) разность направлений прихода радиоволн $\Delta v, \Delta u, \Delta w$, 3) раз-

ности начальных фаз сигналов $\Delta\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$ в точке $x = 0, y = 0, z = 0$.

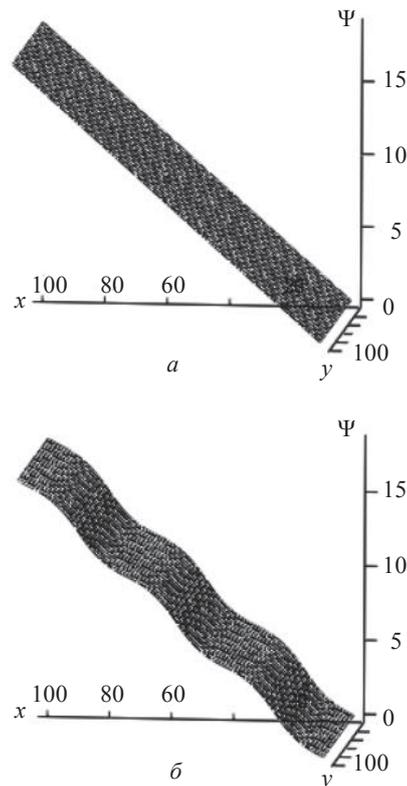


Рис. 2. Проекция фазы результирующего колебания $\Psi(x, y)$ на плоскость $z = 0$ при $R = 0$ (а), $R = 0,5$ (б)

Рассмотрим влияние на искажение плоского фазового фронта единственной радиоволны каждого из параметров второй радиоволны: отношения амплитуд R , разности направлений прихода радиоволн и разности начальных фаз сигналов $\Delta\gamma$. Для удобства восприятия влияние каждого из этих факторов будет показано на примере проекции функции $\Psi(x, y, z)$ на ось абсцисс $\Psi(x) = \Psi(x, 0, 0)$ для случая, когда $v_1 = 0$, $\Delta v = v_2$, $\Delta u = 0$, $\Delta w = 0$. Форма и размах колебаний зависят от отношения амплитуд падающих волн R , что показывает рис. 3.

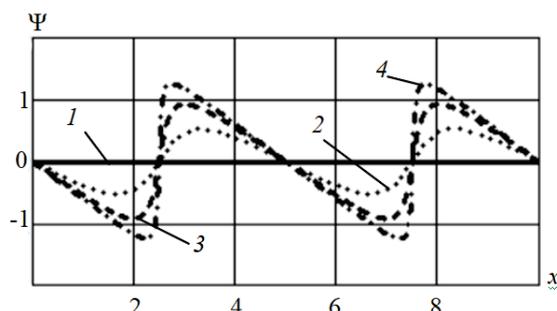


Рис. 3. Зависимость фазы принимаемых сигналов $\Psi(x)$ от координаты x при $v_1 = 0$, $v_2 = -0,2$, $\Delta\gamma = 0$ для $R = 0$ (1); $R = 0,5$ (2); $R = 0,8$ (3); $R = 0,95$ (4)

При уменьшении R размах колебаний $\Psi(x)$ уменьшается, а форма колебаний напоминает гармонические. При возрастании R размах колебаний $\Psi(x)$ увеличивается, форма колебаний приближается к пилообразной. Период колебаний зависит от разности направлений прихода радиоволн $\Delta\nu$.

При увеличении $\Delta\nu$ период колебаний $\Psi(x)$ возрастает, что показано на рис. 4. Величина разности начальных фаз $\Delta\gamma$ определяет смещение графика функции $\Psi(x)$ вдоль оси ординат, что показано на рис. 5.

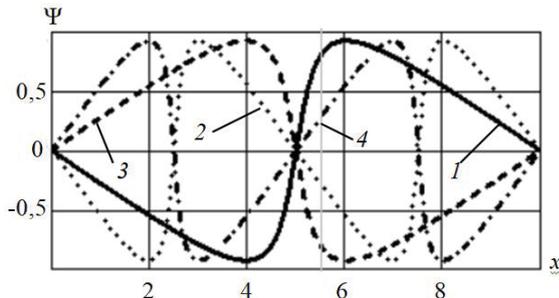


Рис. 4. Зависимость фазы принимаемых сигналов $\Psi(x)$ от координаты x при $\nu_1=0$, $R=0,8$, $\Delta\gamma=0$ для $\nu_2=-0,1$ (1); $\nu_2=-0,2$ (2); $\nu_2=0,1$ (3); $\nu_2=0,2$ (4)

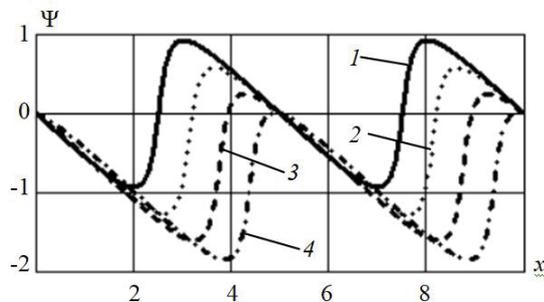


Рис. 5. Зависимость фазы принимаемых сигналов $\Psi(x)$ от координаты x при $\nu_1=0$, $\nu_2=-0,2$, $R=0,8$ для $\Delta\gamma=0$ (1), $\Delta\gamma=\pi/4$ (2), $\Delta\gamma=\pi/2$ (3), $\Delta\gamma=3\pi/4$ (4)

Решение задачи для пеленгатора с линейной решеткой

Рассмотрим процедуру разрешения сигналов в фазовой системе на примере фазового пеленгатора с линейной антенной решеткой, а затем распространим полученные результаты на случаи с плоской и объемной решеткой.

Хорошо известен алгоритм оценки пеленга источника радиоизлучения по методу максимального правдоподобия, который разработан для случая, когда на антенную систему пеленгатора падает одна плоская волна. Предполагается, что погрешности измерения разности фаз случайны и подчиняются нормальному закону распределения с нулевыми средними значениями и известной корреляционной матрицей. Проведя измерения разностей фаз сигналов, принятых элементами антенной системы, вычисляется оценка пеленга источника излучения.

Предположим, что антенная система пеленгатора представляет собой линейную решетку из N элементов и на ней образовано $n=N-1$ фазометрических баз, как показано на рис. 6.

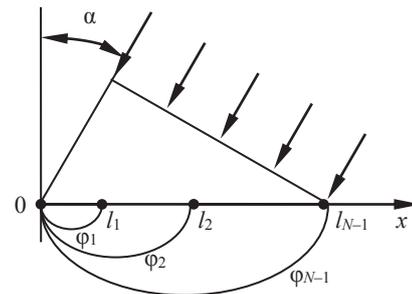


Рис. 6. Антенная система пеленгатора

Полные разности фаз сигналов Φ на выходах приемно-усилительных трактов связаны с направлением прихода радиоволны α известным соотношением

$$\Phi = \varphi + \mathbf{k} = \mathbf{n}_x \cdot \nu, \tag{1}$$

где $\Phi = \{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n\}^T$ – вектор полных разностей фаз, Φ_i – полная разность фаз на базе l_i ; $\varphi = \{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n\}^T$ – вектор измеренных разностей фаз, φ_i – измеренная разность фаз на базе l_i , выраженная в рад/2π; $\mathbf{k} = \{k_1, k_2, \dots, k_n\}^T$ – вектор неоднозначности, k_i – число полных периодов разности фаз, утрачиваемых при фазовых измерениях на базе l_i ; \mathbf{n}_x – вектор фазометрических баз $n_{xi} = l_i / \lambda$; $\nu = \sin \alpha$ – направляющий косинус приходящей волны по отношению к оси x (см. рис. 6).

Если на входе пеленгатора одна плоская волна, а фазовые погрешности на базах имеют равные дисперсии σ_φ^2 , плотность распределения вероятностей совокупности n измеренных разностей фаз, которую далее будем рассматривать как функцию правдоподобия параметра ν , имеет вид

$$L_\varphi(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varphi} \cdot \exp \left\{ -\sum_{i=1}^n \frac{(\varphi_i + k_i - n_{xi}\nu)^2}{2\sigma_\varphi^2} \right\}. \tag{2}$$

Решая уравнение правдоподобия

$$\frac{d}{d\nu} L_\varphi(\nu) = 0,$$

получаем оценку ν^* :

$$\nu^* = \sum_{i=1}^n q_i \Phi_i = \sum_{i=1}^n q_i (\varphi_i + 2\pi k_i), \tag{3}$$

где $\mathbf{q} = (q_1, q_2, \dots, q_n)^T$ – вектор весовых коэффициентов, определяемый способом организации фазометрических баз и корреляционной матрицей фазовых погрешностей [3].

Формула (3) позволяет вычислить максимально правдоподобную оценку направляющего косинуса

падающей волны. Предварительно требуется устранить неоднозначность фазовых измерений, определив вектор неоднозначности \mathbf{k} [2, 3]. Количественной оценкой способа разрешения неоднозначности является величина P_0 – вероятность правильного разрешения. Наибольшее значение P_0 дает оптимальный (или максимально правдоподобный) алгоритм. По этому алгоритму из общей совокупности векторов неоднозначности $\{\mathbf{k}\}$ в качестве оценки \mathbf{k}^* выбирается такой вектор, для которого минимальна квадратичная форма $\Pi_{\varphi}(\mathbf{k})$ [3]:

$$\Pi_{\varphi}(\mathbf{k}) = (\varphi + \mathbf{k})^T \cdot \mathbf{G} \cdot (\varphi + \mathbf{k}),$$

где \mathbf{G} – квадратная матрица, зависящая от корреляционной матрицы фазовых ошибок и от способа организации фазометрических баз.

Оценка вектора неоднозначности находится по формуле

$$\mathbf{k}^* = \arg \min_{\mathbf{k} \in \{\mathbf{k}\}} (\varphi + \mathbf{k})^T \mathbf{G} (\varphi + \mathbf{k}). \quad (4)$$

Предположим, что на антенную систему пеленгатора рис. 6, падают под углами α_1 и α_2 к нормали две одинаково поляризованные плоские волны одной частоты с амплитудами U_1 , U_2 и начальными фазами γ_1 и γ_2 в точке $x=0$. Предположим, что амплитуда первого сигнала U_1 больше амплитуды U_2 второго сигнала. Будем называть первый сигнал «сильным», а второй – «слабым». Отношение амплитуд $R = U_2 / U_1$ «слабого» и «сильного» сигналов будет меньше единицы.

Фаза суммарного сигнала Ψ зависит от направлений прихода радиоволн, отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R , их начальных фаз, а также координаты антенного элемента x [3]. Зависимость фазы суммарного сигнала Ψ от координаты x показана на рис. 7 и описывается формулой

$$\Psi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} x v_1 + \gamma_1 + \arctg \frac{R \sin \left[\frac{2\pi x}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]}{1 + R \cos \left[\frac{2\pi x}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]}, \quad (5)$$

где $\Delta v = v_2 - v_1$; $v_1 = \sin \alpha_1$; α_1 – угол прихода «сильного» сигнала; $v_2 = \sin \alpha_2$; α_2 – угол прихода «слабого» сигнала; $\Delta \gamma = \gamma_2 - \gamma_1$, где γ_1 , γ_2 – начальные фазы приходящих волн на антенне A_0 .

Фазу суммарного сигнала $\Psi(x)$ в (5) можно представить в виде суммы двух слагаемых $\Psi(x) = \Psi_1(x) + \Psi_2(x)$. Первое слагаемое

$$\Psi_1(x) = \frac{2\pi}{\lambda} x v_1 + \gamma_1$$

является уравнением прямой линии (кривая 1, рис. 7) и определяется параметрами «сильного» сигнала. Второе слагаемое $\Psi_2(x)$ является продуктом интерференции двух радиоволн.

Величина $\Psi_2(x)$ описывает периодические колебания фазы вокруг прямой $\Psi_1(x)$ с периодом $\lambda / \Delta v$:

$$\Psi_2(x) = \arctg \frac{R \sin \left[\frac{2\pi x}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]}{1 + R \cos \left[\frac{2\pi x}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]}.$$

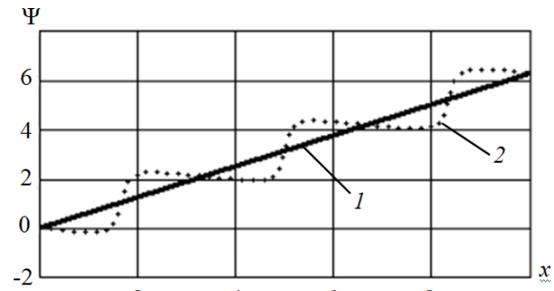


Рис. 7. Зависимость фазы суммарного сигнала Ψ от координаты x при $R=0$ (1) и $R=0,8$ (2)

Максимальное значение этих колебаний $\Delta \Psi_{\max}$ не превосходит $\pi/2$ и определяется формулой [3]

$$\Delta \Psi_{\max} = \arctg \frac{R}{\sqrt{1-R^2}}.$$

Полная разность фаз Φ_i сигналов, принимаемых антеннами A_i и A_0 , определяются по формуле

$$\Phi_i = \Psi(l_i) - \Psi(0) = \frac{2\pi}{\lambda} l_i v_1 +$$

$$+ \arctg \frac{R \sin \left[\frac{2\pi l_i}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]}{1 + R \cos \left[\frac{2\pi l_i}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]} - \arctg \frac{R \sin [\Delta \gamma]}{1 + R \cos [\Delta \gamma]}. \quad (6)$$

Формула (6) представляет величину Φ_i в виде суммы двух слагаемых

$$\Phi_i = \Phi_{li} + \Delta \Phi_i.$$

Первое слагаемое $\Phi_{li} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_i v_1 = \varphi_i + 2\pi k_i$ – это разность фаз, создаваемая исключительно «сильным» сигналом, $|\varphi_i| < \pi$.

Второе слагаемое $\Delta \Phi_i$ является нелинейной функцией и зависит от четырех параметров: отношения амплитуд сигналов R , базы l_i , разности пеленгов источников радиоизлучения Δv и разности начальных фаз сигналов $\Delta \gamma$.

$$\Delta \Phi_i = \arctg \frac{R \sin \left[\frac{2\pi l_i}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]}{1 + R \cos \left[\frac{2\pi l_i}{\lambda} \Delta v + \Delta \gamma \right]} - \arctg \frac{R \cdot \sin [\Delta \gamma]}{1 + R \cdot \cos [\Delta \gamma]}. \quad (7)$$

Из предположения $R < 1$ следует, что $\Delta \Psi_{\max} < \pi/2$. Следовательно, значение $\Delta \Phi_i$ не превосходит $\pm \pi$.

Будем считать, что за время наблюдения значения $\Delta\nu$ и R остаются постоянными, а разность начальных фаз $\Delta\gamma$ является случайной величиной, подчиняющейся равномерному закону распределения. Эта ситуация справедлива, когда пеленгуются независимые некогерентные источники. Например, для пеленгаторов, работающих в системах радиотехнической разведки или радиомониторинга. В этом случае разность фаз $\Delta\gamma$ есть случайная величина, которая меняется во времени, но распределена равномерно на интервале $\pm\pi$.

В системах радиоэлектронной борьбы (РЭБ) [11] возможны ситуации, когда излучения пеленгуемых источников когерентны, т.е. разность фаз $\Delta\gamma$ может быть постоянной. Например, когда пеленгуется организованная специально «парная цель». Однако классические критерии разрешения (например, Рэлея, Вудворда) сформулированы для некогерентных источников сигналов [12].

Предположим, что за время наблюдения было проведено M измерений разностей фаз сигналов, принимаемых фазовым пеленгатором с линейной решеткой, образующей n фазометрических баз. Обозначим $\Phi = (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n)^T$ – вектор полных разностей фаз сигналов. Элементами Φ являются полные разности фаз на i -й базе, определяемые соотношением (13). Обозначим $\mathbf{F} = [\Phi_1 \Phi_2 \dots \Phi_M]$ матрицу размерами $n \times M$, столбцами которой являются векторы полных разностей фаз сигналов Φ_j в j -й момент времени. Поскольку при измерении разности фаз утрачивается целое число периодов 2π , то измеренные разности фаз $\varphi_{i,j}$ определяются соотношением

$$\varphi_{i,j} = F_{i,j} - 2\pi \cdot \left[\frac{F_{i,j}}{2\pi} \right],$$

где $F_{i,j}$ – элементы матрицы \mathbf{F} ; $i = 1..n$ – номер фазометрической базы; $j = 1..M$ – момент времени измерения; $[\bullet]$ – операция нахождения ближайшего целого числа.

Совокупность величин $\varphi_{i,j}$ образует пространство наблюдения \mathbf{Y} , представленное матрицей размерами $n \times M$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \varphi_{1,1} & \varphi_{1,2} & \dots & \varphi_{1,j} \\ \varphi_{2,1} & \varphi_{2,2} & \dots & \varphi_{2,j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \varphi_{n,1} & \varphi_{n,2} & \dots & \varphi_{n,M} \end{bmatrix}.$$

Разрешение измеренных сигналов «сильного» и «слабого» источников проводится в пять этапов. На первом этапе определяется пеленг «сильного» источника. Этот способ описан в [3]. С помощью усреднения по времени наблюдения вычисляются величины $\bar{\varphi}_i$:

$$\bar{\varphi}_i = \arctg \frac{[\varphi_i]_S}{[\varphi_i]_C}, \quad (8)$$

где

$$[\varphi_i]_S = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sin \varphi_{i,j}, \quad [\varphi_i]_C = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \cos \varphi_{i,j}.$$

Применив метод максимального правдоподобия, можно получить оценку пеленга «сильного» сигнала ν_1^* , если в формулу (3) вместо φ_i подставить значение $\bar{\varphi}_i$. Предварительно, используя соотношение (4), устраняется неоднозначность фазовых измерений, т.е. определяется вектор неоднозначности $\mathbf{k} = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T$ [3].

После нахождения пеленга «сильного» сигнала ν_1^* появляется возможность выделить из пространства наблюдений \mathbf{Y} ту его составляющую, которая является результатом интерференции двух радиоволн. Обозначим эту совокупность величин $\varphi'_{i,j}$.

$$\varphi'_{i,j} = \varphi_{i,j} - \frac{2\pi}{\lambda} l_i \nu_1^* - 2\pi \left[\frac{\varphi_{i,j}}{2\pi} - \frac{l_i \nu_1^*}{\lambda} \right],$$

где $i = 1..n$, $j = 1..M$.

Полученные таким образом значения $\varphi'_{i,j}$ соответствуют $\Delta\Phi_i$ в формуле (7).

На втором этапе определяется оценка отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R^* . Вычисление оценки R^* основано на зависимости от нее среднеквадратического значения $\varphi_{\text{КВ}}^{<i>}$ пульсаций интерференционной составляющей полной разности фаз относительно пеленга «сильного» сигнала. Определим ее по формуле

$$\varphi_{\text{КВ}}^{<i>} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M [\varphi'_{i,j}]^2.$$

Рассмотрим изменения во времени разностей фаз $(\varphi'_{i,1}, \varphi'_{i,2}, \dots, \varphi'_{i,M})$ сигналов на i -й фазометрической базе. Они являются значениями функции (7). Введем обозначение $a_i = x_i \cdot \Delta\nu - [x_i \cdot \Delta\nu]$. Значение a_i лежит на интервале от $-0,5$ до $0,5$ и является постоянной величиной, определяемой положением антенны A_i и разностью пеленгов «слабого» и «сильного» сигналов $\Delta\nu$. Тогда отличие значений $(\varphi'_{i,1}, \varphi'_{i,2}, \dots, \varphi'_{i,M})$ связано с различиями в разности начальных фаз $\Delta\gamma$ в моментах времени измерения. Формулу (7) можно представить в виде функции $f(a, R, \gamma)$:

$$f(a, R, \gamma) = \arctg \frac{R \sin(2\pi a + \gamma)}{1 + R \cos(2\pi a + \gamma)} - \arctg \frac{R \sin \gamma}{1 + R \cos \gamma}. \quad (9)$$

Уменьшаемое в функции $f(a, R, \gamma)$ является сдвинутой копией вычитаемой величины. Поэтому

при усреднении функции $f(a, R, \gamma)$ по γ на интервале $\pm\pi$ имеет место тождество

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(a, R, \gamma) d\gamma = 0.$$

Тогда дисперсия D_i значений $(\varphi'_{i,1}, \varphi'_{i,2}, \dots, \varphi'_{i,M})$ определяется по формуле

$$D_i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M [\varphi'_{i,j}]^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [f(a, R, \gamma)]^2 d\gamma,$$

а среднеквадратическое значение $\varphi'_{\text{КВ}} \langle i \rangle = \sqrt{D_i}$.

Поскольку величина $\varphi'_{\text{КВ}} \langle i \rangle$ зависит от a_i , лежащего на интервале $[-0,5; 0,5]$, то для нахождения

зависимости среднего значения $\bar{\varphi}'_{\text{КВ}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varphi'_{\text{КВ}} \langle i \rangle$ от

R в (9) требуется провести усреднение по a_i .

$$\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}(R) = \int_{-0,5}^{0,5} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [f(a, R, \gamma)]^2 d\gamma} da. \quad (10)$$

Записать в аналитических функциях решение интеграла (10) сложно. Поэтому были проведены численные расчеты его значений для 19 отношений амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R_{γ} в диапазоне от 0,1 до 0,999. Результаты представлены в табл. 1.

Для нахождения оценки отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R^* была проведена интерполяция по методу наименьших квадратов. Значения $\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}$ и R_{γ} являлись координатами 19 узловых точек. В качестве интерполирующей функции использовалась парабола $g(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2$. Полученная зависимость имеет вид

$$R = g(\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}) = -0,023 + 1,294 \cdot \bar{\varphi}'_{\text{КВ}} - 0,368 \cdot \bar{\varphi}'_{\text{КВ}}^2. \quad (11)$$

Таблица 1
Зависимость значений $\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}$ от R_{γ}

Номер узла	R_{γ}	$\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}$
1	0,1	0,090182
2	0,15	0,135558
3	0,2	0,181281
4	0,25	0,227478
5	0,3	0,274285
6	0,35	0,321849
7	0,4	0,370339
8	0,45	0,419943
9	0,5	0,470883
10	0,55	0,523424
11	0,6	0,577891
12	0,65	0,634693
13	0,7	0,694366
14	0,75	0,757643
15	0,8	0,825585
16	0,85	0,899857
17	0,9	0,983421
18	0,95	1,082905
19	0,999	1,227207

На рис. 8 представлены результаты интерполяции: функция $R = g(\bar{\varphi}'_{\text{КВ}})$ и 19 узловых точек, приведенных в табл. 1.

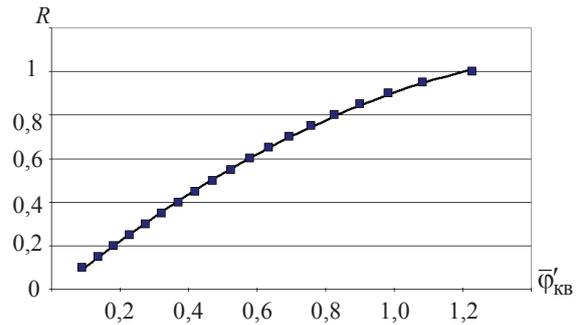


Рис. 8. Интерполяционная функция $g(\bar{\varphi}'_{\text{КВ}})$ (—) и узловые точки (■)

Средняя ошибка интерполяции составила 0,0055, а максимальное отклонение – менее 0,012. Зависимость ошибки интерполяции $\varepsilon_R = R_{\text{И}} - g(\bar{\varphi}'_{\text{КВ}})$ от значений $R_{\text{И}}$ показана на рис. 9.

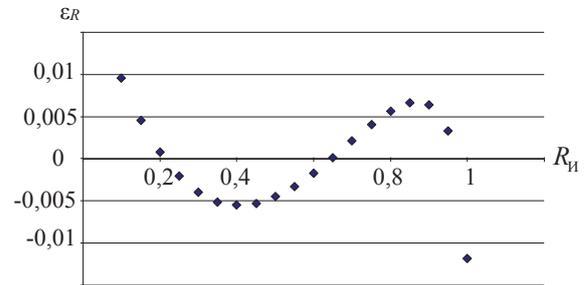


Рис. 9. Зависимость ошибки интерполяции ε_R от $R_{\text{И}}$

Таким образом, для нахождения оценки отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R^* требуется сначала вычислить значение $\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}$.

$$\bar{\varphi}'_{\text{КВ}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varphi'_{\text{КВ}} \langle i \rangle = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M [\varphi'_{i,j}]^2}, \quad (12)$$

а затем по (11) определить оценку отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R^* .

$$R^* = g(\bar{\varphi}'_{\text{КВ}}). \quad (13)$$

Третьим этапом разрешения измеренных сигналов от «сильного» и «слабого» источников является установление зависимости значений $\varphi'_{i,j}$ от разности начальных фаз $\Delta\gamma$ на антенне A_0 .

Рассмотрим совокупность разностей фаз $(\varphi'_{i,1}, \varphi'_{i,2}, \dots, \varphi'_{i,M})$ i -й фазометрической базы. Функция $f(a, R, \gamma)$, описываемая формулой (9), имеет экстремальные точки. Чтобы их найти, требуется взять частную производную по параметру γ и приравнять ее к нулю.

$$\frac{\partial f(a, R, \gamma)}{\partial \gamma} = 0.$$

Данное уравнение после громоздких преобразований приводится к виду

$$-2\sin(\pi a + \gamma)\sin(\pi a) = 0.$$

Сомножитель $\sin(\pi a)$ не зависит от разности начальных фаз. Приравняв к нулю $\sin(\pi a + \gamma) = 0$, находим значения разности начальных фаз в экстремальных точках.

$$\pi a + \gamma = \pi k, \quad k \in \mathbb{Z},$$

$$\gamma = -\pi a + \pi k, \quad k \in \mathbb{Z}.$$

Учитывая, что $\gamma \in [-\pi, \pi]$, получаем два решения:

$$\gamma_1 = -\pi a \quad \text{при } k = 0,$$

$$\gamma_2 = \begin{cases} -\pi a + \pi, & \text{если } a > 0, \\ -\pi a - \pi, & \text{если } a < 0. \end{cases}$$

Следовательно, значения разности начальных фаз «слабого» и «сильного» сигналов $\Delta\gamma$ в экстремальных точках $\Delta\gamma_1 = -\pi a$, $\Delta\gamma_2 = \pi \cdot (1 - a)$ или $\Delta\gamma_2 = \pi \cdot (-1 - a)$.

Вычислим значения разностей фаз φ_{\min} и φ_{\max} в экстремальных точках, в которых разности начальных фаз «слабого» и «сильного» сигналов $\Delta\gamma_1$ и $\Delta\gamma_2$.

$$f(a, R, \Delta\gamma_1) = \arctg \frac{R \sin(2\pi a + \Delta\gamma_1)}{1 + R \cos(2\pi a + \Delta\gamma_1)} - \arctg \frac{R \sin(\Delta\gamma_1)}{1 + R \cos(\Delta\gamma_1)} = 2 \arctg \frac{R \sin(\pi a)}{1 + R \cos(\pi a)};$$

$$f(a, R, \Delta\gamma_2) = \arctg \frac{R \sin(2\pi a + \Delta\gamma_2)}{1 + R \cos(2\pi a + \Delta\gamma_2)} - \arctg \frac{R \sin(\Delta\gamma_2)}{1 + R \cos(\Delta\gamma_2)} = -2 \cdot \arctg \frac{R \sin(\pi a)}{1 - R \cos(\pi a)}.$$

Найдем сумму разностей фаз φ_{\min} и φ_{\max} в экстремальных точках $\varphi_{\Sigma} = \varphi_{\min} + \varphi_{\max}$.

$$\begin{aligned} \varphi_{\Sigma} &= \varphi_{\min} + \varphi_{\max} = f(a, R, \Delta\gamma_1) + f(a, R, \Delta\gamma_2) = \\ &= 2 \arctg \frac{R \sin(\pi a)}{1 + R \cos(\pi a)} - 2 \arctg \frac{R \sin(\pi a)}{1 - R \cos(\pi a)} \end{aligned}$$

или

$$\arctg \frac{R \sin(\pi a)}{1 + R \cos(\pi a)} - \arctg \frac{R \sin(\pi a)}{1 - R \cos(\pi a)} = \frac{\varphi_{\Sigma}}{2}.$$

Эта формула путем простых, но громоздких тригонометрических преобразований приводится к виду

$$\sin(2\pi a - 0,5\varphi_{\Sigma}) = -\frac{\sin(0,5\varphi_{\Sigma})}{R^2}.$$

Отсюда получаем

$$a = \frac{1}{2\pi} \left(0,5\varphi_{\Sigma} + (-1)^{k+1} \arcsin \left[\frac{\sin(0,5\varphi_{\Sigma})}{R^2} \right] + \pi k \right), \quad (14)$$

где $k \in \mathbb{Z}$, \mathbb{Z} – множество целых чисел.

В данной формуле целые числа k следует выбрать так, чтобы значения $a \in [-0,5; 0,5]$. Их количество равно двум. Обозначим пару значений a , полученных по (14) для i -й фазометрической базы, как $a_1^{<i>}$ и $a_2^{<i>}$.

На заключительном пятом этапе разрешения измеренных сигналов от двух источников вычисляется оценка пеленга «слабого» сигнала. Получив на каждой фазометрической базе пару значений $a_1^{<i>}$, $a_2^{<i>}$, требуется сформировать матрицу \mathbf{A} , состоящую из $m = 2^n$ столбцов и n строк.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} & \dots & A_{1,m} \\ A_{2,1} & A_{2,2} & \dots & A_{2,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_{n,1} & A_{n,2} & \dots & A_{n,m} \end{bmatrix}.$$

Столбцами этой матрицы \mathbf{A}_j , $j = 1 \dots m$, являются комбинации значений $a_1^{<i>}$ и $a_2^{<i>}$ на каждой фазометрической базе. Таким образом, матрица \mathbf{A} имеет вид

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1^{<1>} & a_2^{<1>} & a_1^{<1>} & a_2^{<1>} & \dots & a_2^{<1>} \\ a_1^{<2>} & a_1^{<2>} & a_2^{<2>} & a_2^{<2>} & \dots & a_2^{<2>} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1^{<n>} & a_1^{<n>} & a_1^{<n>} & a_1^{<n>} & \dots & a_2^{<n>} \end{bmatrix}.$$

Рассмотрим ранее введенное обозначение $a_i = x_i \cdot \Delta v - [x_i \cdot \Delta v]$. Выполнив преобразования, получим

$$x_i \cdot \Delta v = a_i + [x_i \cdot \Delta v]. \quad (15)$$

Из (15) следует, что значение $x_i \cdot \Delta v$ есть сумма двух слагаемых. Первое слагаемое является одним из двух чисел $a_1^{<i>}$ и $a_2^{<i>}$, найденных из соотношения (14), а второе – целым числом. Обозначим $[x_i \cdot \Delta v] = k_i$.

Запишем в векторной форме выражение, связывающее вектор фазометрических баз \mathbf{n}_x , Δv и \mathbf{A}_j .

$$\mathbf{n}_x \cdot \Delta v^{<j>} = \mathbf{A}_j + \mathbf{k}_j, \quad j = 1 \dots m. \quad (16)$$

Формула (16) подобна соотношению (1). Только в данном случае роль направляющего косинуса v выполняет $\Delta v^{<j>}$, вектора измеренных разностей фаз $\boldsymbol{\varphi}$ – вектор \mathbf{A}_j , вектора неоднозначности \mathbf{k} – вектор \mathbf{k}_j . Следовательно, используя соотношения (3) и (4), можно методом максимального правдоподобия найти оценку величины $\Delta v^{<j>}$.

Для нахождения оценки $\Delta v^{<j>}$ требуется сначала, используя соотношение (4), для каждого \mathbf{A}_j устранить неоднозначность фазовых измерений, т.е.

найти \mathbf{k}_j^* , а потом провести весовое суммирование (3) по аналогии с тем, как это было сделано при нахождении оценки пеленга «сильного» источника.

$$\Delta v^{<j>} = \mathbf{q}_v^T \cdot [\mathbf{A}_j + \mathbf{k}_j^*], \quad j=1 \dots m.$$

После нахождения оценок $\Delta v^{<j>}$ для каждого из m вариантов требуется вычислить квадрат ошибки Q_j

$$Q_j(\Delta v^{<j>}) = \left(\mathbf{n}_x \Delta v^{<j>} - [\mathbf{n}_x \Delta v^{<j>}] - \mathbf{A}_j \right)^T \times \left(\mathbf{n}_x \Delta v^{<j>} - [\mathbf{n}_x \Delta v^{<j>}] - \mathbf{A}_j \right), \quad (17)$$

В качестве оценки разности направляющих косинусов «слабого» и «сильного» источников Δv^* следует взять то из значений $\Delta v^{<j>}$, при котором квадрат ошибки Q_j минимален.

$$\Delta v^* = \arg \min_{j=1 \dots m} Q_j(\Delta v_j^*).$$

Учитывая, что $\Delta v = v_2 - v_1$, оценка пеленга «слабого» сигнала v_2^* определяется как

$$v_2^* = v_1 + \Delta v^*. \quad (18)$$

Если оценка v_2^* выходит за пределы сектора однозначности $\Delta v_{\text{одн}}$, то требуется ее значение привести к заданному диапазону

$$v_2^* = v_2^* - \Delta v_{\text{одн}} \cdot \left\lfloor \frac{v_2^*}{\Delta v_{\text{одн}}} \right\rfloor.$$

Решение задачи для двухкоординатного пеленгатора

Данный метод углового разрешения инвариантен относительно типа антенной решетки фазового пеленгатора, и его можно легко распространить на плоскую и объемную (конформную) решетки. В этом случае пеленг источника радиоизлучения определяется парой направляющих косинусов к осям декартовой системы координат. Применим метод максимального правдоподобия к пеленгаторам с плоской решеткой. Обозначим v_1, u_1 направляющие косинусы «сильного» сигнала, а v_2, u_2 – «слабого». Тогда введем обозначения $\Delta v = v_2 - v_1, \Delta u = u_2 - u_1$.

Соотношение (2) принимает вид

$$L_{\Phi}(v, u) = \frac{1}{2\pi\sigma_{\Phi}^2} \exp \left\{ - \sum_{i=1}^n \frac{(\Phi_i + k_i - n_{xi}v - n_{yi}u)^2}{2\sigma_{\Phi}^2} \right\},$$

где $\mathbf{n}_x, \mathbf{n}_y$ – проекции векторов фазометрических баз на координатные оси решетки $n_{xi} = x_i / \lambda, n_{yi} = y_i / \lambda; x_i, y_i$ – координаты антенных элементов.

Оценки направляющих косинусов «сильного» сигнала, определяемые в соответствии с методом максимального правдоподобия, вычисляются по формулам [3]

$$v_1^* = \sum_{i=1}^n q_{vi} (\bar{\Phi}_i + 2\pi k_i), \quad u_1^* = \sum_{i=1}^n q_{ui} (\bar{\Phi}_i + 2\pi k_i),$$

где $\mathbf{q}_v = (q_{v1}, q_{v2}, \dots, q_{vm})^T, \mathbf{q}_u = (q_{u1}, q_{u2}, \dots, q_{un})^T$ – векторы весов, определяемые структурой антенной системы пеленгатора и корреляционной матрицей фазовых погрешностей [3]; $\mathbf{k} = (k_1, k_2, \dots, k_n)^T$ – вектор неоднозначности, координаты которого равны количеству полных периодов разностей фаз на измерительных базах, определяемый одним из известных алгоритмов [2, 3]; $\bar{\Phi}_i$ – усредненные значения измеренных разностей фаз на i -й базе, определяемые по формуле (8).

Оценка отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R^* определяется по (12) и (13), как и в случае пеленгатора с линейной решеткой. Соотношение (16) примет вид

$$\mathbf{n}_x \cdot \Delta v^{<j>} + \mathbf{n}_y \cdot \Delta u^{<j>} = \mathbf{A}_j + \mathbf{k}_j, \quad j=1 \dots m.$$

Кроме оценки $\Delta v^{<j>}$ потребуется аналогичным образом вычислить $\Delta u^{<j>}$.

$$\Delta u^{<j>} = \mathbf{q}_u^T \cdot (\mathbf{A}_j + \mathbf{k}_j^*), \quad j=1 \dots m.$$

Формула (31), по которой вычисляется квадрат ошибки Q_j , примет вид

$$Q_j(\Delta v^{<j>}, \Delta u^{<j>}) = (\mathbf{h}_j - \mathbf{A}_j)^T \times (\mathbf{h}_j - \mathbf{A}_j),$$

где $\mathbf{h}_j = \mathbf{n}_x \Delta v^{<j>} + \mathbf{n}_y \Delta u^{<j>} - [\mathbf{n}_x \Delta v^{<j>} + \mathbf{n}_y \Delta u^{<j>}]$.

Оценки разности направляющих косинусов «слабого» и «сильного» источников Δv^* и Δu^* определяются совместно. Для этого требуется из совокупности значений $\Delta v^{<j>}, \Delta u^{<j>}$ выбрать тот вариант, при котором квадрат ошибки Q_j минимален.

$$\{\Delta v^*, \Delta u^*\} = \arg \min_{i=1 \dots m} Q_i(\Delta v_i^*, \Delta u_i^*).$$

В соотношении (18) нужно добавить формулы для расчета второго направляющего косинуса «слабого» сигнала u_2^* и приведения его к сектору однозначности $\Delta u_{\text{одн}}$.

$$u_2^* = u_1 + \Delta u^*, \quad u_2^* = u_2^* - \Delta u_{\text{одн}} \cdot \left\lfloor \frac{u_2^*}{\Delta u_{\text{одн}}} \right\rfloor.$$

Численный эксперимент

Работоспособность разработанного метода была проверена компьютерным моделированием. Была выбрана эквидистантная линейной решетка, состоящая из 11 антенных элементов, расположенных через λ . При значениях направляющих косинусов «сильного» сигнала $v_1 = 0,15$ и «слабого» сигнала $v_2 = -0,07$ и отношении амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов $R = U_2 / U_1 = 0,8$ были получены следующие результаты: абсолютные погреш-

ности оценок пеленгов составили $\varepsilon_1 = v_1 - v_1^* = 0,0002$, $\varepsilon_2 = v_2 - v_2^* = -0,0003$, а отношения амплитуд – $\varepsilon_R = R - R^* = 0,004$.

Также была исследована зависимость погрешности оценок отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов R^* и направляющего косинуса «слабого» сигнала v_2^* от величины пеленга «слабого» сигнала v_2 при различных значениях R . При компьютерном моделировании пеленг «сильного» сигнала $v_1 = 0$. Значения v_2 менялись от 0,05 до 0,45 с шагом 0,05. Результаты исследования представлены на рис. 10.

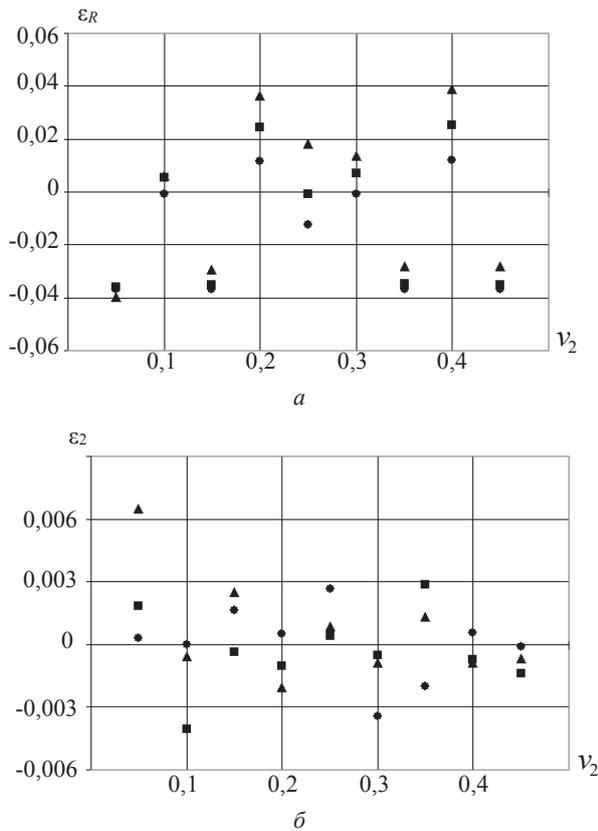


Рис. 10. Зависимость ошибки оценки отношения амплитуд «слабого» и «сильного» сигналов ε_R (а) и ошибки оценки направляющего косинуса «слабого» сигнала ε_2 (б) от пеленга «слабого» сигнала v_2 при $R=0,5$ (●), $R=0,7$ (■), $R=0,9$ (▲)

В результате усреднения по v_2 были получены статистические характеристики ошибок оценок R^* и v_2^* в виде средних значений (\bar{R} и \bar{v}_2) и стандартных отклонений (σ_R и σ_{v_2}). Результаты приведены в табл. 2.

Для анализа фазового пеленгатора с плоской антенной решеткой была выбрана антенная система, состоящая из 11 антенных элементов, расположение которых показано на рис. 11, где одно деление координатной сетки соответствует длине волны λ .

Таблица 2
Зависимость статистических характеристик оценок R^* и v_2^* от отношений амплитуд R

R	\bar{R}	σ_R	\bar{v}_2	σ_{v_2}
0,5	-0,01526	0,02156	0,00001	0,00181
0,7	-0,00896	0,02635	-0,00033	0,00197
0,9	-0,00134	0,03047	0,00068	0,00257

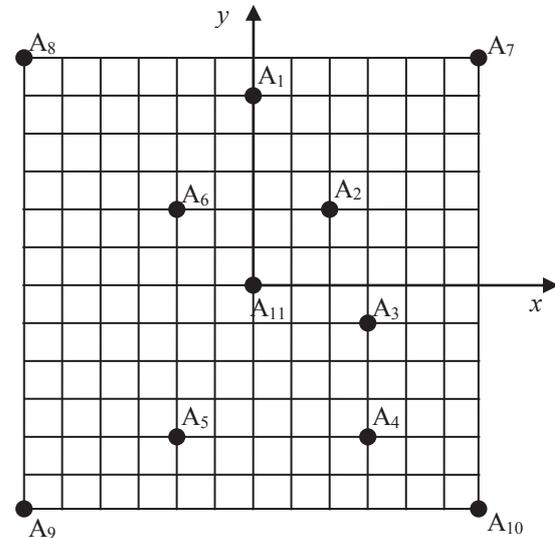


Рис. 11. Расположение элементов антенной решетки фазового радиопеленгатора. A_1, A_2, \dots, A_{11} – антенны

Сигнал, принимаемый антенной A_{11} , использовался как опорный. Относительно него измерялись разности фаз сигналов, принятых другими десятью антеннами. Получили векторы фазометрических баз

$$\mathbf{n}_x = (0; 2; 3; 3; -2; -2; 6; -6; -6; 6)^T,$$

$$\mathbf{n}_y = (5; 2; -1; -4; -4; 2; 6; 6; -6; -6)^T.$$

При значениях направляющих косинусов «сильного» сигнала $v_1 = 0,423$, $u_1 = 0$, «слабого» сигнала $v_2 = 0,416$, $u_2 = -0,073$ и отношения амплитуд сигналов $R = 0,75$ были получены следующие результаты: абсолютные погрешности оценок пеленгов и отношения амплитуд составили $v_1 - v_1^* = 0,001$, $u_1 - u_1^* = -0,0013$, $v_2 - v_2^* = 0,0023$, $u_2 - u_2^* = -0,0027$, $R - R^* = 0,016$.

Таким образом, результаты компьютерного моделирования подтвердили работоспособность метода углового разрешения в фазовых пеленгаторах, построенных в соответствии с принципом максимального правдоподобия и имеющих антенную систему в виде линейной или плоской решетки.

Заключение

Приведенные в работе теоретические расчеты, подтвержденные результатами компьютерного моделирования, позволяют констатировать:

1. Многобазовые фазовые пеленгаторы, построенные по принципу максимального правдоподобия, обладают способностью углового разрешения.

2. Разработанный метод углового разрешения применим не только к однокоординатным пеленгаторам, имеющим антенную систему в виде линейной решетки, но и к двух- и трехкоординатным пеленгаторам, имеющим антенную систему в виде плоской или объемной (конформной) решетки.

3. Разработанный метод углового разрешения применим к фазовым пеленгаторам с различным расположением элементов в антенной решетке, включая такой, при котором каждая из фазометрических баз является неоднозначной.

Работа выполнена в рамках проекта по госзадачу Минобрнауки РФ № FEWM-2023-0014.

Литература

1. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / А.А. Коростелев, Н.Ф. Ключев, Ю.А. Мельник и др.; под ред. В.Е. Дулевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
2. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: ТУСУР, 1994. – 102 с.
3. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.
4. Кинкулькин И.Е. Глобальные навигационные спутниковые системы: алгоритмы функционирования аппаратуры потребителя. – М.: Радиотехника, 2018. – 325 с.
5. Lipsky S.E. Microwave passive direction finding. – Raleigh, USA: SciTech Publishing, Inc., 2004. – 320 p.
6. Verhagen S. New Global Navigation Satellite System Ambiguity Resolution Method Compared to Existing Approaches / S. Verhagen, P.J.G. Teunissen // Journal of Guidance Control and Dynamics. – 2006. – Vol. 29, No. 4. – PP. 981–991.
7. Statistical Resolution Limit for the Multidimensional Harmonic Retrieval Model: Hypothesis Test and Cramér-Rao Bound Approaches / M.N. El Korso, R. Boyer, A. Renaux, S. Marcos // EURASIP J. Adv. Signal Proc. – 2011. – No. 12. – PP. 1–14. DOI: 10.1186/1687-6180-2011-12
8. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
9. Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. Основы теории / А.И. Куприянов, Л.Н. Шустов – М.: Вузовская книга, 2011. – 800 с.
10. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.: Военное изд-во, 2006. – 454 с.
11. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 312 с.
12. Хургин Я.И. Фinitные функции в физике и технике / Я.И. Хургин, В.П. Яковлев. – М.: Наука, 1971. – 408 с.

Dubinin D.V.

Angular resolution of signals measurement in multi-base phase direction finders

Angular resolution method of signal sources in phase direction finders with antenna systems in the form of linear, flat or three-dimensional arrays consisting of weakly directed elements is considered. The angular resolution of the signals is achieved by determining for each of the sources its own set of full periods of phase differences lost during measurements. It is shown that the maximum likelihood method developed for estimating the angle of arrival of a single signal is suitable for angular resolution of signals. There is given the received signals bearing angle accuracy evaluation.

Keywords: phase direction finder, phase difference, angular resolution, maximum likelihood estimation.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-16-25

References

1. Dulevich V.E., Korostylev A.A., Kluev N.F., Mel'nik Y.A. *Teoreticheskie osnovy radiolokatsii* [Theoretical bases of radiolocation]. Moscow, Sov. radio, 1978. 608 p. (in Russ.).
2. Belov V.I. *Teoriya fazovykh izmeritel'nykh sistem* [Theory of phase measurement systems]. Tomsk. TUSUR, 1994. 102 p. (in Russ.).
3. Denisov V.P., Dubinin D.V. *Fazovyye radiopelengatory* [Phase direction finders]. Tomsk, TUSUR, 2002. 251 p. (in Russ.).
4. Kinkul'kin I.E. *Globalnye navigatsionnye sputnikovyye sistemy: algoritmy funkcionirovaniya apparatury potrebitelya* [Global Navigation Satellite System: functioning algorithms in user's equipment]. Moscow, Radiotekhnika, 2018. 325 p. (in Russ.).
5. Lipsky S.E. *Microwave passive direction finding*. Raleigh, USA, SciTech Publishing Inc., 2004. 320 p.
6. Verhagen S., Teunissen P.J.G. New Global Navigation Satellite System Ambiguity Resolution Method Compared to Existing Approaches. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2006, vol. 29, no. 4, pp. 981–991.
7. El Korso M.N., Boyer R., Renaux A., Marcos S. Statistical Resolution Limit for the Multidimensional Harmonic Retrieval Model: Hypothesis Test and Cramér-Rao Bound Approaches *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2011, no. 12. pp. 1–14, DOI: 10.1186/1687-6180-2011-12
8. Ratynskiy M.V. *Adaptatsiya i sverhrazreshenie v antennykh reshetkah* [The adaptation and superresolution in antenna arrays]. Moscow, Radio i svjaz, 2003. 200 p. (in Russ.).
9. Kupriyanov A.I., Shustov L.N. *Radioelektronnaya bor'ba. Osnovy teorii* [Electronic warfare. Theoretical bases]. Moscow, Vuzovskaya kniga, 2011. 800 p. (in Russ.).
10. Smirnov Y.A. *Radiotekhnicheskaya razvedka* [Electronic intelligence]. Moscow, Voennoe izdatel'stvo, 2006. 454 p. (in Russ.).
11. Leonov A.I., Fomichev K.I. *Monoimpul'snaya radiolokatsiya* [The monopulse radiolocation]. Moscow. Radio i svjaz', 1984. 312 p. (in Russ.).
12. Hurginyan I.I., Yakovlev V.P. *Finitnyye funktsii v fizike i tehnikе* [The finite functions in physics and technique]. Moscow. Nauka, 1971. 408 p. (in Russ.).

Дубинин Дмитрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент
каф. радиоэлектроники и систем связи ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-4588-3778
Тел.: 8 (382-2) 70-15-15 (внутр.) 2507
Эл. почта: dmitrii.v.dubinin@tusur.ru

Dmitry V. Dubinin

Doctor of Science in Engineering, Assistant Professor,
Department of Radioelectronics and Communication Systems,
Tomsk State University of Control Systems and
Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-4588-3778
Phone: +7 (382-2) 70-15-15
Email: dmitrii.v.dubinin@tusur.ru

УДК 621.372.411

А.А. Соркин

Волноводные двухмодовые полосно-пропускающие фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами

Рассмотрены волноводный полуволновой резонатор со шлейфом и конструкции фильтров на его основе. Показано, что расположение шлейфа в центре полуволнового резонатора приводит к увеличению затухания сигнала вблизи полосы пропускания фильтров по сравнению с фильтрами на полуволновых резонаторах. С помощью данного типа резонатора полюс затухания можно получать как ниже полосы пропускания, так и выше нее. Приведены геометрические размеры четырех- и восьмизвенного фильтров с симметричной АЧХ. Изготовлен образец дуплекса, включающий в себя четырехзвенный полосно-пропускающий фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами, имеющий несимметричную АЧХ. Получено хорошее совпадение рассчитанных и экспериментальных характеристик.

Ключевые слова: волноводный резонатор, шлейф, полюс затухания, полосно-пропускающий фильтр.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-26-33

В X-диапазоне частоты приема и передачи находятся очень близко (частоты приема – 7,25–7,75 ГГц, частоты передачи: 7,9–8,4 ГГц), поэтому использование классических волноводных полосно-пропускающих фильтров на полуволновых резонаторах с индуктивными диафрагмами приводит к тому, что фильтры получаются довольно большими по длине из-за большого количества резонаторов [1, 2]. В данном частотном диапазоне целесообразно применять фильтры с полюсами затухания, имеющие симметричную или несимметричную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ).

В статьях [3, 4] рассматриваются волноводные полосно-пропускающие фильтры на резонаторах со скачком волнового сопротивления, однако такое решение не позволяет получать АЧХ с полюсами затухания. Улучшается только полоса заграждения выше полосы пропускания и становится возможным подавление до второй гармоники.

В классические волноводные фильтры можно ввести ТЕ₃₀₁-синглеты или ТЕ₂₀₁-синглеты, формирующие полюса либо ниже полосы пропускания, либо выше нее [5]. Такой подход позволяет формировать симметричные и несимметричные АЧХ. Недостатком таких фильтров является то, что каждый синглет увеличивает продольный размер на половину длины волны. Волноводные фильтры на полуволновых резонаторах с использованием емкостных и индуктивных диафрагм и шлейфов на входе и выходе, у которых резонаторы располагаются ступенчато в Е-плоскости, исследованы в [6].

Такой тип фильтров позволяет увеличивать ослабление на частотах второй гармоники. Недостатком является то, что используются полуволновые резонаторы, увеличивающие продольный размер, и то, что сама ступенчатая структура увеличивает еще и высоту фильтра.

Широко известные двухмодовые фильтры на цилиндрических полуволновых резонаторах позволяют получать эллиптическую АЧХ [7], однако нет возможности получать несимметричную АЧХ. Авторы работы [8] исследовали объемные резонаторы

со штырем с двойным резонансом. В зависимости от вида штыря можно получать полюса затухания выше или ниже полосы пропускания. Рассмотренные резонаторы позволяют проектировать фильтры с симметричными и несимметричными АЧХ. Недостатком является работа этих резонаторов на моде Н₂₀₁, что увеличивает ширину.

Авторы статьи [9] исследуют частотно-зависимые триплеты и фильтры на их основе с секциями, формирующими полюса затухания. При всех плюсах рассмотренного метода недостатком является увеличение габаритов. Фильтр на полуволновых резонаторах с организацией связи между несоседними резонаторами рассмотрен в [10]. Недостатком является использование полуволновых резонаторов, не позволяющих сократить продольный размер, также связь между несоседними резонаторами не позволяет получить несимметричную АЧХ.

Изучен фильтр, полуволновые резонаторы которого работают на модах Н₁₀₁ и Н₁₀₂ [11]. У него организована связь между входным и выходным волноводами. В зависимости от ширины окна связи и от того, насколько окно связи удалено от входной диафрагмы фильтра, получается разное количество полюсов затухания как ниже полосы пропускания, так и выше. Недостатком является окно связи между входным и выходным волноводами, которое дополнительно увеличивает продольный размер. В состав фильтра можно вводить нерезонирующие неоднородности различных типов [12–14]. Такой подход позволяет получать симметричные и несимметричные АЧХ.

Недостатком является увеличение ширины и длины фильтров. Еще один способ получения симметричных и несимметричных АЧХ рассмотрен в работе [15]. У классических фильтров на полуволновых резонаторах с индуктивными диафрагмами производят замену индуктивных диафрагм многоэлементными диафрагмами или штырями, смещенными на определенное расстояние от центра широкой стенки волновода. Недостатком является невозможность сократить продольный размер.

Также рассмотрен фильтр [16], один из резонаторов которого работает на моде H_{102} , что позволяет реализовать отрицательную связь между несоседними резонаторами, которая формирует полюса затухания: один – выше полосы пропускания, другой – ниже.

Задачу создания фильтра с малыми потерями в X-диапазоне с возможностью формирования как симметричной, так и несимметричной АЧХ предлагается решить с помощью волноводного фильтра на полуволновых резонаторах с четвертьволновыми шлейфами в центре каждого резонатора. Данные резонаторы имеют три полуволновых отрезка, два из которых формируют полосу пропускания, а один – полюс затухания либо ниже полосы пропускания, либо выше, т.е. данный резонатор является двухмодовым. Эти резонаторы могут работать как на моде H_{101} , так и на моде E_{110} . Таким образом, данные фильтры позволяют сократить продольный размер минимум в два раза.

Принцип работы полуволнового резонатора со шлейфом

В статье [17] предложен резонатор, состоящий из трех отрезков волновода различной длины, близкой к $\Lambda/4$ (Λ – длина волны в волноводе). На рис. 1, а показана продольная конфигурация резонатора. Отрезок 1-2 называется основным, а отрезки 1-3 и 3-2 – дополнительными. Электромагнитная волна, проходящая через четвертьволновые отрезки 1 и 2, является основной модой данного резонатора H_{101} . Моды, образованные отрезками 1-3 и 3-2, называются смешанными, потому что отрезки 1 и 2 работают на волне H_{10} , а отрезок 3 – на волне типа E . Если шлейф (отрезок 3) находится в центре резонатора, т.е., отрезки 1 и 2 имеют равную длину, то положение полюса и второго резонанса в полосе пропускания определяется длиной отрезка 3. Если длина отрезка 3 больше длины отрезка 1 или 2, то полюс и второй резонанс в полосе пропускания будут находиться ниже основного резонанса по частоте, а если длина отрезка 3 меньше длины отрезка 1 или 2, то выше. В общем случае длины отрезков 1 и 2 не равны, положение полюса определяется соотношением полуволновых отрезков 1-2, 1-3 и 3-2.

Назовем описанный резонатор резонатором первого типа (тип 1). В настоящей работе рассматриваются другие варианты резонаторов, позволяющие реализовать более компактные фильтры. На рис. 1, б показана поперечная конфигурация резонатора. Электромагнитная волна, проходящая через четвертьволновые отрезки 1 и 2, является основной модой данного резонатора E_{110} . Моды, образованные отрезками 1-3 и 3-2, назовем смешанными потому, что отрезки 1 и 2 работают на волне типа E , а отрезок 3 – на волне типа H . Положение полюса, как и в предыдущем случае, определяется соотношением полуволновых отрезков 1-2, 1-3 и 3-2. Данный резонатор назовем резонатором второго типа (тип 2).

На рис. 1, в показана конфигурация резонатора, у которого электромагнитная волна, проходящая

через четвертьволновые отрезки 1 и 2, является модой смешанного типа, а мода H_{101} является дополнительной (отрезок 1-3). Данный резонатор назовем резонатором третьего типа (тип 3).

На рис. 1, г показана конфигурация резонатора, у которого электромагнитная волна, проходящая через четвертьволновые отрезки 1 и 2, также является модой смешанного типа, а мода E_{110} является дополнительной (отрезок 3-2). Данный резонатор назовем резонатором четвертого типа (тип 4).

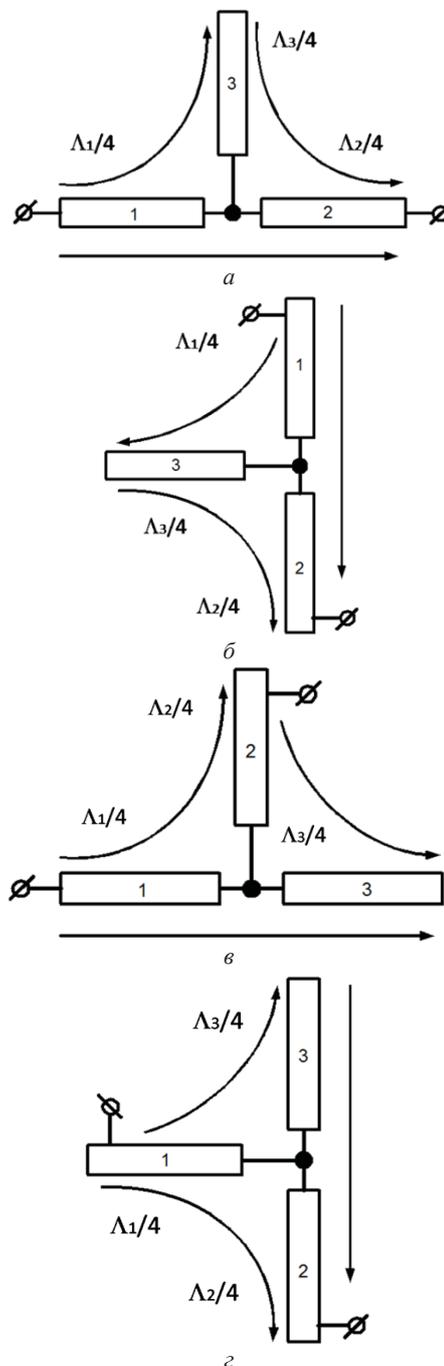


Рис. 1. Структурные схемы волноводных полуволновых резонаторов со шлейфами разной конфигурации: продольная (тип 1) – а; поперечная (тип 2) – б; с основной модой смешанного типа: продольная (тип 3) – в; поперечная (тип 4) – г

Волноводный полосно-пропускающий фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 1

Для реализации волноводных полосно-пропускающих фильтров на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 1 рассматривается сначала отдельный резонатор. Его электродинамическая модель показана на рис. 2, а, она состоит из подводящих волноводов сечением $28,5 \times 12,6$ мм, индуктивных диафрагм на входе и выходе резонатора и полуволнового резонатора со шлейфом, находящимся в центре. Для данного резонатора можно получить полюс затухания ниже полосы пропускания (см. рис. 2, б и в), S_{11} – обратные потери, S_{21} – характеристика передачи. Положение полюса и дополнительного резонанса в полосе пропускания зависит от высоты шлейфа. Если высота шлейфа больше половины продольной длины резонатора, то полюс получается ниже полосы пропускания, а если меньше, то выше.

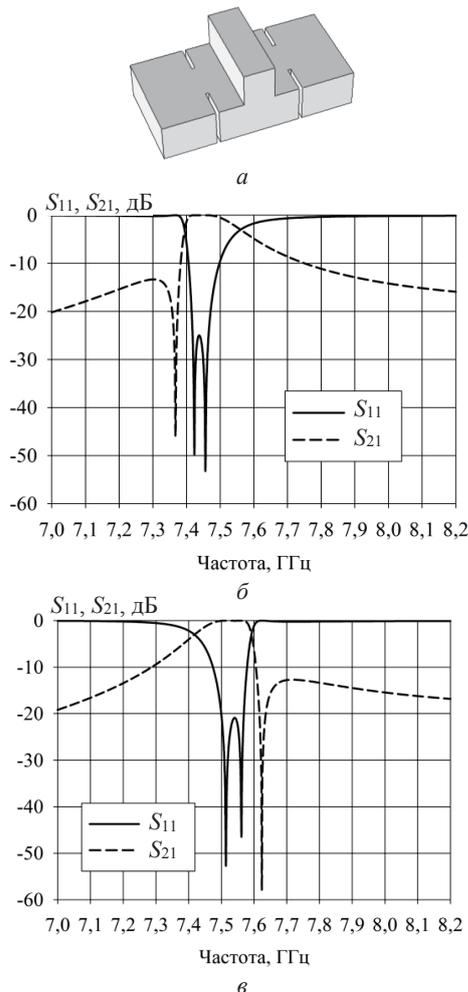


Рис. 2. Волноводный полуволновой резонатор со шлейфом – а; частотные характеристики резонатора: полюс ниже полосы пропускания – б; полюс выше полосы пропускания – в

Продольный размер шлейфа влияет на ширину полосы пропускания, если продольный размер шлейфа увеличивать, то полоса пропускания будет

расширяться, при этом положение полюса по частоте регулируется высотой шлейфа. Объясняется это тем, что увеличение продольного размера шлейфа, находящегося в центре полуволнового резонатора, увеличивает магнитную связь между модами, формирующими полосу пропускания.

С помощью пакета электродинамического моделирования были рассчитаны характеристики четырех- и восьмизвенных фильтров со шлейфами и без шлейфов. На рис. 3, а показаны геометрические размеры четырехзвенного волноводного фильтра на полуволновых резонаторах без шлейфов и со шлейфами, АЧХ приведены на рис. 3, б, серыми линиями показаны характеристики фильтра без шлейфов, черными – со шлейфами. На рис. 3, а размеры даны в миллиметрах.

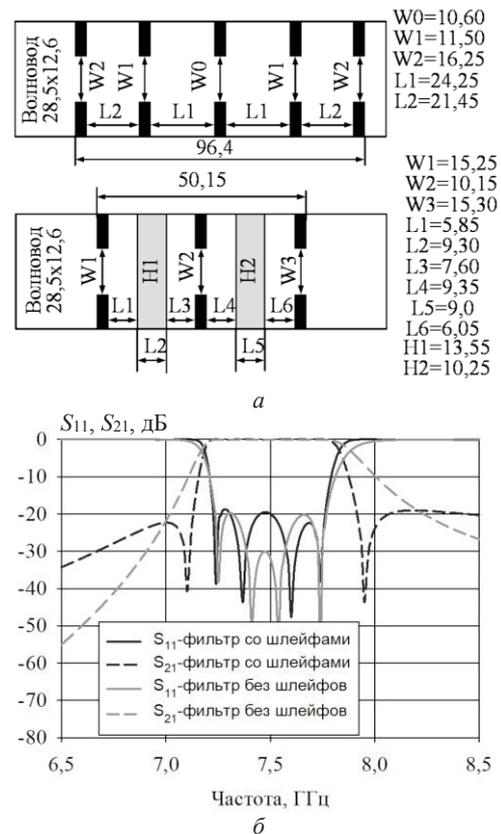


Рис. 3. Геометрические размеры четырехзвенного фильтра на полуволновых резонаторах – а; АЧХ фильтров – б

Из рис. 3 видно, что волноводный полосно-пропускающий фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами имеет длину 50,15 мм, фильтр на полуволновых резонаторах без шлейфов – 96,4 мм, т.е. фильтр со шлейфами имеет почти вдвое меньшую длину. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) обоих фильтров не более 1,25, потери в полосе пропускания 0,1 дБ, на частоте 7,13 ГГц фильтр без шлейфов имеет затухание 9,44 дБ, а со шлейфами – 20 дБ, на частоте 7,915 ГГц фильтр без шлейфов имеет затухание 4,46 дБ, а со шлейфами – 20 дБ. Таким образом, фильтр со шлейфами имеет большую крутизну склонов АЧХ, чем фильтр без

шлейфов, но при этом продольный размер меньше почти в 2 раза без ухудшения потерь в полосе пропускания.

Размеры и характеристики восьмизвенного фильтра показаны на рис. 4. Видно, что волноводный полосно-пропускающий фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами имеет длину 105 мм, фильтр на полуволновых резонаторах без шлейфов – 203,1 мм, т.е. фильтр со шлейфами имеет почти вдвое меньшую длину.

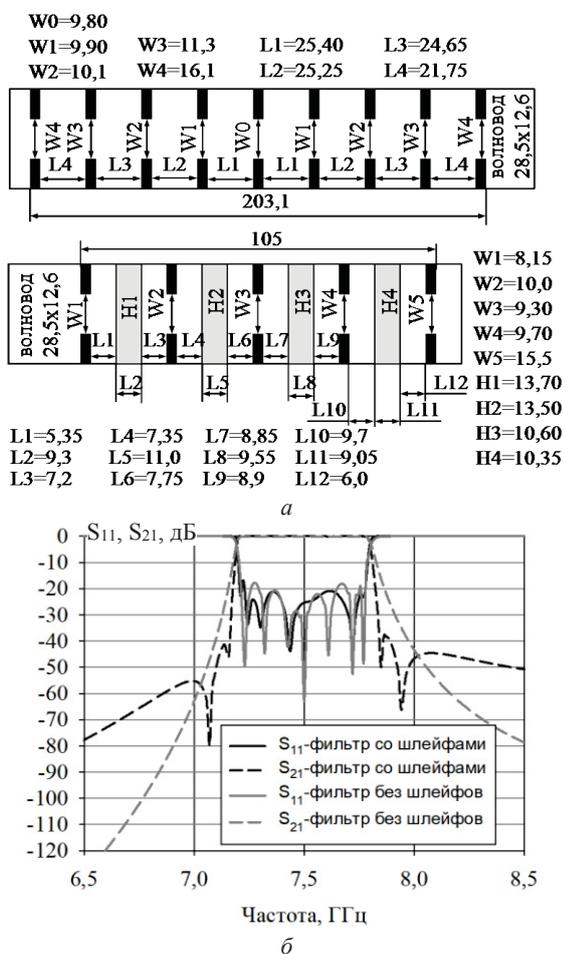


Рис. 4. Геометрические размеры восьмизвенных фильтров на полуволновых резонаторах – а; АЧХ фильтров – б

На рис. 4, а размеры даны в миллиметрах. КСВН обоих фильтров не более 1,3, потери в полосе пропускания 0,2 дБ, на частоте 7,13 ГГц фильтр без шлейфов имеет затухание 33 дБ, а со шлейфами – 42 дБ, на частоте 7,915 ГГц фильтр без шлейфов имеет затухание 28 дБ, а со шлейфами – 41 дБ. Таким образом, фильтр со шлейфами имеет большую крутизну склонов АЧХ, чем фильтр без шлейфов, но при этом продольный размер меньше почти в 2 раза без ухудшения потерь в полосе пропускания.

У резонаторов данного типа можно уменьшить поперечный размер, определяемый высотой шлейфа. Для этого надо уменьшить высоту продольного полуволнового отрезка резонатора, а шлейф свернуть. Данные конфигурации и их частотные характеристики показаны на рис. 5, а, б и рис. 6, а, б. Недо-

статком этих резонаторов является уменьшение добротности, а значит, увеличение потерь в полосе пропускания. У резонаторов, показанных на рис. 5, а и рис. 6, а, продольный полуволновой отрезок и шлейф имеют высоту чуть меньше высоты подводящих волноводов, поэтому резонатор имеет поперечные габариты, немного превышающие сечение подводящих волноводов.

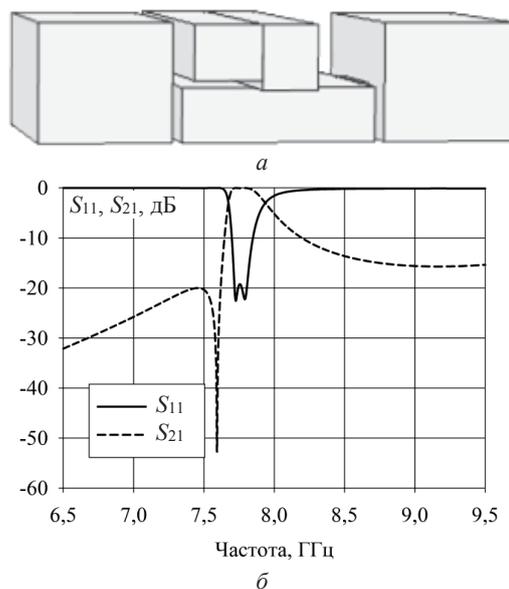


Рис. 5. Компактный полуволновой резонатор со свернутым шлейфом с полюсом затухания ниже полосы пропускания – а; его АЧХ – б

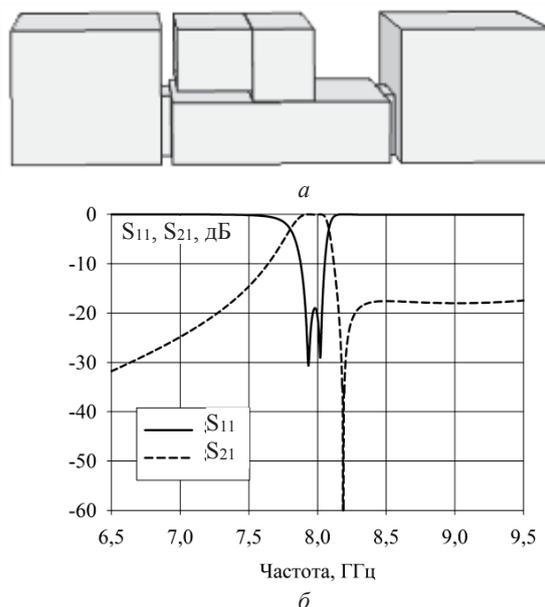


Рис. 6. Компактный полуволновой резонатор со свернутым шлейфом с полюсом затухания выше полосы пропускания – а; его АЧХ – б

Из рис. 3 и 4 видно, что фильтры со шлейфами, имея вдвое меньшую длину, обладают лучшей крутизной АЧХ. В отличие от двухмодовых фильтров на цилиндрических резонаторах и на ТМ-модах, данный фильтр может иметь и несимметричную АЧХ. Волноводные резонаторы со шлейфами могут чере-

доваться с резонаторами и без шлейфов, что еще больше расширяет область применения данного типа резонаторов. Паразитная полоса фильтра на резонаторах со шлейфами находится на частоте $1,6f_0$ при ширине полосы 6,6%, т.е. выше, чем у двухмодовых фильтров на цилиндрических резонаторах. При уменьшении ширины полосы пропускания паразитная полоса будет смещаться вверх по частоте.

Волноводные полосно-пропускающие фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 2 и типа 4

Фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 2 и типа 4 также были рассчитаны с помощью пакета электродинамического моделирования. Волноводный резонатор со шлейфом типа 2 и его частотные характеристики с полюсом затухания ниже и выше полосы пропускания показаны на рис. 7, а–в.

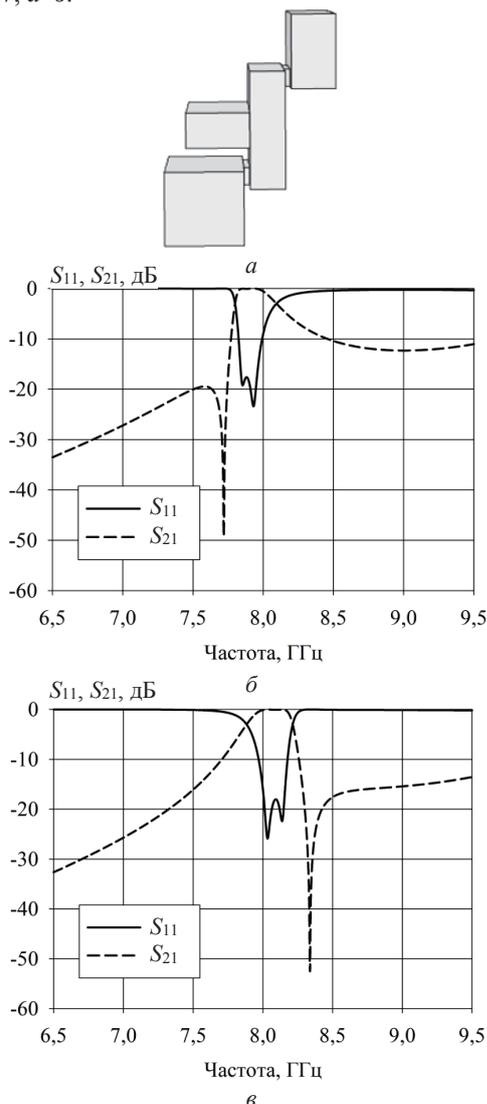


Рис. 7. Полуволновой резонатор со шлейфом типа 2 – а; АЧХ резонатора с полюсом затухания : ниже полосы пропускания – б; выше полосы пропускания – в

Структура фильтра на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 2 показана на рис. 8, а, его

частотные характеристики – на рис. 8, б. Стоит отметить, что у данного фильтра можно уменьшить продольный размер, если выполнить шлейфы с изгибом или на расширенном сечении.

Данный фильтр имеет ширину 28,5 мм, высоту 28,3 мм и длину 29,4 мм, что почти в два раза короче выше рассмотренного четырехзвенного фильтра на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 1. Потери фильтра в полосе пропускания 0,25 дБ, КСВН не более 1,25, затухание на частоте 7,13 ГГц – 20,4 дБ, на частоте 7,915 ГГц – 12,37 дБ.

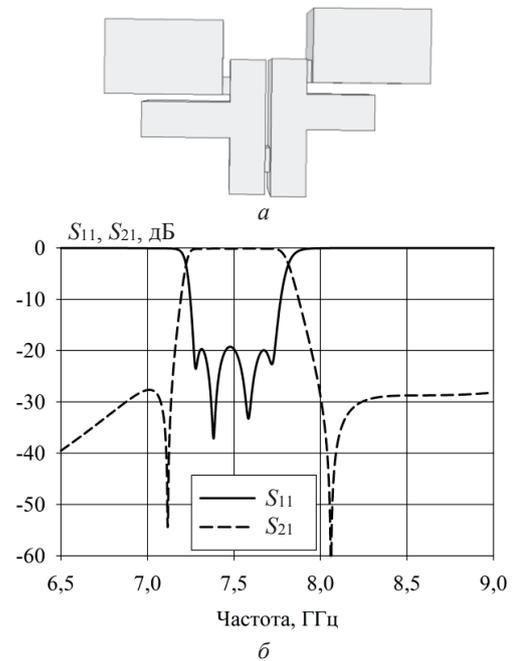


Рис. 8. Четырехзвенный фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 2 – а; его АЧХ – б

Структура фильтра на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 4 показана на рис. 9, а, его частотные характеристики – на рис. 9, б.

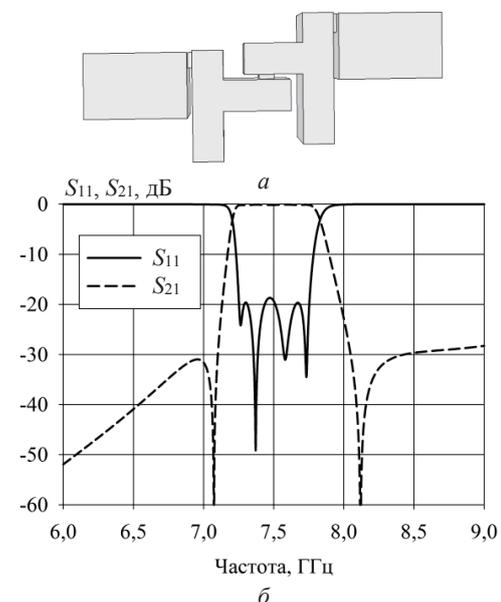


Рис. 9. Четырехзвенный фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 4 – а; его АЧХ – б

Данный фильтр имеет ширину 28,5 мм, высоту 31,55 мм и длину 39,6 мм, что почти в полтора раза короче, чем у рассмотренного выше четырехзвенного фильтра на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 1. Потери фильтра в полосе пропускания 0,28 дБ, КСВН не более 1,25, затухание на частоте 7,13 ГГц – 34,3 дБ, на частоте 7,915 ГГц – 15,4 дБ.

Сравнивая фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами различных типов, можно сделать следующие выводы:

- наименьшие потери имеет фильтр на резонаторах типа 1;
- наименьшую длину имеет фильтр на резонаторах типа 2;
- наилучшую крутизну склона ниже полосы пропускания имеет фильтр на резонаторах типа 4, а выше – фильтр на резонаторах типа 1.

Эксперимент

Был разработан дуплексер, один канал которого рассчитан на частоты приема (7,25–7,75 ГГц), другой канал рассчитан на частоты передачи (7,9–8,4 ГГц). На рис. 10, а показан изготовленный образец дуплексера, на рис. 10, б – электродинамическая модель дуплексера, а на рис. 10, в – рассчитанные и экспериментальные частотные характеристики.

Приемным является волноводный десятизвенный полосно-пропускающий фильтр с индуктивными связями без Е-плоскостной симметрии [18, 19], передающим является волноводный четырехзвенный фильтр на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 1, имеющий несимметричную АЧХ с полюсами затухания ниже полосы пропускания. Из рис. 10, в видно, что расчетные и экспериментальные частотные характеристики хорошо совпадают.

Размеры дуплексера следующие: ширина 28,5 мм, высота 76,3 мм и длина 117,9 мм. Данный дуплексер имеет следующие электрические характеристики:

- потери на частотах приема (7,25–7,75 ГГц) не более 0,7 дБ, КСВН в полосе пропускания десятизвенного фильтра не более 1,3, подавление на частотах передачи (7,9–8,4 ГГц) не менее 80 дБ;
- потери на частотах передачи (7,9–8,4 ГГц) не более 0,2 дБ, КСВН в полосе пропускания четырехзвенного фильтра на полуволновых резонаторах со шлейфами типа 1 не более 1,3, подавление на частотах приема (7,25–7,75 ГГц) не менее 38 дБ.

Заключение

Получен новый тип волноводного двухмодового резонатора. Фильтры на его основе обладают меньшими массогабаритными параметрами, высокой селективностью, возможностью формирования симметричной и несимметричной АЧХ. Рассмотрены фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами нескольких типов. Показаны достоинства и недостатки фильтров на каждом типе данных резонаторов. Приведены результаты сравнений четырехзвенных и восьмизвенных фильтров на полуволновых резонаторах типа 1 с соответствующими фильтрами без шлейфов. Изготовлен образец дуплексера, в котором используется фильтр на полуволновых резо-

наторах со шлейфами типа 1, имеющий несимметричную АЧХ. Достигнуто хорошее совпадение рассчитанных и измеренных частотных характеристик.

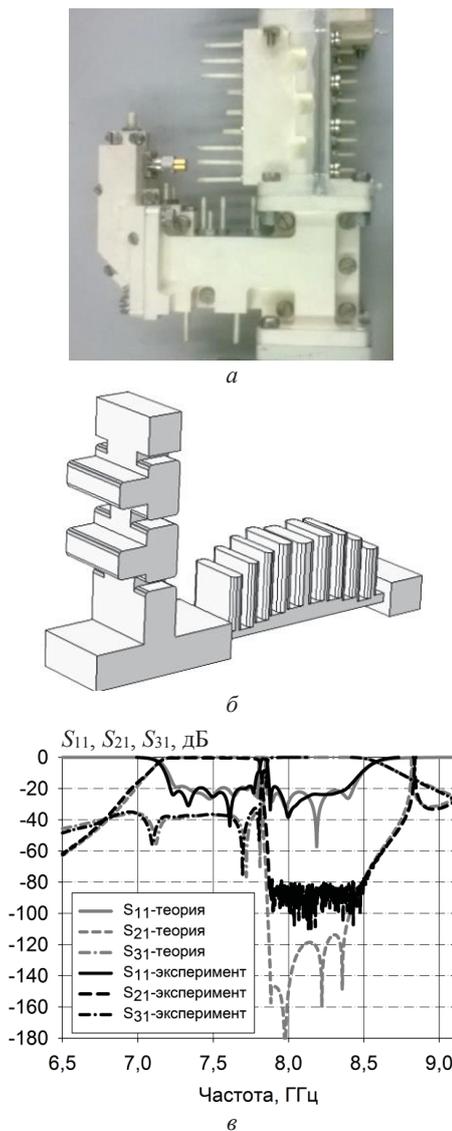


Рис. 10. Изготовленный образец дуплексера – а; электродинамическая модель дуплексера – б; частотные характеристики дуплексера – в

Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» (номер FSRZ-2023-0008).

Литература

1. Lim Y.P. Design and synthesis of a Chebyshev response waveguide filter / Y.P. Lim., S. Cheab, P.W. Wong // 2018 International Conference on Intelligent and Advanced System (ICIAS). – 2018. – PP. 1–4. DOI: 10.1109/ICIAS.2018. 8540610.
2. Melgarejo J.C. Space mapping for tuning microwave waveguide filters / J.C. Melgarejo, M. Guglielmi, S. Cogollos, V.E. Boria // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – 2019. – PP. 353–365. DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700926.
3. Valencia J. Compact wideband hybrid filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response /

- J. Valencia, V.E. Boria, M. Guglielmi, S. Cogollos // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Vol. 68, No. 1. – PP. 87–101. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2947911.
4. Valencia J. Enhancing the performance of stepped impedance resonator filters in rectangular waveguide / J. Valencia, M. Guglielmi, S. Cogollos, J. Vague, V.E. Boria // 2017 47th European Microwave Conference (EuMC). – 2017. – PP. 989–992. DOI: 10.23919/EuMC.2017.8231012.
5. Macchiarella G. Design of inline waveguide filters with frequency-variant couplings producing transmission zeros / G. Macchiarella, G.G. Gentili, N. Delmonte, L. Silvestri, M. Bozzi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol. 69, No. 8. – PP. 3746–3758. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3075971.
6. Valencia J. Hybrid wideband staircase filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response / J. Valencia, M. Guglielmi, S. Cogollos, V.E. Boria // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol. 69, No. 8. – PP. 3783–3796. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3076061.
7. Ossorio J. Exploring the tunability range of classic circular waveguide dual mode filters using EM-based CAD / J. Ossorio, J. Vague, V.E. Boria, M. Guglielmi // 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). – 2017. – PP. 1–3. DOI: 10.1109/NEMO.2017.7964277.
8. Tomassoni C. Double resonance waveguide cavity / C. Tomassoni, S. Bastioli, R.V. Snyder // 2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). – 2018. – PP. 1–3. DOI: 10.1109/NEMO.2018.8503426.
9. Lu D. Planar/waveguide quasi-elliptic linear-phase filters using mixed cascaded frequency-dependent triplets with extracted pole sections / D. Lu, Y. Yang, Y. Wu, M. Yu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol. 69, No. 6. – PP. 3070–3083. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3074602.
10. Reddy D.S. Virtual negative coupling in folded waveguide cavity filter for space applications / D.S. Reddy, B. Gowrish, V.K. Velidi, A.V.G. Subramanyam, V.V. Srinivasan, Y. Mehta // 2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). – 2015. – PP. 118–120. DOI: 10.1109/IMaRC.2015.7411373.
11. Miek D. Ku-Band waveguide filter with multiple transmission zeros by resonant source to load and bypass cross-coupling / D. Miek, A. Morán-López, J.A. Ruiz-Cruz, M. Höft // 2019 49th European Microwave Conference (EuMC). – 2019. – PP. 57–60. DOI: 10.23919/EuMC.2019.8910677.
12. Xiao H. Design of W-band quasi-elliptic waveguide filters using non-resonating nodes / H. Xiao, J. Duan, B. Zhang, C. Huang, Y. Tian // 2018 IEEE International Conference on Computer and Communication Engineering Technology (CCET). – 2018. – PP. 176–180. DOI: 10.1109/CCET.2018.8542207.
13. Miek D. Additive manufacturing of symmetrical X-band waveguide filters for wide-band applications based on extracted pole filter design / D. Miek, S. Simmich, M. Höft // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP). – 2019. – PP. 13–15. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2019.8880120.
14. Xiao Y. A novel W-band waveguide bandpass filter based on nonresonating nodes / Y. Xiao, T. Li, H. Sun // 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2016. – PP. 1–3. DOI: 10.1109/ICMMT.2016.7762458.
15. Zhang Y. Direct synthesis and design of dispersive waveguide bandpass filters / Y. Zhang, H. Meng, K. Wu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Vol. 68, – No. 5. – PP. 1678–1687. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2969385.
16. Ding J. WR-3 band quasi-elliptical waveguide filters using higher order mode resonances / J. Ding, S. Shi, K. Zhou, K. Zhao, Y. Zhao, D. Liu, W. Wu // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2017. – Vol. 7, No. 3. – PP. 302–309. DOI: 10.1109/TTHZ.2017.2686007.
17. Соркин А.А. Волноводные полосно-пропускающие фильтры на полуволновых резонаторах со шлейфами / А.А. Соркин, Ю.П. Саломатов // XXII Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники»: сб. науч. трудов. – Красноярск: СФУ, 2022. – С. 216–220.
18. Соркин А.А. Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с E-плоскостной симметрией и без E-плоскостной симметрии / А.А. Соркин, Ю.П. Саломатов // XXII Всерос. научно-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники»: сб. науч. трудов, Красноярск. – Красноярск: СФУ, 2022. – С. 257–262.
19. Соркин А.А. Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с E-плоскостной симметрией и без E-плоскостной симметрии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2022. – Т. 25, № 5. – С. 32–41.

Соркин Александр Анатольевич

Магистр по направлению «Радиоэлектроника», аспирант Сибирского федерального университета Свободный пр-т, 79, г. Красноярск, Россия, 660041
ORCID: 0000-0001-7088-8373
Тел.: 8-913-197-82-81
Эл. почта: alexandr.sorkin.781@mail.ru

Sorkin A.A.

Waveguide dual-mode bandpass filters based on half-wave resonators with stubs

A waveguide half-wave resonator with a stub and filter designs based on it are considered. It is shown that the location of the stub in the center of a half-wave resonator leads to an increase in signal attenuation near the passband of filters compared to filters based on half-wave resonators. Using this type of resonator, the pole can be obtained both below the passband and above. The geometric dimensions of the four- and eight-section filters with a symmetrical frequency response are given.

Keywords: waveguide resonator, stub, attenuation pole, band pass filter.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-26-33

Reference

1. Lim Y.P., Cheab S., Wong P.W. Design and synthesis of a Chebyshev response waveguide filter. *2018 International Conference on Intelligent and Advanced System (ICIAS)*, 2018, pp. 1–4. DOI: 10.1109/ICIAS.2018.8540610.
2. Melgarejo J.C., Guglielmi M., Cogollos S., Boria V.E. Space mapping for tuning microwave waveguide filters. *2019*

IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2019, pp. 353–365. DOI: 10.1109/MWSYM.2019.8700926.

3. Valencia J., Boria V.E., Guglielmi M., Cogollos S. Compact wideband hybrid filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, vol. 68, no. 1, pp. 87–101. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2947911.

4. Valencia J., Guglielmi M., Cogollos S., Vague J., Boria V.E. Enhancing the performance of stepped impedance resonator filters in rectangular waveguide. *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, pp. 989–992. DOI: 10.23919/EuMC.2017.8231012.

5. Macchiarella G., Gentili G.G., Delmonte N., Silvestri L., Bozzi M. Design of inline waveguide filters with frequency-variant couplings producing transmission zeros. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, vol. 69, no. 8, pp. 3746–3758. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3075971.

6. Valencia J., Guglielmi M., Cogollos S., Boria V.E. Hybrid wideband staircase filters in rectangular waveguide with enhanced out-of-band response. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, vol. 69, no. 8, pp. 3783–3796. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3076061.

7. Ossorio J., Vague J., Boria V.E., Guglielmi M. Exploring the tunability range of classic circular waveguide dual mode filters using EM-based CAD. *2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, 2017, pp. 1–3. DOI: 10.1109/NEMO.2017.7964277.

8. Tomassoni C., Bastioli S., Snyder R.V. Double resonance waveguide cavity. *2018 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, 2018, pp. 1–3. DOI: 10.1109/NEMO.2018.8503426.

9. Lu D., Yang Y., Wu Y., Yu M. Planar/waveguide quasi-elliptic linear-phase filters using mixed cascaded frequency-dependent triplets with extracted pole sections. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2021, vol. 69, no. 6, pp. 3070–3083. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3074602.

10. Reddy D.S., Gowrish B., Velidi V.K., Subramanyam A.V.G., Srinivasan V.V., Mehta Y. Virtual negative coupling in folded waveguide cavity filter for space applications. *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, 2015, pp. 118–120. DOI: 10.1109/IMaRC.2015.7411373.

11. Miek D., Morán-López A., Ruiz-Cruz J.A., Höft M. Ku-Band waveguide filter with multiple transmission zeros by resonant source to load and bypass cross-coupling. *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, 2019, pp. 57–60. DOI: 10.23919/EuMC.2019.8910677.

12. Xiao H., Duan J., Zhang B., Huang C., Tian Y. Design of W-band quasi-elliptic waveguide filters using non-resonating nodes. *2018 IEEE International Conference on Computer and Communication Engineering Technology (CCET)*, 2018, pp. 176–180. DOI: 10.1109/CCET.2018.8542207.

13. Miek D., Simmich S., Höft M. Additive manufacturing of symmetrical X-band waveguide filters for wide-band applications based on extracted pole filter design. *2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2019, pp. 13–15. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2019.8880120.

14. Xiao Y., Li T., Sun H. A novel W-band waveguide bandpass filter based on nonresonating nodes. *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2016, pp. 1–3. DOI: 10.1109/ICMMT.2016.7762458.

15. Zhang Y., Meng H., Wu K. Direct synthesis and design of dispersive waveguide bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, vol. 68, no. 5, pp. 1678–1687. DOI: 10.1109/TMTT.2020.2969385.

16. Ding J., Shi S., Zhou K., Zhao K., Zhao Y., Liu D., Wu W. WR-3 band quasi-elliptical waveguide filters using higher order mode resonances. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2017, vol. 7, no. 3, pp. 302–309. DOI: 10.1109/TTHZ.2017.2686007.

17. Sorokin A.A., Y.P. Salomatov. *Volnovod-nyepolosno-propuskayushchie fil'try na poluvolnovykh rezonatorakh so shleifami* [Waveguide bandpass filters based on half-wave resonators with stubs]. XXII Vserossiyskayanauchno-tekhnicheskayakonferenciya «Sovremennyye problem radioelektroniki»: sborniknauchnyhtrudov [XXII All-Russian Scientific and Technical Conference «Modern Problems of Radio Electronics»: Collection of Scientific Papers]. Krasnoyarsk, Siberian Federal University, 2022, pp. 216–220 (in Russ.).

18. Sorokin A.A., Y.P. Salomatov. *Kompaktnyepolosno-propuskayushchie volnovodnyefil'try s induktivnyemisvyazyami s E-ploskostnojsimmetrijei bez E-ploskostnojsimmetrii* [Compact bandpass waveguide filters with inductive couplings with E-plane symmetry and without E-plane symmetry] XXII Vserossiyskayanauchno-tekhnicheskayakonferenciya «Sovremennyye problem radioelektroniki»: sborniknauchnyhtrudov [XXII All-Russian Scientific and Technical Conference «Modern Problems of Radio Electronics»: Collection of Scientific Papers]. KrasnoyarskSiberian Federal University, 2022, pp. 257–262 (in Russ.).

19. Sorokin A.A. [Compact bandpass waveguide filters with inductive couplings with E-plane symmetry and without E-plane symmetry]. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2022, vol. 25, no. 5, pp. 32–41 (in Russ.).

Alexander A. Sorokin

Master student majoring in «Radio Engineering»,
Graduate student, Siberian Federal University,
79, Svobodny pr., Krasnoyarsk, Russia, 660041
Phone: +7-913-197-82-81
ORCID: 0000-0001-7088-8373
Email: alexandr.sorkin.781@mail.ru

УДК 621.396

П.А. Полянских, В.П. Денисов, А.А. Мещеряков

Кепстральная обработка сигналов в пассивной однопозиционной системе местоопределения источников радиоизлучения

Исследуется возможность применения кепстрального анализа для измерения задержек сигналов сканирующей импульсной РЛС, отраженных от элементов рельефа местности, относительно прямого сигнала в однопозиционной пассивной системе местоопределения источников радиоизлучения. Исходным материалом служат записи прямых и отраженных сигналов в приемном пункте системы, полученные на пересеченных наземных трассах. Приведены теория кепстрального метода и результаты численных расчетов для случая нескольких отраженных сигналов. Для выделения составляющих кепстра, соответствующих задержкам отраженных сигналов, необходимо, чтобы амплитуды этих сигналов значительно превосходили фон, обусловленный рассеянием прямого сигнала элементами окружающей местности.

Ключевые слова: отражения, элемент рельефа местности, наземная трасса распространения, задержка сигнала, обработка.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-34-40

Экспериментальное обоснование постановки задачи

Прогресс в области повышения чувствительности радиоприемных устройств и реализация возможностей цифровой обработки сигналов приводят к тому, что искажения сигналов на трассе распространения радиоволн становятся решающим фактором в задачах оптимизации радиоэлектронных систем, предназначенных для обнаружения источников радиоизлучения, дальномерных и угломерных измерений.

Разработанный в НИИ РТС ТУСУРа пассивный однопозиционный метод определения местоположения на местности работающей импульсной радиолокационной станции (РЛС) [1, 2] предполагает моноимпульсное определение направления как на РЛС (по прямому сигналу, прошедшему трассу распространения радиоволн по кратчайшему пути), так и на источники переотражений (по принятым от них сигналам), а также измерение временных задержек сигналов РЛС, переизлученных элементами рельефа местности, относительно прямого. Для определения положения РЛС на местности достаточно выяснить расстояние до нее (дальность), которая вычисляется по совокупности измеренных задержек между отражениями и прямым сигналом, а также пеленгов по каждому импульсу, по которому измеряется задержка. Предложенный однопозиционный метод определения координат РЛС опробован на наземных трассах протяженностью до 20 км и показал свою состоятельность. Алгоритм обработки сигналов приведен в [1, 2], однако вопросы оптимизации обработки были рассмотрены не в полной мере.

Цель настоящей статьи – выяснить возможность и рациональность применения кепстральной обработки для измерения временных задержек отражений относительно прямого сигнала.

Вопросы пеленгования в статье не анализируются.

Используемые в статье данные о характеристиках пеленгов на источники отражений и задержках

отражений относительно прямого сигнала РЛС были получены в ходе радиофизического эксперимента по изучению распространения радиоволн сантиметрового диапазона на наземных трассах, проводившегося в НИИ РТС ТУСУРа [2]. Составная часть радиофизического комплекса, использованная для получения соответствующих данных, состояла из импульсного радиолокатора трехсантиметрового диапазона и двухбазового фазового пеленгатора, как схематически показано на рис. 1.

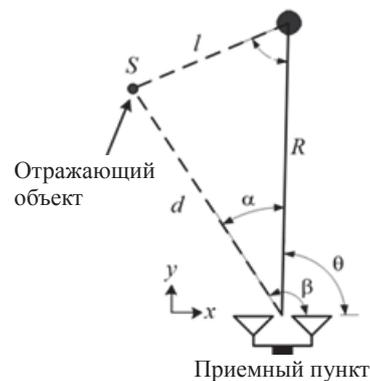


Рис. 1. Геометрия системы

РЛС излучала прямоугольные радиоимпульсы длительностью 0,3 мкс, ее антенна с шириной главного лепестка диаграммы направленности два градуса сканировала в горизонтальной плоскости. В дополнение к аппаратуре, показанной на рис. 1, приемный и передающий пункты были охвачены локальной системой единого времени [2, 4], что позволяло записывать на приемном конце в цифровой форме прямые сигналы РЛС и следующие за ними переотражения в некотором временном интервале, называемом далее окном регистрации. Записывались огибающие сигналов и разности фаз на большой (90 см) и малой (18 см) базах пеленгатора, что позволяло однозначно определять пеленги как на РЛС, так и на источники отражений. Временной дискрет цифровой записи сигналов в окне регистрации (так

АЦП) составлял 11 нс. Аппаратурная погрешность фазовых измерений оценивалась в 8–12°.

Отражающими объектами на трассе распространения были искусственные сооружения, крутые берега водоемов, холмы, группы деревьев, опушки леса и кустарников и т.д., непредсказуемо расположенные на местности. В соответствии с этим и непредсказуема и картина отражений.

Пример записи сигналов в окне регистрации дан на рис. 2 при отвороте антенны РЛС от направления на пеленгатор на 60°. На рис. 2, а показана огибающая сигналов (виден прямой импульс РЛС и ряд отраженных), на рис. 2, б и в – разности фаз на

малой и большой базах пеленгатора. «Начало» прямого импульса в окне регистрации устанавливалось системой синхронизации и соответствовало тридцатому такту АЦП относительно начала окна регистрации. Видно, что в течение как прямого, так и отраженных импульсов разности фаз сигналов на малой и большой базах изменялись не так резко, чтобы их нельзя было измерить в заданный момент времени.

Это позволило пеленговать фазовым методом [5] как РЛС, так и отражающие объекты. Вне интервалов существования импульсов разности фаз хаотично менялись в пределах ±180°.

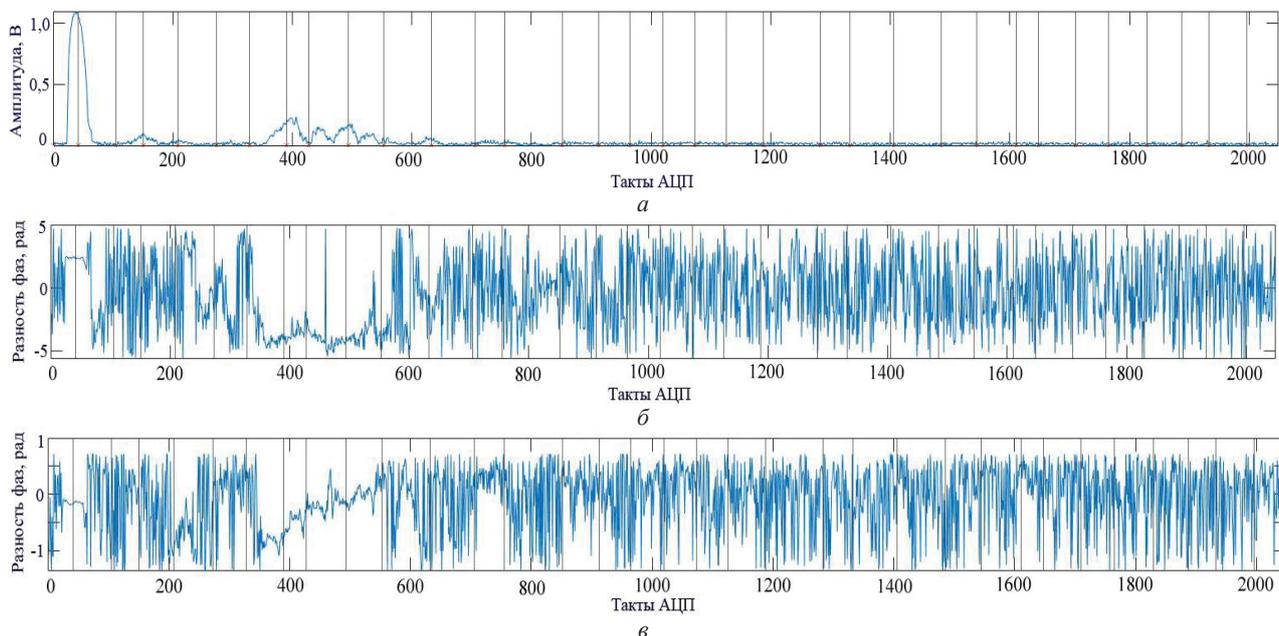


Рис. 2. Пример записи сигналов в окне регистрации: а – огибающая сигналов; б, в – разности фаз на малой и большой базах пеленгатора

Из рис. 2 видно, что в данном случае отраженные импульсы визуально отделены друг от друга, что позволяет измерять задержки между прямым и отраженными сигналами известными методами [6].

В случаях, когда отраженные импульсы сливаются друг с другом и визуально невозможно определить ни их количество, ни задержки относительно прямого, используют специальные методы измерений, одним из которых является кепстральный.

Пример такой записи сигналов приведен на рис. 3 при отвороте антенны РЛС от направления на пеленгатор на 75°. На рис. 3 длительность записи составила 1 024 такта АЦП (а не 2 048 тактов как на рис. 2), так как визуально при большем времени отраженные импульсы не были обнаружены.

Развитие метода кепстральной обработки сигналов

Известно, что кепстральная обработка успешно применяется в областях техники, где наряду с прямыми сигналами присутствуют отражения. Такими областями являются, например, гидроакустика, сейсмология, взрывотехника, анализ и синтез человеческой речи [7–10]. Выясним возможность его применения к нашей задаче.

Из приведенного материала следует, что в нашем случае принимаемый сигнал $s(t)$ можно представить в виде

$$s(t) = s_1(t) + \sum_{i=1}^n a_i s_1(t - \tau_i), \quad (1)$$

где $s_1(t)$ – принимаемый прямой сигнал РЛС, a_i – амплитудный коэффициент, зависящий от рассеивающих свойств соответствующего отражателя, τ_i – задержка отраженного сигнала относительно прямого. Ее суть видна из рис. 1

$$\tau_i = \frac{1}{c}(l_i + d_i - R).$$

Из (1) следует, что внутренние шумы аппаратуры не учитываются в принятой модели сигнала, считается, что их влияние пренебрежимо мало. В то же время из рис. 2 и 3 видно, что индицируемые импульсы принимаются на фоне значительно менее мощных отражений, создающих на рисунке сплошную шумовую дорожку. Их наличие укладывается в рамки (1).

По совокупности измеренных пеленгов отражений относительно направления на РЛС $\alpha_i = |\theta_i - \beta_i|$,

(см. рис. 1) и разности расстояний $\delta_i = \sigma\tau_i$ определяется дальность до РЛС по формуле

$$R = \arg \min_R \sum_{i=1}^N \left[(x_i(R, \alpha_i, \delta_i) - x_{ni})^2 + (y_i(R, \alpha_i, \delta_i) - y_{ni})^2 \right], \quad (2)$$

где x_{ni} и y_{ni} – координаты возможных («потенциальных» [2]) отражателей, нанесенных на карту местности, x_i и y_i – координаты отражателей, рассчитанные по измеренным пеленгам и задержкам.

Поясним кратко суть рассматриваемого метода измерения задержек с применением кепстров.

Исходной позицией является модель сигнала, определяемая (1).

Спектр этого сигнала можно в виде произведения двух спектров записать как

$$S(j\omega) = S_1(j\omega) \cdot S_2(j\omega), \quad (3)$$

где $S_1(j\omega)$ – спектр прямого сигнала, который считается неискаженным;

$$S_2(j\omega) = \left(1 + \sum_{i=1}^n a_i e^{-j\omega\tau_i} \right). \quad (4)$$

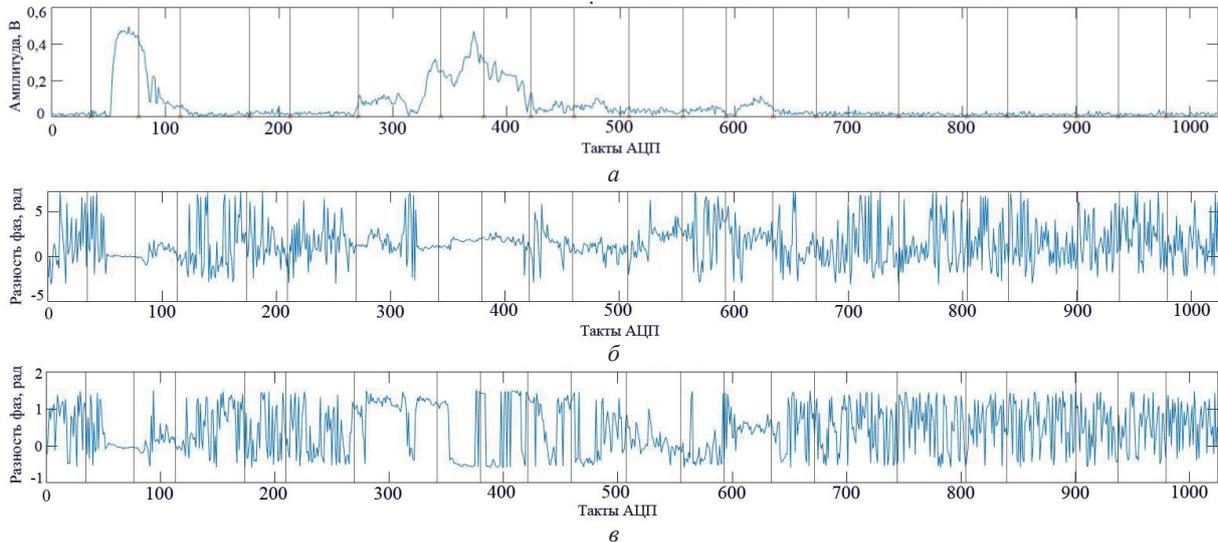


Рис. 3. Пример записи сигналов в окне регистрации: *a* – огибающая сигналов; *b*, *v* – разности фаз на малой и большой базах пеленгатора

Спектр $S_2(j\omega)$ зависит от интенсивности и задержек отраженных сигналов относительно прямого и не связан со спектром прямого сигнала.

Идея кепстральной обработки заключается в переходе от произведения двух спектров в формуле (3) к их сумме, что достигается путем логарифмирования.

После логарифмирования квадрата модуля $S(j\omega)$ и возвращения во временную область путем обратного преобразования Фурье получаем функцию, именуемую кепстром:

$$C(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln |S(j\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega. \quad (5)$$

Кепстр $C(t)$ также можно записать в виде

$$C(t) = C_{s1}(t) + C_{s2}(t), \quad (6)$$

где $C_{s1}(t)$ – кепстр прямого сигнала, $C_{s2}(t)$ – кепстр сигнала, спектр которого выражается формулой (4).

Кепстр $C_{s2}(t)$ содержит всю информацию о задержках отраженных сигналов относительно прямого.

Дальнейший теоретический анализ кепстральных преобразований в известной нам литературе

проводится исходя из двух упрощающих условий, налагаемых на сигнал (1):

- принимаемый сигнал содержит только один отраженный;
- амплитуда прямого сигнала больше, чем амплитуда отраженного, $a_1 < 1$.

Продолжим анализ, полагая, что отраженных сигналов больше чем один, воспользовавшись известным подходом [11].

Квадрат спектра полного сигнала в подынтегральном выражении формулы (5) запишем как

$$|S(j\omega)|^2 = |S_1(j\omega)|^2 S_2(j\omega) S_2(-j\omega). \quad (7)$$

Поскольку вся информация о задержках содержится в функции $S_2(j\omega)$, далее будем заниматься только ей. Эта функция выражается формулой (4) и перемножение сумм в соответствии с (5) привело бы к очень громоздким выражениям. Поэтому ограничимся случаем, когда отраженных сигналов всего два, полагая, что это позволит выяснить особенности, связанные с наличием более чем одного.

Будем иметь

$$\ln |S_2(j\omega)|^2 = \ln \left(1 + a_1 e^{j\omega\tau_1} + a_2 e^{j\omega\tau_2} \right) + \ln \left(1 + a_1 e^{-j\omega\tau_1} + a_2 e^{-j\omega\tau_2} \right). \quad (8)$$

Далее разложим логарифм в степенной ряд, полагая, что сумма второго и третьего членов в простых скобках не превосходит по модулю единицы.

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots$$

В нашем случае $x = a_1 e^{j\omega\tau_1} + a_2 e^{j\omega\tau_2}$ в первой скобке, $x = a_1 e^{-j\omega\tau_1} + a_2 e^{-j\omega\tau_2}$ – во второй.

Используя данное разложение, имеем на основании (8)

$$\begin{aligned} \ln|S_2(j\omega)|^2 &= 2a_1 \cos \omega\tau_1 + 2a_2 \cos \omega\tau_2 - \\ &- a_1^2 \cos 2\omega\tau_1 - a_2^2 \cos 2\omega\tau_2 - 2a_1 a_2 \cos \omega(\tau_1 + \tau_2) + \\ &+ \frac{2}{3} a_1^3 \cos 3\omega\tau_1 + \frac{4}{3} a_1^2 a_2 \cos \omega(2\tau_1 + \tau_2) + \\ &+ \frac{4}{3} a_2^2 a_1 \cos \omega(2\tau_2 + \tau_1). \end{aligned} \quad (9)$$

Так как мы имеем дело с дискретными сигналами, обозначим шаг дискретизации по времени T (в нашем случае это 11 нс). Задержка первого отраженного сигнала относительно прямого будет $\tau_1 = m_0 T$, задержка второго – $\tau_2 = m_0 T$. Интеграл (5) для принятой модели сигнала (два отраженных) по аналогии с учебником [11] запишется в виде

$$\begin{aligned} C(m) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln|S_1(j\omega)|^2 \cos(m\omega T) d(\omega T) + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln|1 + a_1 e^{j\omega\tau_1} + a_2 e^{j\omega\tau_2}|^2 \cos(m\omega T) d(\omega T). \end{aligned} \quad (10)$$

Вычислим второй интеграл из (10), характеризующий задержки, подставив в него $\ln|S_2(j\omega)|^2$ в цифровой форме. Получим

$$\begin{aligned} C_{S2}(m) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [2a_1 \cos \omega m_0 T + 2a_2 \cos \omega m_0 T - \\ &- a_1^2 \cos 2\omega m_0 T - a_2^2 \cos 2\omega m_0 T - 2a_1 a_2 \cos \omega(m_0 + m_0) + \\ &+ \frac{2}{3} a_1^3 \cos 3\omega m_0 T + \frac{2}{3} a_2^3 \cos 3\omega m_0 T + \\ &+ \frac{4}{3} a_1^2 a_2 \cos \omega(2m_0 T + m_0 T) + \\ &+ \frac{4}{3} a_2^2 a_1 \cos \omega(2m_0 T + m_0 T)] \times \cos(m\omega T) d(\omega T). \end{aligned} \quad (11)$$

При почленном перемножении содержимого квадратной скобки на $\cos(m\omega T)$, использовании формулы $\cos \alpha \cos \beta = 0,5[\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$ и дальнейшем интегрировании будем иметь для каждого из сомножителей выражение вида

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [2a_1 a_2 \cos \omega T(m_0 + m_0) + (m_0) \cos(\omega m T)] d(\omega T) = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} a_1 a_2 \{ \cos[\omega T(m_0 + m_0) - \omega m T] + \\ &+ \cos[\omega T(m_0 + m_0) + \omega m T] \} d(\omega T). \end{aligned} \quad (12)$$

Интеграл отличен от нуля в тех случаях, когда аргумент косинуса равен нулю, т.е. в точках $m = \pm(m_0 + m_0)$, что соответствует кепстральному времени $mT = \pm T(m_0 + m_0)$.

Применяя подобные преобразования к остальным слагаемым интеграла (11), получаем, что составляющая кепстра $C_{S2}(m)$, содержащая информацию о задержанных сигналах, в области положительного кепстрального времени при наличии в суммарном принимаемом сигнале двух отраженных выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} C_{S2}(m_0) &= a_1; C_{S2}(m_0) = a_2; C_{S2}(2m_0) = -\frac{a_1^2}{2}; \\ C_{S2}(2m_0) &= -\frac{a_2^2}{2}; C_{S2}(3m_0) = \frac{a_1^3}{3}; C_{S2}(3m_0) = \frac{a_2^3}{3}; \\ C_{S2}(m_0 + m_0) &= -a_1 a_2; C_{S2}(2m_0 + m_0) = \frac{2}{3} a_1^2 a_2; \\ C_{S2}(2m_0 + m_0) &= \frac{2}{3} a_2^2 a_1. \end{aligned}$$

Полученный кепстр не зависит от вида входного сигнала. Как видим, в нем появились составляющие, зависящие от суммы задержек первого и второго отраженных сигналов относительно прямого. Графическое представление кепстра C_{S2} дано на рис. 5. График полностью соответствует теории.

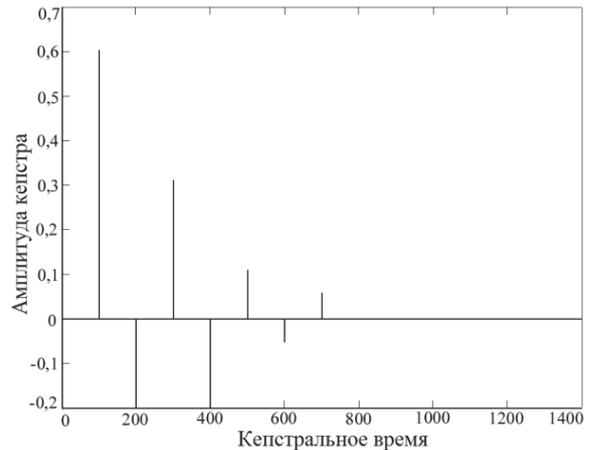


Рис. 4. Кепстр C_{S2} при регистрации двух отраженных сигналов после прямого с относительными амплитудами $a_1 = 0,6$, $a_2 = 0,3$ и задержками $\tau_1 = 200$, $\tau_2 = 300$

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Кепстр $C_{S2}(m)$ для каждого из отраженных сигналов содержит составляющие такие же, как если бы он был один. Этот вывод сделан из сравнения полученных данных с результатами учебника [11], где рассматривается один отраженный сигнал.

2. В кепстре $C_{S2}(m)$ появились новые составляющие с кепстральным временем, равным сумме задержек первого и второго отраженных сигналов относительно прямого, взятых с коэффициентом

один или два. Появление в кепстре перечисленных комбинационных составляющих обусловлено ограничением тремя первыми членами разложения в степенной ряд логарифма в формуле (8). Реально их может быть значительно больше, но с меньшими амплитудами.

3. Чтобы выявить более слабый сигнал на фоне более сильного, его амплитуда должна быть достаточно велика. В частности, должно выполняться условие $a_2 > a_1^3/3$. Например, если $a_1 = 0,8$, должно быть $a_2 > 0,17$. При этом для получения теоретического результата сумма коэффициентов a_i должна быть меньше единицы.

4. Очевидно, если в суммарном сигнале более чем два отраженных, его кепстр будет содержать составляющие такие, как если бы на входе был один из этих сигналов, а также их комбинации на кепстральном времени $m_{0j}k + m_{0j}l$, где k и l - целые числа. Последнее приводит к трудностям использования кепстров для измерения задержек, когда отраженных сигналов много.

Кепстральный анализ экспериментальных данных

На рис. 5 приведены рассчитанные кепстры сигналов, огибающие которых представлены на рис. 2, а и 3, а.

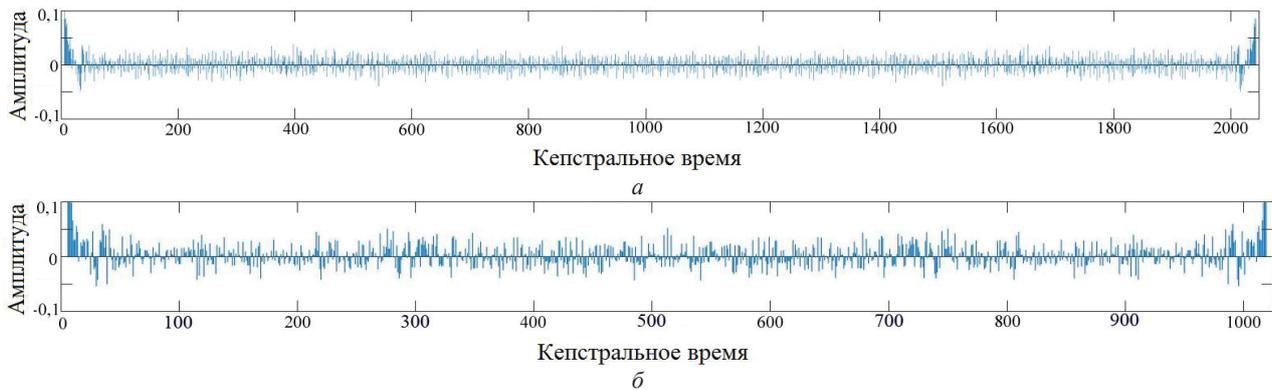


Рис. 5. Рассчитанные кепстры сигналов: а – рис. 2, а; б – рис. 3, а

Как видно из рисунка, по представленным кепстрам визуально сложно оценить время прихода отраженных сигналов. На них можно выделить «пики», соответствующие видимым импульсам на рис. 2 и 3, и измерить по ним задержку отраженных сигналов относительно прямого. Но, кроме того, на рисунках имеется множество «пигов», являющихся комбинациями кепстральных составляющих в соответствии с формулой (12), что чрезвычайно затрудняет выделение последних.

Выделение и оценку времени прихода отраженных сигналов проведем с применением ЭВМ по следующей методике.

Так как в эксперименте известна длительность излучаемого сигнала, сначала определяем область, которую занимает кепстр прямого сигнала, и исключаем ее из определения задержек как не несущую информацию. Далее находим первое по времени максимальное значение кепстра. Соответствующее положение максимума на оси кепстрального времени будет соответствовать истинной задержке первого сигнала. Далее от зафиксированного кепстрального времени отступается интервал, равный длительности прямого сигнала, для обеспечения разрешения импульсов по времени, затем процедура поиска локального максимума и соответствующего ему положения на оси кепстрального времени повторяется для каждого последующего i -го отраженного сигнала. Поиск осуществляется по всему окну наблюдения. Полученные задержки всех фиксируемых кепстральным способом отраженных сигналов наносят

ся на графики реальных сигналов в виде вертикальных прямых линий (см. рис. 2, а и 3, а).

Как видно из рисунков, часть «пигов» кепстров находится по времени в пределах визуально наблюдаемых импульсов и пригодна для оценки задержек отраженных сигналов. В этих случаях возможна и оценка разностей фаз, по которым рассчитывается угловое положение отражателя. Другая часть «пигов» занимает положение на оси времени, не соответствующее задержкам отражений, и обусловлена комбинационными составляющими кепстров. Доля случайных «пигов» тем больше, чем меньше амплитуда визуально наблюдаемых импульсов по отношению к наблюдаемому фону.

Заключение

Кепстральный метод применим для измерения задержек импульсных сигналов, отраженных от элементов рельефа местности, относительно прямого сигнала источника радиоизлучения. Однако для визуального выделения составляющих кепстров, соответствующих задержкам отраженных сигналов, необходимо, чтобы амплитуды этих сигналов значительно превышали фон, обусловленный рассеянием прямого сигнала элементами окружающей местности. Как показали эксперименты, вероятность такой ситуации на пересеченных наземных трассах невелика. В результате в кепстрах появляются составляющие, положение которых не соответствует каким-либо входным сигналам, а является результатом их нелинейного взаимодействия. Положение этих (помеховых) составляющих связано известным образом

с временем прихода отражений, что можно использовать для селекции последних. Мы считаем этот вопрос предметом рассмотрения отдельной статьи.

Работа выполнена при финансовой поддержке проекта № FEWM-2023-0014.

Литература

1. Патент RU 2 457 505 С2. Устройство для определения местоположения работающей радиолокационной станции / А.А. Гельцер, В.П. Денисов, А.А. Мещеряков. – Опул. 27.07.12. – Бюл. № 21.
2. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местопределения / В.П. Денисов, Г.С. Шарьгин, М.В. Крутиков, В.Ю. Лебедев, А.А. Мещеряков и др. // под общ. ред. В.П. Денисова. – Томск: ТУСУР, 2014. – 502 с.
3. Корниенко В.Г. Синхронизация пространственно разнесенных пунктов радиотехнической системы с использованием многоточечного измерения взаимной корреляционной функции запросных и ответных сигналов / В.Г. Корниенко, В.Ю. Лебедев, М.В. Крутиков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 44–47.
4. Танцай П.И. Экспериментальные исследования точности синхронизации шкал времени в пространственно разнесенных пунктах методом запросной радиолокации / П.И. Танцай, В.Г. Корниенко // Доклады ТУСУР. – 2008. – № 2 (18), ч. 2. – С. 25–31.
5. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.
6. Вопросы пассивного радиомониторинга / под общ. ред. Г.С. Шарьгина. – Томск: ТУСУР, 2012. – 285 с.
7. Зверев В.А. О возможностях кепстрального анализа в уточнении взаимных задержек и амплитуд сигналов / В.А. Зверев, А.А. Стромков // Акустической журнал. – 2001. – Т. 47, № 5. – С. 657–663.
8. Применение кепстральной обработки эхосигналов при профилировании слоистой структуры с использованием параметрических антенн / И.А. Кириченко, В.Ю. Вишневецкий, И.Б. Старченко, Т.П. Строчан, А.И. Марколия, И.И. Сизов // Акустической журнал. – 2021. – Т. 67, № 3. – С. 286–290.
9. Сытник О.В. Алгоритм гомоморфной обработки сигналов георадара / О.В. Сытник, С.А. Масалов, Г.П. Почанин // Радиофизика и электроника. – 2015. – Т. 6(20), № 4. – С. 39–44.
10. Зверев В.А. Выделение сигналов из помех численными методами / В.А. Зверев, А.А. Стромков. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2001. – 188 с.
11. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
12. Жбанов И.Л. Методика вейвлет-кепстральной обработки дискретных сигналов / И.Л. Жбанов, Н.В. Силаев, Д.Л. Бондаренко // Математическая морфология. Электронный математический и медико-биологический журнал. – 2011. – Т. 10, вып. 2.

Полянских Петр Андреевич

Ст. преп. каф. радиотехнических систем (РТС)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-0229-2102
Тел.: +7 (382-2) 70-15-15
Эл. почта: polyanskix@gmail.com

Денисов Вадим Прокопьевич

Д-р техн. наук, проф. каф. РТС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-36-70
Эл. почта: vadimdenisov418@gmail.com

Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. РТС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-9566-7905
Тел.: +7 (382-2) 41-36-70
Эл. почта: msch@rts.tusur.ru

Polyanskich P.A., Denisov V.P., Mescheryakov A.A.

Cepstral signal processing in a passive single-position radio source location system

The possibility of using cepstral analysis for signal processing in a passive single-position radio source location system is investigated. The method is applied to the processing of direct and re-reflected signals from terrain elements on terrestrial propagation routes. The theory of the cepstral method and the results of numerical calculations for the case of several reflected signals are presented. The difficulties of using cepstrals for measuring delays when there are many reflected signals are analyzed. It is shown that in order to visually distinguish the reflected pulses, their amplitudes must significantly exceed the background due to scattering of the direct signal by elements of the surrounding terrain.

Keywords: reflections, terrain element, terrestrial propagation path, signal delay, processing.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-34-40

References

1. Gelcer A.A., Denisov V.P., Mescheryakov A.A. *Ustroistvo dlya opredeleniya mestopolojeniya rabotayuschei radiolokacionnoi stancii* [Device for locating a working radar station] Patent RF, no. 2457505, 2012.
2. Denisov V.P., Sharygin G.S., Krutikov M.V., Lebedev V.Yu., Mescheryakov A.A. *Prostranstvenno-vremennye iskajeniya santimetrovix radiosignalov na nazemnix trassah rasprostraneniya i ih vliyanie na tochnost passivnix sistem mestoopredeleniya* [Spatial and temporal distortions of centimeter radio signals on ground propagation routes and their impact on the accuracy of passive positioning systems]. Tomsk, TUSUR, 2014. 502 p. (in Russ.).
3. Kornienko V.G., Lebedev V.Yu., Krutikov M.V. *Sinhronizaciya prostranstvenno raznesennix punktov radio-tehnicheskoi sistemi s ispolzovaniem mnogotochechnogo izmereniya vzaimnoi korrelyacionnoi funkicii zaprosnih i otvetnih signalov* [Synchronization of spatially separated radio system points using multipoint measurement of mutual correlation function of request and response signals]. *Izvestiya Vuzov Rossii. Radioelectronics*, 2006, no. 6, pp. 44–47 (in Russ.).
4. Tancai P.I., Kornienko V.G. *Eksperimentalnie issledovaniya tochnosti sinhronizacii shkal vremeni v prostranstvenno raznesennix punktah metodom zaprosnoi radiolokacii* [Experimental investigations of synchronization accuracy of the time scales at spatially separated stations by the radar transponder method]. *Proceedings of TUSUR University*, 2008, no. 2(18), pp. 25–31 (in Russ.).
5. Denisov V.P., Dubinin D.V. *Fazovie radiopelengatori* [Phase direction finders]. Tomsk, TUSUR, 2002. 251 p. (in Russ.).

6. Sharygin G.S. *Voprosi passivnogo radiomonitoringa. monografiya* [Passive radio monitoring questions]. Tomsk, TUSUR, 2012. 285 p. (in Russ.).

7. Zverev V.A., Stromkov A.A. *O vozmozhnykh keprstralnogo analiza v utochnenii vzaimnih zaderjek i amplitud signalov* [On the Capabilities of Cepstral Analysis in Clarifying the Mutual Delays and Amplitudes of Signals]. *Acoustic Magazine*, 2001, vol. 47, no. 5, pp. 657–663 (in Russ.).

8. Kirichenko I.A., Vishneveckii V.Yu., Starchenko I.B., Strochan T.P., Markoliya A.I., Sizov I.I. *Primenenie keprstralnoi obrabotki ehosignalov pri profilirovanii sloistoi strukturi s ispolzovaniem parametricheskikh anten* [Application of cepstral echo processing in layered structure profiling using parametric antennas]. *Acoustic Magazine*, 2021, vol. 67, no. 3, pp. 286–290 (in Russ.).

9. Sitnik O.V., Masalov S.A., Pochanin G.P. *Algoritm gomomorfnoi obrabotki signalov georadara* [Algorithm of homomorphic processing of GPR signals]. *Radiophysics and Electronics*, 2015, vol. 6(20), no. 4, pp. 39–44 (in Russ.).

10. Zverev V.A., Stromkov A.A. *Videlenie signalov iz pomeh chislennimi metodami* [Signal extraction from interference by numerical methods]. Nizhny Novgorod, IPF RAN, 2001. 188 p. (in Russ.).

11. Gonorovsky I.S. *Radiotekhnicheskie cipi i signali*. [Radio circuits and signals]. Moscow, *Radio and Communications*, 1986. 512 p. (in Russ.).

12. Zhanov I.L., Silaev N.V., Bondarenko D.L. *Metodika veivlet-keprstralnoi obrabotki diskretnih signalov* [Wavelet Cepstral Methodology for Discrete Signal Processing]. *Math-*

ematical Morphology. Electronic Mathematical and Biomedical Journal, 2011, vol. 10, no. 2 (in Russ.).

Petr A. Polyanskich

Senior Lecturer, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-0229-2102
Phone: +7 (382-2) 70-15-15
Email: polyanskix@gmail.com

Vadim P. Denisov

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Radio Engineering Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-36-70
Email: vadimdenisov418@gmail.com

Alexander A. Mescheryakov

Doctor of Science in Engineering, Assistant Professor, Department of Radio Engineering Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-9566-7905
Phone: +7 (382-2) 41-36-70
Email: msch@rts.tusur.ru

УДК 621.3.083.2

Д.Е. Миненко, Ф.И. Шеерман

Проектирование полосковых резонаторов для измерения ϵ_r и $\text{tg}\delta$ листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне

Описана разработка полосковых резонаторов в задачах измерения относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне. Приведены результаты измерений характеристик разработанных полосковых резонаторов. Описаны недостатки и преимущества измерительных оснасток, используемых в аналогичных методах измерений.

Ключевые слова: относительная диэлектрическая проницаемость, тангенс угла диэлектрических потерь, методы измерений, методика измерений, СВЧ-диапазон, диэлектрики, полосковые резонаторы.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-41-47

Различные методы измерений характеристик материалов и устройств в СВЧ-диапазоне во многом определяются и ограничиваются метрологическими характеристиками средств измерений и измерительных оснасток. Это приводит к постоянному совершенствованию используемых методов и появлению новых технических решений в области метрологии.

Методы измерения диэлектрических свойств листовых материалов в СВЧ-диапазоне можно разделить на две группы: резонансные и широкополосные [1, 2].

Резонансные методы обладают большей точностью и применяются при измерении материалов с малыми потерями. В резонансных методах измерение параметров происходит только на собственных резонансных частотах используемого СВЧ-резонатора. При размещении в области резонатора исследуемого образца (ИО) изменяются его собственная резонансная частота и добротность, девиация которых позволяет вычислить значения ϵ_r и $\text{tg}\delta$.

СВЧ-резонаторы, которые используются в методах для измерения диэлектрических свойств листовых материалов, конструктивно делятся на объемные и планарные. К объемным относятся диэлектрические и металлические объемные резонаторы различных конструкций, а планарные изготавливаются на диэлектрических материалах в виде печатных плат.

Зарубежные производители СВЧ-диэлектриков, используемых в качестве базовых материалов печатных плат, для измерения диэлектрической проницаемости (ϵ_r) и тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta$) в СВЧ-диапазоне применяют метод IPC TM-650 2.5.5.5 [3]. Об этом свидетельствует информация из технической документации производителей Rogers Corp., Wuxi Relong New Material Technology Co. и др. [4, 5].

Метод относится к резонансным, и измерительная оснастка представляет собой полосковый резонатор, изготовленный на диэлектрической подложке. Основным преимуществом использования данного метода является то, что вектор \mathbf{E} напряженности электромагнитного поля перпендикулярен направлению распространения электромагнитной волны и

не имеет продольных составляющих. Этот фактор позволяет проводить измерения в направлении оси Z и вычислять значения ϵ_r и $\text{tg}\delta$, приближенные к реальным условиям использования для СВЧ-линий передачи, резонаторов, фильтров, направленных ответвителей и т.д.

Однако метод IPC TM-650 2.5.5.5 не лишен недостатков. Одним из таковых является сложная конструкция измерительной оснастки, которая подразумевает использование для каждого исследуемого образца (ИО) диэлектрического материала свой уникальный резонатор. При этом диэлектрическая проницаемость подложки резонатора не должна превышать значение ϵ_r исследуемого образца более чем на $\pm 2,5\%$.

Тенденция последних лет и становление рынка отечественного СВЧ-материала делает невозможным использование метода [3], поскольку нет аттестованных методик измерения на территории РФ. Помимо этого, дорогостоящая и сложная оснастка требует специализированного обучения персонала для измерений в СВЧ-диапазоне. А главное, что при большой номенклатуре значений ϵ_r выпускаемых материалов требуется разработка полосковых резонаторов и их соответствующее хранение.

В методе [3] используется разомкнутый полуволновой отрезок линии передачи (ПР – полосковый резонатор), изготовленный на диэлектрической подложке с параметрами ϵ_{r1} и $\text{tg}\delta_1$, с обратной стороны которого полностью удалена медная фольга. Резонатор включен между двумя подводными линиями передачи через емкостный зазор.

Согласно [3] ϵ_{r1} подложки резонатора должна совпадать с номинальным значением диэлектрической проницаемости ИО (ϵ_{r2}) с точностью не более $\pm 2,5\%$. В результате для ИО с разными значениями ϵ_{r2} необходимы соответствующие полосковые резонаторы, что делает метод достаточно дорогостоящим в использовании.

В общем случае схема измерительной установки включает в себя двухпортовый векторный анализатор цепей (ВАЦ), ПР и прижимное устройство (рис. 1).

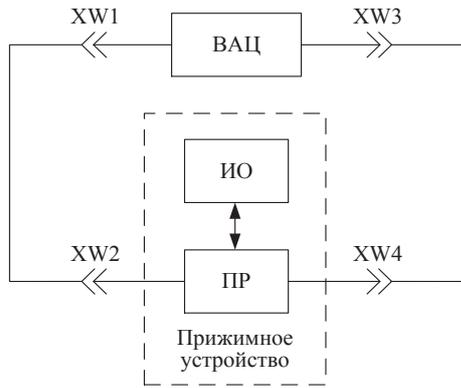


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки

Принцип работы измерительной установки заключается в размещении в области полоскового резонатора ИО и регистрации девиации резонансной частоты и добротности при помощи ВАЦ. Прижимное устройство используется для устранения воздушных зазоров между плоскостями ИО и ПР. Подключение ПР к ВАЦ осуществляется посредством коаксиальных кабелей к разъемам XW1–XW2 и XW3–XW4.

На рис. 2 представлено поперечное сечение измеряемой структуры согласно методу [3].

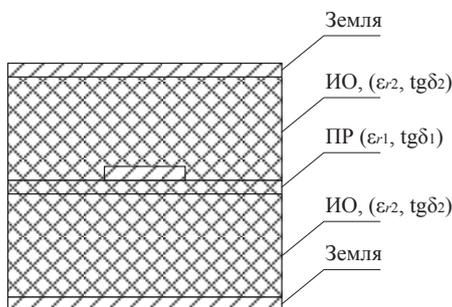


Рис. 2. Поперечное сечение измеряемой структуры [3]

Как видно из рис. 2, измеряемая структура подразумевает использование двух ИО при одном измерении. Из метода [3] минимальные габаритные размеры ИО составляют 51×69 мм для измерений на частоте 10 ГГц. Согласно метрологическим рекомендациям, следует измерять от 3 до 10 образцов. Это снижает ошибку при вычислении СКО, и в результате требуется от 6 до 20 образцов.

На рис. 3 показана измерительная оснастка, используемая в [3].



Рис. 3. Измерительная оснастка метода IPC TM-650 2.5.5.5

Из конструктивных особенностей измерительной оснастки (рис. 3) следует выделить две подвижные металлические обкладки между которых устанавливается полосковый резонатор [6]. ИО помещается в пространство между обкладками и ПР. Разъемы в такой конструкции выводятся на нижний торец и затем подключаются к векторному анализатору цепей. При этом замена полоскового резонатора затрудняется за счет наличия большого количества сопрягаемых деталей. После установки ИО в оснастку металлические обкладки смыкаются и сжимаются при помощи сдавливающего устройства, которое позволяет устранить воздушные зазоры между плоскостями ИО и ПР, которые приводят к заведомо ложным результатам измерения.

Работы японского автора Н. Suzuki [7–9] показывают, что измерительную структуру (см. рис. 2) можно упростить (рис. 4), измеряя на одном полосковом резонаторе ИО с различными значениями ϵ_{r2} .

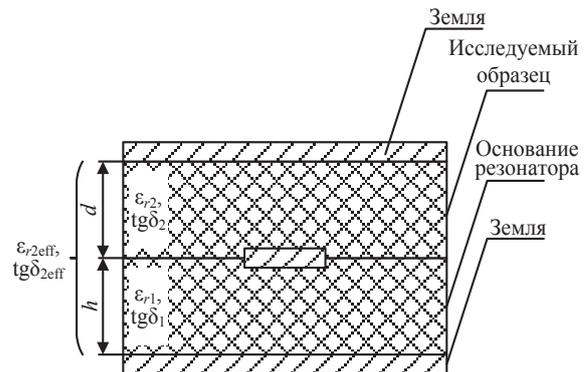


Рис. 4. Поперечное сечение измеряемой структуры, используемой в [7]

Характерным отличием работы Н. Suzuki является отказ от второго образца и использование одного полоскового резонатора при измерениях. Это позволяет значительно удешевить измерительную оснастку без ухудшения метрологических характеристик. При этом функционал и простота использования такой оснастки возрастают.

Также явным отличием в предлагаемом варианте измерительной оснастки Н. Suzuki является использование второго резонатора (калибровочного), у которого резонансная длина полоскового резонатора отличается на 10% относительно основного (измерительного) резонатора, используемого для проведения измерений. Это позволяет учесть девиацию резонансной частоты, которая обусловлена появлением краевой емкости на концах резонатора.

Однако решения, используемые Н. Suzuki, имеют очевидные недостатки. В частности, при достаточно широкой подложке резонатора отсутствуют боковые стенки, которые должны быть заземлены, в противном случае могут возникать паразитные резонансы. Это связано с тем, что прижимная металлическая крышка и корпус создают волновод с диэлектрическим заполнением, критическая частота которого будет ниже рабочей частоты ПР.

Из-за сложной конструкции прижимной крышки, используемой в методе [7], не понятен механизм компенсации воздушного зазора между ИО и ПР. Автор не использует прижимное устройство, поэтому отсутствует контроль усилия прижима, что приводит к систематическим погрешностям измерений.

Предложенная в данной статье конструкция измерительной оснастки позволяет уменьшить габаритные размеры полоскового резонатора и компенсировать появление паразитных резонансов. Как следствие, габаритные размеры ИО также уменьшаются, что дает возможность снизить затраты на проведение измерений и значительно упростить процесс производственного контроля без ухудшения метрологических характеристик метода.

Моделирование характеристик запердельного волновода и обоснование выбора измеряемой структуры

Экспериментальное моделирование структуры, изображенной на рис. 4, показало, что на частотах свыше 5 ГГц в ней могут возникать паразитные резонансы, которые зачастую приводят к ложным результатам и возрастанию погрешности измерений.

Предлагаемая конструкция резонатора (рис. 5) позволяет избавиться от паразитных резонансов на частотах свыше 5 ГГц и отличается от рис. 4 наличием боковых металлических стенок, которые вместе с верхней и нижней металлическими плоскостями образуют единый заземленный контур.

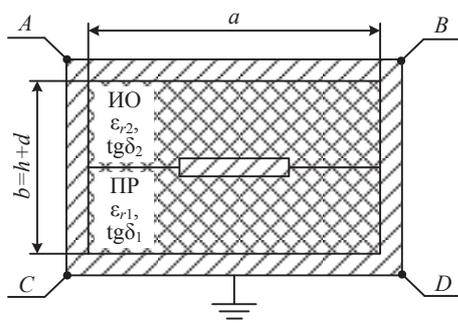


Рис. 5. Поперечное сечение измеряемой структуры, предложенной авторами

Проводящий контур $ABCD$ образует прямоугольный волновод с диэлектрическим заполнением, внутренние размеры которого $a \times b$. Для исключения распространения электромагнитной волны в волноводе $ABCD$ необходимо выбрать такие значения поперечных размеров $a \times b$, при которых передача сигнала в нем была бы невозможна на рабочих частотах полоскового резонатора. В технике СВЧ такие волноводы называют запердельными (модель в САПР показана на рис. 6).

Высота короткой стенки волновода складывается из толщин подложки резонатора и ИО ($b=d+h$). Так как достаточно проблематично рассчитывать параметры запердельного волновода при различных значениях ϵ_{r2} и d ИО, заменим его на материал подложки ПР такой же толщины ($d=h$).

Материал подложки ПР выбран в пользу RT/Duroid 5870 [10] от компании Rogers Corp. Дан-

ный материал обладает значением $\epsilon_{r1} = 2,3$ и низким значением $\text{tg}\delta_1 = 0,0013$ на частоте 10 ГГц. Толщина материала соответствует значению $h = 0,79$ мм.

Ширина подложки a определяется возможностью распространения электромагнитной волны типа H_{10} с минимальной частотой в волноводе. При $a = 5$ мм вычисленная минимальная частота волны типа H_{10} , способная распространяться в волноводе, будет равна примерно 20 ГГц. Проведем электромагнитное моделирование передаточных характеристик запердельного волновода (рис. 7) с размерами $5 \times 1,58$ мм и сравним результаты моделирования и вычисления.

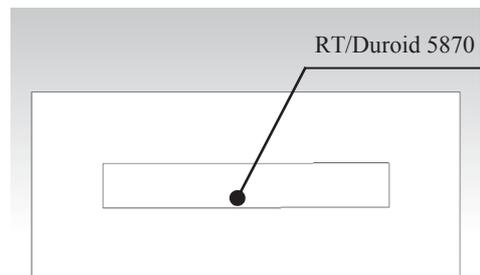


Рис. 6. Модель запердельного волновода с диэлектрическим заполнением (вид спереди)

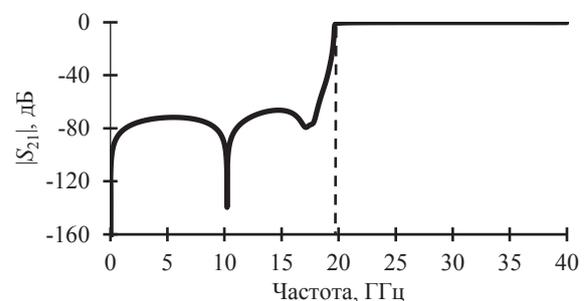


Рис. 7. График зависимости коэффициента передачи от частоты запердельного волновода

Из графика на рис. 7 частота среза запердельного волновода составляет примерно 20 ГГц, что соответствует результатам вычисления минимальной частоты волны типа H_{10} , способной распространяться в волноводе. В результате использование запердельного волновода в измеряемой структуре с размерами $5 \times 1,58$ мм позволит избавиться от паразитных резонансов, тем самым снизив влияние передаточных характеристик волновода на результат измерения.

Проектирование полоскового резонатора на частоту 10 ГГц

Резонансная длина полоскового резонатора рассчитывается как

$$L = \frac{nc}{2f_p \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1)$$

где n – порядок резонанса $n=1, 2, 3$; c – скорость света в вакууме; f_p – резонансная частота; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки. При $\epsilon_{r1} = 2,3$ и $f_p = 10$ ГГц получено значение $L = 9,88$ мм.

Для моделирования характеристик резонатора ИО заменяется на калибровочный образец (КО), в результате чего структура считается симметричной. КО изготавливается из того же материала и той же толщины, что и подложка резонатора. В дальнейшем КО используется при измерениях для установления значения собственной резонансной частоты и добротности резонатора. По этим данным вычисляется значение ϵ_{r1} для контроля соблюдения условий окружающей среды и проверки работоспособности резонатора (калибровочный процесс).

Топология полоскового резонатора (рис. 8) состоит из полуволнового резонатора, расположенного по центру диэлектрической подложки, двух подводных линий передачи (ЛП) и коаксиальных соединителей XW2–XW4 согласно рис. 1.

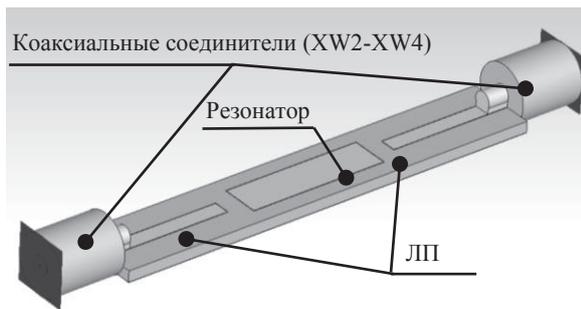


Рис. 8. Топология полоскового резонатора на частоту 10 ГГц (ИО не показан)

Коаксиальные соединители XW2-XW4 используются для электрического соединения с СВЧ-трактом ВАЦ. Включение резонатора реализовано через емкостной зазор между двумя подводными линиями передачи. Ширина зазора выбирается таким образом, чтобы максимум коэффициента передачи на собственной резонансной частоте был не больше минус 30 дБ. Считается, что, при уровне максимума коэффициента передачи менее минус 30 дБ измеренная нагруженная добротность будет примерно равна собственной добротности резонатора. В результате влияние внешней добротности, обусловленной включением резонатора в тракт, уменьшается.

Поперечные размеры в полосковой линии следует выбирать из условия обеспечения одноволнового режима работы [11, 12]:

$$\lambda_{\text{изм}} / \sqrt{\epsilon_{\text{ге}}} \geq \lambda_{\text{кр}}^{H(1)} = 2\pi(1 + \pi b / 4w), \quad (2)$$

где $\lambda_{\text{изм}}$ – минимально возможное значение длины волны при измерении; $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны, определяемая по формуле; $\epsilon_{\text{ге}}$ – эффективное значение диэлектрической проницаемости.

Эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости обусловлено конфигурацией слоев и значениями ϵ_{r1} и ϵ_{r2} . Для случая симметричной структуры $\epsilon_{r1} = \epsilon_{\text{ге}}$. Вычисление значения ϵ_{r2} становится возможным при представлении структуры рис. 5 в виде двух параллельных плоских конденсаторов или с помощью численного метода, описанного в [13].

С учетом того, что толщина $b = 1,58$ мм состоит из двух слоев одноименного диэлектрика с толщиной $h = 0,79$ мм, ширину резонатора примем равной $w = 2,5$ мм. При этом, согласно (2), $\lambda_{\text{кр}} = 7,48$ мм, а минимально возможное значение длины волны симметричной структуры будет составлять $\lambda_{\text{мин}} = \lambda_{\text{изм}} = 16,3$ мм на частоте 12 ГГц. Полученные значения удовлетворяют условию (2).

Если провести электромагнитное моделирование структуры (см. рис. 8) при заданных выше параметрах подложки и рассчитанной L на частоту 10 ГГц по (1), то в результате получаем $f_p = 9,313$ ГГц.

Такая существенная разница между заданной частотой при расчете (10 ГГц) и результатом моделирования может быть объяснена появлением краевой емкости на концах разомкнутого резонатора, включенного в тракт. Возникающая в структуре краевая емкость может быть представлена эквивалентной линией передачи длиной Δl . С физической точки зрения такое удлинение (кажущееся) объясняется тем, что эффективный конец линии находится на расстоянии Δl от физического конца линии, которое можно приближенно рассчитать по формуле [14]:

$$\Delta l = b \ln(2) / \pi. \quad (3)$$

Результат разницы между физической длиной резонатора и удвоенным значением кажущегося удлинения позволяет достичь значения резонансной частоты полоскового резонатора $f_p \approx 10$ ГГц.

На практике использование одного резонатора в качестве основного для измерения ИО с различными значениями ϵ_{r2} приводит к появлению диапазона соответствующих значений резонансных частот. Поэтому необходимо выбрать такую L , при которой $f_p = 10$ ГГц будет соответствовать середине диапазона значений ϵ_{r2} .

Приняв максимальное значение диапазона измерения $\epsilon_{r2} = 5$, и с учетом, что $\epsilon_{r1} = 2,3$, подбираем такую L , которая будет соответствовать $f_p = 10$ ГГц при $\epsilon_{r2} = 3,6$. Подробно о выборе диапазона значений ϵ_{r2} описано в следующем разделе. Для определения собственной резонансной частоты резонатора выполнены следующие действия:

1. В САПР размещаем сверху резонатора ИО со значением $\epsilon_{r2} = 3,6$.
2. Проводим электромагнитный анализ структуры и добиваемся, чтобы резонансная длина соответствовала резонансной частоте 10 ГГц.
3. После этого возвращаем значение $\epsilon_{r2} = 2,3$ и проводим электромагнитный анализ для вычисления собственной резонансной частоты.

После выполнения всех вышеописанных этапов собственная резонансная частота резонатора с установленным КО составляет $f_p = 11,225$ ГГц при $L = 7,98$ мм.

Ограничения измерительной оснастки

К ограничениям измерительной оснастки относятся возможные диапазоны измеряемых величин ϵ_r и $\text{tg}\delta$. Эти диапазоны определяются конструкцией резонаторов и используемыми материалами.

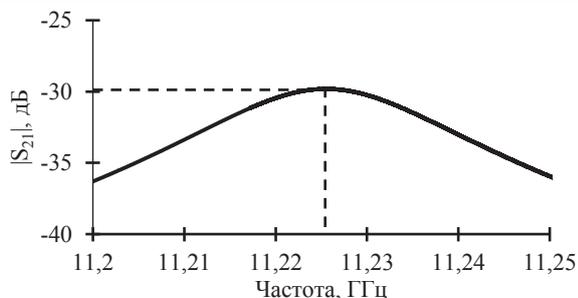


Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента передачи полоскового резонатора с $L=7,98$ мм

Минимально возможное измеренное значение тангенса угла диэлектрических потерь будет определяться его значением выбранной подложки резонатора и не может быть меньше этого значения

$$\text{tg}\delta_{\min} \geq \text{tg}\delta_1 \quad (4)$$

Максимальное значение диапазона измерения тангенса угла диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta_{\max}$) может быть установлено экспериментальным путем или при помощи электромагнитного моделирования. В основном $\text{tg}\delta_{\max}$ определяется по критическому уменьшению собственной добротности резонатора. Для разработанных полосковых резонаторов диапазон измерения тангенса угла диэлектрических потерь составляет от 0,001 до 0,05.

Диапазон измерения относительной диэлектрической проницаемости определяется согласно формуле (2). Для этого необходимо построить график зависимости резонансной частоты от эффективной диэлектрической проницаемости при фиксированной длине резонатора.

При больших значениях ϵ_{r2} , от десяти и выше, предпочтительнее подложки резонаторов с большим значением ϵ_{r1} . При этом смещение резонансной частоты будет минимальным и диапазон измерения будет расширен.

Для разработанного резонатора диапазон измерения относительной диэлектрической проницаемости составляет от 2,3 до 5 при условии, что максимум коэффициента передачи находится в диапазоне 10 ± 2 ГГц. Например, для резонатора, рассчитанного на частоту 1 ГГц на том же материале подложки и того же диапазона измеряемых значений ϵ_{r2} , диапазон частот будет составлять $1 \pm 0,2$ ГГц.

Также измерения ИО можно проводить со значениями ϵ_{r2} , выходящими за пределы указанного диапазона, в случае, когда отклонение резонансной частоты не является критическим параметром.

Конструкции корпуса ПР и измерительного стенда

По результатам электромагнитного моделирования полоскового резонатора на частоту 10 ± 2 ГГц был спроектирован корпус с крышкой, показанный на рис. 10.

Конструкция измерительной оснастки состоит из корпуса, на коротких стенках которого установлены коаксиальные соединители. Образец помещается сверху платы полоскового резонатора, после

чего накрывается контактной пластиной и прижимается крышкой. Контактная пластина предназначена для компенсации неоднородности толщины образца и плоскостности крышки.



Рис. 10. Полосковый резонатор в корпусе (10 ГГц)

В корпусе предусмотрена установка подпружиненных контактов. Эти контакты позволяют создать боковые стенки, которые соединяют крышку и основание корпуса, создавая единый заземленный контур. Также подпружиненные контакты за счет свободного хода позволяют измерять ИО с различными толщинами в диапазоне от 0,1 до 2 мм, конструктивно сохраняя заземленный контур. Крышка полоскового резонатора спроектирована таким образом, чтобы внутри корпуса при помощи направляющего винта сомкнуть ее на торцевых стенках корпуса для лучшего заземления.

При измерении резонатор с установленным ИО помещается в специальные винтовые тиски, в которых предусмотрен тензодатчик для контроля силы прижима. Тиски и тензодатчик с индикатором позволяют добиться повторяемости результатов измерений и устанавливать стабильное усилие прижима.

Результаты измерения коэффициента передачи измерительного и калибровочного резонаторов

В качестве экспериментального подтверждения работоспособности спроектированных резонаторов были проведены измерения коэффициента передачи и добротности изготовленных измерительного и калибровочного резонаторов (таблица).

Результаты измерения коэффициента передачи и добротности

Тип резонатора	Измеренная резонансная частота / Расчетная резонансная частота, ГГц	Резонансная длина, мм	Измеренная добротность / Расчетная добротность
Измерительный резонатор	11,261 / 11,225	7,98	308 / 372
Калибровочный резонатор	12,311 / 12,316	7,25	346 / 398

Такое различие между расчетными и экспериментальными данными объясняется несоблюдением точности при производстве, появлением неоднород-

ностей в структуре и т.д. Используя формулы (1) и (3), а также результаты измерения из таблицы, получаем $\varepsilon_{r2} = 2,35$ при заявленном производителем $\varepsilon_{r2} = 2,33$. При этом $\text{tg}\delta_1 = 0,0023$ при заявленном производителем $\text{tg}\delta_1 = 0,0013$.

Заключение

Результатом выполнения работы стало проектирование и изготовление полосковых резонаторов на частоту 10 ± 2 ГГц. Одним из вариантов использования разработанных резонаторов является возможное применение в методике измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь листовых диэлектриков в СВЧ-диапазоне [15].

Предложенный авторами вариант конструкции полоскового резонатора, описанный в статье, позволяет проводить измерения диэлектриков в СВЧ-диапазоне, используя резонатор с постоянной ε_{r1} для ИО с диапазоном возможных значений ε_{r2} – от 2,3 до 5 и $\text{tg}\delta_2$ – от 0,001 до 0,5.

Разработанный и предложенный вариант полоскового резонатора позволяет избавиться от паразитных влияний внешней конструкции резонатора и повысить рабочую полосу частот резонатора до 20 ГГц.

Конструкция, описанная в статье, позволяет упростить измерения и использовать образцы гораздо меньшего размера, чем предлагает метод [3]. Для резонатора с частотой 10 ± 2 ГГц габариты образца составляют 5×25 мм, а на частоте $1 \pm 0,2$ ГГц – 10×90 мм. За счет этого измерения происходят на меньшей площади образца, что повышает разрешающую способность.

Также конструкция проста в эксплуатации и обслуживании, что делает ее применимой не только в исследовательских лабораториях, но и на предприятиях, выпускающих СВЧ-диэлектрики, в задачах измерения и контроля диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь.

Литература

- ГОСТ Р 8.623–2015. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь твердых диэлектриков. Методики измерений в диапазоне сверхвысоких частот: национальный стандарт Российской Федерации: дата введения 2016-10-01 / Федеральное агентство по техническому регулированию. – Изд. официальное. – М.: Стандартинформ, 2019. – 30 с.
- Measuring Dielectric Properties Using Keysight's Materials Measurement Solutions / Keysight Technologies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.axiom-test.com/documents/models/Keysight%2016453A%20data%20Sheet.pdf>, свободный (дата обращения: 24.02.2023).
- Стандарт IPC-TM-650 2.5.5.5. Руководство по методам испытаний (IPC-TM-650 2.5.5.5. Test Methods Manual «Stripline Test for Permittivity and Loss Tangent (Dielectric Constant and Dissipation Factor) at X-Band») [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5_2-5-5-11.pdf, свободный (дата обращения: 24.02.2023).
- RO4000 Series High Frequency Circuit Materials [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.rezonit.ru/upload/spetsifikatsii/Ro-gers_RO4000.pdf, свободный (дата обращения: 25.02.2023).

5. RA300. Air/Ship Microwave Material with High Performance [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.relonghitech.com/en/upload/2020/09/28/16012644751779bkpo7.pdf>, свободный (дата обращения: 25.02.2023).

6. Horn A.F. The influence of test method, conductor profile and substrate anisotropy on the permittivity values required for accurate modeling of high frequency planar circuits / A.F. Horn, P.A. LaFrance, J.W. Reynolds // Circuit World. – 2012. – Vol. 38, No. 4. – PP. 219–231.

7. Suzuki H. Microwave measurement of complex permittivity by placing a microstripline resonator on the material under test // 2006 European Microwave Conference. – 2006. – 4 p. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281357.

8. Suzuki H. Microwave measurement of complex permittivity of a sheet material under test sandwiched between sheet metal and a calibrated stripline resonator / H. Suzuki, T. Hotchi // 2008 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. – 2008. – 5 p. DOI: 10.1109/IMTC.2008.45471.

9. Suzuki H. A New Measurement System for the Perpendicular Complex Permittivity to DUT Sheet by Stripline Simulation / H. Suzuki, T. Hotchi // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2012. – 7 p. DOI: 10.1109/TIM.2012.2192334.

10. RT/duroid 5870 / 5880 High Frequency Laminates [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://saifontech.ru/uploads/manufacturer/attachment/209/Rogers%20RT_duroid%205870_5880_%20HF%20CCL.%20PTFE%20Dk2.33-2.3.pdf, свободный (дата обращения: 20.02.2023).

11. Справочник по расчету и конструированию СВЧ-полосковых устройств / под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

12. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Сов. радио, 1963. – 652 с.

13. Toshihide Kitazawa Metallization Thickness Effect of Striplines with Anisotropic Media: Qua-si-Static and Hybrid- Mode Analysis // IEEE Trans, Microwave Theory Tech. – 1989. – Vol. 37, No. 4. – PP. 769–775.

14. Машинное проектирование СВЧ-устройств / под ред. В.Г. Шейнкмана. – М.: Радио и связь, 1987. – 423 с.

15. Методика измерений относительной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь листовых диэлектрических материалов в СВЧ-диапазоне при помощи полосковых резонансных структур [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/regist-ry/16/items/1386797>, свободный (дата обращения: 27.02.2023).

Миненко Дмитрий Евгеньевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Красноармейская ул., 147, оф. 315, г. Томск, Россия, 634045
ORCID: 0000-0003-1193-8726
Тел.: +7-913-116-74-26
Эл. почта: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Шеерман Федор Иванович

Канд. техн. наук, вед. н.с. лаб. СВЧ-микрорadioэлектроники НИИ МЭС Красноармейская ул., 147, оф. 101-1, г. Томск, Россия, 634045
ORCID: 0000-0001-6482-2108
Тел.: +7-913-805-94-54
Эл. почта: fish@tusur.ru

Minenko D.E., Sheyerman F.I.

Design of stripline resonators for measuring the ϵ_r and $\text{tg}\delta$ of sheet dielectric materials in the microwave range

The development of stripline resonators in the problems of measuring the relative permittivity and the dielectric loss tangent of sheet dielectric materials in the microwave range is described. The results of measurements of the characteristics of the developed strip resonators are presented. The disadvantages and advantages of measuring equipment used in similar measurement methods are described.

Keywords: relative permittivity, dielectric loss tangent, measurement methods, measurement technique, microwave range, sheet dielectrics, stripline resonators.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-41-47

References

1. GOST R 8.623–2015 [Relative dielectric permittivity and the loss tangent of solid dielectrics. Procedure of measurements at microwave frequencies: national standard of Russian Federation]. Entry date 2016-10-01, Federal Technical Regulation Agency. Moscow, Standartinform, 2019, 30 p. (in Russ.)
2. Measuring Dielectric Properties Using Keysight's Materials Measurement Solutions. *Keysight Technologies*. Available at: <https://www.axiomtest.com/documents/models/Keysight%2016453A%20Data%20Sheet.pdf>, free (Accessed: February 24, 2023).
3. Standart IPC-TM-650 2.5.5.5 Rukovodstvo po metodam ispytaniy (IPC-TM-650 2.5.5.5 Test Methods Manual «Stripline Test for Permittivity and Loss Tangent (Dielectric Constant and Dissipation Factor) at X-Band»). Available at: https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5_2-5-5-11.pdf, free (Accessed: February 24, 2023).
4. RO4000 Series High Frequency Circuit Materials. Available at: https://www.rezonit.ru/upload/spetsifikatsii/Rogers_RO4000.pdf, free (Accessed: February 25, 2023).
5. RA300. Air/Ship Microwave Material with High Performance. Available at: <http://www.relong-hitech.com/en/upload/2020/09/28/16012644751779bkpo7.pdf>, free (Accessed: February 25, 2023).
6. Horn A.F., LaFrance P.A., Reynolds J.W. The influence of test method, conductor profile and substrate anisotropy on the permittivity values required for accurate modeling of high frequency planar circuits. *Circuit World*, 2012, vol. 38, no. 4, pp. 219–231.
7. Suzuki H. Microwave measurement of complex permittivity by placing a microstripline resonator on the material under test. *European Microwave Conference*, 2006, 4 p. DOI: 10.1109/EUMC.2006.281357.
8. Suzuki H., Hotchi T. Microwave measurement of complex permittivity of a sheet material under test sandwiched between sheet metal and a calibrated stripline resonator. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 2008, 5 p. DOI: 10.1109/IMTC.2008.45471.
9. Suzuki H., Hotchi T. A New Measurement System for the Perpendicular Complex Permittivity to DUT Sheet by Stripline Simulation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2012, 7 p., DOI: 10.1109/TIM.2012.2192334.
10. RT/duroid 5870 / 5880 High Frequency Laminates. Available at: https://saifontech.ru/uploads/manufacturer-attachment/209/Rogers%20RT_duroid%205870_5880_%20HF%20CCL.%20PTFE%20Dk2.33-2.3.pdf, free (Accessed: February 20, 2023).
11. Baharev S.I. *Spravochnik po raschetu i konstruirovaniyu SVCh poloskovykh ustrojstv* [Handbook on the calculation and design of microwave strip devices], Ed. V.I. Volman. Moscow, Radio and Communications, 1982. 328 p.
12. Feldshtejn A.L., Yavich L.R., Smirnov V.P. *Spravochnik po elementam volnovodnoj tekhniki* [Handbook of waveguide technology elements]. Moscow, Sov. radio, 1963. 652 p.
13. Toshihide Kitazawa Metallization Thickness Effect of Striplines with Anisotropic Media: Qua-si-Static and Hybrid- Mode Analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1989, vol. 37, no. 4, pp. 769–775.
14. Gupta K.C., Garg R., Chadha R. *Mashinnoe proektirovanie SVCh ustrojstv* [Computer aided design of microwave circuits], Ed. V.G. Shejnkman. Moscow, Radio and Communications, 1987. 423 p.
15. Metodika izmerenij odnositelnoj dielektricheskoy pronicaemosti i tangensa ugla dielektricheskikh poter' listovykh dielektricheskikh materialov v SVCh diapazone pri pomoshchi polosko-vykh rezonansnykh struktur». Available at: <https://fgis.gost.ru/fundmetrology/regist-ry/16/items/1386797>, free (Accessed: February 27, 2023) (in Russ.)

Dmitriy E. Minenko

Postgraduate student, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
147, st. Krasnoarmeyskaya, of. 315, Tomsk, Russia, 634045
ORCID: 0000-0003-1193-8726
Phone: +7-913-116-74-26
Email: dmitriy.minenko.95@gmail.com

Fedor I. Sheyerman

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Leading Researcher at the Microwave Microelectronics Laboratory of the Research Institute «Microelectronic Systems»
147, st. Krasnoarmeyskaya, of. 101-1, Tomsk, Russia, 634045
ORCID: 0000-0001-6482-2108
Phone: +7-913-805-94-54
Email: fish@tusur.ru

УДК 621.391.814

А.В. Медведев

Моделирование и экспериментальное исследование четырехпроводной полосковой структуры с трехкратным модальным резервированием при отказах её элементов

Отмечена актуальность исследований по рациональному использованию избыточности резервирования, применяя способы трехкратного модального резервирования (МР), для повышения устойчивости к сверхширокополосным помехам. Выполнена экспериментальная оценка временных и частотных характеристик после отказов части элементов в двусторонней печатной плате (ПП) с трехкратным МР. Для этого изготовлен прототип двусторонней ПП с трехкратным МР с оптимальными параметрами. В качестве нагрузок использовались SMD-резисторы. На дальнем конце резервируемого проводника ПП показано разложение на 4 импульса при различной длительности входного воздействия. Максимальные изменения напряжения до и после отказов при длительности входных сигналов 120 и 240 пс составляют 26,8 и 28% соответственно. Сравнение результатов эксперимента и электродинамического моделирования во временной и частотной областях показало их согласованность. Максимальные отличия напряжения и задержек равны 3,69 и 5,6% соответственно.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, функциональная безопасность, резервирование, модальное резервирование, печатная плата, отказ.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-48-55

Давно известно о проблемах функциональной безопасности (ФБ) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в сложной электромагнитной обстановке [1–3]. Кондуктивные или излучаемые электромагнитные помехи имеют систематический характер, т.е. могут периодически повторяться [4]. Например, в системах с резервированием при отказе резервируемой печатной платы (ПП) от электромагнитных помех произойдет отказ резервной ПП, если помеха повторится [5]. Опасным видом кондуктивных помех являются сверхширокополосные (СШП) помехи [6]. Эффективным инструментом в борьбе с СШП-помехами является технология на основе эффекта модальной фильтрации (МФ) [7] и устройств на ее основе.

Модальное резервирование (МР) – это подход к компоновке и трассировке резервируемых и резервных проводников ПП и кабелей в РЭА, при котором добиваются эффекта МФ [8–10]. Он достигается за счет сильной связи между резервируемым и резервными проводниками РЭА в неоднородной диэлектрической среде. Разработаны и активно исследуются однократное, двукратное и трехкратное МР [11]. В структурах с трехкратным МР на дальнем конце резервируемого проводника будет наблюдаться разложение на 4 импульса меньшей амплитуды, если произведение длины l структуры и минимальной разности погонных задержек мод $|\Delta\tau_{\min}|$ больше длительности СШП-импульса на входе.

Разработан способ компоновки и трассировки проводников с трехкратным МР цепей на двусторонней ПП [12]. Преимущество в реализации МФ данного способа перед многослойной ПП с трехкратным МР [13] в том, что возможно добиться большей неоднородности диэлектрической среды, за счет которой возможен эффект МФ. Например, если использовать Rogers 3010 (с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10,2$) в качестве подложки для дву-

сторонней ПП, то скорость самой медленной моды будет определяться им, а самой быстрой – воздухом ($\epsilon_r = 1$), тогда как в многослойной – препрегом ($\epsilon_r = 4,2$). Чем больше это соотношение, тем большего значения $|\Delta\tau_{\min}|$ можно добиться в структуре, и тем большей длительности СШП-импульс разложится в структуре полностью.

Теоретические исследования структур с МР [14], показали, что случаи отказов компонентов на концах проводников резервируемой цепи удобно моделировать изменением граничных условий на концах пассивных проводников: коротким замыканием (КЗ) либо обрывом/холостым ходом (ХХ). В симметричной структуре с трехкратным МР возможны 62 различных комбинации из согласующей нагрузки (R), 1 мОм (КЗ) и 1 МОм (ХХ). Структура обладает фазовой, частотной и временной взаимностью (например, в этих структурах $S_{12} = S_{21}$) [14], а также считается, что отказ происходит только на одном из концов резервируемого проводника.

На рис. 1 представлена принципиальная схема структуры с трехкратным МР до и после отказов. Устройство переключения (УП) на основе переключателей Т-типа [15] после отказа переключает источник сигнала на резервный проводник. Отказы компонента с нагрузкой R могут быть в виде обрыва (ХХ) или короткого замыкания на землю (КЗ). Например, до отказов работает проводник 1, а проводники 2–4 резервные (см. рис. 1, а). После отказа на одном из концов активного проводника можно переключиться на один из резервных. Так, после отказа на конце проводника 1, УП переключает источник на проводник 2 (см. рис. 1, б), а проводники 3 и 4 остаются резервными. После отказа 2 на ближнем конце проводника 2, УП переключает источник на проводник 3 (см. рис. 1, в). После отказа 3 остается только один вариант переключения (см. рис. 1, г).

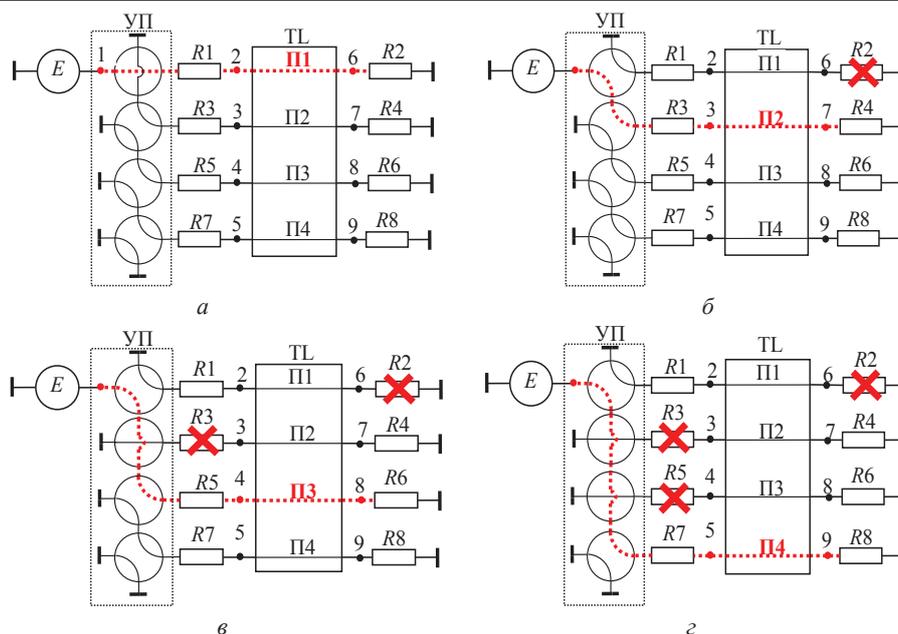


Рис. 1. Принципиальная схема структуры с трехкратным МР до (а) и после отказов 1 (б), 2 (в) и 3 (г)

Переключение выходного конца резервируемой линии на рисунке не показано, так как на исследование этот факт не влияет.

Экспериментальное исследование многослойной структуры с трехкратным МР [16] показало, что после отказов максимальная амплитуда ($U_{\text{макс}}$) импульсов разложения может изменяться, так как изменится коэффициент отражения при изменении нагрузок на концах пассивных проводников. Так, в прототипе, состоящем из структуры с трехкратным МР и одинаковых отрезков однопроводных линий передачи (ЛП) от структуры до SMA соединителей, помеха, наведенная на резервные проводники, снова наведется на резервируемый проводник через промежуток времени, равный двойной задержке в этих ЛП. На дальнем конце резервируемого проводника произойдет частичное наложение основных 4 импульсов разложения и отраженных импульсов друг на друга. Максимальное напряжение ($U_{\text{макс}}$) импульсов разложения будет изменяться по-разному при различных комбинациях граничных условий на ближнем и дальнем концах пассивных проводников. В работе [12] для случаев после отказов максимальное увеличение $U_{\text{макс}}$ составило 8% относительно случая до отказов. Показано, что изменения $U_{\text{макс}}$ импульсов разложения зависят от длительности СШП-импульса и длины ЛП от структуры с МР до SMA соединителей.

Моделирование показало [15], что если учитывать только структуру с трехкратным МР (т.е. длина ЛП до SMA соединителей близка к 0), то увеличение $U_{\text{макс}}$ после отказов будет максимальным, так как не будет задержек между отраженными и основными импульсами. Однако экспериментальная оценка максимального изменения $U_{\text{макс}}$ в таких структурах не проводилась. Это максимальное изменение $U_{\text{макс}}$ важно учитывать при разработке реальной РЭА с трехкратным МР, так как при увеличении $U_{\text{макс}}$ по-

сле отказов уменьшается помехозащищенность РЭА с МР. Также целесообразно выполнить эту оценку для МР на двусторонней ППП, где на меньшей длине структуры с МР возможно добиться большей разности задержек, чем в многослойной ППП [15], так как в структуре с меньшей длиной влияние потерь в проводниках и диэлектриках будет минимальным.

Цель данной работы – моделирование и экспериментальное исследование четырехпроводной полосковой структуры с трехкратным модальным резервированием при отказах её элементов.

Для этого нужно решить следующие задачи:

- выполнить оптимизацию параметров прототипа двусторонней ППП с трехкратным МР;
- разработать конструкцию прототипа;
- выполнить экспериментальные исследования прототипа во временной и частотной областях;
- сравнить результаты экспериментального исследования и электродинамического моделирования.

Методы и подходы

Для получения корректных результатов экспериментальных исследований, которые соответствуют поставленной цели, требуется провести тщательное компьютерное моделирование. В работе [17] рассматривается расчет многопроводных полосковых структур и устройств на ее основе. Возможно применение квазистатического и электродинамического моделирования в различных системах, например, TALGAT и ADS соответственно. Их совместное использование позволит определить качество проведенных экспериментальных исследований. Квазистатический подход реализован в виде быстрых и точных математических моделей в системе TALGAT [19]. В системе можно анализировать регулярные ЛП с произвольным поперечным сечением. В данной работе система TALGAT используется для оптимизации параметров поперечного сечения. Моделирование проводилось без учета потерь в провод-

никах и диэлектриках. Для подтверждения результатов измерений выполнено электродинамическое моделирование в системе ADS. Для этого использован метод моментов, которым решались уравнения Максвелла без каких-либо упрощений. В результате получены комплексные и частотно-зависимые матрицы погонных параметров. Применение используемых подходов моделирования описано в работе по однократному МР [16], поэтому их подробное описание здесь не приводится.

Экспериментальное исследование характеристик структур с МР выполнено с использованием методики из [18]. Измерения проводились с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) «Панорама» P4226 (Микран). Перед проведением измерений сделана двухпортовая SOLT-калибровка для устранения систематической погрешности, влияния кабелей и коаксиальных переходов. Измерения S -параметров проводились в частотном диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц с шагом 10 МГц. Такой диапазон обусловлен характеристиками используемых коаксиально-микрострипковых переходов. Схемы измерений частотных характеристик и анализа временных представлений на рис. 2. Резервируемый проводник исследуемого устройства (ИУ) подключался к ВАЦ с помощью высокочастотных кабелей. При этом ко всем резервным проводникам подключались нагрузки (SMD-резисторы), соответствующие исследуемым вариантам отказов. Все значения матрицы рассеяния для резервируемой цепи получены для 50 Ом. Для анализа временных характеристик использована система ADS. Измеренные S -параметры в формате S2P импортировались в ADS, а затем с их помощью анализировался отклик на СШП-импульс (на резисторе R_l).

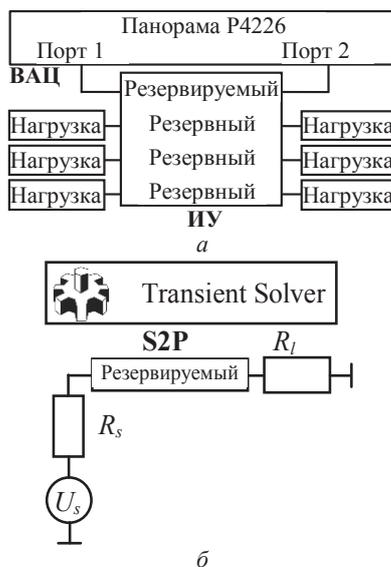


Рис. 2. Схемы измерений частотных (а) и анализа временных характеристик в системе ADS (б)

Оптимизация параметров

На рис. 3 представлено поперечное сечение структуры ПП с трехкратным МР с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов.

В качестве материала подложки использовался FSD1020T (аналог Rogers 3010) с параметрами: $\delta = 0,003$, $\epsilon_r = 10,2 \pm 0,05$. Толщина диэлектрической подложки $h = 254$ мкм, толщина фольги $t = 35$ мкм. В табл. 1 сведены остальные исходные параметры поперечного сечения структуры.

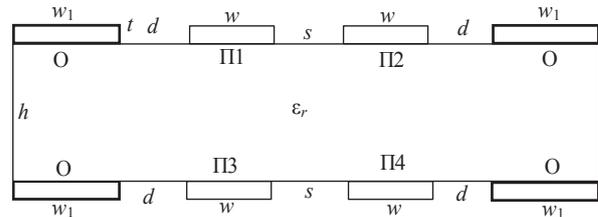


Рис. 3. Поперечное сечение структуры ПП с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов

На вход структуры подавалось импульсное воздействие общей длительностью 90 пс и амплитудой ЭДС 2 В. Нагрузки на концах структуры приняты равными 50 Ом (до отказов). А исходные параметры подбирались так, чтобы напряжение на входе структуры было равно половине ЭДС. На рис. 4, а представлены формы сигналов на ближнем и дальнем концах структуры длиной $l = 0,3$ м с исходным набором параметров. На ближнем конце наблюдается импульс с амплитудой напряжения 1 В, равной половине ЭДС, поэтому структура считается согласованной с трактом 50 Ом. На дальнем конце наблюдается разложение на 4 импульса с $U_{\max} = 0,25$ В, соответствующим напряжению импульса U_2 .

Оптимизация параметров структуры проводилась эвристическим поиском в системе TALGAT по двум критериям: максимизации минимальной разности погонных задержек ($\Delta\tau$) и согласованию с трактом 50 Ом.

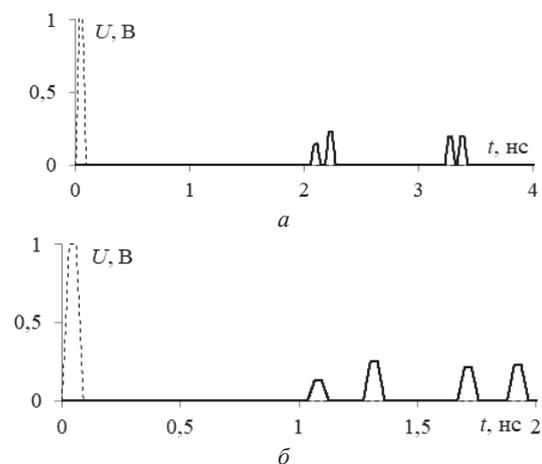


Рис. 4. Формы сигналов на ближнем (---) и дальнем (—) концах структуры с исходным (а) и оптимальным (б) наборами параметров

При изменении параметров поперечного сечения структуры до отказов, если сохранять согласование структуры с нагрузками, U_{\max} практически не изменяется и примерно равно 0,25 В. Однако после отказов, если рассматривать самый худший случай

из 62 комбинаций граничных условий, при котором U_{\max} максимально и соответствует напряжению импульса U_2 . после отказов, U_{\max} будет изменяться.

Если увеличивать параметр s , то $\Delta\tau_{\min}$ будет уменьшаться, также будет уменьшаться U_2 после отказов. Таким образом, значение s должно быть минимально возможным. При увеличении d до 700 мкм $\Delta\tau_{\min}=943$ пс и при дальнейшем увеличении d не меняется. При увеличении w до 420 мкм $\Delta\tau_{\min}$ перестает увеличиваться. Поэтому, контролируя параметры d от 700 до 1000 мкм, а w от 300 до 500 мкм, подбиралось такое значение напряжения на ближнем конце, чтобы $U = 1$ В (половина ЭДС). В табл. 1 сведены оптимальные параметры структуры.

Таблица 1

Исходные и оптимальные параметры поперечного сечения структуры с трехкратным МР

Набор параметров	l , м	w , мкм	s , мкм	d , мкм	w_1 , мкм
Исходный	0,3	200	200	200	2000
Оптимальный	0,2	390	175	800	

На рис. 4, б представлены формы напряжения на ближнем и дальнем концах структуры с оптимальными параметрами структуры длиной $l = 0,2$ м. Видно, что структура согласована (напряжение на входе равно половине ЭДС), а на дальнем конце $U_{\max} = 0,25$ В. В структурах с исходным и оптимальным наборами параметров значение $l\Delta\tau_{\min}$ равно 110 и 202 пс соответственно, что позволяет разложить СКИ почти в 2 раза большей длительности.

На рис. 5 приведены зависимости U_{\max} от номера отказа при вариантах переключения 1, 2 и 3 (которые соответствуют переключению с П1, либо на П2, либо на П3, либо на П4). Для исходного и оптимального наборов параметров структуры, после отказа 3 наибольшие значения U_{\max} равны 0,39 и 0,456 В, соответственно (в обоих случаях наблюдаются у варианта R-XX, K3-R, R-K3). Для исходного и оптимального наборов параметров структуры отличия U_{\max} до и после отказов достигают 27 и 29% соответственно.

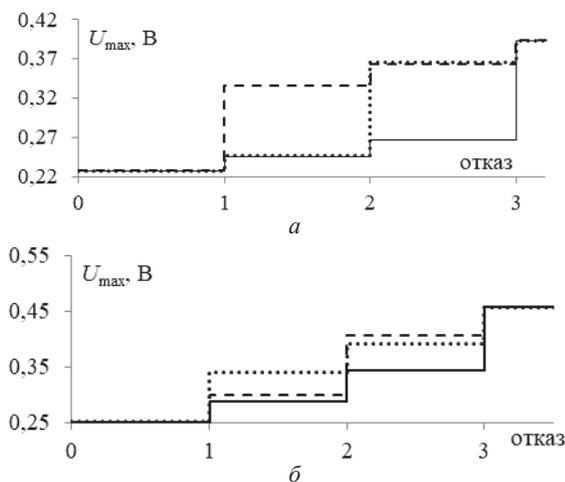


Рис. 5. Зависимости U_{\max} от номера отказа при вариантах переключения 1 (···), 2 (- - -) и 3 (—) для структуры с исходным (а) и оптимальным (б) наборами параметров

Конструкция прототипа

Здесь представлен прототип ПП с трехкратным МР с исполнением опорного проводника в виде боковых полигонов. Материал подложки и оптимальные параметры поперечного сечения выбраны выше. Часть фотошаблонов и изготовленный прототип ПП представлены на рис. 6 и 7 (вид сверху и снизу). При создании макета важно учитывать длину отводов ЛП до SMA-соединителей и компонентов, так как отводы могут существенно изменять характеристики ПП с МР. Поэтому в данном прототипе минимизированы отводы на пассивных проводниках за счет установки SMD резисторов типоразмера 1 206 различных номиналов. Согласующая нагрузка имитируется короткозамкнутой перемычкой, а XX – отсутствием соединения с землей (обрывом). Для подключения к активному проводнику на ближнем и дальнем концах установлены SMA-соединители марки 82_SMA-50-0-1/111_NE (HUBER+SUHNER).

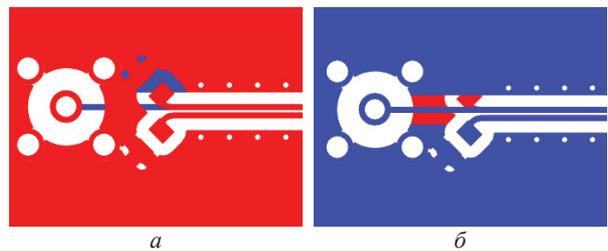


Рис. 6. Фрагменты фотошаблонов ПП для прототипа: виды сверху (а) и снизу (б)

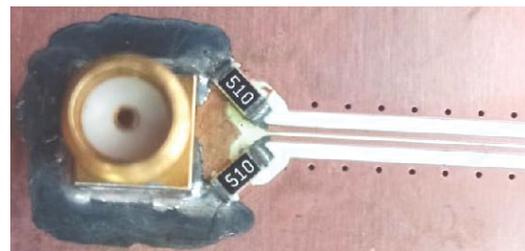


Рис. 7. Фрагмент изготовленного прототипа

Экспериментальное исследование

Далее выполняется экспериментальное исследование изготовленного прототипа в частотной и временной областях. На рис. 8 представлена частотная зависимость $|S_{21}|$ до 18 ГГц структуры с МР до отказов.

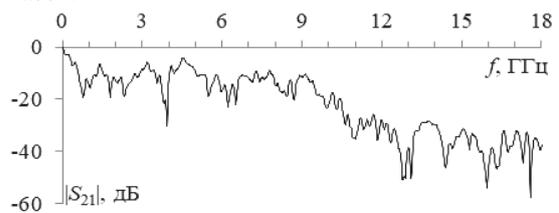


Рис. 8. Частотная зависимость $|S_{21}|$ до 18 ГГц с МР до отказов (соответствует варианту 1)

На рис. 9 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ для вариантов до и после отказов, которые определены при моделировании. Варианты 1, 2, 5 и

8 соответствуют порядку переключения 1, варианты 1, 3, 6 и 8 – порядку 2, варианты 1, 4, 7 и 8 – порядку 3. В табл. 2 сведены частота первого резонанса (f_0) и соответствующий уровень $|S_{21}|$ для вариантов граничных условий (частоте f_0 соответствует первый минимум $|S_{21}|$ из-за взаимной компенсации сигналов четной и нечетной мод, пришедших к концу линии в противофазе).

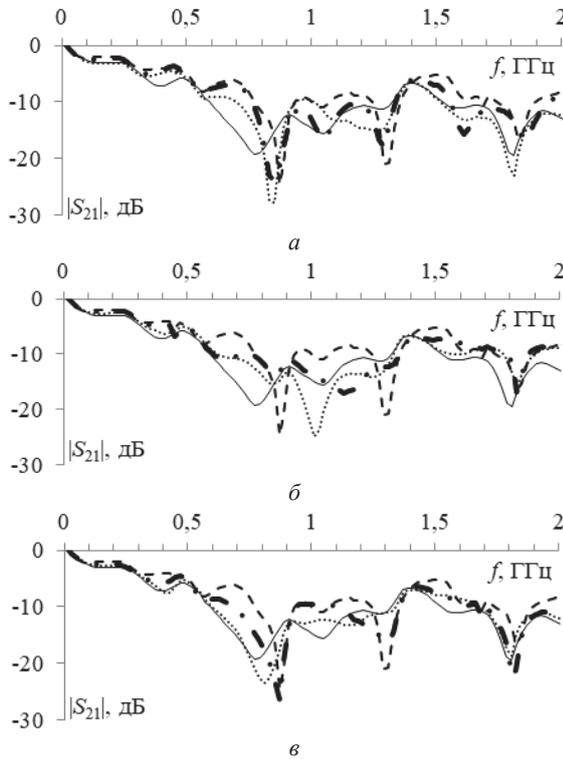


Рис. 9. Частотные зависимости $|S_{21}|$ для вариантов:
 а – 1 (—), 2 (---), 5 (-.-), 8 (-.-);
 б – 1 (—), 3 (---), 6 (-.-), 8 (-.-);
 в – 1 (—), 4 (---), 7 (-.-), 8 (-.-)

Таблица 2

Варианты граничных условий до и после отказов и значения характеристик в частотной области

№ варианта	Граничные условия	f_0 , ГГц	$ S_{21} $, дБ
1	50-50, 50-50, 50-50	0,76	-19,11
2	50-XX, 50-50, 50-50	0,84	-27,85
3	50-50, 50-K3, 50-50	1,0095	-24,811
4	50-50, 50-50, 50-K3	0,8096	-23,49
5	50-XX, K3-50, 50-50	0,849	-24,48
6	50-50, 50-K3, K3-50	1,12	-17,14
7	50-XX, 50-50, 50-K3	0,869	-26,377
8	50-XX, K3-50, 50-K3	0,869	-24,48

Видно, что максимальное значение $f_0 = 1,12$ ГГц наблюдается при варианте 6, тогда как минимальное 0,76 ГГц – при варианте 1. Разница между ними составляет 19,14%. Максимальное ослабление 27,85 дБ наблюдается при варианте 2, тогда как минимальное 17,14 дБ – при варианте 6.

На рис. 10 представлены формы напряжения на ближнем и дальнем концах структуры с трехкратным МР до отказов. На вход структуры подавались трапециевидные импульсы общей длительностью 120 и 240 пс с амплитудой ЭДС 2 В. На

ближнем конце амплитуды равны 1 и 0,95 В соответственно. Различия объясняются неоднородностью на ближнем конце активного проводника прототипа, из-за чего отражения приходят с задержкой, равной двойной задержке в ЛП от SMA соединителя до структуры с МР. На дальнем конце в обоих случаях наблюдается разложение с U_{\max} 0,17 и 0,22 В соответственно. Различия U_{\max} на выходе объясняются различием входных импульсов с различными длительностями. Таким образом, значение U_{\max} на дальнем конце структуры до отказов меньше, чем на ближнем, в 5,88 и 4,3 раза соответственно.

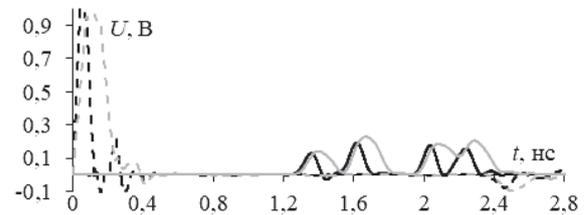


Рис. 10. Формы напряжения на ближнем (---) и дальнем (—) концах структуры с трехкратным МР до отказов

На рис. 10 и 11 представлены формы напряжения на дальнем конце структуры после отказов при длительностях входных импульсов 120 и 240 пс соответственно, для вариантов, соответствующих порядкам переключения 1, 2 и 3.

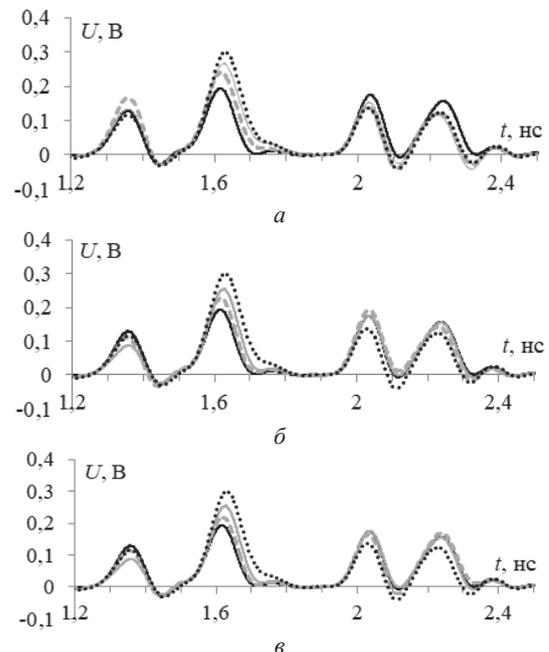


Рис. 11. Формы выходного напряжения при входном импульсе длительностью 120 пс для вариантов:

а – 1 (—), 2 (---), 5 (—), 8 (---);
 б – 1 (—), 3 (---), 6 (—), 8 (---);
 в – 1 (—), 4 (---), 7 (—), 8 (---)

В обоих случаях видно, что формы напряжения до и после отказов различаются, и различия между минимальным значением амплитуды, соответствующим состоянию до отказов, и максимальным, соответствующим состоянию 50-XX, K3-50, 50-K3, составляют 26,8 и 28%.

Значения U_{\max} из рис. 11 и 12 приведены в табл. 3. Видно, что максимальное значение напряжения наблюдается для варианта 8, а минимальное – для 1 (до отказов). Это различие объясняется уникальной комбинацией импульсов, отраженных от нагрузок резервных проводников и наведённых на активный проводник.

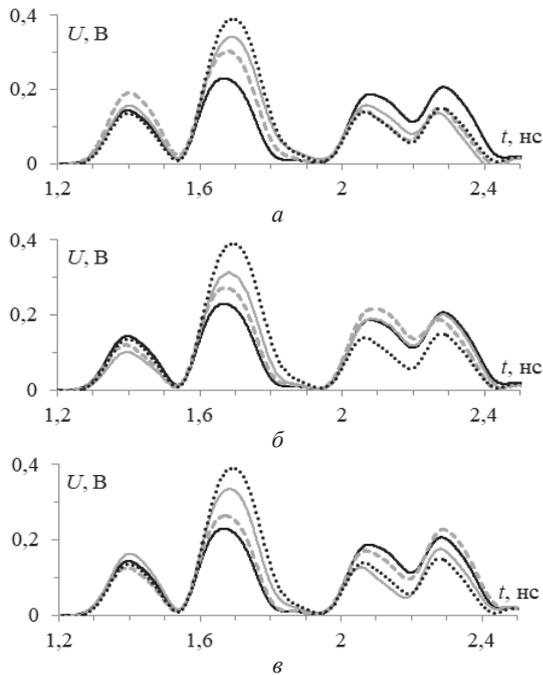


Рис. 12. Формы выходного напряжения при входном импульсе длительностью 2400 пс для вариантов: а – 1 (—), 2 (---), 5 (-), 8 (...); б – 1 (—), 3 (---), 6 (-), 8 (...); в – 1 (—), 4 (---), 7 (-), 8 (...)

Таблица 3
Максимальные значения амплитуды (В) из рис. 10 и 11

$t, \text{ пс}$	1	2	3	4	5	6	7	8
120	0,17	0,23	0,21	0,22	0,24	0,24	0,25	0,3
240	0,22	0,3	0,27	0,26	0,34	0,31	0,33	0,4

После отказов наблюдается плавное увеличение U_{\max} для вариантов переключения 1, 2 и 3. Это иллюстрируют зависимости, представленные на рис. 13.

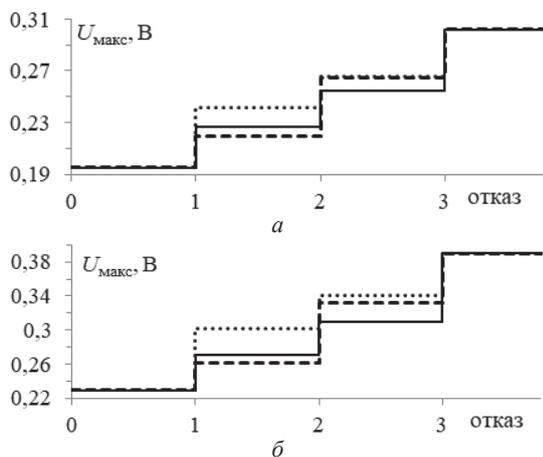


Рис. 13. Зависимости U_{\max} от номера отказа для вариантов переключения 1 (...), 2 (—) и 3(---) при длительностях входного сигнала 120 пс – а; 240 пс – б

Как видно, для порядка переключения 2 после отказа 1 U_{\max} больше, чем для порядка переключения 1, примерно на 2%, а после отказа 2 U_{\max} меньше, чем для порядков переключения 1 и 3, примерно на 3%.

Таким образом, максимальные изменения U_{\max} на дальнем конце резервируемого проводника двусторонней ПП с трехкратным МР до и после отказов при длительности входных сигналов 120 и 240 пс составляют 26,8 и 28% соответственно. Это подтверждает проведенное выше моделирование.

Сравнения эксперимента и моделирования

Выполнено сравнение результатов экспериментального исследования и электродинамического моделирования изготовленного прототипа в частотной и временной областях. Во временной области сравнение выполнено при входном импульсе длительностью 240 пс.

На рис. 14 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ в диапазоне частот от 10 МГц до 2 ГГц для структуры с МР до и после отказов (для случая 50-XX, КЗ-50, 50-XX) при эксперименте и моделировании. Отличия f_0 при моделировании и эксперименте для случаев 50-50, 50-50, 50-50 и 50-XX, КЗ-50, 50-XX составили 8,52 и 1,14% соответственно, а ослабления – 20,18 и 21,64%.

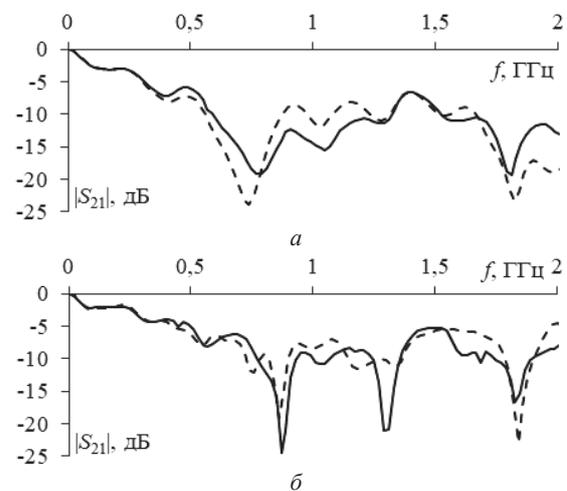


Рис. 14. Частотные зависимости $|S_{21}|$ до 2 ГГц для структуры с МР до (а) и после отказов для варианта 50-XX, КЗ-50, 50-XX (б) при эксперименте (—) и электродинамическом моделировании (- - -)

На рис. 15 представлены формы напряжения на дальнем конце этой структуры для тех же вариантов до и после отказов при эксперименте и моделировании. Из рис. 15, а и б видно 4 импульса разложения, для рис. 15, а – U_{\max} 229 и 234 мВ, а для рис. 14, б – 391 и 406 мВ соответственно. Таким образом, различия U_{\max} для эксперимента и электродинамического моделирования составили 2,13 и 3,69% соответственно. Задержки импульса 1 для рис. 14, а и б при эксперименте и моделировании отличаются и равны по 1,25 и 1,18 нс (отличие 5,6%) соответственно. Задержки импульса 3 для эксперимента и электродинамики равны 1,9 нс.

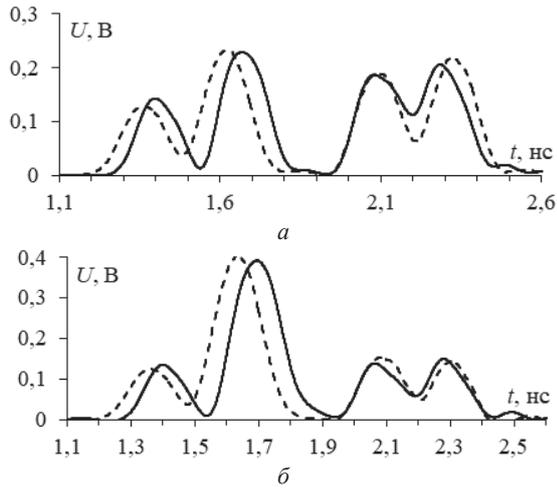


Рис. 15. Формы напряжения на дальнем конце структуры до (а) и после отказов для случая 50-XX, КЗ-50, 50-XX (б) при эксперименте (—) и электродинамическом (---) моделировании

Заключение

Таким образом, выполнена экспериментальная оценка изменения U_{\max} импульсов разложения в двусторонней ПП с трехкратным МР после отказов. Изготовлен прототип двусторонней ПП с трехкратным МР с оптимальными параметрами. В качестве нагрузок использовались SMD-резисторы. На дальнем конце резервируемого проводника ПП наблюдается разложение на 4 импульса при различной длительности входного воздействия. Максимальное изменение U_{\max} на дальнем конце резервируемого проводника двусторонней ПП с трехкратным МР до и после отказов при длительностях входных сигналов 120 и 240 пс составляет 26,8 и 28% соответственно.

Приведенное сравнение эксперимента и электродинамического моделирования во временной и частотной областях показало хорошую согласованность результатов. Максимальные отличия U_{\max} и задержек равны 3,69 и 5,6% соответственно.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект №20-19-00446) в ТУСУРе.

Литература

1. IEC 61508. Functional Safety of Electrical / Electronic/Programmable Electronic Safety-Related Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://webstore.iec.ch/publication/5515>, свободный (дата обращения: 03.04.2023).
2. Meany T. Functional safety and industrie 4.0 // 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC). – 2017. – PP. 1–7.
3. Patel M.R. Spacecraft power systems. – Boca Raton: CRC Press, 2005. – 691 p.
4. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л.Н. Здухов, Ю.В. Парфёнов, О.А. Тарасов, В.М. Чепелев // Технологии ЭМС. – 2018. – № 2(65). – С. 22–34.
5. Techniques and measures to achieve EMI resilience in mission- or safety-critical systems / D. Pisssoort, J. Lannoo,

J. Van Waes, A. Degraeve, J. Boydens // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2017. – Vol. 6, No. 4. – PP. 107–114.

6. Study and classification of potential IEMI sources / N. Mora, F. Vega, G. Lugin, F. Rachidi, M. Rubinstein // System Design and Assessment Notes. – 2014. – PP. 1–43.

7. Gazizov A.T. Measurement and simulation of time response of printed modal filters with broad-side coupling / A.T. Gazizov, A.M. Zabolotskii, T.R. Gazizov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2018. – Vol. 63, No. 3. – PP. 270–276.

8. New concept of critical infrastructure strengthening / T.R. Gazizov, P.E. Orlov, A.M. Zabolotsky, S.P. Kuksenko // International Conference of Numerical Analysis and Applied Mathematics. – Greece, Rhodes, 2016. – PP. 1–3.

9. Пат. 2 603 850 РФ, МПК Н 04 В 15/02. Способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 129 253 / 07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.16. – Бюл. № 34. – 7 с.

10. Пат. 2 603 851 РФ, МПК Н 04 В 15/00. Способ трассировки печатных проводников с дополнительным диэлектриком для цепей с резервированием / Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, В.Р. Шарафутдинов и др. – № 2 015 129 263/07; заявл. 16.07.15; опубл. 10.12.16. – Бюл. № 34. – 8 с.

11. Шарафутдинов В.Р. Анализ способов резервирования на основе модальной фильтрации / В.Р. Шарафутдинов, Т.Р. Газизов // Системы управления, связи и безопасности. – 2019. – № 3. – С. 117–144.

12. Пат. 2738955 РФ, МПК Н04В 15/02. Способ трехкратного резервирования межсоединений / В.Р. Шарафутдинов (РФ), Т.Р. Газизов (РФ), А.В. Медведев (РФ). – № 2019138502; Заявл. 09.12.2019; опубл. 21.12.2020. – Бюл. № 36. – 4 с.

13. Пат. 2663230 РФ, Н04В 15/02. Способ трехкратного резервирования цепей в многослойных печатных платах / Т.Р. Газизов (РФ), П.Е. Орлов (РФ), В.Р. Шарафутдинов (РФ). – № 2017113045; Заявл. 14.04.2017; опубл. 02.08.2018. – Бюл. № 22. – 8 с.

14. Switching order after failures in symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation / A.O. Belousov, A.V. Medvedev, E.B. Chernikova, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Symmetry. – 2021. – Vol. 13, No. 6. – PP. 1–22.

15. Monolithic MEMS T-type Switch for Redundancy Switch Matrix Applications / K.Y. Chan, M. Daneshmand, A.A. Fomani, R.R. Mansour, R. Ramer // Microwave Conference, EuMC 2008. 38th European. – 2008. – PP. 1513 – 1516.

16. Medvedev A.V. Experimental Study of a Structure with Triple Modal Reservation Before and After Failures / A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2022. – Vol. 65, No. 1. – PP. 1–4.

17. Малютин Н.Д. и др. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик. – Томск: ТУСУР, 2012. – 218 с.

18. Kosteletskii V.P. Method for experimental study of circuits with triple modal reservation in time and frequency domains / V.P. Kosteletskii, A.V. Medvedev, Y.S. Zhechev // 2022 International ural conference on electrical power engineering (UralCon). – Magnitogorsk, Russian, 23–25 September 2022. – PP. 80–85.

19. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – No. 012110. – PP. 1–7.

Медведев Артём Викторович

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ)
Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-4718-1024
Тел.: +7-909-538-72-38
Эл. почта: medart20@rambler.ru

Medvedev A.V.

Experimental evaluation of decomposition pulse voltage in a double-sided PCB with triple modal reservation after failures

The relevance of research on the rational use of redundancy by applying triple modal redundancy (MR) techniques to increase the resistance to ultra-wideband interference is highlighted. An experimental evaluation of the change in maximum voltage of decomposed pulses in a bilateral printed circuit board (PCB) with triple MR after failures has been performed. A special prototype of a double-sided PCB with triple MR with optimum parameters has been fabricated. SMD resistors were used as loads. At the far end of the redundant conductor of the PCB, a decomposition into 4 pulses at different input durations is shown. The maximum voltage changes before and after failures at input durations of 120 ps and 240 ps are 26.8% and 28%, respectively. The above comparison of the experimental and electrodynamic simulation results in the time and frequency domains showed their consistency. The maximum voltage and delay differences are 3.69 and 5.6 %, respectively.

Keywords: template, component, formatting, style, correct way to use the styles.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-48-55

References

- [Functional Safety of Electrical / Electronic / Programmable Electronic Safety-Related Systems]. *IEC 61508*, Available at: <https://webstore.iec.ch/publication/5515>, free (Accessed: March 03, 2023).
- Patel M.R. *Spacecraft Power Systems*. USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2005, 691 p.
- Meany T. Functional safety and industrie 4.0. 2017 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC). Killarney, Ireland, 2017, pp. 1–7.
- Zdoukhov L.N., Parfenov Yu.V., Tarasov O.A., Chepelev V.M. [Three possible mechanisms for the failure of electronic devices as a result of electromagnetic interference]. *Technologies of Electromagnetic Compatibility*, 2018, no. 2, pp. 22–34 (in Russ.).
- Pissoort D., Lannoo J., Van Waes J., Degraeve A., Boydens J. Techniques and measures to achieve EMI resilience in mission- or safety-critical systems. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, 2017, vol. 6, no. 4, pp. 107–114.
- Mora N., Vega F., Lugin G., Rachidi F., Rubinstein M. Study and Classification of Potential IEMI Sources. *System Design and Assessment Notes*, 2014, pp. 1–43.
- Gazizov A.T., Zabolotskii A.M., Gazizov T.R. Measurement and Simulation of Time Response of Printed Modal Filters with Broad-Side Coupling. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2018, vol. 63, no. 3., pp. 270–276.

8. Gazizov T.R., Orlov P.E., Zabolotsky A.M., Kuksenko S.P. [New concept of critical infrastructure strengthening]. *AIP Conference Proceedings*, 2016, vol. 1738, 4 p. (in Russ.).

9. Gazizov T.R., Orlov P.E., Sharafutdinov V.R. Sposob trassirovki pechatnyh provodnikov cepej s rezervirovaniem [Method of routing printed conductors of circuits with redundancy]. Patent RF, no. 2603850, 2016) (in Russ.).

10. Gazizov T.R., Orlov P.E., Sharafutdinov V.R. Sposob trassirovki pechatnyh provodnikov s dopolnitel'nym dielektrikom dlya cepej s rezervirovaniem [Method of routing printed conductors with additional dielectric for circuits with redundancy]. Patent RF, no. 2603851, 2016) (in Russ.).

11. Sharafutdinov V.R., Gazizov T.R. [Analysis of redundancy methods based on modal filtering]. *Control, Communications and Security Systems*, 2019, no. 3, pp. 117–144 (in Russ.).

12. Sharafutdinov V.R., Gazizov T.R., Medvedev A.V., Sposob trehkratnogo rezervirovania mehsoedinenii [Method of triple interconnection reservation]. Patent RF, no. 2738955, 2020.

13. Gazizov T.R., Orlov P.E., Sharafutdinov V.R. Sposob trehkratnogo rezervirovania mehsoedinenii v mnogosloinnyh pehatnih platat [Method for triple circuit redundancy in multi-layer printed circuit boards]. Patent RF, no. 2663230, 2017.

14. Belousov A.O., Medvedev A.V., Chernikova E.B., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. Switching order after failures in symmetric protective electrical circuits with triple modal reservation, *Symmetry*, 2021, vol. 13, no. 6, pp. 1–22.

15. Chan K.Y., Daneshmand M., Fomani A.A., Mansour R.R., Ramer R. Monolithic MEMS T-type Switch for Redundancy Switch Matrix Applications. *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 1513–1516.

16. Medvedev A.V. Zhechev Y.S., Gazizov T.R. Experimental Study of a Structure with Triple Modal Reservation Before and After Failures, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022, vol. 65, no. 1, pp. 1–4.

17. Malyutin N.D. Regular and irregular multi-coupled strip structures and devices based on them: calculation of primary parameters, pulse measurements of characteristics, Tomsk State University Control Systems and Radioelectronics, 2012, 218 p. (in Russ.).

18. Kosteletskii V.P., Medvedev A.V. Zhechev Y.S. Method for experimental study of circuits with triple modal reservation in time and frequency domains, *2022 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon)*, 2022, pp. 1–8.

19. Kuksenko S.P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, no. 012110., pp. 1–7.

Artem V. Medvedev

Postgraduate student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-4718-1024
Phone: +7-909-538-72-38
Email: medart20@rambler.ru

УДК 004.932.4

А.С. Толмачева, А.В. Каменский, А.А. Тисленко, Д.В. Титов

Применение быстродействующих рекурсивно-сепарабельных фильтров для обработки зашумленных изображений

Приводится описание разработанных алгоритмов реализации быстродействующих фильтров, на примере фильтра скользящее среднее и трапецеидального рекурсивно-сепарабельного фильтра. Представлены результаты по оценке быстродействия разработанных алгоритмов с размерностью апертуры 7×7 элементов в сравнении с классической двумерной сверткой. Оценено влияние обработки изображений, сформированных активно-импульсными телевизионно-измерительными системами на точность определения расстояния до объектов интереса. В рамках исследования проводилось изменение центрального элемента масок разработанных фильтров в диапазоне коэффициентов фильтрации от -14 до 14 , параллельно с этим осуществлялся контроль отношения сигнал/шум для обработанных изображений.

Ключевые слова: обработка изображений, измерение дальности, трапецеидальный рекурсивно-сепарабельный фильтр, фильтр скользящего среднего, сглаживающие фильтры, отношение сигнал/шум, быстродействующие алгоритмы.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-56-62

В настоящее время актуальной задачей является дистанционное измерение дальности до объектов наблюдения, особенно при сложных условиях видимости. Для решения данной задачи используются активно-импульсные телевизионно-измерительные системы (АИ ТИС). Они применяются для нахождения объектов в сложных условиях видимости, например, плохой освещенности или сложных метеоусловиях, к которым относятся: туман, дымка, дождь, пыль, снегопад и т.д. [1, 2]. Данные факторы могут привести к появлению различных шумов и искажений в сформированных АИ ТИС изображениях. Подробнее с работой АИ ТИС можно ознакомиться в публикациях [3, 4].

Помехи, искажения и шумы на изображениях являются одной из важнейших проблем в современной науке и технике. Для того чтобы убрать или максимально уменьшить искажения на цифровых изображениях применяется цифровая обработка изображений.

Широко используемыми цифровыми фильтрами являются сглаживающие фильтры, которые подавляют шумы на сформированных АИ ТИС изображениях. Один из широко известных фильтров – это фильтр скользящего среднего (СС) [5, 6]. Данный фильтр в классическом виде имеет апертуру размером 3×3 элемента, которая заполнена единицами, однако не всегда апертура мелкого размера дает приемлемый результат. Поэтому используются апертуры большего размера, однако рост апертуры приводит к росту вычислительных операций, требуемых для обработки изображений. Ввиду вышесказанного при росте размеров апертур обработки целесообразно производить модификацию алгоритмов работы фильтров для сокращения времени обработки. Одним из таких методов является преобразование алгоритма к рекурсивно-сепарабельному (РС) виду [7, 8]. Это означает, что при работе процедура обработки разделяется на ряд подопераций, которые отдельно осуществляют обработку по строкам и столбцам

матрицы параметров изображения. Свойство рекурсии позволяет использовать предыдущий полученный результат для формирования нового отсчета выходной информации [9, 10].

Представлено применение данных принципов для задач шумоподавления с использованием двух цифровых фильтров в РС-форме построения.

Цифровой фильтр скользящего среднего

Фильтр скользящее среднее представляет собой разновидность цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой либо фильтра с бесконечной импульсной характеристикой [11, 12]. Этот фильтр используется для обработки цифровых изображений, в частности, для подавления шумов. На рис. 1 представлена структурная схема РС-фильтра СС. В базовой процедуре свертки исходное изображение сворачивается с полной маской фильтра СС, однако при РС-алгоритме происходит разделение маски на строку и столбец, состоящих из единиц. За счет этого разделения происходит уменьшение вычислительных затрат, требуемых на процесс обработки.

Из описанных процессов, протекающих в фильтре, следует, что исходное изображение, представленное на рис. 1 в виде входного сигнала $x(n_1, n_2)$, умножается на коэффициент фильтрации A_2 . После чего изображение обрабатывается строчным рециркулятором [13] с размером апертуры $M_1 = m_1$ и кадровым рециркулятором с размером апертуры $M_2 = m_1$. Во второй ветви структурной схемы представлен коэффициент A_1 , который является коэффициентом фильтрации для увеличения центрального элемента апертуры, и элементы задержки, обеспечивающие смещение коэффициента A_1 . Ветви с определенным знаком поступают на сумматор, и в результате получается выходной сигнал $y(n_1, n_2)$.

Далее рассматривается пример формирования коэффициентов фильтра для маски размером 7×7 элементов. В ходе выполнения внутренних расчетов алгоритм определяет значение переменных пара-

метров m_1 и c . Так, для размерности 7×7 они будут следующие: $m_1 = 7$ и $c = 3$.

Во время процедуры обработки один из коэффициентов фильтрации A_1 или A_2 принимает значение, равное нулю, в то время, когда происходит изменение другого коэффициента.

Цифровой трапецеидальный рекурсивно-сепарабельный (ТРС) фильтр

На рис. 2 представлена структурная схема двумерного ТРС-фильтра с реализацией изменения размера сканирующей многомерной апертуры.

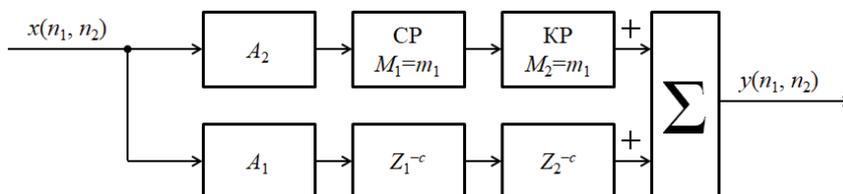


Рис. 1. Структурная схема фильтра СС в РС-форме построения

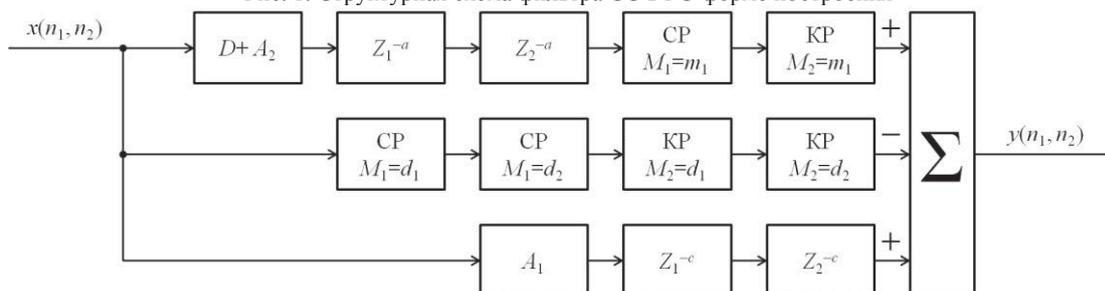


Рис. 2. Структурная схема ТРС-фильтра

По второй ветви структурной схемы изображение обрабатывается двумя строчными рециркуляторами с размерами апертур $M_1 = d_1$ и $M_1 = d_2$, после чего происходит процесс обработки двумя кадровыми рециркуляторами с размерами апертур $M_2 = d_1$, $M_2 = d_2$.

В третьей ветви представлен коэффициент A_1 , который является коэффициентом для увеличения центрального элемента апертуры и задержки z_1^{-c} и z_2^{-c} , обеспечивающих его совмещение с центром апертуры ТРС-фильтра. Сформированные данные с определенным знаком поступают на сумматор, и в результате формируется выходной сигнал $y(n_1, n_2)$.

Рассмотрим пример формирования коэффициентов фильтра для маски размером 7×7 элементов. В ходе выполнения внутренних расчетов алгоритм определяет значение переменных параметров D, a, m_1, d_1, d_2 и c . Так, для размерности 7×7 они будут таковы: $D = 5,76; a = 1; m_1 = 5; d_1 = 6; d_2 = 2$ и $c = 3$.

Описание эксперимента

Эксперимент заключался в том, чтобы с помощью цифровых фильтров (СС и ТРС) увеличить отношение сигнал/шум (ОСШ) сформированных АИ ТИС изображений для повышения точности определения до объектов интереса.

Эксперимент включает в себя 5 этапов:

1. Обработка исходных данных цифровыми фильтрами с изменением центрального элемента апертуры обработки. Исходный размер апертуры

В работе алгоритма ТРС-фильтра есть ряд отличий от РС фильтра СС, далее рассмотрена его работа. Входное изображение умножается на коэффициент D , который используется для корректной работы алгоритма ТРС-фильтра, а в случае подъема центрального элемента апертуры к нему добавляется коэффициент A_2 . После чего изображение обрабатывается строчным рециркулятором с размером апертуры $M_1 = m_1$ и кадровым рециркулятором с размером апертуры $M_2 = m_1$. Значения рециркуляторов рассчитываются автоматически в зависимости от заданной размерности фильтра обработки.

был выбран 7×7 элементов. Центральный элемент увеличивался за счет коэффициента A_1 на значение от 1 до 14 с шагом 1 и уменьшался с 2 до 14 с шагом 2.

2. Расчет дальности до объектов интереса.

3. Оценка изменения ОСШ.

4. Контроль времени обработки СС- и ТРС-фильтрами при РС-реализации для дальнейшего сравнения с временем работы алгоритма классической двумерной свертки (КДС).

5. Анализ полученных результатов.

Расчет дальности до объекта и измерение отношения сигнал/шум

Для получения «карты глубины» наблюдаемого пространства в АИ ТИС используется многозонный метод измерения дальности, который основан на делении кадров, содержащих суммарную активную зону видения (АЗВ), на кадр, содержащий первую АЗВ. АЗВ – это видимая измерительной системой часть пространства при заданных временных параметрах сигналов оптического импульса подсвета пространства и импульса стробирования фотоприемника. В данном эксперименте использовался многозонный метод измерения дальности. Метод основан на формировании двух кадров одной и той же сцены и последующем нормировании второго кадра относительно первого. Первый кадр содержит АЗВ, описывающую всю протяжённость просматриваемого пространства, а второй кадр содержит множество просуммированных изображений, которые отлича-

ются на шаг задержки стробирования АЗВ [14]. Полученные значения яркости пикселей $I(x, y)$ в результирующем кадре нормированы в диапазоне от 0 до 1.

Дальность до объектов рассчитывалась исходя из выражения

$$D(x, y) = (I(x, y) - b)/k, \quad (1)$$

где $D(x, y)$ – дистанция до наблюдаемых объектов в каждом пикселе результирующего изображения; $I(x, y)$ – значения яркости пикселей; k и b – калибровочные коэффициенты. Калибровочные коэффициенты k и b равны $-0,0062$ и $1,1142$ соответственно, были получены в эксперименте по одиночному объекту, который перемещался на заранее известные расстояния. После производилась фиксация значений яркости пикселей одиночного объекта и делалась линейная аппроксимация полученных результатов, в результате были получены коэффициенты линейной функции, которые являются калибровочными коэффициентами [15].

Оценка ОСШ проводилась при помощи программного обеспечения (ПО) ImageJ. ImageJ – открытое ПО для обработки и анализа цифровых изображений. В ПО ImageJ на тестовом изображении выбиралась область, по которой происходило измерение дальности до объекта, и строилась гистограмма. По полученной гистограмме ПО ImageJ определяло данные о среднем значении яркости и стандартном отклонении. На основе этих данных по области измерения производится расчет ОСШ по выражению

$$\text{SNR}_{\text{дб}} = 20 \log_{10}(M/\sigma), \quad (2)$$

где M – среднее значение яркости; σ – стандартное отклонение.

Исходные данные

Для проведения экспериментов были взяты изображения объектов, которые получены на испытательном полигоне, такие как «транспарант 1» (далее – объект № 1), «антенна» (объект № 2) и «транспарант 2» (объект № 3). Изображение объекта № 1 в кадре с первой АЗВ, взятого для проведения эксперимента, представлено на рис. 3.



Рис. 3. Изображение объекта 1 в кадре с первой АЗВ

Изображение объекта № 1 в кадре с суммарной АЗВ взятого для проведения эксперимента, представлено на рис. 4.

На рис. 3 и 4 представлен транспарант 1 в виде белого прямоугольника. Черной рамкой выделена

область, по которой определялась дальность объекта. Результаты измерения дальности до объекта № 1 лазерным дальномером составили 11 м, изображение, полученное АИ ТИС без обработки, показал результат 11,12 м. Разница в результатах составила 1,09%.



Рис. 4. Изображение объекта 1 в кадре с суммарной АЗВ

Обработка ТРС-фильтром и фильтром СС

Результаты эксперимента измерения дальности по формуле (1) сравнивались со значениями, полученными лазерным дальномером и АИ ТИС без обработки. Данные результаты измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты измерения дальности до объектов без применения обработки

Вид измерения	Объект № 1	Объект № 2	Объект № 3
Лазерный дальномер, м	11,00	37,68	34,97
АИ ТИС без обработки, м	11,12	37,45	34,78

На рис. 5 представлен график с результатами измерения дальности до объекта № 1 после обработки ТРС- и СС-фильтром при изменении центрального элемента апертуры фильтров.

Лучший результат для объекта № 1, который был приближен к результатам измерения лазерным дальномером, достигнут при увеличении центрального элемента фильтра СС на коэффициент 1, а большую ошибку показали коэффициенты от -14 до -10 . Лучший результат – увеличение центрального элемента фильтра ТРС на коэффициент 5, а большую ошибку показали коэффициенты 4 и 10.

Лучший результат для объекта № 2, который был приближен к результатам измерения лазерным дальномером, достигнут при увеличении центрального элемента фильтра СС на коэффициент 1, а большую ошибку показали коэффициенты -10 . Лучший результат – увеличение центрального элемента фильтра ТРС на коэффициент 1, а большую ошибку показали коэффициенты 12 и 13.

Лучший результат для объекта № 3, который был приближен к результатам измерения лазерным дальномером, достигнут при увеличении центрального элемента фильтра СС на коэффициент 5, а большую ошибку показали коэффициенты -6 . Лучший результат – увеличение центрального элемента фильтра ТРС на коэффициент 1, а большую ошибку показали коэффициенты -14 и 10.

Результаты измерения отношения сигнал/шум по формуле (2) для изображений, полученных с АИ ТИС без обработки, приведены в табл. 2.

Таблица 2
Результаты измерения отношения сигнал/шум без применения обработки

Вид измерения	Объект № 1	Объект № 2	Объект № 3
АИ ТИС без обработки, м	14,35	15,62	14,95

На рис. 6 представлен график отношения сигнал/шум для объекта № 1 на изображении с первой АЗВ, обработанного с помощью фильтров СС и ТРС при изменении центрального элемента апертуры фильтров. На рис. 7 представлен график отношения сигнал/шум для объекта № 1 на изображении с суммарной АЗВ, обработанных с помощью фильтров СС и ТРС при изменении центрального элемента апертуры фильтров.

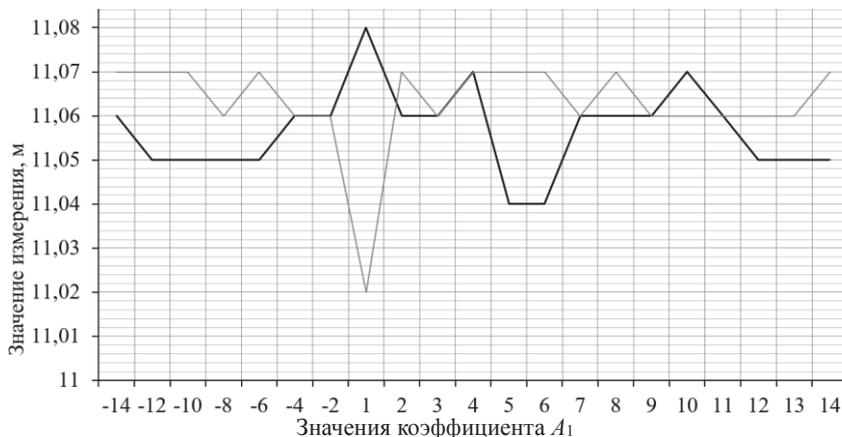


Рис. 5. График измерения дальности до объекта № 1:
— результат с обработкой ТРС-фильтром; — результат с обработкой СС-фильтром

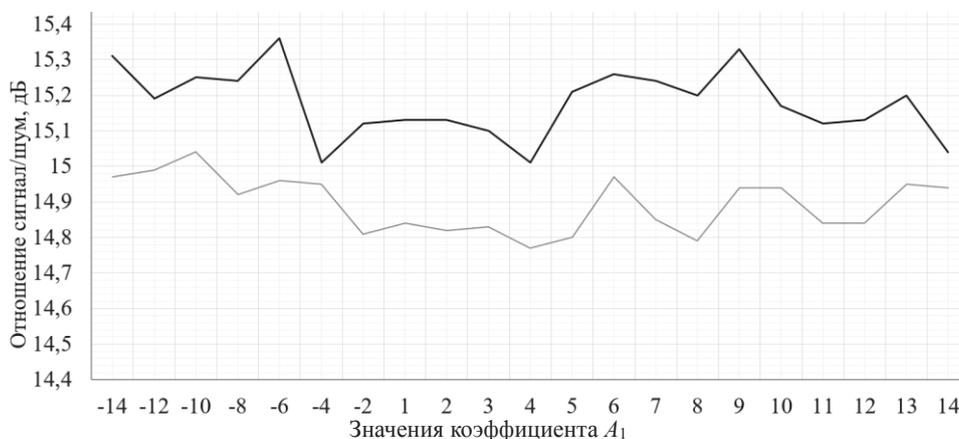


Рис. 6. График отношения сигнал/шум для изображения объекта № 1 с первой АЗВ:
— результат с обработкой ТРС-фильтром; — результат с обработкой СС-фильтром

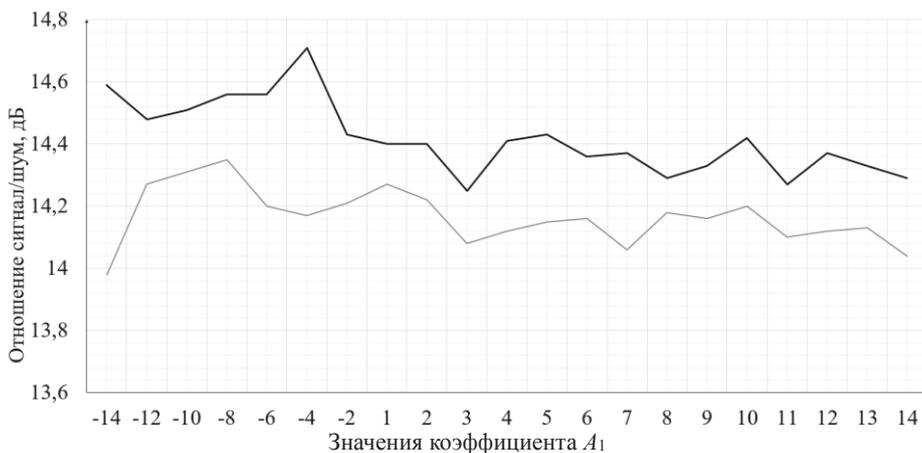


Рис. 7. График отношения сигнал/шум для изображения объекта № 1 с суммарной АЗВ:
— результат с обработкой ТРС-фильтром; — результат с обработкой СС-фильтром

Выбирая оптимальный коэффициент фильтрации для изображений тестовых объектов, учитывалось повышение точности определения расстояния до объектов интереса, а также изменение ОСШ.

При обработке фильтром СС объектов № 1 и № 2 оптимальный коэффициент фильтрации A_2 для первой и суммарной АЗВ равен 1. А для объекта № 3, расположенного на расстоянии около 35 м, для первой и суммарной АЗВ он равен 5.

Результаты применения ТРС-фильтра показывают отличный результат от СС-фильтра, для объекта № 1, расположенного на расстоянии в 11 м, оптимальный коэффициент равен 5 как для первой, так и суммарной АЗВ. Для объектов № 2 и № 3 для обеих зон АЗВ коэффициент A_2 показывал наилучший результат при значении, равном 1.

Поскольку исследуемые фильтры быстродействующие, необходимо оценить их быстродействие в сравнении с КДС для СС и ТРС. Оценка быстродействия проводилась на персональном компьютере с 64-разрядной операционной системой с процессором ADM A8-3850 APU with Radeon(tm) HD Graphics 2.90 GHz, с установленным оперативно запоминающим устройством 8 Гб.

Результаты измерения быстродействия фильтров ТРС и СС представлены в табл. 3.

Таблица 3
Результаты измерения быстродействия фильтров ТРС и СС

Коэффициент фильтрации	Время обработки, с.			
	Функция в MATLAB			
	СС	КДС СС	ТРС	КДС ТРС
1	8,51	10,08	7,44	10,15
2	7,93	11,16	7,69	9,81
3	7,62	9,90	7,74	9,86
4	8,38	10,06	7,45	9,95
5	8,42	10,21	7,61	9,92
6	8,14	10,07	8,63	9,83
7	9,38	9,96	8,59	9,94
8	7,40	10,32	8,17	9,80
9	8,12	9,96	8,19	9,85
10	9,27	10,02	7,85	10,35
11	7,85	10,07	8,16	9,96
12	8,28	9,96	8,30	9,88
13	8,75	9,98	8,28	9,87
14	8,17	10,05	8,70	9,94
-2	7,64	10,27	8,70	9,88
-4	7,58	9,98	8,91	9,97
-6	8,84	10,36	8,40	9,96
-8	7,50	10,04	8,40	10,03
-10	7,41	10,36	8,58	10,51
-12	8,69	10,34	8,67	10,08
-14	7,50	10,44	8,73	10,14
$\Sigma/21$	8,16	10,17	9,2	9,98

Анализ результатов

В рамках исследования ТРС-фильтра для объекта № 1 был показан наилучший результат при коэффициенте фильтрации равном 5, так как наблюдается рост ОСШ для первой АЗВ на 0,9, но изменение в ОСШ суммарной АЗВ почти не происходит.

Результат определения дальности оказался на 0,08 м точнее, чем при исследовании изображения без обработки. При использовании коэффициента фильтрации равного 1, для объектов № 2 и № 3 удалось достичь максимально приближенного результата к измерению лазерном дальномером. Результаты для объекта № 1 оказались на 0,72% (0,21 м) точнее, чем результат без обработки, а для объекта № 3 – на 0,29% (0,09 м). Для этих объектов результат оценки ОСШ для первой и суммарной АЗВ оказался на 1,5 и более единицы выше изначального, также наблюдается и рост ОСШ на 1 единицу.

В рамках исследования СС-фильтра для объектов № 1 и № 2 был показан наилучший результат при использовании коэффициента, равного 1. Расстояние до объекта № 1 определилось точнее на 0,91% (0,1 м), а до объекта № 2 – на 0,5% (0,19 м) точнее, при этом для обоих объектов наблюдается рост ОСШ на изображениях первой АЗВ. Однако СС-фильтр почти не оказывает влияние на значение ОСШ для первого объекта на суммарной АЗВ. При этом для объекта № 2 наблюдается рост ОСШ около 2 единиц. Для объекта № 3 лучший результат был показан при коэффициенте фильтрации, равном 5. В итоге разница между лазерным дальномером и результатом после обработки составила 0,09 м, что на 0,3% (0,1 м) точнее, чем результат, полученный с АИ ТИС без обработки. Для объекта № 3 наблюдается рост ОСШ для первой и суммарной АЗВ.

Анализируя результаты оценки быстродействия, можно сделать вывод, что среднее время работы СС-фильтра при РС-реализации на 24,6% меньше, чем при работе КДС. Фильтр ТРС при РС-реализации показывает время, на 8,58% меньше, чем работа КДС.

Заключение

Выполнено исследование применения рекурсивно-сепарабельных фильтров для обработки зашумленных изображений сформированных АИ ТИС, в рамках которого было установлено, что целесообразно проводить изменение алгоритма работы классических двумерных цифровых фильтров в рекурсивно-сепарабельную форму реализации. Подтверждением этого выступает продемонстрированный выигрыш в быстродействии относительно классической двумерной свертки как у фильтра СС, так и ТРС.

Подтверждена эффективность применения цифровых фильтров в РС-форме построения для повышения точности работы АИ ТИС за счет повышения точности определения расстояния до тестовых объектов. Но при использовании фильтра ТРС важно применять дополнительный коэффициент фильтрации A_1 , за счет которого происходит изменение суммы коэффициентов изначального фильтра. Изменение этой суммы важно, поскольку при начальных условиях сумма его коэффициентов равна нулю, что приводит к оконтуриванию исходного изображения. Однако нецелесообразно брать слишком большие значения коэффициента фильтрации, поскольку при увеличении значений апертуры филь-

тра, избавляясь от шумов, изображение становится более размытым, это приводит к тому, что некоторые контрольные точки становятся менее заметны и область, выбираемая для измерения, может немного отличаться.

При разработке алгоритмов повышения точности работы АИ ТИС также важен контроль отношения сигнал/шум. Его контроль важен для понимания того, как справляется разработанный алгоритм обработки со своей задачей по устранению шумов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-79-10200 в ТУСУР.

Литература

1. Sun H.Y. Performance analysis of range-gated active imaging system / H.Y. Sun, H.C. Guo, Y.C. Li // International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2009: Laser Sensing and Imaging // Proc. SPIE. – 2009. – Vol. 7382. 73822E. DOI: 10.1117/12.835576.
2. Amzajerdian F. Imaging flash lidar for autonomous safe landing and spacecraft proximity operation / F. Amzajerdian, V.E. Roback, A. Bulyshev, P.F. Brewster, G.D. Hines // AIAA SPACE. – 2016. – P. 5591. DOI: 10.2514/6.2016-5591.
3. Капустин В.В. Анализ параметров зоны обзора для активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем / В.В. Капустин, А.К. Мовчан, М.И. Курячий // SIBCON. – 2017. – С. 1–4. DOI: 10.1109/sibcon.2017.7998432.
4. Аналитический обзор развития лазерных систем локации / С.И. Артамонов, Н.А. Грязнов, В.В. Харламов, Н.А. Романов, Е.Н. Соснов // Индийский журнал науки и технологий. – Апрель 2017. – С. 1–10. DOI:10.17485/ijst/2017/v10i15/106332.5.
5. Грудин Б.Н. Обработка изображений: учеб. пособие: в 2-х ч. – Ч. 2. Цифровая обработка изображений / Б.Н. Грудин, В.С. Плотников, С.В. Полищук; Дальневосточный фед. ун-т. – Электрон. дан. – Владивосток: ИД ДФУ, 2013. – 115 с.
6. Зайцева Е.В. Цифровая обработка сигналов и изображений: учеб. пособие / Е.В. Зайцева, А.Г. Костевич, М.И. Курячий. – Томск: ТУСУР, 2018. – 220 с.
7. Kamensky A.V. High-speed recursive-separable image processing filters // Computer Optics. – 2022. – PP. 659–665. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-1063.
8. Muker Kh. Analysis of applicability of MATLAB system for synthesis of controllable recursive digital IIR Butterworth filters / Kh. Muker, I.I. Turulin // Izvestiya YuFU. Technical Sciences. – 2021. – PP. 72–82. DOI: 10.18522/2311-3103-2021-3-72-82.
9. Боева В.А. Целесообразность применения локально-пространственных фильтров к зашумленным сигналам в задачах идентификации // Сб. науч. трудов НГТУ. – 2019. – С. 7–16. DOI: 10.17212/2307-6879-2019-3-4-7-16.
10. Sugimoto K. Fast Gaussian filter with second-order shift property of DCT-5 // K. Sugimoto, S. Kamata // Proc. IEEE Int. Conf. Image Process. (ICIP). – Sept. 2013. – PP. 514–518. DOI: 10.1109/ICIP.2013.6738106.
11. Иваненко К.А. Применение фильтра скользящего среднего для уменьшения погрешности измерения частоты для случая применения метода пересечения нуля / К.А. Иваненко, А.Н. Серов, Д.А. Чумаченко // SYNCHROINFO. – June 2021. – PP. 17–19. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488363.
12. Asma A.A. The Analytic of Image Processing Smoothing Spaces Using Wavelet / A.A. Asma, R. Moham-

med, S. Suha // Journal of Physics: Conference Series. – IHCPS, Baghdad, Iraq, 9–10 December 2020. – Vol. 1879. – PP. 1–15. DOI: 10.1088/1742-6596/1879/2/022118

13. Толмачева А.С. Разработка двумерно-сепарабельного двухкаскадного пирамидального фильтра повышения четкости изображений / А.С. Толмачева, А.В. Каменский // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф. – 2021. – № 1-2. – С. 206–208.

14. Методы и алгоритмы прецизионного измерения дальности активно-импульсными телевизионными измерительными системами / А.К. Мовчан, В.В. Капустин, М.И. Курячий, Е.С. Чалдина // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 7–14. DOI: 10.21293/1818-0442-2020-23-2-7-14.

15. Experimental Estimation of Accuracy of Distance Measurement Using Active-Pulse Television Measuring System and Digital Terrain Model / V.V. Kapustin, A.S. Zakhlebin, A.K. Movchan, M.I. Kuryachiy, M.V. Krutikov // Computer Optics. – 2022. – PP. 948–954. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-1114.

16. Головина Д.Е. Измерение сигнальных и шумовых характеристик телевизионного изображения программными средствами / Д.Е. Головина, М.И. Курячий // Электронные средства и системы управления: матер. докл. междунар. науч.-практ. конф. – 2016. – № 1-2. – С. 134–136.

Толмачева Александра Сергеевна

Магистрант каф. телевидения и управления (ТУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6862-095X
Тел.: +7-952-885-92-52
Эл. почта: 89131003680@mail.ru

Каменский Андрей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6587-7776
Тел.: +7-952-893-78-35
Эл. почта: andru170@mail.ru

Тисленко Алексей Александрович

Магистрант каф. ТУ ТУСУРА Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0009-8082-6753
Тел.: +7-952-894-07-51
Эл. почта: tisenko_1999-2012@mail.ru

Титов Дмитрий Витальевич

Д-р техн. наук., доцент, проф. каф. вычислительной техники Юго-Западного государственного университета ул. 50 лет Октября, 94, г. Курск, Россия, 305040
ORCID: 0000-0001-5256-5968
Тел.: +7-905-042-51-31
Эл. почта: titov.swsu@gmail.com

Tolmacheva A.S., Kamenskiy A.V., Tislenko A.A., Titov D.V. **Application of high-speed recursively-separable filters for processing noisy images**

The paper provides a description of the algorithms developed for the implementation of high-speed filters, using the example of a moving average filter and a trapezoidal

recursively separable filter. The speed evaluation results of the developed algorithms with an aperture dimension of 7×7 elements are presented in comparison with the classical two-dimensional convolution. The influence of image processing formed by active-pulse television-measuring systems on the distance accuracy to objects of interest is estimated. As part of the study, the central element of the masks of the developed filters was changed in the range from -14 to 14, in parallel with this, the signal-to-noise ratio for the processed images was controlled.

Keywords: image processing, range measurement, trapezoidal recursive-separable filter, moving average filter, smoothing filters, signal-to-noise ratio, fast algorithms.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-56-62

References

1. Sun H.Y., Guo H.C., Li Y.C.. Performance analysis of range-gated active imaging system. *International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging 2009: Laser Sensing and Imaging*, 2009: Laser Sensing and Imaging. *Proc. SPIE*, 2009, vol. 7382. 73822E. DOI: 10.1117/12.835576.
2. Amzajerian F., Robak V.E., Bulyshev A., Brewster P.F., Hines G.D. Visualizing lidar for autonomous safe landing and approach of spacecraft. *AIAA SPACE*, 2016, p. 5591. DOI: 10.2514/6.2016-5591.
3. Kapustin V.V., Movchan A.K., Kuryachiy M.I. Analysis of viewing area parameters for active-pulse telecomputer systems. *SIBCON*, 2017, pp. 1–4. DOI: 10.1109/sibcon.2017.7998432.
4. Artamonov S.I., Gryaznov N.A., Kharlamov V.V., Romanov N.A., Sosnov E.N. Analytical review of the development of laser location systems. *Indian Journal of Science and Technology*, April 2017, pp. 1–10. DOI: 10.17485/ijst/2017/v10i15/106332.5.
5. Grudin B.N., Plotnikov V.S., Polishchuk S.V., [Image processing: textbook. Allowance: in 2 parts. Part 2: Digital Image Processing]. *Far Eastern Federal University. Electron. Dan. Vladivostok: Dalnevost Publishing House. federal. university*, 2013. 115 p.
6. Zaitseva E.V., Kostevich A.G., Kuryachiy M.I., [Digital signal and image processing: textbook]. *Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2018. 220 p. (in Russ.).
7. Kamensky A.V. High-speed recursive-separable image processing filters. *Computer Optics*, 2022, pp. 659–665. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-1063.
8. Muker Kh., Turulin I.I. Analysis of applicability of MATLAB system for the synthesis of controlled recursive digital IIR Butterworth filters. *Izvestiya SFU. Technical Sciences*, 2021, pp. 72–82. DOI: 10.18522/2311-3103-2021-3-72-82.
9. Boeva V.A. Feasibility of applying local-spatial filters to noisy signals in identification tasks. *Collection of Scientific Works of NSTU*, 2019, pp. 7–16. DOI: 10.17212/2307-6879-2019-3-4-7-16.
10. Sugimoto K., Kamata S. Fast Gaussian filter with second-order shift property of DCT-5. *Proc. IEEE Int. Conf. Image Process. (ICIP)*, Sept. 2013, pp. 514–518. DOI: 10.1109/ICIP.2013.6738106.
11. Ivanenko K.A., Serov A.N., Chumachenko D.A. Application of moving average filter to reduce the frequency measurement error for the case of zero crossing method. *CINXROINFO*. – June 2021. – pp. 17–19. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488363.
12. Asma A.A., Mohammed R., Suha S. Analytica of image processing smoothing spaces using wavelets. *Journal of physics: conference series*, vol. 1879. IHCPS, Baghdad (Iraq). December 9-10, 2020, pp. 1–15. DOI: 10.1088/1742-6596/1879/2/022118
13. Tolmacheva A.S., Kamensky A.V. Development of two-dimensional separating two-stage pyramidal filter for image sharpening. *Electronic means and control systems. Reports of the International scientific-practical conference*. 2021, no. 1-2. pp. 206–208.
14. Movchan A.K., Kapustin V.V., Kuryachiy M.I., Chaldina E.S. *Metody i algoritmy precizionnogo izmereniya dal'nosti aktivno-impul'snymi televizionnymi izmeritel'nymi sistemami* [Methods and algorithms for precision range measurement by active-pulse television measuring systems], *Proceedings of TUSUR University*, 2020, vol. 23, no. 2, pp. 7–14. DOI: 10.21293/1818-0442-2020-23-2-7-14 (in Russ.).
15. Kapustin V., Zakhlebin A., Movchan A., Kuryachiy M., Krutikov M. Experimental Estimation of Accuracy of Distance Measurement Using Active-Pulse Television Measuring System and Digital Terrain Model, *Computer Optics*, 2022, pp. 948–954. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-1114.
16. Golovina D.E. Measurement of signal and noise characteristics of TV image by software tools. *Electronic means and control systems. Proceedings of the International Scientific-Practical Conference*, 2016, no. 1–2, pp. 134–136.

Aleksandra S. Tolmacheva

Master student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-6862-095X
Phone: +7-952-885-92-52
E-mail: 89131003680@mail.ru

Andrey V. Kamensky

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Department of Television and Control, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-6587-7776
Phone: +7-952-893-78-35
E-mail: andru170@mail.ru

Aleksey A. Tislenko

Master student, Department of Television and Control, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0009-8082-6753
Phone: +7-952-894-07-51
E-mail: tislenko_1999-2012@mail.ru

Dmitry V. Titov

Doctor of Science in Engineering, Associate Professor, Professor of the Department.
Computer Southwest State University
50 years of October st., 94, Kursk, Russia, 305040
ORCID: 0000-0001-5256-5968
Phone: +7-905-042-51-31
E-mail: titov.swsu@gmail.com

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.85

К.С. Сарин

Нечеткий классификатор типа Min-Max: обзор

В связи с ростом объема обрабатываемой информации и внедрением систем искусственного интеллекта в критически важные сферы деятельности, адаптация в режиме онлайн и интерпретируемость стали одними из важных требований к моделям машинного обучения. Популярные модели, такие как искусственные нейронные сети, не могут в полном объеме их выполнить. Нечеткие классификаторы типа Min-Max являются интерпретируемыми благодаря лежащей в их основе теории нечеткой логики и адаптируемы с приходом новой порции информации. Данная статья представляет всесторонний обзор литературы по моделям машинного обучения на основе нечетких классификаторов типа Min-Max. Представлены архитектура классификатора и принцип его работы. Проводится обзор модификаций и оценивается их эффективность. Указаны применения классификатора и его модификации в решении реальных прикладных задач. В заключение делаются выводы о работе классификатора и проблемах, которые остались нерешенными.

Ключевые слова: машинное обучение, нечеткий классификатор, анализ данных, адаптация классификатора.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-65-75

Классификация – один из наиболее важных аспектов создания систем искусственного интеллекта (СИИ) для процессов принятия решений [1]. Методы машинного обучения являются мощным инструментом построения систем классификации. Искусственные нейронные сети (ИНС), имитирующие мозговую нейронную систему, получили широкое применение в СИИ. Такое признание было получено благодаря высокой точности, скорости обучения и возможности работы с данными различной природы [2].

В настоящее время с экспоненциальным ростом объема обрабатываемой информации традиционные методы пакетного (автономного) обучения сталкиваются со многими ограничениями, поскольку они плохо адаптируются к быстрым изменениям данных и страдают от дорогостоящего повторного обучения в случае необходимости адаптации [3]. Свойство адаптации классификатора в режиме онлайн дает возможность дообучиться с приходом нового экземпляра данных без необходимости полного переобучения как со старой, так и с новой информацией [4].

Одной из основных проблем, связанных с ИНС и другими популярными классификаторами, используемыми как инкрементное, так и пакетное обучение, является катастрофическое забывание, также известное как дилемма стабильности – пластичности [5]. Данная дилемма связана с неспособностью классификатора сохранять информацию, полученную из старых обучающих данных, когда новые данные поглощаются этим классификатором. Следовательно, классификаторы часто забывают изученную информацию при получении новых данных.

Другой не менее важной проблемой является доверие к полученным результатам прогноза классификатора, особенно в критически важных сферах деятельности, таких как медицина, энергетика, оборона. Следовательно, модели машинного обучения должны предлагать человеку полезный механизм объяснения своих результатов [6]. Кроме этого, при анализе данных одним из важных свойств является способность извлекать объяснительные правила для

вывода из выборки данных [7]. ИНС считаются черными ящиками из-за того, что они не могут объяснить свои предсказанные результаты. Человек должен принять их без особой обоснованности.

В [8] предложен нечеткий классификатор типа Min-Max (FMM – Fuzzy Min-Max), чтобы преодолеть указанные выше проблемы. С одной стороны, алгоритм обучения имеет возможность адаптировать классификатор к изменяющимся данным, с другой стороны, архитектура модели и процедура нахождения решения, основанные на методах нечеткой логики, позволили добиться интерпретируемости и объяснимости полученного результата.

Цель настоящей работы заключается в обзоре и анализе классификатора FMM и его модификаций с представлением оценок их преимуществ и недостатков. На основе данного анализа специалисты в области машинного обучения могут повысить качество классификации FMM, проводя новые теоретические и практические исследования.

Статья организована следующим образом. Сначала рассматриваются архитектура FMM и принцип его работы. Далее проводится обзор модификаций классификатора и оценивается их эффективность. После рассматривается применение FMM и его модификации в решении реальных задач. В заключение делаются выводы о работе классификатора и проблемах, которые остались нерешенными.

Архитектура нечеткого классификатора

Классификатор FMM основан на гипербоксах. Гипербокс – это нечеткое отношение, определяющее на пространстве признаков область, геометрически похожую на гиперпараллелепипед. Для задания такой области достаточно указать две точки гипербокса, которые содержат минимальные и максимальные значения координат фигуры (рис. 1). Данные точки совпадают с нижним и верхним углами, лежащими на диагонали.

С каждым гипербоксом связан один класс, т.е. предполагается, что экземпляр данных $x = (x_1, \dots, x_n)$ со значениями признаков, попадающих внутрь ги-

пербокса, является экземпляром класса гипербокса. Функция принадлежности формирует нечеткие границы пространства гипербокса и задается следующим образом:

$$\mu(\mathbf{x}) = \frac{1}{2^n} \sum_{i=1}^n \left(\max\left(0, 1 - \max\left(0, \gamma \min(1, x_i - w_i)\right)\right) + \dots \right. \\ \left. \dots + \max\left(0, 1 - \max\left(0, \gamma \min(1, v_i - x_i)\right)\right) \right)$$

где γ – параметр чувствительности, который регулирует скорость уменьшения степени принадлежности отношения по мере увеличения расстояния от экземпляра x до гипербокса.

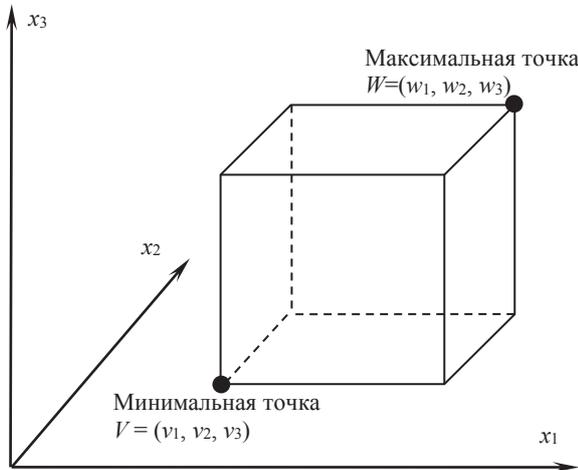


Рис. 1. Гипербокс в пространстве \mathbb{R}^3

На рис. 2 представлен пример функции принадлежности в двумерном пространстве признаков с $\gamma = 4$.

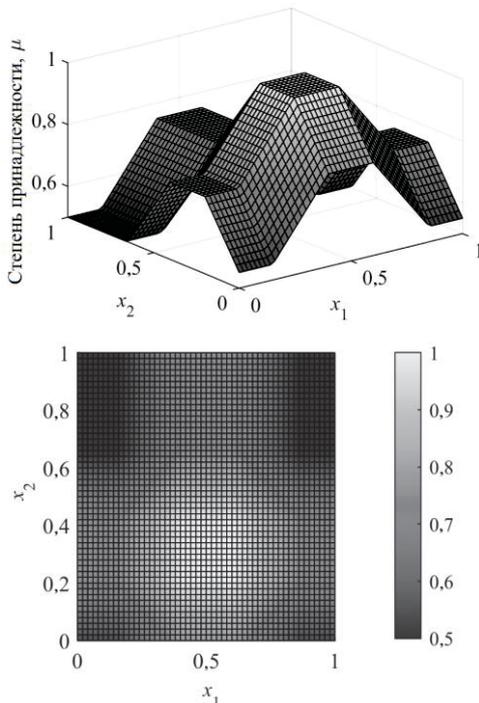


Рис. 2. Функция принадлежности нечеткого отношения в пространстве \mathbb{R}^2 , формируемого гипербоксом с минимальной точкой $V = (0,4; 0,2)$ и максимальной точкой $W = (0,6; 0,4)$

Область, находящаяся в границах минимальной и максимальной точек, имеет степень принадлежности, равную 1, и образует прямоугольное плато. За границами этой области степень принадлежности постепенно уменьшается. При проекции на координаты пространства данных образуются функции принадлежности координат, с которыми могут быть связаны лингвистические термины, употребляемые в проблемной области.

На рис. 3 показана проекция функции рис. 2 на координату признака x_1 , которая образует функцию принадлежности признака для лингвистического термина «Среднее».

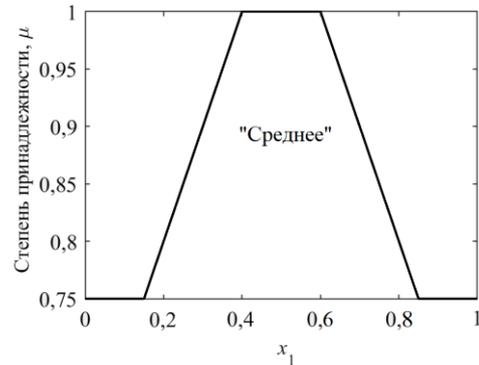


Рис. 3. Проекция функции принадлежности нечеткого отношения на координату признака x_1 , которая образует функцию принадлежности признака для лингвистического термина «Среднее»

Предполагается, что каждый класс $\square_k, k = 1, \dots, c$, является нечетким множеством. Данное множество определяется объединением нечетких отношений, сформированных гипербоксами B_j данного класса. То есть

$$\omega_k = \bigcup_{j \in K} B_j,$$

где K – множество индексов гипербокса, которые связаны с классом \square_k . Таким образом, степень принадлежности экземпляра \mathbf{x} множеству \square_k , с учетом выбора в качестве t -нормы функции максимум, вычисляется следующим образом:

$$\mu_{\omega_k}(\mathbf{x}) = \max_{j \in K} (\mu_{B_j}(\mathbf{x})).$$

Данная степень принадлежности является разделяющей функцией для класса \square_k в классификаторе. В итоге класс экземпляра \mathbf{x} определяется тем классом, который имеет максимальное значение степени принадлежности:

$$\mathbf{x} \in \omega_m, m = \arg \max_{k=1, \dots, c} (\mu_{\omega_k}(\mathbf{x})).$$

Также для понимания работы классификатора удобно представлять его в виде трехслойной нейронной сети, показанной на рис. 4. Входной слой имеет n элементов и соответствует признакам классифицируемого объекта. Элементы входного слоя соединены с элементами скрытого слоя, представляющего слой гипербокса из m элементов. Данное соединение настраивается с помощью алгоритма обучения, которым находятся минимальная V_j и

максимальная точка W_j точка каждого гипербокса B_j ($j = 1, \dots, m$), а также соответствующий ему класс. Скрытый слой соединен с выходным слоем. Это соединение предполагает вычисления степени принадлежности объекта каждому гипербоксу и вычисления разделяющих функций как степеней принадлежности классу. Из-за схожести архитектуры нечеткого классификатора типа Min-Max с трехслойной нейронной сетью он получил также название нечеткой нейронной сети типа Min-Max.

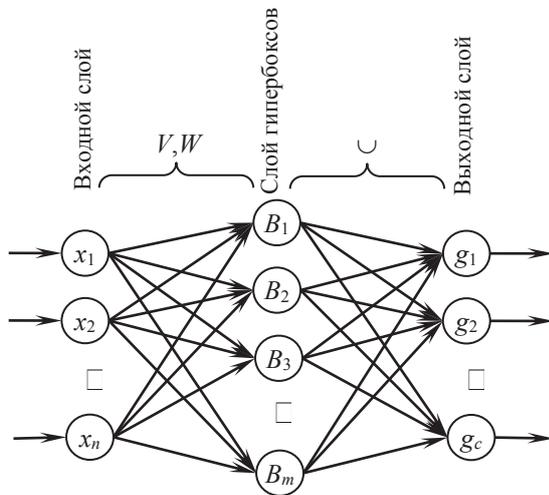


Рис. 4. Трехслойная нейронная сеть, представляющая нечеткий классификатор типа Min-Max

Построение классификатора фактически сводится к построению гипербокса и их привязки к определенному классу. Каждый гипербокс определяет нечеткое правило, которое может быть интерпретировано для гипербокса B_j класса \square_k следующим образом:

ЕСЛИ $x_1 = A_{1j}$ И $x_2 = A_{2j}$ И ... И $x_n = A_{nj}$ ТО $\mathbf{x} \in \square_k$,

где A_{ij} – лингвистический терм, функция принадлежности которого образована проекцией гипербокса B_j на координату i . Множество гипербокса определяют базу правил классификатора.

Алгоритм обучения

Алгоритм обучения FMM, предложенный Симпсоном [8], является эвристическим и относится к алгоритмам, которые адаптируют классификатор в режиме онлайн. В ходе работы алгоритма на вход последовательно подаются экземпляры обучающих данных. Следует отметить, что значение признаков экземпляров данных масштабируется в диапазон $[0, 1]$. Таким образом, пространство экземпляров, а также функций принадлежности будет ограничено n -мерным единичным кубом I^n .

Процесс обучения начинается с выбора экземпляра данных и поиска гипербокса такого же класса, который может быть *расширен* при необходимости. Необходимость расширения потребует, если полученный экземпляр имеет степень принадлежности меньше 1. Если гипербокс не удовлетворяет критериям расширения, то создается новый гипербокс из

полученного экземпляра данных с соответствующим классом. Минимальная и максимальная точки в таком случае будут совпадать. Одним из последствий расширения может быть *перекрытие* гипербокса. Перекрытие не является проблемой, когда происходит между гипербоксами, представляющими один и тот же класс. Перекрытие между гипербоксами, представляющими разные классы, устраняется с помощью процесса *сжатия*. Сжатие устраняет только перекрытие между теми частями гипербокса, которые имеют полное членство, т.е. степень принадлежности, равную 1. Между неединичными значениями частей каждого из гипербокса нечеткого отношения перекрытия могут существовать. Далее выбирается следующий экземпляр, и работа повторяется.

Таким образом, работа алгоритма обучения разделена на три этапа, которые применяются к каждому поступающему экземпляру данных.

Этап расширения: определяется гипербокс, который может быть расширен. Если такой гипербокс не найден, то добавляется новый класс экземпляра. Если найден, то он расширяется.

Этап проверки на перекрытие: определяется, перекрывает ли расширенный или добавленный гипербокс гипербокса других классов.

Этап сжатия: если существует перекрытие между гипербоксами разных классов, оно устраняется таким образом, чтобы изменения в гипербоксах были минимальными.

Ниже представлены этапы более подробно.

Начало.

Инициализация. Установить параметр обучения $\theta \in [0, 1]$ как верхнюю границу размера гипербокса. Этот параметр будет использован на этапе *растяжения*. Базу правил установить пустой.

1. **Расширение.** Получить экземпляр данных (\mathbf{x}, d) , где d – метка класса. Если \mathbf{x} находится в области гипербокса такого же класса со степенью принадлежности 1, то базу правил не менять и снова перейти на шаг 1. Иначе найти среди гипербокса класса d такой гипербокс B_j , для которого значение степени принадлежности $\mu_j(\mathbf{x})$ будет максимальным. Для B_j проверить условие растяжимости

$$n\theta \geq \sum_{i=1}^n (\max(w_{ji} - x_i) - \min(v_{ji} - x_i)).$$

Данное условие говорит о том, что после растяжения среднее значение стороны гипербокса по всем измерениям не должно превышать θ . Если условие не выполняется, то создается новый гипербокс из полученного экземпляра данных с соответствующим классом и добавляется в базу правил. Если выполняется, то B_j расширяется путем увеличения измерений таким образом, чтобы он накрывал этот экземпляр (рис. 5).

Минимальная точка гипербокса B_j при этом принимает следующее значения:

$$v_{ji}^{new} = \min(v_{ji}^{old}, x_i), \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

а максимальная

$$w_{ji}^{new} = \max(w_{ji}^{old}, x_i), \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

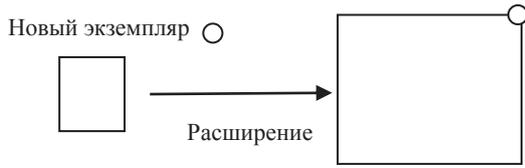


Рис. 5. Расширение гипербокса

2. Проверка на перекрытие. Для гипербокса B_j , который был получен или расширен на предыдущем этапе 1, проверить, перекрывается ли он с гипербоксами другого класса. Перекрытие происходит тогда, когда перекрывается каждое измерение гипербокса. Если происходит перекрытие, то необходимо найти такое измерение k , на котором величина перекрытия будет минимальная. Именно по этому измерению будет проводиться сжатие гипербокса, чтобы устранить перекрытие. Минимальное перекрытие выбирается для того, чтобы минимизировать сжатие гипербокса. Вариантов перекрытия измерения двух гипербокса может быть 4. Данные варианты и расчеты величины перекрытия Δ_j для j -го измерения приведены ниже.

Вариант 1: $v_{ji} < v_{ii} < w_{ji} < w_{ii}$, $\Delta_i = w_{ji} - v_{ii}$.

Вариант 2: $v_{ii} < v_{ji} < w_{ii} < w_{ji}$, $\Delta_i = w_{ii} - v_{ji}$.

Вариант 3: $v_{ji} < v_{ii} < w_{ii} < w_{ji}$, $\Delta_i = \min(w_{ii} - v_{ji}, w_{ji} - v_{ii})$.

Вариант 4: $v_{ii} < v_{ji} < w_{ji} < w_{ii}$, $\Delta_i = \min(w_{ji} - v_{ii}, w_{ii} - v_{ji})$.

Найти гипербокс B_i , который перекрывается с B_j , определить измерение k :

$$k = \arg \min_{i=1, \dots, n} (\Delta_i)$$

и перейти на шаг 3. Если таких гипербокса нет, перейти на шаг 1.

3. Сжатие перекрывающихся гипербокса. Уменьшить величину гипербокса по измерению k согласно схеме, представленной на рис. 5. На рис. 5, а представлено сжатие для вариантов 1 и 2, на рис. 5, б – для вариантов 3 и 4.

Изменения точек максимума и минимума гипербокса при сжатии проводится в зависимости от вариантов перекрытия следующим образом:

Вариант 1:

$$w_{jk}^{new} = v_{ik}^{new} = v_{ik}^{old} + \frac{\Delta_k}{2}.$$

Вариант 2:

$$v_{jk}^{new} = w_{ik}^{new} = v_{jk}^{old} + \frac{\Delta_k}{2}.$$

Вариант 3: Если $w_{ik} - v_{jk} < w_{jk} - v_{ik}$, то $w_{ik}^{new} = w_{jk}^{old}$. Если $w_{ik} - v_{jk} > w_{jk} - v_{ik}$, то $w_{ik}^{new} = v_{ik}^{old}$.

Вариант 4: Если $w_{ik} - v_{jk} < w_{jk} - v_{ik}$, то $v_{jk}^{new} = w_{ik}^{old}$. Если $w_{ik} - v_{jk} > w_{jk} - v_{ik}$, то $v_{jk}^{new} = w_{jk}^{old}$.

Перейти на шаг 2 для обнаружения следующих перекрывающихся гипербокса.

Конец.

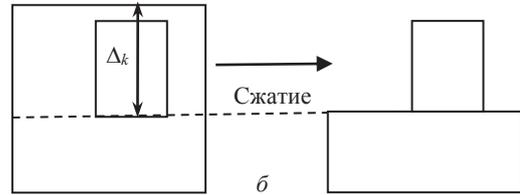
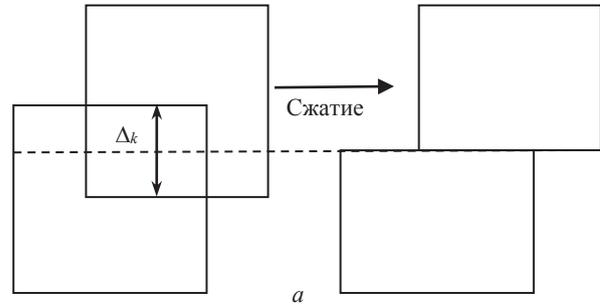


Рис. 6. Сжатие гипербокса для вариантов перекрытия: а – 1 и 2; б – 3 и 4

Существует ряд вариантов FMM, которые поддерживают те же этапы обучения и применяют некоторые модификации для преодоления ограничений FMM или повышения его производительности путем обновления процедуры расширения, функции принадлежности, а также расширения правил проверки перекрытия или правил сжатия. Ниже представлены различные варианты FMM.

Модификации без процедуры сжатия

В [9] было замечено, что процесс сжатия излишне устраняет части гипербокса. Исключение этих частей означает, что вклад в обучение данных, содержащихся в этих областях, сводится к нулю. Если обучение нейронной сети предполагает только один проход по данным, то это необратимая потеря, которая проявляется в ухудшении качества классификации. Поэтому было предложено убрать процесс сжатия, но при этом создавать гипербоксы двух типов: гипербоксы включения, которые содержат экземпляры, принадлежащие одному и тому же классу, и гипербоксы исключения, которые содержат экземпляры, принадлежащие двум или более классам, таким образом представляя спорные области пространства шаблонов.

Гипербокс включения представляет данные, принадлежащие классу, а гипербокс исключения представляет собой область перекрытия между разными классами. Экземпляр данных, попадающий в зону перекрытия, классифицируется как пустой класс, т.е. класс не предлагается. Производительность этого метода снижается, когда объем гипербокса исключения сравним с объемом гипербокса включения, поскольку доля выборок данных, которые классифицируются как пустой класс, может стать неприемлемо высокой. С этими двумя типами гипербокса каждое нечеткое множество классов представляется как объединение гипербокса включения одного и того же класса за вычетом объединения гипербокса исключения. Такая модификация получила название классификатор включения / исключения (EFC).

Дальнейшее развитие данный классификатор получил в работе [10] и с названием нечеткий классификатор типа Min-Max с компенсаторной нейронной архитектурой (FMCN). Здесь гипербоксы исключены были заменены на компенсаторные нейроны. Такое введение вдохновлено рефлекторной системой человеческого мозга. Компенсаторные нейроны активны только в том случае, если образец данных попадает в перекрывающуюся область двух гипербоксов, представляющих разные классы, т.е. когда существует неоднозначность в отношении определения класса или степени принадлежности экземпляров данных. Вычисление степени принадлежности экземпляра классу определяется здесь уже с учетом значения компенсаторных нейронов. Этот вариант демонстрирует более высокую эффективность в решении проблемы перекрытия классов, чем предыдущие модели [11]. Структура FMCN усложняется за счет использования компенсаторных нейронов, что увеличивает количество узлов в ее скрытом слое.

Многоуровневый нечеткий классификатор типа Min-Max (MLF), предложенный в [12] так же не использует процедуру сжатия. Данный классификатор представляет собой многоуровневую древовидную структуру. Каждый узел дерева представляет собой отдельный классификатор с гипербоксами небольшого размера. Конечный результат формируется путем объединения выходов этих классификаторов. При сравнении данный классификатор показал наименьшую чувствительность к параметру максимального размера гипербокса θ .

Модификации с процедурой сжатия

Первым значительным расширением оригинальной FMM является общая нечеткая нейронная сеть типа Min-Max (GFMM), представленная в [13]. Данная сеть GFMM может одновременно обрабатывать помеченные и непомеченные экземпляры данных, комбинируя контролируемое и неконтролируемое обучение в единый алгоритм. Такая особенность позволяет использовать GFMM в трех различных режимах: классификация, кластеризация и гибридный режим (обучающие данные представляют собой смесь помеченных и непомеченных данных). Модифицирована нечеткая функция принадлежности гипербокса. В отличие от функции FMM здесь степень принадлежности уменьшается с увеличением расстояния от гипербокса. В GFMM предложено адаптивное изменение максимального размера гипербокса θ на этапе обучения. Но данный подход предполагает неоднократный проход по обучающим данным, чтобы подобрать приемлемое значение. Эмпирически было установлено, что GFMM производит меньше гипербоксов по сравнению с FMM и демонстрирует более низкие показатели ошибочной классификации [14].

Мохаммед и Лим [15] представили усовершенствованную модель FMM (EFMM) для преодоления ряда ограничений FMM. В ней вводятся три эвристики для улучшения этапа обучения FMM, а имен-

но модифицированные процедуры расширения, теста на перекрытие и сжатия. Во-первых, процедура расширения обновляется с использованием нового правила расширения, которое использует ограничения на размер каждого измерения, а не суммирование всех измерений. Использование нового правила расширения приводит к уменьшению областей перекрытия между гипербоксами, принадлежащими разным классам. Во-вторых, правила проверки перекрытия расширены, чтобы охватить все случаи перекрытия. Классификатор FMM учитывал только четыре варианта перекрытия, в [15] было продемонстрировано, что существует еще пять, которые раньше никак не учитывались. Наконец, вводится новая процедура сжатия для устранения всех перекрывающихся случаев. EFMM сокращает все перекрывающиеся измерения, а не только минимально перекрывающееся измерение, как в FMM. Эти новые эвристические правила делают EFMM более точным, чем предыдущие варианты. Сложность выделена как основная проблема EFMM из-за использования правила расширения.

В [16] представлен вариант FMM, обозначаемый как KnFMM, в котором применяется k -ближайших правил к традиционной модели FMM. FMM рассматривает гипербокс с максимальным нечетким значением функции принадлежности для расширения. Предлагаемый метод имеет k гипербоксов с k максимальными значениями нечеткой функции принадлежности. Классический FMM генерирует новый гипербокс, когда гипербокс с наибольшим нечетким значением функции принадлежности не соответствует критериям расширения для добавления текущего шаблона. Однако в данном варианте гипербокс со следующим максимальным значением нечеткой функции принадлежности проверяется на расширение, если гипербокс с наибольшим значением нечеткой функции принадлежности не соответствует критериям расширяемости. Эта процедура продолжается для k гипербоксов, имеющих k наибольших значений нечеткой функции принадлежности. Генерируется новый гипербокс для добавления текущей обучающей выборки только в том случае, если все k гипербоксов не удовлетворяют условию расширения.

В [17] предлагается нечеткий классификатор PFMM. В нем изменены критерии для выбора расширяемого гипербокса. Если существует несколько кандидатов на расширение с одинаковыми максимальными значениями функции принадлежности, данный критерий позволяет выбрать один. Во-вторых, предложен новый набор тестов на перекрытие для рассмотрения всех типов перекрывающихся регионов. В-третьих, представлен новый набор правил сжатия для урегулирования перекрывающихся областей. В-четвертых, предложена новая стратегия гипербокса для уменьшения сложности системы. Эмпирически на пяти наборах данных из области медицины было установлено, что предложенный PFMM более точно классифицирует наборы данных,

чем FMM, EFMM и KnFMM. Более того, PFMM создает меньшее количество гипербоксов по сравнению с данными аналогами.

Концептуальное решение для использования новых функций принадлежности в FMM представлено в работе [18]. Здесь функция принадлежности формируется на основании центраида, который определяется «кучностью» обучающих данных, и евклидова расстояния от данного центраида.

Модификации с использованием пакетного режима обучения

Помимо модификаций, направленных на онлайн-обучение, были предложены модификации, которые использовали пакетное обучение. Алгоритм пакетного обучения использует все экземпляры обучающих данных и утратили способность однократной сквозной онлайн-адаптации. Время обучения таких алгоритмов обычно больше, но и точности получающихся моделей выше. Азад и Джа [19] предположили, что серия шагов расширения и сжатия приводит к изменению размеров гипербоксов и влияет на производительность прогностической модели. Поэтому авторы предложили использовать генетические алгоритмы для оптимизации минимальных и максимальных значений гипербоксов, сгенерированных исходной FMM. Такой классифи-

катор получил аббревиатуру FMMGA. В следующей работе [20] они использовали оптимизацию роящихся частиц вместо генетических алгоритмов и добились лучшей производительности.

В [21] предложен классификатор на основе случайных гипербоксов (Random Hyperboxes, RH). Данный классификатор является ансамблем, построенным из отдельных классификаторов на основе гипербоксов. Каждый такой гипербокс обучен на случайных подмножествах выборок и признаков обучающего набора данных. Эксперименты показали преимущества в точности классификации. Однако значительно улучшенная прогностическая эффективность предлагаемого метода RH достигается ценой потери интерпретируемости, что характерно для ансамблевых методов.

В работе [22] предлагается операция оптимизации, которая может устранить проблему перекрытия гипербоксов. Реализуется такая операция с помощью глубоких слоев, где их количество определяется сразу после устранения перекрытия между гипербоксами.

Резюмируя вышеприведенные модификации классификатора, сформирована табл. 1. Здесь классификаторы разделены на три типа модификаций.

Таблица 1

Модификации нечеткого классификатора типа Min-Max

Тип модификации	Описание	Аббревиатура
Без процедуры сжатия	Нечеткий классификатор типа Min-Max включения/исключения	EFC [9]
	Нечеткий классификатор типа Min-Max с компенсаторной нейронной архитектурой	FMCN [10]
	Многоуровневый нечеткий классификатор типа Min-Max	MLF [12]
С процедурой сжатия	Нечеткий классификатор типа Min-Max	FMM [8]
	Общая нечеткая нейронная сеть типа Min-Max	GFMM [13]
	Усовершенствованный нечеткий классификатор типа Min-Max	EFMM [15]
	Нечеткий классификатор типа Min-Max к ближайших гипербоксов	KnFMM [16]
	Нечеткий классификатор типа Min-Max с измененным критерием расширения	PFMM [17]
	Нечеткий классификатор типа Min-Max с функцией принадлежности на основе центраида	FMMMF [18]
Пакетное обучение	Нечеткий классификатор типа Min-Max с генетическим алгоритмом	FMMGA [19]
	Нечеткий классификатор типа Min-Max с алгоритмом роящихся частиц	FMMGA [20]
	Ансамблевый классификатор на основе случайных гипербоксов	RH [21]
	Нечеткий классификатор типа Min-Max на основе глубокой нейронной сети	FMMNN [22]

Оценка эффективности модификаций

Оценка эффективности работы предложенных модификаций в основном проводилась авторами в сравнении с оригинальным FMM. В [9] классификатор EFC на наборе данных IRIS из репозитория UCI университета в Ирвине (<https://archive.ics.uci.edu/>) продемонстрировал точность в пределах 97–100% при значениях параметра максимального размера гипербокса $\theta \in \{0,4; 0,2; 0,06; 0,03\}$. Значение точности FMM при этом находилось в пределах 92–97,33%. Количество гипербоксов для EFC принимало значение 4–42, для FMM – 16–56.

Классификатор FCN в работе [10] проверялся на четырех реальных наборах данных из UCI и показал лучшие результаты точности по сравнению с FMM и GFMM при варьировании максимального размера гипербокса θ в пределах 0,02–0,2. Многоуровневый классификатор MLF в [12] показал луч-

шие результаты точности на 12 из 14 наборов данных из UCI. В сравнении также принимали участие GFMM, EFC, FMCN. Коэффициент θ варьировался в диапазоне 0–0,1 с величиной шага 0,01.

Практически все сравнения проводились на небольшом количестве наборов данных, и результат сравнений отчасти зависел от его выбора. На этом фоне выделяются работы [21, 23]. В первой работе сравнивались по точности FMM, GFMM, EFMM, KnFMM и RH на 20 наборах данных из репозитория UCI. Результаты сравнения приведены в табл. 2. Критерий суммы рангов Фридмана показал статистические различия в производительности этих классификаторов на уровне значимости $\alpha = 0,05$ (p -value < 0,0001). Лучшую производительность продемонстрировал RH со средним рангом 4,55, EFMM – 3,3, KnFMM – 3,25, GFMM – 2,05, FMM – 1,85. Высокая точность RH в первую очередь обусловлена

пакетным режимом обучения и наличием ансамбля классификаторов.

В [23] сравнивались по точности и количеству гипербоксов FMM, GFMM, EFMM, KnFMM на 16 наборах данных из репозитория UCI. Максимальное

значение гипербоксов θ выбиралось из множества $\{0,06; 0,1; 0,16; 0,2; 0,26; \dots; 0,8\}$. Сохранились лучшие значения. Результаты сравнения представлены в табл. 3.

Таблица 2

Сравнения точности классификации нечетких классификаторов Min-Max (%) [21]

№	Набор данных	FMM	GFMM	EFMM	KnFMM	RH
1	balance_scale	75,24	78,64	78,61	78,61	84,97
2	banknote_authentication	99,85	99,77	99,89	99,88	99,72
3	blood_transfusion	68,11	66,38	67,64	66,66	71,90
4	breast_cancer_wisconsin	96,50	95,22	96,28	96,28	96,80
5	breastcancercoimbra	64,68	67,22	66,40	66,40	69,19
6	sonar	81,32	79,72	83,99	83,99	85,28
7	haberman	62,46	63,22	64,06	63,89	66,51
8	heart	80,19	76,45	78,62	78,62	82,78
9	movement_libras	80,34	81,52	81,81	81,64	82,79
10	pima_diabetes	67,60	69,68	70,18	70,66	71,23
11	plant_species_margin	69,96	58,41	77,12	77,12	74,34
12	plant_species_shape	50,03	55,77	50,53	53,70	60,07
13	ringnorm	78,11	61,42	63,91	58,09	94,76
14	landsat_satellite	82,84	88,10	87,86	88,31	89,23
15	twonorm	94,19	93,70	94,52	94,52	96,98
16	vehicle	66,37	66,41	68,37	67,88	70,15
17	vertebral	73,96	74,24	74,31	74,63	77,43
18	vowel	95,46	96,33	96,90	96,81	96,49
19	waveform	75,23	75,84	76,70	76,70	83,07
20	wireless	97,79	97,93	98,11	98,41	98,36
	Среднее значение	78,01	77,30	78,79	78,64	82,60
	Средний ранг	1,85	2,05	3,3	3,25	4,55

Таблица 3

Сравнения количества гипербоксов NG и точности ACC (%) нечетких классификаторов Min-Max [23]

№	Наборы данных	FMM		GFMM		EFMM		KnFMM	
		ACC	NG	ACC	NG	ACC	NG	ACC	NG
1	Circle	95,70	209,7	96,60	172,0	96,90	282,7	96,30	116,5
2	Complex 9	100,0	450,2	100,0	198,7	99,97	458,5	100,0	257,2
3	Diagnostic Breast Cancer	96,84	383,0	95,25	62,25	95,61	381,2	95,96	257,7
4	Glass	72,88	109,0	69,60	107,2	72,41	110,5	74,27	101,5
5	Ionosphere	89,17	208,5	87,74	191,7	91,17	229,0	91,17	226,0
6	Iris	96,02	37,50	94,71	52,25	94,68	47,75	94,68	27,50
7	Ringnorm	83,97	1899	86,96	507,2	74,58	2263	81,73	1217
8	Segmentation	96,49	906,0	95,84	803,5	97,79	1205	97,75	994,5
9	Spherical_5_2	98,81	21,25	98,79	22,00	98,80	24,50	98,80	14,75
10	Spiral	100,0	102,75	100,0	121,5	100,0	137,5	100,0	121,5
11	Thyroid	96,76	95,25	97,66	68,5	96,29	96,5	97,22	108,5
12	Twonorm	94,99	5448	95,47	823,7	94,69	5531	95,84	5384
13	Waveform	77,48	3220	82,12	322,7	78,64	3749	80,12	2757
14	Wine	97,18	39,25	96,05	46,25	94,37	74,50	97,17	27,00
15	Yeast	50,20	859,5	50,61	738,7	52,83	913,5	53,77	663,0
16	Zelnik6	99,58	59,00	99,58	26,00	99,58	45,25	99,58	34,50
	Среднее значение	90,38	878,0	90,44	266,5	89,89	971,8	90,90	769,3
	Средний ранг	2,6	2,6	2,4	1,7	2,2	3,6	2,9	1,9

Критерий суммы рангов Фридмана не выявил статистические различия в точности этих классификаторов на уровне значимости $\alpha = 0,05$ (p -value = 0,406). Причем данные работы [21] (см. табл. 2) для этого же набора классификаторов показывают статистическое различие (p -value = 0,00054). Это еще раз подтверждает тезис о том, что результаты сравнения также зависят от выбранных для сравнения наборов данных. Критерий суммы рангов Фридмана показал статистические различия в количестве гипербоксов этих классификаторов на уровне значимости $\alpha = 0,05$

(p -value < 0,0001). Лучшим классификатором с минимальным количеством гипербоксов оказался GFMM (средний ранг 1,7), а с наибольшим количеством гипербоксов – EFMM (средний ранг 3,6).

Также в данной работе приведены сравнения точностей классификации с такими популярными классификаторами, как деревья решений, метод опорных векторов, k -ближайших соседей, и наивным байесовским классификатором. Статистические сравнения показали, что есть различия в производительности классификаторов Min-Max и популярных

алгоритмов машинного обучения на этих 16 наборах экспериментальных данных. Причем средний ранг оказался выше у метода опорных векторов и алгоритма k-ближайших соседей, и ниже у деревьев решений и метода опорных векторов. Данные результаты говорят, что точность классификатора Min-Max вполне конкурентна с популярными классификаторами.

Использование в реальных задачах

Классификатор FMM и его модификации нашли широкое применение для решения реальных прикладных задач. Применение в медицине обнаружено в следующих работах. В [24] классификатор EFMM использовался для диагностики болезни Паркинсона. Признаки извлекались из аудиозаписей голоса пациентов и передавались на обработку классификатору. Результаты продемонстрировали высокую точность классификации по сравнению с аналогичными моделями. Диагностику заболеваний печени, связанных с нарушением ферментов, проводили с помощью FMM в работе [25]. Классификация гистопатологических изображений для диагностики рака молочной железы с помощью FMM проводилась в [26]. Классификатор с компенсаторной нейронной архитектурой FMCN применялся в [27] для обнаружения легочных узлов на изображениях рентгеновской компьютерной томографии легких. В [28] рассматривалась классификация нормальных и аномальных эндокринных тканей по магнитно-резонансной томографии головного мозга.

Использование нечетких классификаторов Min-Max в области кибербезопасности было в следующих исследованиях. В [29] FMM использовался для обнаружения сетевых атак и классификации их намерений, а именно: нарушений конфиденциальности, доступности, целостности и аутентичности. Аутентификация субъекта по динамической рукописной подписи с помощью классификатора с компенсаторной нейронной архитектурой FMCN проводилась в [30].

Для решения экономических задач в [31] применялся метаэвристический алгоритм птичьего роя и FMM. Проводился прогноз финансового состояния организации. Процесс классификации выполнялся с использованием модели FMM, а параметры гипербоксов настраивались с использованием метаэвристики. Прогнозирование объема торгов на бирже, ежедневных цен на акции и ежедневная доходность по облигации исследовались в [32]. Для этого был задействован ансамбль деревьев решений и FMM.

Применение FMM в промышленности приведено в [33] для диагностики неисправностей в шарикоподшипниках, в [34–36] – для обнаружения неисправностей в асинхронных двигателях, в [37–39] – для выявления неисправностей в трубопроводах, в [40, 41] – для оценки качества генерируемой электроэнергии.

Анализ результатов обзора и выводы

Обзор классификатора FMM и его модификаций показал, что данная модель является весьма полезным инструментом классификации с инкрементальной парадигмой обучения, которая требует однопроходной процедуры через экземпляры данных.

Данный классификатор обладает такими важными свойствами, как адаптация в режиме онлайн, нелинейная граница делимости между признаковыми пространствами классов, получение мягких и жестких решений классификации, интерпретируемость полученных результатов и быстрое время обучения.

Адаптация классификатора обеспечивает изучение новых экземпляров данных без потери информации, извлеченной из предыдущих экземпляров. FMM не подвержен катастрофическому забыванию, также известному как дилемма стабильности-пластичности, в отличие от популярных нейронных сетей. Данный недостаток нейронных сетей связан с неспособностью классификатора сохранять предыдущую информацию, полученную на старых обучающих данных, когда новые данные обрабатываются этим классификатором.

Свойства нелинейной делимости позволяют FMM построить произвольную нелинейную границу решения с произвольной степенью точности для разделения экземпляров данных разных классов. Получение мягких решений в виде степени принадлежности классам позволяет шире анализировать полученные результаты и исследовать предметную область. И, наконец, интерпретируемость полученных результатов позволяет объяснить человеку результат своего решения. Это происходит с помощью наличия базы правил, на основании которой осуществляется вывод. Благодаря наличию данного свойства обеспечивается доверие к работе классификатора.

Классический FMM, предложенный Симпсоном, имеет проблемы, связанные с процессом обучения, которые некоторые исследователи пытались устранить. К таким проблемам относятся: излишнее удаление части гипербоксов в процессе сжатия, увеличение перекрывающихся областей гипербоксов разных классов после растяжения, невозможность обнаружить все случаи перекрытия. Для устранения этих недостатков были предложены модифицированные варианты классификатора. Как оригинальный, так и модифицированный классификатор достигают точности, сопоставимой с популярными моделями классификации. Несмотря на это, остались некоторые существенные недостатки, а именно:

1. Все варианты FMM требуют вмешательства пользователя, чтобы указать максимальный размер гипербокса для обучения. Этот параметр влияет на процесс формирования гипербокса, что, в свою очередь, сказывается на восприимчивости к ошибочной классификации. Предложенные варианты нахождения параметра предполагают несколько проходов по обучающим данным, что приводит к потере свойства однопроходной адаптивности.

2. Полученные классификаторы содержат большое количество правил во всех вариантах модификаций FMM, порой до тысяч. Это негативно сказывается на интерпретируемости моделей, а именно анализе моделируемого процесса или явления.

3. Варианты FMM, выполняющие процесс сжатия, страдают от неоднозначности принадлежности к перекрывающимся областям и проблем с искажением данных. Экземпляр данных, попадающий в перекрывающуюся граничную область гипербоксов разных классов, имеет максимальную степень принадлежности 1 для этих классов и не может быть однозначно классифицирован.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФ, грант № 22-21-00021.

Литература

- Hastie T. The elements of statistical learning / T. Hastie, R. Tibshirani, J. Friedman. – Switzerland: Springer, 2020. – 764 p.
- Bengio Y. Deep learning for AI / Y. Bengio, Y. LeCun, G.E. Hinton // Communications of the ACM. – 2021. – Vol. 64. – PP. 58–65.
- Bappy J.H. Online adaptation for joint scene and object classification / J.H. Bappy, S. Paul, A.K. Roy-Chowdhury // Computer Vision – ECCV 2016. ECCV 2016. Lecture Notes in Computer Science. – 2016. – Vol. 9912. – PP. 227–243.
- Gheibi O. Lifelong self-adaptation: self-adaptation meets lifelong machine learning / O. Gheibi, D. Weyns // SEAMS '22: Proceedings of the 17th Symposium on Software Engineering for Adaptive and Self-Managing Systems, May 2022. – 2022. – PP. 1–12.
- McCloskey M. Catastrophic interference in connectionist networks: the sequential learning problem / M. McCloskey, N. J. Cohen // Psychology of Learning and Motivation. – 1989. – Vol. 24. – PP. 109–165.
- Ridley M. Explainable artificial intelligence (XAI) // Information Technology and Libraries. – 2022. – Vol. 41, No. 2. – PP. 1–17.
- Cheng Y. Rule extraction based on granulation order in interval-valued fuzzy information system / Y. Cheng, D. Miao // Expert Systems with Applications. – Vol. 8, No. 10. – PP. 12249–12261.
- Simpson P.K. Fuzzy Min-Max neural networks. Part 1: Classification // IEEE Transaction on Neural Networks. – 1992. – Vol. 3, No. 5. – PP. 776–786.
- Bargiela A. An inclusion/exclusion fuzzy hyperbox classifier / A. Bargiela, W. Pedrycz, M. Tanaka // International Journal of Knowledge-based and Intelligent Engineering Systems. – 2004. – Vol. 8. – PP. 91–98.
- Nandedkar A.V. A Fuzzy Min-Max neural network classifier with compensatory neuron architecture / A.V. Nandedkar, P.K. Biswas // IEEE Transactions on Neural Networks. – 2007. – Vol. 18, No. 1. – PP. 42–54.
- Zhang H. Data-core-based fuzzy min-max neural network for pattern classification / H. Zhang, J. Liu, D. Ma, Z. Wang // IEEE Transactions on Neural Networks. – 2011. – Vol. 22, No. 12. – PP. 2339–2352.
- Davtalab R. Multi-level fuzzy min-max neural network classifier / R. Davtalab, M.H. Dezfoulian, M. Mansoorizadeh // IEEE Transactions on Neural Networks Learning System. – 2014. – Vol. 25, No. 3. – PP. 470–482.
- Gabrys B. General fuzzy min-max neural network for clustering and classification / B. Gabrys, A. Bargiela // IEEE Transactions on Neural Networks. – 2000. – Vol. 11, No. 3. – PP. 769–783.
- Nandedkar A.V. A general reflex fuzzy min-max neural network / A.V. Nandedkar, P.K. Biswas // Engineering Letters. – 2007. – Vol. 14, No. 1. – PP. 195–205.
- Mohammed M.F. An enhanced fuzzy min-max neural network for pattern classification / M.F. Mohammed, C.P. Lim // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. – 2017. – Vol. 26. – PP. 417–429.
- Mohammed M.F. Improving the fuzzy min-max neural network with a K-nearest hyperbox expansion rule for pattern classification / M.F. Mohammed, C.P. Lim // Appl. Soft Comput. – 2017. – No. 52. – PP. 135–145.
- Kumar S. A compact fuzzy min max network with novel trimming strategy for pattern classification / S. Kumar, A. Kumar, V. Bajaj, G.K. Singh // Knowledge-Based Systems. – 2022. – No. 246. – P. 108620.
- Alhroob E. Fuzzy min-max classifier based on new membership function for pattern classification: A conceptual solution / E. Alhroob, N.A. Ghani // Proc. 8th IEEE Int. Conf. Control Syst., Comput. Eng. (ICCSCE). – 2018. – PP. 131–135.
- Azad C. A novel fuzzy min-max neural network and genetic algorithm-based intrusion detection system. / C. Azad, V.K. Jha // Proceedings of the second international conference on computer and communication technologies. – 2016. – PP. 429–439.
- Azad C. Fuzzy min-max neural network and particle swarm optimization based intrusion detection system / C. Azad, V.K. Jha // Microsystem Technology. – 2017. – Vol. 23, No. 4. – PP. 907–918.
- Khuat T.T. Random hyperboxes / T.T. Khuat, B. Gabrys // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. – 2023. – Vol. 34, No. 2. – PP. 1008–1022.
- Huang W. Deep Fuzzy Min-Max Neural Network: Analysis and Design / W. Huang, M. Sun, L. Zhu, S.-K. Oh, W. Pedrycz // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. – 2022. – Vol. 33, No. 12. – PP. 1–12.
- Khuat T.T. A comparative study of general fuzzy min-max neural networks for pattern classification problems / T.T. Khuat, B. Gabrys // Neurocomputing. – 2020. – Vol. 386. – PP. 110–125.
- Al Sayaydeha O.N. Diagnosis of the Parkinson disease using enhanced fuzzy Min-Max neural network and OneR attribute evaluation method / O.N. Al. Sayaydeha, M.F. Mohammad // 2019 International Conference on Advanced Science and Engineering (ICOASE), Zakho-Duhok, Iraq. – 2019. – PP. 64–69.
- The combination of fuzzy Min-Max neural network and semi-supervised learning in solving liver disease diagnosis support problem / T.N. Tran, D.M. Vu, M.T. Tran, B.D. Le // Arabian Journal for Science and Engineering. – 2019. – Vol. 44. – PP. 2933–2944.
- A fuzzy Min-Max neural network based classification of histopathology images / S.A. Kumar, A. Kumar, V. Bajaj, G.K. Singh, B. Kuldeep // 2019 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC), NOIDA, India. – 2019. – PP. 143–146.
- Computer-aided detection of lung nodules with fuzzy Min-Max Neural network for false positive reduction / Z. Zhai, D. Shi, Y. Cheng, H. Guo // 2014 Sixth International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, Hangzhou, China. – 2014. – PP. 66–69.
- Bangare S.L. Classification of optimal brain tissue using dynamic region growing and fuzzy min-max neural network in brain magnetic resonance images // Neuroscience Informatics. – 2022. – Vol. 2, No. 3. – P. 100019.
- Abdulghani A.A. SAIRF: A similarity approach for attack intention recognition using fuzzy min-max neural network / A.A. Abdulghani, M.F. Mohammed // Journal of Computational Science. – 2018. – Vol. 25. – PP. 467–473.
- Online signature classification using modified fuzzy Min-Max neural network with compensatory neuron topology / B.M. Chaudhari, R.S. Patil, K.P. Rane, U.B. Shinde // Contemporary Computing. IC3 2010. Communications in Computer and Information Science. – 2010. – Vol. 94. – PP. 467–478.

31. Bird swarm algorithm with fuzzy Min-Max neural network for financial crisis prediction / K.P.M. Kumar, S. Dhanasekaran, I.S.H. Punithavathi, P. Durairam, A.K. Dutta, I.V. Pustokhina, D.A. Pustokhin // *Computers, Materials & Continua*. – 2022. – Vol. 73, No. 1. – PP. 1541–1555.
32. Seera M. Improving the fuzzy min-max neural network performance with an ensemble of clustering trees / M. Seera, K. Randhawa, C.P. Lim // *Neurocomputing*. – 2018. – Vol. 275. – PP. 1744–1751.
33. Seera M. Classification of ball bearing faults using a hybrid intelligent model / M. Seera, M.L.D. Wong, A.K. Nandi // *Applied Soft Computing*. – 2017. – Vol. 57. – PP. 427–435.
34. Seera M. Online motor fault detection and diagnosis using a hybrid FMM-CART model / M. Seera, C.P. Lim // *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*. – 2014. – Vol. 25. – PP. 806–812.
35. Liu J. Semi-supervised fuzzy min-max neural network for data classification / J. Liu, Y. Ma, F. Qu, D. Zang // *Neural Processing Letters*. – 2020. – Vol. 51. – PP. 1445–1464.
36. A hybrid model of fuzzy min-max and brain storm optimization for feature selection and data classification / F. Pourpanaha, C.P. Lim, X. Wang, C.J. Tand, M. Seerae, Y. Shi // *Neurocomputing*. – 2019. – Vol. 333. – PP. 440–451.
37. A modified fuzzy min-max neural network for data clustering and its application on pipeline internal inspection data / J. Liu, Y. Ma, H. Zhang, H. Su, G. Xiao // *Neurocomputing*. – 2017. – Vol. 238. – PP. 56–66.
38. Evolved fuzzy min-max neural network for new-labeled data classification / Y. Ma, J. Liu, F. Qu, H. Zhu // *Applied Intelligence*. – 2022. – Vol. 52. – PP. 305–320.
39. Ma Y. Evolved fuzzy min-max neural network for unknown labeled data and its application on defect recognition in depth / Y. Ma, J. Liu, Y. Zhao // *Neural Processing Letters*. – 2021. – Vol. 53. – PP. 85–105.
40. A modified fuzzy min-max neural network for data clustering and its application to power quality monitoring / M. Seera, C.P. Lim, C.K. Loo, H. Singh // *Applied Soft Computing*. – 2015. – Vol. 28. – PP. 19–29.
41. Power quality analysis using a hybrid model of the fuzzy min-max neural network and clustering tree / M. Seera, C.P. Lim, C.K. Loo, H. Singh // *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*. – 2016. – Vol. 27. – PP. 2760–2767.

Сарин Константин Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент, доцент
каф. компьютерных систем в управлении и проектировании
(КСУП) Томского государственного ун-та
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-3264-7768
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: konstantin.s.sarin@tusur.ru

Sarin K.S.

Fuzzy Min-Max Classifier: Review

Online adaptation and interpretability have become one of the important requirements for machine learning models. Popular models such as artificial neural networks cannot fully implement them. Fuzzy classifiers of the Min-Max type are interpretable, thanks to the underlying fuzzy logic theory, and adaptable with the advent of new information. This article presents a comprehensive literature review on machine learn-

ing models based on fuzzy Min-Max classifiers. The architecture of the classifier and the principle of its operation are presented. A review of the modifications of the classifier is carried out and their effectiveness is evaluated. Applications of the classifier and its modifications in solving real problems are indicated. In conclusion, statements are drawn about the work of the classifier and the problems that have remained unresolved.

Keywords: machine learning, fuzzy classifier, data analysis, classifier adaptation.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-65-75

References

1. Hastie T., Tibshirani R., Friedman J. *The elements of statistical learning*. Switzerland, Springer, 2020, 764 p.
2. Bengio Y., LeCun Y., Hinton G.E. Deep learning for AI. *Communications of the ACM*, 2021, vol. 64, pp. 58–65.
3. Bappy J.H., Paul S., Roy-Chowdhury A.K. Online adaptation for joint scene and object classification. *Computer Vision – ECCV 2016. ECCV 2016. Lecture Notes in Computer Science*, 2016, vol. 9912, pp. 227–243.
4. Weyns D., Gheibi O. Lifelong self-adaptation: self-adaptation meets lifelong machine learning. *SEAMS '22: Proceedings of the 17th Symposium on Software Engineering for Adaptive and Self-Managing Systems*, May 2022, pp. 1–12.
5. Cohen N.J., McCloskey M. Catastrophic interference in connectionist networks: the sequential learning. *Psychology of Learning and Motivation*, 1989, vol. 24, pp. 109–165.
6. Ridley M. Explainable artificial intelligence (XAI). *Information Technology and Libraries*, 2022, vol. 41, no. 2, pp. 1–17.
7. Cheng Y., Miao D. Rule extraction based on granulation order in interval-valued fuzzy information. *Expert Systems with Applications*, vol. 8, no. 10, pp. 12249–12261.
8. Simpson P.K. Fuzzy Min-Max neural networks – Part 1: Classification. *IEEE Transaction on Neural Networks*, 1992, vol. 3, no 5, pp. 776–786.
9. Bargiela A., Pedrycz W., Tanaka M. An inclusion/exclusion fuzzy hyperbox classifier. *International Journal of Knowledge-based and Intelligent Engineering Systems*, 2004, vol. 8, pp. 91–98.
10. Nandedkar A.V., Biswas P.K. A Fuzzy Min-Max neural network classifier with compensatory neuron architecture. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2007, vol. 18, no. 1, pp. 42–54.
11. Zhang H., Liu J., Ma D., Z. Wang. Data-core-based fuzzy min-max neural network for pattern classification. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2011, vol. 22, no. 12, pp. 2339–2352.
12. Davtalab R., Dezfulian M.H., Mansoorzadeh M. Multi-level fuzzy min-max neural network classifier. *IEEE Transactions on Neural Networks Learning System*, 2014, vol. 25, no. 3, pp. 470–482.
13. Gabrys B., Bargiela A. General fuzzy min-max neural network for clustering and classification. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2000, vol. 11, no. 3, pp. 769–783.
14. Nandedkar A.V., Biswas P.K. A general reflex fuzzy min-max neural network. *Engineering Letters*, 2007, vol. 14, no. 1, pp. 195–205.
15. Mohammed M.F., Lim C.P. An enhanced fuzzy min-max neural network for pattern classification. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2017, vol. 26, pp. 417–429.
16. Mohammed M.F., Lim C.P. Improving the fuzzy min-max neural network with a K-nearest hyperbox expansion rule for pattern classification. *Applied Soft Computing*, 2017, no. 52, pp. 135–145.

17. Kumar S., Kumar A., Bajaj V., Singh G.K. A compact fuzzy min max network with novel trimming strategy for pattern classification. *Knowledge-Based Systems*, 2022, no. 246, pp. 108620.
18. Alhroob E., Ghani N.A. Fuzzy min-max classifier based on new membership function for pattern classification: A conceptual solution. *Proceedings of the VIII IEEE International Conference Control System, Computer Engendering (ICCSCE)*, 2018, pp. 131–135.
19. Azad C. Jha V.K. A novel fuzzy min-max neural network and genetic algorithm-based intrusion detection system. *Proceedings of the II international Conference on Computer and Communication Technologies*, 2016, pp. 429–439.
20. Azad C., Jha V.K. Fuzzy min-max neural network and particle swarm optimization based intrusion detection system. *Microsystem Technology*, 2017, vol. 23, no. 4, pp. 907–918.
21. Khuat T.T., Gabrys B. Random hyperboxes. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2023, vol. 34, no. 2, pp. 1008–1022.
22. Huang W., Sun M., Zhu L., Oh S.-K., Pedrycz W. Deep Fuzzy Min-Max Neural Network: Analysis and Design. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2022, vol. 33, no. 12, pp. 1–12.
23. Khuat T.T., Gabrys B. A comparative study of general fuzzy min-max neural networks for pattern classification problems. *Neurocomputing*, 2020, vol. 386, pp. 110–125.
24. Al Sayaydeha O.N., Mohammed M.F. Diagnosis of the Parkinson disease using enhanced fuzzy Min-Max neural network and OneR attribute evaluation method. *Proceedings of 2019 International Conference on Advanced Science and Engineering (ICOASE)*, Iraq, 2019, pp. 64–69.
25. Tran T.N., Vu D.M., Tran M.T., Le B.D. The combination of fuzzy Min-Max neural network and semi-supervised learning in solving liver disease diagnosis support problem. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2019, vol. 44, pp. 2933–2944.
26. Kumar S.A., Kumar A., Bajaj V., Singh G.K., Kuldeep B. A fuzzy Min-Max neural network based classification of histopathology images. *Proceedings of 2019 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, NOIDA, India, 2019, pp. 143–146.
27. Zhai Z., Shi D., Cheng Y., Guo H. Computer-aided detection of lung nodules with fuzzy Min-Max Neural network for false positive reduction. *Proceedings of the VI International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics- 2014*, Hangzhou, China, 2014, pp. 66–69.
28. Bangare S.L. Classification of optimal brain tissue using dynamic region growing and fuzzy min-max neural network in brain magnetic resonance images. *Neuroscience Informatics*, 2022, vol. 2, no. 3, pp. 100019.
29. Abdulghani A.A., Mohammed M.F. SAIRF: A similarity approach for attack intention recognition using fuzzy min-max neural network. *Journal of Computational Science*, 2018, vol. 25, pp. 467–473.
30. Chaudhari B.M., Patil R.S., Rane K.P., Shinde U.B. Online signature classification using modified fuzzy Min-Max neural network with compensatory neuron topology. *Communications in Computer and Information Science*, 2010, vol. 94, pp. 467–478.
31. Kumar K.P.M., Dhanasekaran S., Punithavathi I.S.H., Duraipandy P., Dutta A.K., Pustokhina I.V., Pustokhin D.A. Bird swarm algorithm with fuzzy Min-Max neural network for financial crisis prediction. *Computers, Materials & Continua*, 2022, vol. 73, no. 1, pp. 1541–1555.
32. Seera M., Randhawa K., Lim C.P. Improving the fuzzy min-max neural network performance with an ensemble of clustering trees. *Neurocomputing*, 2018, vol. 275, pp. 1744–1751.
33. Seera M., Wong M.L.D., Nandi A.K. Classification of ball bearing faults using a hybrid intelligent model. *Applied Soft Computing*, 2017, vol. 57, pp. 427–435.
34. Seera M., Lim C.P. Online motor fault detection and diagnosis using a hybrid FMM-CART model. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2014, vol. 25, pp. 806–812.
35. Liu J., Ma Y., Qu F., Zang D. Semi-supervised fuzzy min-max neural network for data classification. *Neural Processing Letters*, 2020, vol. 51, pp. 1445–1464.
36. Pourpanaha F., Lim C.P., Wang X., Tand C.J., Seerae M., Shi Y. A hybrid model of fuzzy min-max and brain storm optimization for feature selection and data classification. *Neurocomputing*, 2019, vol. 333, pp. 440–451.
37. Liu J., Ma Y., Zhang H., Su H., Xiao G. A modified fuzzy min-max neural network for data clustering and its application on pipeline internal inspection data. *Neurocomputing*, 2017, vol. 238, pp. 56–66.
38. Ma Y., Liu J., Qu F., Zhu H. Evolved fuzzy min-max neural network for new-labeled data classification. *Applied Intelligence*, 2022, vol. 52, pp. 305–320.
39. Ma Y., Liu J., Zhao Y. Evolved fuzzy min-max neural network for unknown labeled data and its application on defect recognition in depth. *Neural Processing Letters*, 2021, vol. 53, pp. 85–105.
40. Seera M., Lim C.P., Loo C.K., Singh H. A modified fuzzy min-max neural network for data clustering and its application to power quality monitoring. *Applied Soft Computing*, 2015, vol. 28, pp. 19–29.
41. Seera M., Lim C.P., Loo C.K., Singh H. Power quality analysis using a hybrid model of the fuzzy min-max neural network and clustering tree. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2016, vol. 27, pp. 2760–2767.

Konstantin S. Sarin

Candidate of Science in Engineering, Associate Professor, Department of Computer Systems in Control and Design, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-3264-7768
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: konstantin.s.sarin@tusur.ru

УДК 004.056.53

Д.С. Беляков, Е.О. Калинин, А.А. Конев, А.А. Шелупанов, А.А. Мицель

Модели жизненного цикла и угрозы безопасности микросхемы во время ее разработки и эксплуатации

Рост устройств интернета вещей показал необходимость развития направления информационной безопасности в области разработки и эксплуатации микросхем, так как вокруг последних и строятся современные информационные системы. В данной статье представлен жизненный цикл защищенных микросхем, используемых в качестве корня доверия (Root of Trust) информационных систем. Описаны основные этапы жизненного цикла защищенных микросхем, а именно модели жизненного цикла во время разработки и во время эксплуатации конечным пользователем.

Ключевые слова: безопасность, модуль безопасности, жизненный цикл, защищенные микроконтроллеры.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-76-81

В условиях стремительного роста киберугроз необходимо обеспечивать возможность безопасного информационного обмена в автоматизированных системах. Это особенно актуально в отношении критических информационных инфраструктур (КИИ) в системообразующих отраслях (например, энергетика, железнодорожный и воздушный транспорт, химические производства, банковские системы, здравоохранение, атомная и оборонная промышленность), где удачно проведенная кибератака может иметь самые тяжкие последствия [1, 2]. По этой причине в данных отраслях на передний план выдвигается создание доверенных автоматизированных систем.

Ключевым подходом в создании доверенных систем является использование защищённых микроконтроллеров с полностью контролируемым жизненным циклом [3, 4] от разработки кристалла до создания устройств на их основе.

Под защищенным микроконтроллером понимается полупроводниковое устройство, которое помимо процессорного ядра имеет в составе дополнительные аппаратные блоки для сокращения времени исполнения криптографических операций (криптографические акселераторы) и реализует меры защиты, которые противодействуют угрозам, направленным на конфиденциальные данные через воздействие на микросхему.

В современных реалиях микросхемы применяются в устройствах интернета вещей, где они отвечают за обеспечение безопасности каналов передачи данных [5] путем применения встроенных в микросхему криптографических механизмов.

Во время своей жизнедеятельности микросхема может находиться в двух состояниях – в состоянии разработки или эксплуатации. Во время разработки необходимо обеспечить защиту процесса создания микросхемы и сопровождающего программного обеспечения (например, комплекта разработчика). Во время эксплуатации необходимо обеспечить защищенность процесса использования микросхемы как разработчиком, так и конечным потребителем устройства, в состав которого входит данная микросхема. Разделение представленных процессов поз-

воляет рассматривать каждую отдельную угрозу более подробно, а также формализовать модели жизненного цикла [6, 7].

Подобный подход к формализации жизненного цикла представлен в работе [8], в которой на основе теории графов была разработана модель угроз, возникающих при управлении системой защиты информации.

Необходимость использования различных моделей обусловлена не только отличающимися подходами к построению защищенной системы, но и разными аспектами обеспечения информационной безопасности ввиду различия целевых объектов [9].

Таким образом, целью данной работы является создание модели жизненного цикла защищенной микросхемы во время разработки и во время эксплуатации конечным пользователем, а также предоставление списка угроз на основании этих моделей в зависимости от целей безопасностей – конфиденциальности и целостности.

Модели, рассматриваемые в работе, не включают угрозы безопасности, возникающие в рамках управления персоналом (их подготовкой или обучением) или документооборота (в физическом или электронном виде).

Построение модели жизненного цикла

Жизненным циклом микросхемы называют все этапы проектирования и использования микросхемы – от этапа формирования требований до этапа утилизации [10, 11].

На рис. 1 представлена модель жизненного цикла микросхемы во время её разработки. Данная модель описывает разработку аппаратного обеспечения и встроенного ПО, так как процессы разработки являются аналогичными.

Этап 1.1. Формирование технического задания. Первоначальным этапом жизненного цикла разработки микросхемы является определение формальных требований к характеристикам устройства и программному обеспечению. На данном этапе важно обеспечить разработку модели угроз целевого устройства, в том числе определение целевого назначения устройства.



Рис. 1. Жизненный цикл разработки микросхемы

Этап 1.2. Проектирование микросхемы. Данный этап включает набор процессов, связанных с разработкой и отладкой функциональных блоков микросхемы. Для создания проекта микросхемы применяются инструменты автоматизированного проектирования, а тестирование полученных блоков осуществляется с помощью инструментов моделирования [12].

Данный этап является трудоемким из-за необходимости долгосрочного планирования с учетом множества потенциальных проблем и возможностей.

Этап 1.3. Реализация. На данном этапе происходит прототипирование печатных плат, создание комплекта разработчика программного обеспечения для микросхемы (Software Development Kit, SDK), написание исходного кода программного обеспечения, которое будет выполняться на разрабатываемой микросхеме. Также производится тестирование и отладка работы ПО путем симуляции разрабатываемой микросхемы на FPGA.

Этап 1.4. Анализ микросхемы на наличие уязвимостей. На данном этапе обеспечивается проверка функциональных блоков микросхемы и анализ программного обеспечения на соответствие требованиям безопасности.

Этап 1.5. Разработка патчей программного и аппаратного обеспечения микросхемы. На этапе разработки патчей микросхемы выполняется корректировка версий программного обеспечения и функциональных блоков микросхемы с учетом выявленных уязвимостей, чтобы избежать рисков реализации угроз информационной безопасности.

Этап 1.6. Анализ актуальности микросхемы. На этапе анализа актуальности микросхемы проводится проверка поддержки современных протоколов, операционных систем и мер защиты в функциональных блоках микросхемы и в ПО.

Этап 1.7. Разработка обновления программного и аппаратного обеспечения микросхемы. На данном этапе выполняется актуализация программного и аппаратного обеспечения микросхемы за счет добавления поддержки современных протоколов, операционных систем и мер защиты в микросхему и в ПО.

Этап 1.8. Производство микросхемы. Данный этап представляет собой набор процессов, которые необходимо выполнить для получения готовой микросхемы. Данные процессы включают действия, связанные с преобразованием полупроводниковых материалов в кремниевые пластины, изготовление масок, содержащих изображения топологии, которые будут перенесены на кремниевые пластины после облучения ультрафиолетовым светом для получения интегральной схемы (ИС), отделение кристалла от кремниевой пластины и упаковку кристалла в физический контейнер. На данном этапе также возможна инициализация программных модулей, не имеющих прямого отношения к логике работы пользовательских приложений (например, загрузчик).

Этап 1.9. Приемка микросхемы. Данный этап является окончательным на стадии разработки микросхемы и подразумевает выполнение полного всестороннего тестирования как функциональных блоков в частности, так и микросхемы в целом для проверки и подтверждения того, что реализованная микросхема и сопутствующее ПО (SDK) соответствуют требованиям к функциональным возможностям и производительности.

На рис. 2 представлена модель жизненного цикла микросхемы во время её эксплуатации конечным пользователем. Данная модель подходит для описания как разработчиков-интеграторов микросхемы в новое устройство, так и конечных пользователей, по той причине, что выделенные процессы эксплуатации являются аналогичными.

Этап 2.1. Поставка микросхемы. Исходя из требований целевого устройства, проводится выборка устройств на основе критериев функционирования и обеспечения безопасности.

Этап 2.2. Ввод микросхемы в эксплуатацию. Данный этап подразумевает выполнение процедур безопасной инсталляции выбранной микросхемы в среду функционирования (например, устройства КИИ), установку встроенного программного обеспечения и приведения устройства в функционирующее состояние.

Этап 2.3. Эксплуатация. На этапе эксплуатации микросхема используется по усмотрению пользователя, в роли которого может выступать как разработчик нового устройства, так и его конечный потребитель.

Этап 2.4. Контроль встроенного ПО на отсутствие уязвимостей. Целью представленного этапа является поиск, выявление и анализ уязвимостей, свойственных текущей версии встроенного ПО мик-

росхемы и устраняемых путем применения корректирующего патча.

Этап 2.5. Установка патчей встроенного ПО. На данном этапе к встроенному ПО микросхемы применяются изменения, которые были выпущены разработчиком микросхемы или конечного устройства [13]. Изменения исправляют существующие ошибки, способствующие возникновению угроз в микросхеме или устройстве.

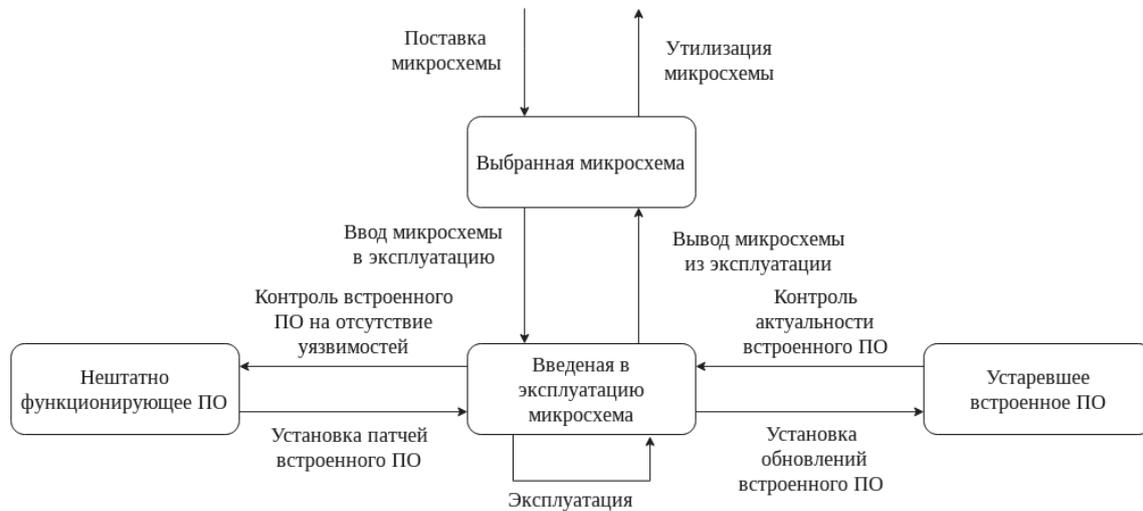


Рис. 2. Жизненный цикл эксплуатации микросхемы конечным пользователем

Этап 2.6. Контроль актуальности встроенного ПО. На данном этапе выполняется анализ степени устаревания встроенного ПО микросхемы с целью выявления компонентов, которые требуется обновить.

Этап 2.7. Установка обновлений встроенного ПО. Текущий этап реализует обновление содержимого встроенного программного обеспечения микросхемы для добавления нового функционала с целью соответствия современным стандартам защитных мер, протоколов и операционных систем.

Этап 2.8. Вывод микросхемы из эксплуатации. На данном этапе происходит удаление всех хранящихся ключей шифрования [14], пользовательской информации, а также данных о конфигурации

устройства. Удаление происходит за счет полного стирания содержимого памяти и сброса настроек устройства до заводских для того, чтобы в случае необходимости его можно было использовать повторно.

Этап 2.9. Утилизация микросхемы. На данном этапе микросхема или устройство с микросхемой в составе физически уничтожаются.

В табл. 1 и 2 представлены угрозы, обеспечения конфиденциальности и целостности, соответственно свойственные этапам во время разработки и эксплуатации микросхемы. Некоторые из представленных угроз, соответствуют угрозам из перечня ГОСТ Р 58412–2019 [15].

Таблица 1

Угроза конфиденциальности микросхемы

Номер этапа	Разработка	Эксплуатация
1	2	3
1	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о требованиях по безопасности, предъявляемых к создаваемой микросхеме (соответствует 5.1.2 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза выявления уязвимостей микросхемы в процессе ее поставки
2	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о проекте архитектуры микросхемы (соответствует 5.2.2 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о параметрах безопасности, в том числе о ключах шифрования
3	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия исходного кода встроенного ПО микросхемы или схемы микросхемы (соответствует 5.3.5 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о нарушении правил эксплуатации микросхемы
4	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о тестировании микросхемы и ее встроенного ПО на уязвимость (соответствует 5.4.2 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие отсутствия контроля наличия обновлений на наличие уязвимостей

Продолжение табл. 1

1	2	3
5	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о разработке патчей программного и аппаратного обеспечения микросхемы	Угроза выявления уязвимостей обновлений встроенного ПО
6	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации об устранимых патчем устаревших протоколах, ОС и мерах защиты в функциональных блоках микросхемы и во встроенном ПО	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие отсутствия контроля наличия обновлений на встроенное ПО
7	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о разработке обновления программного и аппаратного обеспечения микросхемы	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о нарушении правил установки обновлений встроенного ПО микросхемы
8	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о техническом процессе микросхемы	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о конфигурации устройства при выводе его из эксплуатации
9	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации об ошибках программного обеспечения и уязвимостях программы (соответствует 5.6.2 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза выявления уязвимостей микросхемы вследствие раскрытия информации о схемотехнике устройства из-за его неполной утилизации

Таблица 2

Угроза целостности микросхемы

Номер этапа	Разработка	Эксплуатация
1	Угроза появления уязвимостей микросхемы вследствие ошибок, допущенных при задании требований по безопасности, предъявляемых к разрабатываемой микросхеме (соответствует 5.1.1 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза внедрения уязвимостей в микросхему в процессе ее поставки (соответствует 5.5.1 из ГОСТ Р 58412–2019)
2	Угроза появления уязвимостей микросхемы вследствие ошибок, допущенных при создании проекта архитектуры функциональных блоков микросхемы и в встроенного ПО (соответствует 5.2.1 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза появления уязвимостей встроенного ПО микросхемы вследствие ошибок, допущенных при установке встроенного ПО (соответствует 5.2.1 из ГОСТ Р 58412–2019)
3	Угроза внедрения уязвимостей в исходный код встроенного ПО и в функциональные блоки микросхемы в ходе ее разработки (соответствует 5.3.1 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза внедрения в программу уязвимостей при управлении конфигурацией программного обеспечения (соответствует 5.7.1 из ГОСТ Р 58412–2019)
4	Угроза появления уязвимостей программы вследствие совершения ошибок при выполнении тестирования программного обеспечения (соответствует 5.4.3 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза использования уязвимостей микросхемы вследствие нарушений правил контроля встроенного ПО на отсутствие уязвимостей
5	Угроза неисправления обнаруженных уязвимостей программы (соответствует 5.6.1 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза внедрения уязвимостей в патч программного обеспечения (соответствует 5.5.3 из ГОСТ Р 58412–2019)
6	Угроза появления уязвимостей вследствие отсутствия контроля актуальности используемых сторонних устаревших компонентов программного обеспечения	Угроза использования уязвимостей микросхемы вследствие нарушения правил контроля актуальности встроенного ПО
7	Угроза внедрения уязвимостей программы путем использования заимствованных у сторонних разработчиков программного обеспечения уязвимых компонентов (соответствует 5.3.2 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза появления уязвимостей микросхемы вследствие нарушения правил обновления встроенного ПО
8	Угроза внедрения уязвимостей программы из-за неверного использования инструментальных средств при разработке программного обеспечения (соответствует 5.3.3 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза появления уязвимостей микросхемы вследствие отсутствия поддержки или устаревания микросхемы (отказ от вывода из эксплуатации)
9	Угроза внедрения уязвимостей в исходный код встроенного ПО в ходе ее приемки (соответствует 5.3.1 из ГОСТ Р 58412–2019)	Угроза повторного использования компонентов микросхемы из-за неполной утилизации

Актуальность приведенного перечня угроз обосновывается тем, что он расширяет список угроз, представленных в ГОСТ Р 58412–2019, дополнительно к 19 угрозам из стандарта в работе предложено более 15 угроз. Это связано с используемым в статье подходом, заключающимся в разделении процессов жизненного цикла на разработку и эксплуатацию микросхемы, а также на разделение процес-

сов жизненного цикла в зависимости от целей безопасности, что позволяет выявить узконаправленные угрозы.

Угрозы из стандарта являются слишком всеобщими и в большинстве случаев не могут применяться в реальных проектах. Например, в ГОСТ представленная угроза «Угроза внедрения уязвимостей в обновления программного обеспечения» не отража-

ет характер угрозы во время разработки и во время эксплуатации.

Заключение

В данной статье был представлен жизненный цикл защищенных микросхем, описаны его основные этапы, а также рассмотрены угрозы, свойственные каждому этапу в зависимости от целей безопасности – угрозы конфиденциальности и целостности микросхемы и ее встроеного ПО. Для каждого этапа (разработка микросхемы и эксплуатация микросхемы) выделено по 9 угроз конфиденциальности и целостности, применимых к любой микросхеме (всего 36 угроз).

Предложенный подход к формированию перечня угроз, основанный на типовых этапах жизненного цикла системы безопасности, обладает рядом преимуществ. В частности, он не только формализует перечень угроз, представленный в ГОСТ Р 58412–2019, но и дополняет его.

Статья подготовлена в рамках реализации программы ЛИЦ «Доверенные сенсорные системы» (Договор № 009/20 от 10.04.2020) при финансовой поддержке Минкомсвязи России и АО «РВК». Идентификатор соглашения о предоставлении субсидии – 0000000007119P190002.

Литература

1. Bhaiyat H. The Emergence of IIoT and its Cyber Security Issues in Critical Information Infrastructure / H. Bhaiyat, S. Sithungu // European Conference on Cyber Warfare and Security. – 2022. – Vol. 21, No. 1. – PP. 46–51.
2. Nosedá M. Performance Analysis of Secure Elements for IoT / M. Nosedá, L. Zimmerli, T. Schlöpfer, A. Rüst // IoT. – 2021. – Vol. 3, No. 1. – PP. 1–28.
3. Ebad S.A. Exploring How to Apply Secure Software Design Principles // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – PP. 128983–128993.
4. Intent-Driven Secure System Design: Methodology and Implementation / S.E. Ooi, R. Beuran, T. Kuroda, T. Kuwahara, R. Hotchi, N. Fujita, Y. Tan // Computers & Security – 2022 – Vol. 124. – P. 102955.
5. Threat Model for IoT Systems on the Example of OpenUNB Protocol / A. Shelupanov, A. Konev, T. Kosachenko, D. Dudkin // International Journal of Emerging Trends in Engineering Research. – 2019. – Vol. 7, No. 9. – PP. 283–290.
6. Модель жизненного цикла системы защиты информации / А.А. Конев, Т.Е. Минеева, М.Л. Соловьёв, А.А. Шелупанов, М.П. Силич // Безопасность информационных технологий. – 2018. – Т. 25, № 4. – С. 34–41.
7. Alenezi M. Security Risks in the Software Development Lifecycle / M. Alenezi S. Almuairfi // International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE). Blue Eyes Intelligence Engineering and Sciences Engineering and Sciences Publication (BEIESP). – 2019. – Vol. 8, No. 3. – PP. 7048–7055.
8. Модель угроз безопасности, возникающих при управлении системой защиты информации / М.Л. Соловьёв, Т.Е. Минеева, А.А. Конев, Д.Н. Буинцев // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 3. – С. 31–36.
9. Computer network threat modelling / A. Novokhrestov, A. Konev, A. Shelupanov, A. Buymov // IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series. – 2020. – Vol. 1488, No. 1. – P. 6.
10. Yousefnezhad N. Security in product lifecycle of IoT devices: A survey / N. Yousefnezhad, A. Malhi, K. Främling // Journal of Network and Computer Applications. – 2020. – Vol. 171. – P. 102779.
11. ГОСТ Р 57193–2016 Процессы жизненного цикла систем [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.cntd.ru/document/1200141163>, свободный (дата обращения: 10.11.2022).
12. Trending IC design directions in 2022 / C.-H. Chan, L. Cheng, W. Deng, P. Feng, L. Geng, M. Huang, H. Jia, L. Jie, K.-M. Lei, X. Liu, X. Liu, Y. Liu, Y. Lu, K. Nie, D. Pan, N. Qi, S.-W. Sin, N. Sun // Journal of Semiconductors. IOP Publishing. – 2022. – Vol. 43, No. 7. – P. 071401.
13. El Jaouhari S. Secure firmware Over-The-Air updates for IoT / S. El Jaouhari, E. Bouvet // Survey, challenges, and discussions // Internet of Things. – 2022. – Vol. 18. – P. 100508.
14. Mathur S. Internet of Things (IoT) and PKI-Based Security Architecture / S. Mathur, A. Arora // Industrial Internet of Things and Cyber-Physical Systems. – 2020. – PP. 25–46.
15. ГОСТ Р 56939–2016. Угрозы безопасности информации при разработке программного обеспечения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.cntd.ru/document/12001355258>, свободный (дата обращения: 10.11.2022).

Беляков Данила Сергеевич

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: bds2@csp.tusur.ru

Калинин Евгений Олегович

Аспирант каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: keo@csp.tusur.ru

Конев Антон Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. КИБЭВС ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-3222-9956
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: kaa1@keva.tusur.ru

Шелупанов Александр Александрович

Д-р техн. наук, проф., президент ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-2393-6701
Тел.: +7 (382-2) 90-71-55
Эл. почта: saa@tusur.ru

Мицель Артур Александрович

Д-р техн. наук, проф. каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2624-4383
Тел.: 8-923-430-52-90
Эл. почта: maa@asu.tusur.ru

Belyakov D.S., Kalinin E.O., Konev A.A., Shelupanov A.A., Mitsel A.A.

Life-cycle models and security threats to the microchip during its development and exploitation

The growth of Internet of Things devices has shown the need to advance the information security and more specifically the development and operation of microchips, as modern information systems are built around the latter. This article presents the lifecycle of secure chips used as the Root of Trust of information systems. The main stages of the life cycle of protected chips are described, namely life cycle models during development and operation by the end user.

Keywords: security, secure element, lifecycle, protected microcontrollers.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-76-81

References

1. Bhaiyat H. and Sithungu S., The Emergence of IIoT and its Cyber Security Issues in Critical Information Infrastructure. *European Conference on Cyber Warfare and Security*, 2022, vol. 21, no. 1. Academic Conferences International Ltd, pp. 46–51.
2. Nosedá M., Zimmerli L., Schläpfer T., and Rüst A., Performance Analysis of Secure Elements for IoT. *Internet of Things*, 2021, vol. 3, no. 1. MDPI AG, pp. 1–28.
3. Ebad S.A., Exploring How to Apply Secure Software Design Principles. *IEEE Access*, 2022, vol. 10. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 128983–128993.
4. Ooi S.E. et al., “Intent-Driven Secure System Design: Methodology and Implementation,” *Computers & Security*, 2022, vol. 124. Elsevier BV, p. 102955.
5. Shelupanov A. Threat Model for IoT Systems on the Example of OpenUNB Protocol. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research*, 2019, pp. 283–290.
6. Konev A.A., Mineeva T.E., Soloviev M.L., Shelupanov A.A., and Silich M.P. [Model of the life cycle of the information security system]. *Bezopasnost informacionnyh tehnology*, 2018, vol. 25, no. 4. National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute), pp. 34–42 (in Russ).
7. Alenezi M. and Almuairfi S. Security Risks in the Software Development Lifecycle. *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*, 2019, vol. 8, no. 3, pp. 7048–7055.
8. Soloviev M.L. et al. [Model of security threats arising from the management of information security systems]. *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 3, pp. 31–36 (in Russ).
9. Novokhrestov A., Konev A., Shelupanov A., and Buymov A. Computer network threat modelling. *Journal of Physics: Conference Series*, 2020, vol. 1488, no. 1, p. 012002.
10. Yousefmezhad N., Malhi A., and Främbling K. Security in product lifecycle of IoT devices: A survey. *Journal of Network and Computer Applications*, 2020, vol. 171, p. 102779.
11. GOST R 57193-2016. System lifecycle processes . Available at: <https://docs.cntd.ru/document/1200141163> (Accessed: November 10, 2022) (in Russ).
12. Chan C.-H. et al. Trending IC design directions in 2022. *Journal of Semiconductors*, 2022, vol. 43, no. 7. IOP Publishing, p. 071401.
13. El Jaouhari S. and Bouvet E. Secure firmware Over-The-Air updates for IoT: Survey, challenges, and discussions. *Internet of Things*, 2022, vol. 18. Elsevier BV, p. 100508.
14. Mathur S. and Arora A. Internet of Things (IoT) and PKI-Based Security Architecture. *Industrial Internet of Things and Cyber-Physical Systems*, 2020, IGI Global, pp. 25–46.
15. GOST R 56939-2016. Threats to information security in software development Available at: <https://docs.cntd.ru/document/12001355258> (Accessed: November 10, 2022) (in Russ).

Danila S. Belyakov

Postgraduate student, Department of Complex Information Security of Electronic Computer Systems (KIBEVS), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: bds2@csp.tusur.ru

Evgeny O. Kalinin

Postgraduate student, Department of KIBEVS TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: keo@csp.tusur.ru

Anton A. Konev

Candidate of Sciences in Engineering, Assistant Professor, Department of KIBEVS TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-3222-9956
Phone: +7 (382-2) 70-15-29
Email: kaa@fb.tusur.ru

Alexandr A. Shelupanov

Doctor of Science in Engineering, Professor, President TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-2393-6701
Phone: +7 (382-2) 90-71-55
Email: saa@tusur.ru

Artur A. Mitsel

Doctor of Science in Engineering, Professor Department of Automated Control Systems (ACS), TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-2624-4383
Phone: +7-923-430-52-90
Email: maa@asu.tusur.ru

УДК 004.056

Д.С. Милько, А.В. Данеев

Множество вариантов решений для задачи выбора мер защиты объектов критической информационной инфраструктуры

Для защиты значимых объектов критической информационной инфраструктуры (КИИ) необходимо разрабатывать системы защиты информации, которые включают организационные и технические меры. Сложность при разработке систем защиты информации представляет не только выбор мер защиты информации, который зависит от множества критериев, но и составление множества всех вариантов, подходящих для решения указанной задачи, если объект критической информационной инфраструктуры является государственной (муниципальной) информационной системой или информационной системой персональных данных. В настоящей работе проведен сравнительный анализ всех возможных организационных и технических мер защиты объектов информатизации для получения сводного множества вариантов мер защиты информации.

Ключевые слова: поддержка принятия решений, критическая информационная инфраструктура, меры защиты информации, информационные системы персональных данных, государственные информационные системы.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-82-90

Защита объектов критической информационной инфраструктуры (КИИ) является ключевой задачей, решение которой необходимо для достижения устойчивого функционирования Российской Федерации при проведении в отношении нее компьютерных атак. Необходимость проработки данного направления подтверждается значительным ростом заинтересованности вопросами обеспечения безопасности КИИ как со стороны исследователей [1, 2], так со стороны предприятий [3, 4] и государственных структур. Проблемы защищенности критической информационной инфраструктуры исследуются по всему миру, в частности в США [5, 6], Великобритании [7, 8].

В соответствии с законодательством РФ реализация мероприятий по защите КИИ начинается с установления требований к обеспечению безопасности на основании обследования и категорирования объектов КИИ на предприятиях (рис. 1). Далее на основании полученных результатов экспертным путем производится выбор конкретных мер защиты, необходимых и достаточных для защиты каждого объекта КИИ [9]. Выбранные меры защиты должны быть внедрены в виде системы защиты объекта КИИ, которая включает средства защиты информации (СЗИ). После внедрения и проведения соответствующих испытаний система защиты объекта КИИ принимается в постоянную эксплуатацию. В ходе эксплуатации указанная система защиты может быть модернизирована, а также по решению предприятия выведена из эксплуатации вместе с объектом КИИ.

На схеме, изображенной на рис. 1, наглядно продемонстрированы точки принятия решений о выборе мер защиты информации (ЗИ) в ходе жизненного цикла системы защиты информации для объекта КИИ.

Некорректно принятые решения по выбору мер ЗИ в каждой из указанных точек способны негативно повлиять на защищенность объектов КИИ. Таким образом, результаты выбора мер ЗИ непосредственно влияют на защищенность КИИ Российской

Федерации в целом и каждого из объектов КИИ в частности.

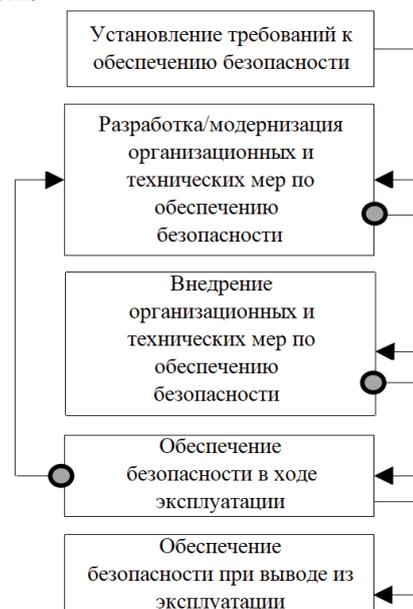


Рис. 1. Стадии (этапы) жизненного цикла системы защиты информации значимого объекта КИИ

В настоящий момент в соответствии с Доктриной информационной безопасности [10] состояние информационной безопасности России характеризуется недостаточным кадровым обеспечением. Проблема нехватки квалифицированных кадров в области информационной безопасности остается не решенной в течение длительного времени, что также подтверждается в научных работах А.В. Царегородцева, Е.П. Цацкиной (2019), В.Н. Азарова, Ю.И. Гудкова (2015), А.А. Малюка (2011) [11–13].

С учетом кадрового дефицита для решения сложной и ответственной задачи выбора мер ЗИ объекта КИИ зачастую невозможно принять оптимальное решение учитывая только субъективное мнение специалистов. По этой причине необходимо привлечение специальных информационно-аналитических

ческих технологий, опирающихся на математические методы [14].

С учетом указанной проблематики была поставлена задача разработки программного обеспечения (ПО), позволяющего автоматически поддерживать принятие решений по выбору мер защиты объектов КИИ. С технической точки зрения решение данной задачи сводится к выбору совокупности наилучших вариантов для достижения намеченной цели – выбора мер ЗИ.

Применение математических методов предполагает построение математической модели объекта анализа. Ситуация принятия решения в таком случае должна быть описана в формальном виде с указанием доступных вариантов действий и возможных последствий их реализации [14].

В рамках данной работы было проведено составление полного списка мер ЗИ, которые могут быть рассмотрены в качестве множества вариантов V (от нем. variant) решения поставленной задачи.

Указанное множество вариантов V должно соответствовать следующим критериям:

- не содержать дублирований;
- быть универсальным для всех объектов информатизации вне зависимости от их видов;
- подходить для объектов КИИ всех категорий значимости (в том числе не значимых).

Подход к составлению множества вариантов решений

Множество вариантов решений V в первом приближении должно включать меры по обеспечению безопасности объектов КИИ, перечисленные в приложении к требованиям [9]. Однако с практической точки зрения данный набор мер является только так называемым «базовым» набором мер.

По причине отсутствия отдельного методического документа с информацией о мерах защиты объектов КИИ на практике методом аналогии используется методический документ для государственных информационных систем [15].

В соответствии с определением термина «объект информатизации» из ГОСТ 51275–2006 [16] объекты КИИ относятся к объектам информатизации. Существующие виды объектов информатизации перечислены в нормативном документе [17]:

- государственные информационные системы (ГИС), в том числе региональные и муниципальные;
- информационные системы управления производством, используемые организациями оборонно-промышленного комплекса (ИС ОПК);
- помещения, предназначенные для ведения конфиденциальных переговоров (защищаемые помещения);
- значимые объекты КИИ;
- информационные системы персональных данных (ИСПДн);
- автоматизированные системы управления производственными и технологическими процессами на критически важных объектах, потенциально опасных объектах, объектах, представляющих по-

вышенную опасность для жизни и здоровья людей и для окружающей природной среды (АСУ КВО).

Защищаемые помещения могут быть исключены из рассмотрения, так как они не могут являться объектами КИИ в соответствии с нормативной базой [18]. Также в данной работе не будут рассмотрены меры защиты ИС ОПК, так как нормативные документы, касающиеся указанного вида объекта информатизации, являются документами ограниченного доступа.

С учетом того, что объекты КИИ относятся к объектам информатизации, выбор мер защиты для объектов КИИ должен состоять из 4 этапов (рис. 2):

- а) определение базового набора мер ЗИ для установленного уровня значимости объекта КИИ;
- б) адаптация базового набора мер ЗИ применительно к структурно-функциональным характеристикам объекта КИИ, информационным технологиям, особенностям функционирования объекта КИИ;
- в) уточнение адаптированного базового набора мер ЗИ с учетом не выбранных ранее мер ЗИ для блокирования (нейтрализации) всех угроз безопасности информации, включенных в модель угроз безопасности информации;
- г) дополнение уточненного адаптированного базового набора мер ЗИ мерами, обеспечивающими выполнение требований о ЗИ, установленными иными нормативными правовыми актами в области ЗИ (требования о ЗИ в ГИС, ИСПДн, АСУ КВО).

В соответствии с указанным порядком для значимого объекта КИИ необходимо реализовать дополненный уточненный адаптированный базовый набор мер ЗИ, а не только базовый набор мер, представленный в приложении к требованиям [9]. Следовательно, необходимо добавить меры ЗИ из других нормативных документов, которые не представлены в приложении к требованиям [9].

Для выполнения критерия универсальности для всех объектов информатизации множество вариантов решений V должно включать максимально возможное количество мер защиты, перечисленных в требованиях о ЗИ (для объектов КИИ, ГИС, ИСПДн, АСУ КВО) и иных нормативных правовых актах, распространяющих свое действие на объекты КИИ. Данный тезис может быть представлен на языке множеств путем объединения (1).

$$V = V_1 \cup V_2 \cup V_3, \quad (1)$$

где V_1 – подмножество вариантов решений, включающее базовый набор мер для объектов КИИ (приложение к требованиям [9]) и АСУ КВО (приложение № 2 к требованиям [19], совпадает с приложением к требованиям [9]); V_2 – подмножество вариантов решений, включающее базовый набор мер для ГИС (приложение № 2 к требованиям [20]); V_3 – подмножество вариантов решений, включающее базовый набор мер для ИСПДн (приложение к составу и содержанию мер [21]).

Документ [15] также содержит усиления для каждой из указанных мер, которые в некоторых условиях могут быть рассмотрены как дополнитель-

ное подмножество вариантов. Однако рассмотрение указанных усиления мер защиты в рамках поставленной задачи показало, что все они входят в состав мер, уже содержащихся в [20], хотя и более строго

описывают способы их реализации с учетом усиления. По этой причине усиления мер ЗИ из документа [15] были исключены из рассмотрения в данной работе.

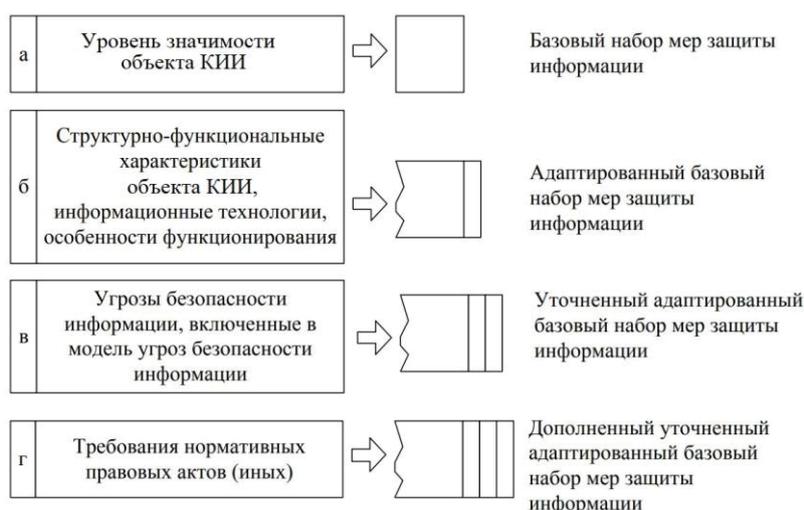


Рис. 2. Общий порядок действий при выборе мер защиты информации объекта КИИ для их реализации

Суть данной работы заключается в составлении подмножества всех возможных вариантов решений V . Элементы подмножеств вариантов решений V_1, V_2, V_3 во многом совпадают между собой. Однако часть элементов из разных подмножеств незначительно отличаются друг от друга в формулировках. По этой причине объединение подмножеств вариан-

тов решений V_1, V_2, V_3 может быть осуществлено только после их аналитического сравнения.

Результаты составления множества вариантов решений

Результаты аналитического сравнения подмножеств вариантов решений V_1, V_2, V_3 и полученный сводный перечень мер защиты объектов КИИ (множество V) представлены в таблице.

Результаты составления множества вариантов решений

№ п/п	Описание сущности меры ЗИ	Обозначение меры в нормативном документе ФСТЭК России, разработанном для защиты		
		КИИ (V_1)	ГИС (V_2)	ИСПДн (V_3)
I. Идентификация и аутентификация (ИАФ)				
1	2	3	4	5
1	Регламентация правил ИАФ путем составления соответствующего документа	ИАФ.0	–	–
2	Определение всех внутренних пользователей, их действий и подтверждение их подлинности	ИАФ.1	ИАФ.1	ИАФ.1
3	Определение и подтверждение подлинности всех технических средств (ТС)	ИАФ.2	ИАФ.2	ИАФ.2
4	Контроль и актуализация идентификаторов	ИАФ.3	ИАФ.3	ИАФ.3
5	Контроль средств подтверждения подлинности пользователей	ИАФ.4	ИАФ.4	ИАФ.4
6	Определение всех внешних пользователей, их действий и подтверждение их подлинности	ИАФ.5	ИАФ.6	ИАФ.6
7	Обоюдное подтверждение подлинности	ИАФ.6	–	–
8	ЗИ при подтверждении подлинности с использованием каналов связи	ИАФ.7	–	–
9	Визуальное скрывание пароля при его вводе	–	ИАФ.5	ИАФ.5
10	Определение и подтверждение подлинности всех объектов доступа	–	ИАФ.7	–
II. Управление доступом (УПД)				
11	Регламентация правил УПД путем составления соответствующего документа	УПД.0	–	–
12	Контроль и актуализация всех учетных записей	УПД.1	УПД.1	УПД.1
13	Настройка прав для всех учетных записей в соответствии с матрицей доступа	УПД.2	УПД.2	УПД.2
14	Блокирование несанкционированной загрузки сторонней операционной системы (ОС)	УПД.3	УПД.17	УПД.17
15	Выделение учетных записей для администрирования	УПД.4	УПД.4	УПД.4
16	Настройка учетных записей для администрирования	УПД.5	УПД.5	УПД.5
17	Блокирование учетной записи при многократном вводе неверного пароля	УПД.6	УПД.6	УПД.6
18	Информирование пользователя о соблюдении мер ЗИ при каждом входе в рабочую сессию	УПД.7	УПД.7	УПД.7
19	Информирование пользователя о его предыдущей рабочей сессии	УПД.8	УПД.8	УПД.8
20	Ограничение для пользователя количества одновременных рабочих сессий	УПД.9	УПД.9	УПД.9

Продолжение таблицы

1	2	3	4	5
21	Возможность блокирования рабочей сессии по решению пользователя (или по таймеру в случае его отсутствия на рабочем месте)	УПД.10	УПД.10	УПД.10
22	Настройка прав для всех учетных записей, которые могут выполняться до процедуры ИАФ	УПД.11	УПД.11	УПД.11
23	Контроль определяющих признаков объектов доступа в соответствии с матрицей доступа	УПД.12	УПД.12	УПД.12
24	Использование VPN для удаленной работы	УПД.13	УПД.13	УПД.13
25	Контроль и ограничение действий пользователей, подключаемых из сторонних систем	УПД.14	УПД.16	УПД.16
26	Ограничение использования беспроводных ТС	–	УПД.14	УПД.14
27	Ограничение использования мобильных ТС	–	УПД.15	УПД.15
III. Ограничение программной среды (ОПС)				
28	Регламентация правил ОПС путем составления соответствующего документа	ОПС.0	–	–
29	Контроль и ограничение действий компонентов ПО	ОПС.1	ОПС.1	ОПС.1
30	Контроль и ограничение установки ПО	ОПС.2	ОПС.2	ОПС.2
31	Контроль и ограничение действий с временными файлами	ОПС.3	ОПС.4	ОПС.4
IV. Защита машинных носителей информации (ЗНИ)				
32	Регламентация правил ЗНИ путем составления соответствующего документа	ЗНИ.0	–	–
33	Регистрация и учет всех накопителей информации	ЗНИ.1	ЗНИ.1	ЗНИ.1
34	Контроль и ограничение доступа к накопителям информации	ЗНИ.2	ЗНИ.2	ЗНИ.2
35	Контроль и ограничение выноса накопителей информации за границу контролируемой зоны (КЗ)	ЗНИ.3	ЗНИ.3	ЗНИ.3
36	Исключение возможности несанкционированного доступа к информации на накопителях, в том числе в случае их выноса за границу КЗ	ЗНИ.4	ЗНИ.4	ЗНИ.4
37	Контроль и ограничение интерфейсов подключения накопителей информации	ЗНИ.5	ЗНИ.5	ЗНИ.5
38	Контроль и ограничение обмена информацией с накопителями	ЗНИ.6	ЗНИ.6	ЗНИ.6
39	Контроль подключения накопителей информации	ЗНИ.7	ЗНИ.7	ЗНИ.7
40	Обеспечение возможности затирания информации на накопителях в случае необходимости	ЗНИ.8	ЗНИ.8	ЗНИ.8
V. Аудит безопасности (АУД) / Регистрация событий безопасности (РСБ) / Контроль (анализ) защищенности информации (АНЗ)				
41	Регламентация правил АУД, РСБ и АНЗ путем составления соответствующего документа	АУД.0	РСБ.1, РСБ.2	РСБ.1, РСБ.2
42	Регистрация и учет состава ТС, ПО и СЗИ	АУД.1	АНЗ.4	АНЗ.4
43	Периодический анализ и нейтрализация возможности эксплуатации уязвимостей	АУД.2	АНЗ.1	АНЗ.1
44	Обеспечение надежности информации о времени и дате	АУД.3	РСБ.6	РСБ.6
45	Автоматическое ведение журналов безопасности	АУД.4	РСБ.3	РСБ.3
46	Контроль и анализ всех сетевых пакетов	АУД.5	–	–
47	Защита журналов безопасности	АУД.6	РСБ.7	РСБ.7
48	Периодический просмотр журналов безопасности и при необходимости принятие мер	АУД.7	РСБ.5	РСБ.5
49	Реагирование на ошибки ведения журналов безопасности	АУД.8	РСБ.4	РСБ.4
50	Регистрация в журналах безопасности действий всех пользователей	АУД.9	РСБ.8	–
51	Периодическая самопроверка	АУД.10	–	–
52	Периодическая проверка с привлечением независимых экспертов	АУД.11	–	–
53	Периодическая проверка корректности настроек ПО	–	АНЗ.3	АНЗ.3
54	Периодическая проверка корректности реализации мер ИАФ и УПД	–	АНЗ.5	АНЗ.5
VI. Антивирусная защита (АВЗ)				
55	Регламентация правил АВЗ путем составления соответствующего документа	АВЗ.0	–	–
56	Внедрение средств антивирусной защиты (САВЗ)	АВЗ.1	АВЗ.1	АВЗ.1
57	Применение специализированных САВЗ для отдельных служб (e-mail, web и т.п.)	АВЗ.2	–	–
58	Применение специализированных САВЗ для проверки отдельных типов файлов (запакованные файлы, файлы запуска ПО и файлы, защищенные криптографическими алгоритмами)	АВЗ.3	–	–
59	Обновление вирусных баз САВЗ	АВЗ.4	АВЗ.2	АВЗ.2
60	Применение САВЗ разных разработчиков	АВЗ.5	–	–
VII. Предотвращение вторжений (компьютерных атак) (СОВ)				
61	Регламентация правил СОВ путем составления соответствующего документа	СОВ.0	–	–
62	Внедрение СОВ	СОВ.1	СОВ.1	СОВ.1
63	Обновление баз правил СОВ	СОВ.2	СОВ.2	СОВ.2
VIII. Обеспечение целостности (ОЦЛ)				
64	Регламентация правил ОЦЛ путем составления соответствующего документа	ОЦЛ.0	–	–
65	Периодическая проверка целостности ПО	ОЦЛ.1	ОЦЛ.1	ОЦЛ.1
66	Периодическая проверка целостности защищаемых данных	ОЦЛ.2	ОЦЛ.2	ОЦЛ.2
67	Контроль и ограничение действий пользователей при вводе информации	ОЦЛ.3	ОЦЛ.6	ОЦЛ.6
68	Контроль и ограничение информации, которая может быть введена пользователем	ОЦЛ.4	ОЦЛ.7	ОЦЛ.7
69	Применение принципа «foolproof» при вводе информации	ОЦЛ.5	ОЦЛ.8	ОЦЛ.8
70	Исключение возможности привязки информации к физическому лицу	ОЦЛ.6	–	–
71	Ограничение вывода защищаемых данных во внешние системы	–	ОЦЛ.5	ОЦЛ.5

Продолжение таблицы

1	2	3	4	5
IX. Обеспечение доступности (ОДТ) / Обеспечение целостности (ОЦЛ)				
72	Регламентация правил ОДТ и ОЦЛ путем составления соответствующего документа	ОДТ.0	–	–
73	Дублирование ТС с целью работоспособности в случае отказа отдельных компонентов	ОДТ.1	ОДТ.1	ОДТ.1
74	Дублирование средств обеспечения	ОДТ.2	ОДТ.2	ОДТ.2
75	Реагирование на отказы отдельных компонентов	ОДТ.3	ОДТ.3	ОДТ.3
76	Дублирование информации на резервных накопителях	ОДТ.4	ОДТ.4	ОДТ.4
77	Восстановление информации с резервных накопителей в аварийной ситуации	ОДТ.5	ОДТ.5	ОДТ.5
78	Восстановление ПО с резервных накопителей в аварийной ситуации	ОДТ.6	ОЦЛ.3	ОЦЛ.3
79	Создание кластеров ТС и ПО с целью работоспособности в случае отказа отдельных компонентов	ОДТ.7	ОДТ.6	–
80	Периодическая проверка качества предоставления услуг сторонней информационной инфраструктуры	ОДТ.8	ОДТ.7	–
X. Защита среды виртуализации (ЗСВ)				
81	Регламентация правил ЗСВ путем составления соответствующего документа	–	–	–
82	Реализация ИАФ в виртуальной инфраструктуре (ВИ)	–	ЗСВ.1	ЗСВ.1
83	Контроль и ограничение доступа в ВИ в соответствии с матрицей доступа	–	ЗСВ.2	ЗСВ.2
84	Автоматическое ведение журналов безопасности ВИ	–	ЗСВ.3	ЗСВ.3
85	Контроль и ограничение информационных потоков ВИ	–	ЗСВ.4	ЗСВ.4
86	Блокирование несанкционированной загрузки ВИ	–	ЗСВ.5	ЗСВ.5
87	Контроль и ограничение действий с виртуальными машинами и защищаемой информацией	ЗИС.39	ЗСВ.6	ЗСВ.6
88	Периодическая проверка целостности ВИ и настроек ВИ	–	ЗСВ.7	ЗСВ.7
89	Дублирование частей ВИ с целью работоспособности в случае отказа отдельных компонентов	ДНС.4	ЗСВ.8	ЗСВ.8
90	Внедрение и контроль САВЗ в ВИ	–	ЗСВ.9	ЗСВ.9
91	Дробление ВИ в соответствии с матрицей доступа	–	ЗСВ.10	ЗСВ.10
XI. Защита технических средств и систем (ЗТС)				
92	Регламентация правил ЗТС путем составления соответствующего документа	ЗТС.0	–	–
93	Защита от перехвата информативных сигналов по техническим каналам утечки информации	ЗТС.1	ЗТС.1	ЗТС.1
94	Определение КЗ	ЗТС.2	ЗТС.2	ЗТС.2
95	Ограничение доступа в КЗ	ЗТС.3	ЗТС.3	ЗТС.3
96	Ограничение несанкционированного просмотра данных с мониторов, индикаторов и т.п.	ЗТС.4	ЗТС.4	ЗТС.4
97	Блокирование техногенных угроз (неблагоприятных погодных условий, сбоев систем водоснабжения, водоотведения, охлаждения, электропитания и т.п.)	ЗТС.5	ЗТС.5	ЗТС.5
98	Обозначение ТС метками в соответствии с уровнями защищенности данных, подлежащих обработке	ЗТС.6	–	–
XII. Защита информационной (автоматизированной) системы и ее компонентов (ЗИС) / Обеспечение целостности (ОЦЛ) / Управление доступом (УПД)				
99	Регламентация правил ЗИС, ОЦЛ и УПД путем составления соответствующего документа	ЗИС.0	–	–
100	Определение пользователей, администраторов и их полномочий	ЗИС.1	ЗИС.1	ЗИС.1
101	Определение и защита границ при обмене информацией со сторонними системами	ЗИС.2	ЗИС.23	–
102	Реализация многоуровневой защиты	ЗИС.3	–	–
103	Дробление на сегменты и обеспечение безопасности каждого из сегментов	ЗИС.4	ЗИС.17	ЗИС.17
104	Определение всех частей, в которых могут не применяться СЗИ	ЗИС.5	–	–
105	Контроль и ограничение информационных потоков	ЗИС.6	УПД.3	УПД.3
106	Выделение изолированной части инфраструктуры («песочницы») для безопасного тестирования ПО	ЗИС.7	–	–
107	Обфускация применяемых информационных технологий	ЗИС.8	ЗИС.28	–
108	Применение ОС и ПО разных разработчиков	ЗИС.9	ЗИС.25	–
109	Применение ПО, способного работать в ОС разных типов	ЗИС.10	ЗИС.26	–
110	Приоритезация процессов	ЗИС.11	ЗИС.2	ЗИС.2
111	Выделение изолированной части памяти для работы ПО	ЗИС.12	ЗИС.19	ЗИС.19
112	Обеспечение неизменности резервных копий, файлов конфигураций и прочих файлов, которые не должны быть изменены в процессе эксплуатации	ЗИС.13	ЗИС.15	ЗИС.15
113	Применение для работы с ПО накопителей информации, предназначенных только для чтения	ЗИС.14	ЗИС.18	ЗИС.18
114	Ограничение количества узлов, имеющих возможность обмена e-mail со сторонними системами	ЗИС.15	–	–
115	Блокирование массовых рассылок	ЗИС.16	ОЦЛ.4	ОЦЛ.4
116	Предотвращение утечек защищаемых данных	ЗИС.17	–	–
117	Контроль и ограничение доступа к некоторым web-ресурсам	ЗИС.18	–	–
118	Шифрование данных при отправке по общедоступным каналам связи	ЗИС.19	ЗИС.3	ЗИС.3
119	Защита канала связи администратора с СЗИ и пользователя с СЗИ	ЗИС.20	ЗИС.4	ЗИС.4
120	Предотвращение несанкционированного удаленного включения периферийного оборудования (аудио, видео и т.п.) без ведома пользователя	ЗИС.21	ЗИС.5	ЗИС.5

Продолжение таблицы

1	2	3	4	5
121	Синхронизация определяющих признаков объектов доступа при взаимодействии со сторонними системами	ЗИС.22	ЗИС.6	ЗИС.6
122	Контроль и ограничение применения мобильного кода	ЗИС.23	ЗИС.7	ЗИС.7
123	Контроль и ограничение передачи аудиоинформации (в т.ч. и речевой)	ЗИС.24	ЗИС.8	ЗИС.8
124	Контроль и ограничение передачи видеоинформации	ЗИС.25	ЗИС.9	ЗИС.9
125	Контроль правильности сопоставления сетевых (IP) адресов и сетевых имен (DNS)	ЗИС.26	ЗИС.10	ЗИС.10
126	Контроль неизменности сетевых соединений	ЗИС.27	ЗИС.11	ЗИС.11
127	Обеспечение неотвратимости факта отправки данных	ЗИС.28	ЗИС.12	ЗИС.12
128	Обеспечение неотвратимости факта принятия данных	ЗИС.29	ЗИС.13	ЗИС.13
129	Применение технологии «тонкий клиент»	ЗИС.30	ЗИС.14	ЗИС.14
130	Исключение пересылки данных методами, не предназначенными для этого	ЗИС.31	ЗИС.16	ЗИС.16
131	Обеспечение безопасности для беспроводных способов связи	ЗИС.32	ЗИС.20	ЗИС.20
132	Предотвращение возможности несанкционированного доступа пользователя к данным предыдущих пользователей	ЗИС.33	ЗИС.21	–
133	Предотвращение отказов в обслуживании (DoS, DDoS)	ЗИС.34	ЗИС.22	–
134	Прерывание сетевых соединений по таймеру бездействия	ЗИС.35	ЗИС.24	–
135	Использование ресурсов-приманок («honeypot») для выявления злоумышленника	ЗИС.36	ЗИС.27	–
136	Создание более защищенной конфигурации на случай возникновения нештатных ситуаций	ЗИС.37	ЗИС.29	–
137	Обеспечение безопасности мобильных ТС	ЗИС.38	ЗИС.30	–
XIII. Реагирование на компьютерные инциденты (ИИЦ)				
138	Регламентация правил ИИЦ путем составления соответствующего документа	ИИЦ.0	–	–
139	Выявление событий безопасности и инцидентов безопасности	ИИЦ.1	–	ИИЦ.2
140	Доведение информации о событиях безопасности и инцидентах безопасности до ответственных лиц	ИИЦ.2	–	ИИЦ.3
141	Анализ событий безопасности и инцидентов безопасности	ИИЦ.3	–	ИИЦ.4
142	Устранение или минимизация последствий инцидентов	ИИЦ.4	–	ИИЦ.5
143	Реализация мероприятий по недопущению повторения инцидентов	ИИЦ.5	–	ИИЦ.6
144	Регистрация и защита данных о произошедших инцидентах	ИИЦ.6	–	–
145	Назначение ответственных лиц за ИИЦ	–	–	ИИЦ.1
XIV. Управление конфигурацией (УКФ) / Ограничение программной среды (ОПС)				
146	Регламентация правил УКФ и ОПС путем составления соответствующего документа	УКФ.0	–	–
147	Определение объектов, связанных с конфигурацией	УКФ.1	–	–
148	Контроль изменений в конфигурации	УКФ.2	–	УКФ.2
149	Ограничение и контроль ПО, которое может быть установлено	УКФ.3	ОПС.3	ОПС.3
150	Автоматическое ведение журналов изменений	УКФ.4	–	–
151	Назначение ответственных лиц за УКФ	–	–	УКФ.1
152	Прогнозирование последствий изменений в конфигурации, а также согласование изменений с ответственным лицом	–	–	УКФ.3
153	Внесение информации об изменениях в документацию	–	–	УКФ.4
XV. Управление обновлениями ПО (ОПО) / Контроль (анализ) защищенности информации (АНЗ)				
154	Регламентация правил ОПО и АНЗ путем составления соответствующего документа	ОПО.0	–	–
155	Загрузка новой версии ПО от доверенного информационного ресурса	ОПО.1	–	–
156	Сверка даты выпуска, размера и контрольных сумм новой версии ПО	ОПО.2	–	–
157	Тестирование новой версии ПО	ОПО.3	–	–
158	Контроль установки новой версии ПО	ОПО.4	АНЗ.2	АНЗ.2
XVI. Планирование мероприятий по обеспечению безопасности (ПЛН)				
159	Регламентация правил ПЛН путем составления соответствующего документа	ПЛН.0	–	–
160	Ведение планов мероприятий, касающихся информационной безопасности	ПЛН.1	–	–
161	Контроль соблюдения планов мероприятий, касающихся информационной безопасности	ПЛН.2	–	–
XVII. Обеспечение действий в нештатных ситуациях (ДНС)				
162	Регламентация правил ДНС путем составления соответствующего документа	ДНС.0	–	–
163	Создание плана ДНС	ДНС.1	–	–
164	Обучение работников и отработка ДНС	ДНС.2	–	–
165	Дублирование мест размещения в случае возникновения нештатных ситуаций	ДНС.3	–	–
166	Реализация возможности восстановления в случае возникновения нештатных ситуаций	ДНС.5	–	–
167	Реализация мероприятий по недопущению повторения нештатных ситуаций	ДНС.6	–	–
XVIII. Информирование и обучение персонала (ИПО)				
168	Регламентация правил ИПО путем составления соответствующего документа	ИПО.0	–	–
169	ИПО об актуальных угрозах и способах противодействия им	ИПО.1	–	–
170	ИПО правилам безопасной эксплуатации	ИПО.2	–	–
171	Организация практических занятий ИПО по правилам безопасной эксплуатации	ИПО.3	–	–
172	Проверка уровня знаний работников об актуальных угрозах и о правилах безопасной эксплуатации	ИПО.4	–	–

Выводы по результатам сравнительного анализа

Подмножество вариантов V_1 включает в свой состав наибольшее количество мер ЗИ. В первую очередь это меры, касающиеся разработки политик информационной безопасности (меры подмножества V_1 с обозначениями ИАФ.0, УПД.0, ОПС.0, ЗНИ.0, АУД.0, АВЗ.0, СОВ.0, ОЦЛ.0, ОДТ.0, ЗТС.0, ЗИС.0, ИНЦ.0, УКФ.0, ОПО.0, ПЛН.0, ДНС.0, ИПО.0). По причине отсутствия мер ЗСВ в подмножестве V_1 мера ЗСВ.0 была также добавлена в сводный перечень, так как процедура защиты ЗСВ также должна быть регламентирована.

Кроме этого, подмножество вариантов V_1 в отличие от подмножеств V_2 и V_3 содержит уникальные меры ЗИ:

- аудит безопасности (меры подмножества V_1 с обозначениями АУД.1, АУД.5, АУД.10, АУД.11);
- антивирусная защита (меры подмножества V_1 с обозначениями АВЗ.2, АВЗ.3, АВЗ.5);
- обеспечение целостности (мера подмножества V_1 с обозначением ОЦЛ.6);
- обеспечение доступности (мера подмножества V_1 с обозначением ОДТ.6);
- защита ТС и систем (мера подмножества V_1 с обозначением ЗТС.6);
- защита информационной (автоматизированной) системы и ее компонентов (меры подмножества V_1 с обозначениями ЗИС.3, ЗИС.5, ЗИС.7, ЗИС.14, ЗИС.15, ЗИС.17, ЗИС.18, ЗИС.39);
- управление конфигурацией (меры подмножества V_1 с обозначениями УКФ.1, УКФ.4);
- управление обновлениями ПО (меры подмножества V_1 с обозначениями ОПО.1, ..., ОПО.4);
- планирование мероприятий по обеспечению безопасности (меры подмножества V_1 с обозначениями ПЛН.1, ПЛН.2);
- обеспечение действий в нештатных ситуациях (меры подмножества V_1 с обозначениями ДНС.1, ..., ДНС.6);

– информирование и обучение персонала (меры подмножества V_1 с обозначениями ИПО.1, ..., ИПО.4).

С другой стороны, подмножество V_1 не включает в себя меры по ЗИ из подмножества V_2 :

- идентификация и аутентификация (меры подмножества V_2 с обозначениями ИАФ.5, ИАФ.7);
- управление доступом (меры подмножества V_2 с обозначениями УПД.14, УПД.15);
- контроль (анализ) защищенности информации (меры подмножества V_2 с обозначениями АНЗ.2, ..., АНЗ.5);
- обеспечение целостности (мера подмножества V_2 с обозначением ОЦЛ.5);
- защита среды виртуализации (меры подмножества V_2 с обозначениями ЗСВ.1, ..., ЗСВ.10);
- защита информационной (автоматизированной) системы и ее компонентов (мера подмножества V_2 с обозначением ЗИС.18).

В дополнение к указанным выше мерам подмножество V_3 включает следующие уникальные меры ЗИ:

- реагирование на компьютерные инциденты (мера подмножества V_3 с обозначением ИНЦ.1);
- управление конфигурацией (меры подмножества V_3 с обозначениями УКФ.1, УКФ.3, УКФ.4).

По результатам сравнительного анализа также стоит обратить внимание на то, что несколько мер ЗИ из подмножества V_1 совпадают с мерами из подмножеств V_2 и V_3 , находясь при этом в различных группах мер. Так, например, мера АУД.3 из подмножества V_1 соответствует мере РСБ.6 подмножеств V_2 и V_3 (п. 44, таблица). Аналогичным образом мера ЗИС.16 из подмножества V_1 соответствует мере ОЦЛ.4 подмножеств V_2 и V_3 (п. 112, таблица).

Заключение

Разработан полный сводный перечень вариантов мер ЗИ. Данный перечень не содержит дублированных, является универсальным и может применяться как для объектов КИИ (значимых и не значимых), так и для ГИС, ИСПДн, АСУ КВО всех классов и уровней защищенности.

Сравнительный анализ показал, что различные перечни мер ЗИ являются однородными, но имеют различия. Перечень мер защиты объектов КИИ является самым объемным и аналогичен перечню мер защиты АСУ КВО. Перечни мер защиты ГИС и ИСПДн во многом идентичны друг другу и имеют ряд уникальных мер ЗИ, не встречающихся в перечне мер защиты объектов КИИ.

Также в результате анализа были максимально раскрыты названия всех мер ЗИ, которые встречаются в различных перечнях мер. Это позволяет однозначно трактовать каждую из мер ЗИ, встречающихся в различных источниках.

Результаты анализа использованы для разработки ПО поддержки принятия решений при выборе мер защиты объектов КИИ в качестве множества из 172 вариантов решения поставленной задачи $V = \{v^1, v^2, \dots, v^{172}\}$.

Полученные результаты могут применяться исследователями защищенности объектов КИИ, предприятиями при разработке, внедрении и модернизации мер защиты объектов КИИ, а также регуляторами в сфере ЗИ в рамках контроля защищенности объектов КИИ.

За помощь в проведении сравнительного анализа выражается благодарность Репину Дмитрию Андреевичу, студенту группы 729-1 направления подготовки «Информационная безопасность автоматизированных систем» ТУСУРа.

Литература

1. Гаськова Д.А. Технология анализа киберугроз и оценка рисков нарушения кибербезопасности критической инфраструктуры / Д.А. Гаськова, А.Г. Массель // Вопросы кибербезопасности. – 2019. – № 2 (30). – С. 42–48.
2. Голдобина А.С. Построение адаптивной трехуровневой модели процессов управления системой защиты информации объектов критической информационной инфраструктуры / А.С. Голдобина, Ю.А. Исаева, В.В. Селифанов, А.М. Климова, П.С. Зенкин // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4. – С. 51–58.

3. Нормативные документы в области ГосСОПКА и безопасности КИИ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/knowledge-base/terminology-gossopka-kii-full-version/>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
4. Защита критической информационной инфраструктуры (конспект лекции) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.securityvision.ru/blog/zashchita-kriticheskoy-informatsionnoy-infrastruktury-konspekt-lektsii/>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
5. Katzan H. Contemporary issues in cybersecurity // Journal of Cybersecurity Research (JCR). – 2016. – Vol. 1, No. 1. – PP. 1–6. DOI: 10.19030/jcr.v1i1.9745.
6. Dadashzadeh M. Choosing IT platforms in the Age of Stuxnet // Journal of Cybersecurity Research (JCR). – 2017. – Vol. 2, no. 1. – PP. 17–26. DOI: 10.19030/jcr.v2i1.10076.
7. Securing industrial control system environments: The missing piece / U.D. Ani, N. Daniel, F. Oladipo, S.E. Adewumi // Journal of Cyber Security Technology. – 2018. – Vol. 2, No. 3-4. – P. 131–163. DOI: 10.1080/23742917.2018.1554985.
8. Ani U.P.D. Review of cybersecurity issues in industrial critical infrastructure: Manufacturing in perspective / U.P.D. Ani, H. He, A. Tiwari // Journal of Cyber Security Technology. – 2017. – Vol. 1, No. 1. – PP. 32–74. DOI: 10.1080/23742917.2016.1252211.
9. Приказ ФСТЭК России от 25 декабря 2017 г. N 239 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/1592-prikaz-fstek-rossii-ot-25-dekabrya-2017-g-n-239>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
10. Доктрина информационной безопасности Российской Федерации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001201612060002>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
11. Царегородцев А.В. Влияние информационного общества на подготовку обучающихся в сфере информационной безопасности / А.В. Царегородцев, Е.П. Цацкина // Вестник Моск. гос. лингвистич. ун-та. Образование и педагогич. науки. – 2019. – № 4 (833). – С. 191–199.
12. Азаров В.Н. Некоторые проблемы инженерной подготовки в области информационных технологий и пути их решения / В.Н. Азаров, Ю.И. Гудков // Вестник ИрГТУ (Иркутск). – 2015. – № 3 (98). – С. 233–237.
13. Малюк А.А. Кадровое обеспечение информационной безопасности // Государственная служба (Москва). – 2011. – № 5. – С. 75–79.
14. Подиновский В.В. Идеи и методы теории важности критериев в многокритериальных задачах принятия решений. – М.: Наука, 2019. – 103 с.
15. Методический документ Меры защиты информации в государственных информационных системах Утвержден ФСТЭК России 11 февраля 2014 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fstec.ru/tekhnicheskaya-zashchita-informatsii/dokumenty/114-spetsialnye-normativnye-dokumenty/805-metodicheskij-dokument>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
16. ГОСТ Р 51275–2006. Защита информации Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.altell.ru/legislation/standards/51275-2006.pdf>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
17. Приказ ФСТЭК России от 29 апреля 2021 г. N 77 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/2270-prikaz-fstek-rossii-ot-29-aprelya-2021-g-n-77>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
18. Федеральный закон от 26.07.2017 № 187-ФЗ. О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001201707260023>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
19. Приказ ФСТЭК России от 14 марта 2014 г. № 31 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/868-prikaz-fstek-rossii-ot-14-marta-2014-g-n-31>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
20. Приказ ФСТЭК России от 11 февраля 2013 г. N 17 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/702-prikaz-fstek-rossii-ot-11-fevralya-2013-g-n-17>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).
21. Приказ ФСТЭК России от 18 февраля 2013 г. N 21 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/691-prikaz-fstek-rossii-ot-18-fevralya-2013-g-n-21>, свободный (дата обращения: 04.12.2022).

Милько Дмитрий Сергеевич

Аспирант каф. информационных систем и защиты информации (ИСиЗИ) Иркутского государственного ун-та путей сообщения (ИрГУПС)
Чернышевского ул., 15, г. Иркутск, Россия, 664074
Тел.: +7 (395-2) 638-359
ORCID: 0000-0002-6259-6749
Эл. почта: dmitry.s.milko@gmail.com

Данеев Алексей Васильевич

Д-р техн. наук, проф. каф. ИСиЗИ ИрГУПС
Чернышевского ул., 15, г. Иркутск, Россия, 664074
ORCID: 0000-0003-4288-824X
Тел.: +7 (395-2) 63-83-59
Эл. почта: daneev@mail.ru

Milko D.S., Daneev A.V.

Multiple of solutions for the choosing measures task to cybersecurity of critical infrastructure

Cybersecurity of critical information infrastructure is achieved by developing an information security system. It includes organizational and technical measures. The complexity in its development is not only the choice of information security measures (it depends on many criteria), but also the compilation of a set of all options suitable for solving this problem, especially if the object of critical information infrastructure is a state (municipal) information system or a personal data information system. In this paper, a comparative analysis of all possible protection measures is carried out to obtain a consolidated set of options.

Keywords: decision support, critical infrastructure, information security measures, personal data information systems, government information systems.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-82-90

References

1. Gaskova D.A., Massel A.G. [The technology of cyber threat analysis and risk assessment of cybersecurity violation of critical infrastructure] *Cybersecurity Issues*, 2019, no. 2(30), pp. 42–48 (in Russ.).

2. Goldobina A.S., Isaeva Yu.A., Selifanov V.V., Klimova A.M., Zenkin P.S. [Building an adaptive three-tier model of management processes for the information security system of critical information infrastructure objects] *Proceedings of TUSUR University*, 2018. Vol. 21, no. 4, pp. 51–58 (in Russ.).
3. [Regulatory documents in the field of public procurement and critical infrastructure security] (In Russ.). Available at: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/knowledge-base/terminology-gossopka-kii-full-version/>, free (Accessed: December 4, 2022).
4. [Protection of critical information infrastructure (lecture summary)]. Available at: <https://www.securityvision.ru/blog/zashchita-kriticheskoy-informatsionnoy-infrastruktury-konspekt-lektsii/>, free (Accessed: December 4, 2022) (in Russ.).
5. Katzan H. Contemporary issues in cybersecurity. *Journal of Cybersecurity Research (JCR)*, 2016. Vol. 1, no. 1, pp. 1–6. DOI: 10.19030/jcr.v1i1.9745.
6. Dadashzadeh M. Choosing IT platforms in the Age of Stuxnet. *Journal of Cybersecurity Research (JCR)*, 2017, vol. 2, no. 1, pp. 17–26. DOI 10.19030/jcr.v2i1.10076.
7. Ani U.D., Daniel N., Oladipo F., Adewumi S.E. Securing industrial control system environments: The missing piece. *Journal of Cyber Security Technology*, 2018. vol. 2, no. 3–4, pp. 131–163. DOI: 10.1080/23742917.2018.1554985.
8. Ani U.P.D., He H., Tiwari A. Review of cybersecurity issues in industrial critical infrastructure: Manufacturing in perspective. *Journal of Cyber Security Technology*, 2017, vol. 1, no. 1, pp. 32–74. DOI: 10.1080/23742917.2016.1252211.
9. Order of the FSTEC of Russia dated December 25, 2017, no. 239. Available at: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/1592-prikaz-fstek-rossii-ot-25-dekabrya-2017-g-n-239>, free (Accessed: December 4, 2022).
10. Information Security Doctrine of the Russian Federation Available at: <http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001201612060002>, free (Accessed: December 4, 2022).
11. Tsaregorodcev A.V., Tsatskina E.P. [The impact of the information society on the training of information security students]. *Bulletin of the Moscow State Linguistic University. Education and Pedagogical Sciences*, 2019, no. 4 (833), pp. 191–199 (in Russ.).
12. Azarov A.N., Gudkov Yu.I. [Some problems of engineering training in the field of information technology and ways to solve them]. *Bulletin of ISTU (Irkutsk)*, 2015, no. 3 (98), pp. 233–237 (in Russ.).
13. Malyuk A.A. [Information security staffing]. *Public Service (Moscow)*, 2011, no. 5, pp. 75–79 (in Russ.).
14. Podinovskiy V.V. [Ideas and methods of the theory of the importance of criteria in multi-criteria decision-making tasks]. Moscow, Science, 2019. 103 p. (in Russ.).
15. Methodical document Information security measures in State information systems Approved by the FSTEC of Russia on February 11, 2014. Available at: <https://fstec.ru/tekh-nicheskaya-zashchita-informatsii/dokumenty/114-spetsialnye-normativnye-dokumenty/805-metodicheskij-dokument>, free (Accessed: December 4, 2022). (in Russ.).
16. [GOST R 51275-2006. Information security. The object of informatization. Factors affecting information. General terms]. Available at: <https://www.altell.ru/legislation/standards/51275-2006.pdf>, free (Accessed: December 4, 2022) (in Russ.).
17. Order of the FSTEC of Russia dated April 29, 2021 No. 77. Available at: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/2270-prikaz-fstek-rossii-ot-29-aprelya-2021-g-n-77>, free (Accessed: December 4, 2022).
18. Federal Law of 26.07.2017 No. 187. Available at: <http://publication.pravo.gov.ru/Document/View/0001201707260023>, free (Accessed: December 4, 2022) (in Russ.).
19. Order of the FSTEC of Russia dated March 14, 2014 No. 31. Available at: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/868-prikaz-fstek-rossii-ot-14-marta-2014-g-n-31>, free (Accessed: December 4, 2022).
20. Order of the FSTEC of Russia dated February 11, 2013 No. 17. Available at: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/702-prikaz-fstek-rossii-ot-11-fevralya-2013-g-n-17>, free (Accessed: December 4, 2022).
21. Order of the FSTEC of Russia dated February 18, 2013 No. 21. Available at: <https://fstec.ru/normotvorcheskaya/akty/53-prikazy/691-prikaz-fstek-rossii-ot-18-fevralya-2013-g-n-21>, free (Accessed: December 4, 2022).

Dmitry S. Milko

Graduate student, Department of Information Systems and Information Security, Irkutsk State Transport University
15, Chernyshevsky st., Irkutsk, Russia, 664074
ORCID: 0000-0002-6259-6749
Phone: +7 (395-2) 63-83-59
Email: dmitry.s.milko@gmail.com

Alexey V. Daneev

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Information Systems and Information Security,
Irkutsk State Transport University
15, Chernyshevsky st., Irkutsk, Russia, 664074
ORCID: 0000-0003-4288-824X
Phone: +7 (395-2) 63-83-59
Email: daneev@mail.ru

УДК 621.382.33–027.45

В.О. Казючиц, С.М. Боровиков, М.П. Батура, Е.Н. Шнейдеров

Прогнозирование класса надёжности изделий электронной техники методом преобразования информативных параметров в дискретный код

Предлагается модификация метода индивидуального прогнозирования класса надёжности изделий электронной техники для заданной наработки (K_1 – класс работоспособных, K_2 – класс неработоспособных экземпляров) на основе контроля информативных параметров изделий. Особенность модификации состоит в преобразовании информативных параметров в троичный код. Это позволяет получить модель прогнозирования класса надёжности однотипных экземпляров в виде логической таблицы, как и в случае базового метода пороговой логики, основанного на преобразовании информативных параметров в двоичный код, но в отличие от него новая модель обеспечивает более высокую достоверность результатов прогнозирования.

Ключевые слова: изделия электронной техники, информативные параметры, модель прогнозирования надёжности, преобразование информативных параметров в кодовые сигналы.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-91-97

В настоящее время в мировой и отечественной практике можно указать три основных подхода к получению прогнозных оценок надёжности изделий электронной техники и их использованию при определении количественных показателей безотказности электронной аппаратуры различного функционального назначения [1–4]:

– физический подход, основанный на применении знаний о процессах физической деградации материалов для получения математических зависимостей, показывающих влияние различных факторов на скорость деградации и физические свойства материалов и соединений, используемых в составе конструкции изделий [5–7];

– статистический подход, использующий результаты ускоренных испытаний и методы прогнозирования для определения усреднённых показателей надёжности интересующих изделий электронной техники, в том числе новых типов [8, 9];

– математический подход, предполагающий получение для изделий электронной техники моделей надёжности, позволяющих по каким-то косвенным признакам сделать прогноз работоспособности изделий для заданной наработки с учётом конкретных эксплуатационных условий [10–14].

Привести чёткую границу между указанными подходами не представляется возможным. Индивидуальное прогнозирование надёжности изделий электронной техники по значениям их информативных параметров, рассматриваемое в данной статье, включает элементы статистического и математического подходов, используемых для оценки надёжности изделий электронной техники [13, 14], и актуально, в первую очередь, для ответственной аппаратуры (военная и ракетно-космическая техника, электронная аппаратура обеспечения безопасности атомных станций и других важных объектов) [13, 15].

Это прогнозирование позволяет в начальный момент времени оценивать уровень надёжности конкретного экземпляра (изделия) по значениям его

информативных параметров. Само решение о надёжности в данном случае принимается в виде отнесения экземпляра с точки зрения его работоспособности для заданной наработки к одному из двух классов: (K_1 – класс работоспособных, K_2 – класс неработоспособных экземпляров). Особенностью практического решения подобных задач прогнозирования является то, что модель прогнозирования класса экземпляра получают, используя результаты предварительных исследований на надёжность некоторой выборки изделий электронной техники интересующего типа.

В технической литературе [13, 14] эти исследования на надёжность называют обучающим экспериментом, а используемую выборку однотипных изделий – обучающей выборкой. Используемую в дальнейшем модель прогнозирования получают один раз, обрабатывая результаты обучающего эксперимента. Основу модели прогнозирования составляет прогнозирующая функция. Для принятия решения о классе (K_1 или K_2) однотипных экземпляров, которые не принимали участия в обучающем эксперименте, необходимо в начальный момент времени для прогнозируемого экземпляра подсчитывать решающую функцию, используя значения информативных параметров этого экземпляра. Прогнозный класс экземпляра определяют по значению полученной прогнозирующей функции.

В работе [13] был предложен метод, в соответствии с которым значения информативных параметров конкретного экземпляра преобразуются в двоичный код (ноль или единицу), и модель прогнозирования, используемая для принятия решений о классе однотипных экземпляров, в конечном виде может быть представлена логической таблицей, показывающей, каким сочетаниям двоичных чисел соответствует прогноз, например, о принадлежности экземпляров к классу K_1 . Метод был назван базовым методом пороговой логики, поскольку использует принципы этой логики.

Преобразование полученных для конкретного экземпляра значений информативных параметров (обозначим их через x_1, x_2, \dots, x_k , где k – число информативных параметров, используемых для прогнозирования) в двоичные сигналы (двоичный код) z_1, z_2, \dots, z_k , выполняется с помощью найденных заранее, по результатам обучающего эксперимента, пороговых уровней x_{i0} для каждого информативного параметра:

$$\begin{cases} z_i^{(j)} = 1, & \text{если } x_i^{(j)} \geq x_{i0} (\leq x_{i0}), \\ z_i^{(j)} = 0, & \text{если } x_i^{(j)} < x_{i0} (> x_{i0}), \end{cases} \quad (1)$$

где $z_i^{(j)}$ – значение i -го двоичного сигнала, получаемое для конкретного (обозначим как j -й) экземпляра; $x_i^{(j)}$ – значение i -го информативного параметра, измеренное в начальный момент времени ($t = 0$) у j -го экземпляра; x_{i0} – пороговое значение i -го информативного параметра. Конкретные знаки соотношений ($\geq, <$) или ($\leq, >$) зависят от физической сути информативного параметра и выбираются так, чтобы значения $z_i = 1$ в основном соответствовали экземплярам класса K_1 , а значения $z_i = 0$ – экземплярам класса K_2 .

На этапе применения полученной модели прогнозирования для однотипных экземпляров, не принимавших участия в обучающем эксперименте, решение о классе работоспособности конкретного экземпляра по прогнозу фактически принимается по набору двоичных чисел без выполнения математических расчётов.

Постановка задачи. Двоичное преобразование информативных параметров значительно упрощает процедуру прогнозирования, но при этом немного снижается достоверность прогнозов в сравнении с методами, использующими расчёт прогнозирующей функции по самим значениям информативных параметров x_1, x_2, \dots, x_k , например, методом статистических решений, считающимся в электронике одним из лучших с точки зрения минимума ошибок прогнозирования класса экземпляров [13].

Применение метода пороговой логики для прогнозирования класса работоспособности полупроводниковых приборов большой мощности типа КТ872А при числе информативных параметров $k = 3$ показало удовлетворительные результаты прогнозирования. Вероятность принятия правильных решений $P_{\text{прав}}$ с учётом как класса K_1 , так и класса K_2 составила 0,81 [16]. Для практических применений такой результат не всегда является приемлемым. Прогнозирование с использованием прогнозирующей функции, вычисляемой по значениям непосредственно самих информативных параметров, используя метод статистических решений, в этом случае дало результат $P_{\text{прав}} = 0,91$.

Увеличить вероятность принятия правильных решений по результатам прогнозирования при использовании метода пороговой логики можно за счёт увеличения числа информативных параметров. Но данный подход имеет ограничения, обусловленные технической проблемой поиска параметров,

обладающих необходимым уровнем информативности. Более рациональным является подход, предусматривающий усовершенствование метода пороговой логики.

Было установлено, что на вероятность принятия правильных решений заметное влияние оказывает область перекрытия значений информативного параметра для классов K_1 и K_2 . Учёт дополнительно этой области может заметно улучшить результаты прогнозирования. Актуальным является получение методом пороговой логики такой модели прогнозирования, которая позволила бы повысить достоверность прогнозирования класса работоспособности изделий электронной техники, максимально сохранив при этом простоту базового метода пороговой логики.

Метод решения задачи и результаты. Для получения новой модели прогнозирования работоспособности изделий электронной техники был сделан анализ электрических параметров, используемых в качестве информативных при прогнозировании класса работоспособности биполярных и полевых транзисторов нескольких типов (2Т603И, КТ872А, КП744А). Используя результаты обучающих экспериментов, была установлена обобщающая закономерность, состоящая в том, что для каждого информативного параметра (обозначим через x_i) имело место смещение центров классов, в качестве которых рассматривались математические ожидания (средние значения) m_1 и m_2 , подсчитанные отдельно для экземпляров классов K_1 и K_2 обучающей выборки. При этом для части информативных параметров имела место ограниченная область перекрытия информативного параметра x_i с учётом классов K_1 и K_2 , а для некоторых информативных параметров перекрытие было достаточно широким. Наблюдался «эффект вложенности» значений информативного параметра одного класса в диапазон значений информативного параметра другого класса.

Приводимые на рис. 1 графики плотностей распределения $w(C_{зи}|K_1)$ и $w(C_{зи}|K_2)$ информативного параметра $C_{зи}$ (ёмкость затвор–исток) полевых транзисторов типа КП744А, полученные отдельно для экземпляров классов K_1 и K_2 , показывают, как в методе пороговой логики можно учесть указанную закономерность информативных параметров.

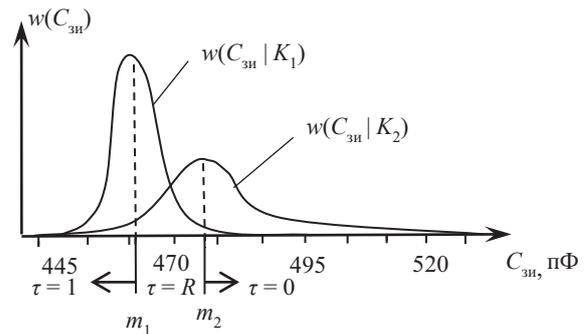


Рис. 1. Преобразование информативного параметра $C_{зи}$ в троичный код

В отличие от базового метода пороговой логики для дополнительного учёта области перекрытия значений информативного параметра предлагается в новой модификации метода рассматривать три области изменения каждого информативного параметра x_i и соответственно каждой области присваивать один из трёх кодовых сигналов τ_i (см. рис. 1). Значениям информативного параметра, попадающим в область между математическими ожиданиями m_1 и m_2 , будем присваивать код $\tau_i = R$ (от английского слова Range – диапазон) областям за пределами указанного диапазона – код $\tau_i = 1$ (единица) или $\tau_i = 0$ (нуль) в зависимости от конкретной закономерности информативного параметра:

$$\left. \begin{array}{l} \tau_i = 1, \text{ если } x_i > m_1, \\ \tau_i = 0, \text{ если } x_i < m_2, \\ \tau_i = R, \text{ если } m_2 \leq x_i \leq m_1, \end{array} \right\} \text{ при } m_1 > m_2, \quad (2)$$

$$\left. \begin{array}{l} \tau_i = 1, \text{ если } x_i < m_1, \\ \tau_i = 0, \text{ если } x_i > m_2, \\ \tau_i = R, \text{ если } m_1 \leq x_i \leq m_2 \end{array} \right\} \text{ при } m_1 < m_2. \quad (3)$$

Для построения прогнозирующей функции на основе троичных сигналов, получаемых по (2) и (3), использованы положения теории информации и понятие «частная информация». Применительно к рассматриваемой задаче прогнозирования выделим две зависимые системы S и T_i . Система S характеризует класс изделия с точки зрения его работоспособности для заданной наработки и может принимать два значения: K_1 и K_2 соответственно с начальными вероятностями $P(K_1)$ и $P(K_2)$.

Система T_i для прогнозируемого экземпляра характеризует получаемый по (2) или (3) троичный сигнал τ_i , который может принимать одно из трёх кодовых значений: $\tau_i = 1$, $\tau_i = 0$ или $\tau_i = R$ соответственно с вероятностями $p(\tau_i = 1)$, $p(\tau_i = 0)$ и $p(\tau_i = R)$, где нижний индекс i указывает на номер рассматриваемого информативного параметра и, следовательно, на номер троичного кодового сигнала и номер системы T_i .

Для выполнения сравнения предлагаемой модификации с базовым методом пороговой логики [13] будем также рассматривать связанную с системой S систему Z_i , характеризующую двоичным сигналом z_i , который может принимать одно из двух значений: $z_i = 1$ или $z_i = 0$ соответственно с вероятностями $p(z_i = 1)$, $p(z_i = 0)$. Оценка всем вероятностям, характеризующим системы S , T_i и Z_i , может быть дана по результатам обучающего эксперимента. Частную информацию о системе S , содержащуюся в отдельном сообщении, указывающем на то, что для экземпляра по результатам преобразования его информативного параметра x_i получен конкретный код $\tau_i \in \{1, 0 \text{ или } R\}$ или $z_i \in \{1 \text{ или } 0\}$, будем определять по [17].

Для подтверждения эффективности предлагаемой модификации метода пороговой логики был выполнен обучающий эксперимент на примере полевых транзисторов большой мощности типа КП744А. Объём выборки составлял 172 экземпляра.

Проведение эксперимента включало следующие действия. В начальный момент времени у каждого экземпляра выборки выполнялось измерение значений информативных параметров, в качестве которых рассматривались пороговое напряжение затвор–исток ($U_{зи.пор}$) в режиме измерения $I_C = 250$ мкА, $U_{зи} = U_{си}$; ёмкость затвор–сток ($C_{зс}$); ёмкость затвор–исток ($C_{зи}$), где I_C – ток стока полевого транзистора; $U_{зи}$ – напряжение затвор–исток; $U_{си}$ – напряжение сток–исток.

После измерения информативных параметров выборка транзисторов подвергалась ускоренным испытаниям на безотказность для наработки, соответствующей 80 000 ч работы в обычном нормальном режиме. Использовались ускоренные форсированные испытания, проводимые по типовым методикам [18, 19]. Ускорение испытаний достигалось повышенной температурной нагрузкой и приложением к стоку транзисторов обратного электрического напряжения.

После завершения ускоренных испытаний уточнялось состояние работоспособности экземпляров выборки. Критерием работоспособности транзисторов для наработки 80 000 ч являлся факт отсутствия у экземпляра внезапного отказа и соответствие его электрического параметра $R_{си.отк}$ (сопротивление сток–исток полевого транзистора в открытом состоянии), рассматриваемого в качестве критерия годности транзисторов, заданной норме ($R_{си.отк} \leq 0,27$ Ом). Работоспособные экземпляры для указанной наработки считались представителями класса K_1 , неработоспособные – представителями класса K_2 .

Анализ результатов и выводы. Рассматривая отдельно экземпляры классов K_1 и K_2 , были рассчитаны средние значения m_1 и m_2 для каждого информативного параметра. Используя значения m_1 и m_2 , информативные параметры экземпляров обучающей выборки по (2) или (3) были преобразованы в кодовые сигналы 1, 0 или R. С учётом кодов и принадлежности экземпляров к классам получены оценки вероятностей (табл. 1), используемые для определения частной информации о классах K_1 и K_2 , содержащейся в отдельных сообщениях, указывающих, что для экземпляра получен конкретный троичный кодовый сигнал τ_i ($i = 1, 2, 3$).

Таблица 1

Вероятность, используемая в формулах	Оценки вероятностей для кодового сигнала		
	τ_1	τ_2	τ_3
$P(K_1 \tau_i = 1)$	0,927	0,891	0,956
$P(K_1 \tau_i = 0)$	0,045	0,071	0,082
$P(K_1 \tau_i = R)$	0,448	0,486	0,410
$P(K_2 \tau_i = 1)$	0,073	0,109	0,044
$P(K_2 \tau_i = 0)$	0,955	0,929	0,918
$P(K_2 \tau_i = R)$	0,552	0,514	0,590
$P(K_1)$	0,459		
$P(K_2)$	0,541		

Пояснение вероятностей, приводимых в табл. 1:
 $P(K_1|\tau_i = \varepsilon)$ – вероятность принадлежности экземпляра к классу K_1 при условии, что кодовый сигнал принял значение $\tau_i = \varepsilon$ ($\varepsilon = 1, 0, R$);

$P(K_2|\tau_i = \varepsilon)$ – вероятность принадлежности экземпляра к классу K_2 при условии, что кодовый сигнал принял значение $\tau_i = \varepsilon$ ($\varepsilon = 1, 0, R$);

$P(K_S)$ – начальная вероятность класса K_S для заданной наработки 80 000 ч ($S=1, 2$).

Для определения частной информации, содержащейся в сообщении, указывающем, что по результатам преобразования для экземпляра получен конкретный кодовый сигнал ε (обозначим эту информацию $I(\varepsilon \rightarrow K_S)$), использована формула [17]

$$I(\varepsilon \rightarrow K_S) = P(K_S|\varepsilon) \cdot \log_2 \left[\frac{P(K_S|\varepsilon)}{P(K_S)} \right]; \quad S=1, 2, \quad (4)$$

где $P(K_S|\varepsilon)$ – оценка условной вероятности принадлежности экземпляра к классу K_S при условии, что

кодовый сигнал принял значение ε ($\varepsilon = 1, 0, R$ – в случае преобразования информативного параметра x_i в троичный код или $\varepsilon = 1, 0$ в случае преобразования x_i в двоичный код).

С учётом того, что при преобразовании информативных параметров в кодовые сигналы экземплярам класса K_1 в основном будет соответствовать код $\tau_i = 1$ (или $z_i = 1$), а экземплярам класса K_2 – код $\tau_i = 0$ (или $z_i = 0$), то согласно [17] частная информация, содержащаяся в сообщениях о значениях кодовых сигналов, может быть как положительной, так и отрицательной. Частная информация $I(1 \rightarrow K_S)$, определяемая по (4), для экземпляров класса K_1 будет положительной, а для экземпляров класса K_2 – отрицательной. Частная информация $I(0 \rightarrow K_S)$ будет положительной для экземпляров класса K_2 и отрицательной для экземпляров класса K_1 . Частная информация $I(R \rightarrow K_S)$ в зависимости от особенностей информативного параметра может принять как положительное, так и отрицательное значение (табл. 2).

Таблица 2

Частная информация (дв. ед.) о классе работоспособности транзисторов КП744А

Вид определяемой информации		Сообщение о полученном кодовом сигнале τ_i для системы T_i и кодовом сигнале z_i для системы Z_i					
		τ_1	τ_2	τ_3	z_1	z_2	z_3
Частная информация о принадлежности экземпляра к классу	K_1 в случае $\tau_i = 1$ или $z_i = 1, I(1 \rightarrow K_1)$	0,939	0,853	1,010	0,753	0,583	0,455
	K_1 в случае $\tau_i = 0$ или $z_i = 0, I(0 \rightarrow K_1)$	-0,152	-0,192	-0,203	-0,244	-0,210	-0,176
	K_1 в случае $\tau_i = R, I(R \rightarrow K_1)$	-0,016	0,039	-0,067	-	-	-
	K_2 в случае $\tau_i = 1$ или $z_i = 1, I(1 \rightarrow K_2)$	-0,211	-0,252	-0,160	-0,278	-0,284	-0,263
	K_2 в случае $\tau_i = 0$ или $z_i = 0, I(0 \rightarrow K_2)$	0,783	0,724	0,702	0,510	0,687	0,751
	K_2 в случае $\tau_i = R, I(R \rightarrow K_2)$	0,016	-0,037	0,074	-	-	-
Полная частная информация о принадлежности экземпляра к классу	K_1 с учётом наблюдения системы T_i или Z_i	0,771	0,700	0,740	0,509	0,373	0,279
	K_2 с учётом наблюдения системы T_i или Z_i	0,588	0,436	0,616	0,232	0,402	0,488
Полная информация о системе S , получаемая от наблюдения системы T_i или $Z_i, I(T_i \rightarrow S)$		0,672	0,557	0,673	0,354	0,389	0,392

В табл. 2 приводятся также значения частной информации о классе K_S , содержащейся в сообщении о том, что по результатам преобразования x_i в двоичный код получено $z_i = 1$ или $z_i = 0$. Принцип преобразования x_i в двоичный код поясняется на примере информативного параметра $C_{зи}$ (рис. 2).

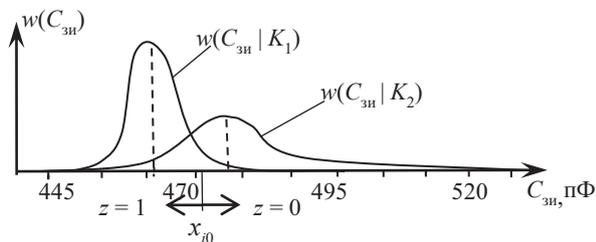


Рис. 2. Преобразование параметра $C_{зи}$ в кодовые сигналы в базовом методе пороговой логики

С учётом положений, приводимых в [17], полная информация $I(T_i \rightarrow S)$ о системе S , содержащаяся в системе T_i с учётом возможных её наблюдений $\tau_i \in (1, 0, R)$, с помощью которых может быть передано сообщение о системе S , определена по формуле

$$I(T_i \rightarrow S) = \sum_{S=1}^2 P(K_S) \sum_{\varepsilon=1,0,R} I(\varepsilon \rightarrow K_S). \quad (5)$$

Для полной информации $I(Z_i \rightarrow S)$ справедлива правая часть (5) с учётом того, что $\varepsilon = 1, 0$.

Из табл. 2 видно, что троичный сигнал τ_i , получаемый преобразованием информативного параметра по (2) или (3), содержит больше информации о классе работоспособности экземпляра (системе S), нежели сигнал z_i в случае преобразования информативного параметра в двоичный код по (1).

Предлагаемый алгоритм определения прогнозирующей функции j -го экземпляра ($F^{(j)}$), по значению которой принимают решение о классе этого экземпляра для заданной наработки, основан на использовании понятия «частная информация о классе K_1 (или классе K_2), содержащаяся в сообщении о том, что кодированные сигналы (из числа $\tau_i = 1, 0$ или R) для этого экземпляра приняли определённый набор значений $T^{(j)} = \{\tau_1^{(j)}, \tau_2^{(j)}, \dots, \tau_k^{(j)}\}$ ». Обозначим эту частную информацию как $I(T^{(j)} \rightarrow K_S), S = 1, 2$. В предположении независимости кодовых сигналов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k$ её будем определять по формуле

$$I(T^{(j)} \rightarrow K_S) = \sum_{i=1}^k P(K_S|\tau_i^{(j)}) \cdot \log_2 \left[\frac{P(K_S|\tau_i^{(j)})}{P(K_S)} \right], \quad (6)$$

где верхний индекс j указывает на то, что соответствующие характеристики относятся к j -му экземпляру; $P(K_S|\tau_i^{(j)})$ – условная вероятность принадлежности j -го экземпляра к классу K_S ($S = 1, 2$) при условии, что по (2) или (3) получено конкретное значение троичного кодового сигнала $\tau_i^{(j)}$. Значения $P(K_S|\tau_i^{(j)})$ для (6) выбираются в зависимости от кода τ_i , полученного для j -го экземпляра.

Алгоритм получения $F^{(j)}$ (модели прогнозирования) определён в виде

$$F^{(j)} = I(T^{(j)} \rightarrow K_1) - I(T^{(j)} \rightarrow K_2). \quad (7)$$

С использованием (7) решение о классе экземпляров, не участвовавших в обучающем эксперименте, принимается путём сравнения рассчитанных значений частной информации о принадлежности прогнозируемого экземпляра к классу K_1 и к классу K_2 . Если $F^{(j)} \geq 0$, то принимается решение (делается прогноз) о принадлежности экземпляра для заданной наработки к классу K_1 , при $F^{(j)} < 0$ – к классу K_2 .

При прогнозировании класса экземпляров (изделий электронной техники) используют k информативных параметров x_i и, следовательно, k кодовых сигналов τ_i , каждый из которых принимает одно из трёх значений (1, 0, R). Число наборов (комбинаций) N , полученных из k кодовых сигналов τ_i ($i = 1, 2, \dots, k$), составит $N = 3^k$. Поэтому для выполнения прогнозирования класса экземпляров, не принимавших участия в обучающем эксперименте, можно пользоваться, как и в базовом методе пороговой логики, логической таблицей, показывающей, каким набором кодовых сигналов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k$ должен соответствовать прогноз о принадлежности экземпляра, например, к классу K_1 .

С использованием табл. 1 получены сочетания, построенные из кодовых сигналов τ_i (1, 0, R), отвечающие по прогнозу экземплярам класса K_1 (табл. 3).

Таблица 3

Логическая таблица для класса K_1

Код τ_i			*Значение $F^{(j)}$, подсчитанное по (7), дв. ед.
τ_1	τ_2	τ_3	
1	1	1	3,424
1	1	R	2,112
1	R	1	2,397
R	1	1	2,241
R	R	1	1,215
R	1	R	0,930
1	R	R	1,086
1	1	0	1,349
1	0	1	1,404
0	1	1	1,395
R	0	1	0,221
R	1	0	0,166
0	R	1	0,313
1	R	0	0,322
1	0	R	0,092
0	1	R	0,028

* – Справочный столбец.

Анализируя логическую таблицу, можно сделать вывод о том, что решение о принадлежности к

классу K_1 однотипных транзисторов, не участвовавших в обучающем эксперименте, может приниматься сразу, если для первых двух информативных параметров преобразование даёт кодовые сигналы $\tau_i = 1$ или $\tau_i = R$.

Заключение. Предлагаемая модификация метода пороговой логики основана на рассмотрении для каждого информативного параметра трёх областей его значений с присвоением каждой области своего троичного кода. В качестве двух порогов, необходимых для присвоения информативному параметру троичного кода (1, 0 или R-неопределённость), используются средние значения информативного параметра, найденные по результатам обучающего эксперимента отдельно для экземпляров классов K_1 и K_2 . При обработке результатов обучающего эксперимента были рассчитаны $P(K_S|\tau_i)$ – оценки условных вероятностей принадлежности экземпляра к классу K_S ($S = 1, 2$) при условии, что по результатам преобразования для экземпляра получено конкретное значение троичного кодового сигнала τ_i . Используя рассчитанные значения $P(K_S|\tau_i)$, модель прогнозирования класса экземпляра предложено формировать в виде разности частной информации о классе K_1 и о классе K_2 , содержащейся в сообщении о том, что для экземпляра получен конкретный набор троичных кодовых сигналов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k$. При таком подходе экземплярам класса K_1 по прогнозу будет соответствовать положительное значение, а экземплярам класса K_2 – отрицательное значение частной информации.

Показано, что модель прогнозирования класса экземпляра в предложенной модификации метода пороговой логики, как и в самом базовом методе, может быть представлена логической таблицей, показывающей, какому сочетанию троичных кодовых сигналов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_k$ соответствуют по прогнозу экземпляры класса K_1 . Используя логическую таблицу (см. табл. 3), прогнозирование однотипных экземпляров, не принимавших участия в обучающем эксперименте, выполняется без проведения математических расчётов. Для этого у прогнозируемого экземпляра необходимо измерить информативные параметры. Далее, с учётом ранее найденных их средних значений для классов K_1 и K_2 , получить троичные кодовые сигналы (1, 0 или R) и по логической таблице уточнить, какому классу по прогнозу соответствует полученное сочетание троичных кодовых сигналов.

Установлено, что использование предложенной модификации метода пороговой логики обеспечивает лучшие результаты прогнозирования, нежели базовый метод пороговой логики. Вероятность принятия правильных решений $P_{\text{прав}}$ на примере контрольной выборки транзисторов типа КП744А объёмом 158 экземпляров составила 0,918. Применение модели прогнозирования, полученной базовым методом пороговой логики, дало результат $P_{\text{прав}} = 0,886$. Если рассматривать вероятности принятия ошибочных решений, определяемые как $P_{\text{ош}} = 1 - P_{\text{прав}}$, то

предложенная модификация метода позволила уменьшить ошибку прогнозирования класса надёжности транзисторов примерно на 28 процентов.

Литература

1. Comparative Overview of Electronic Devices Reliability Prediction Methods-Applications Trends and Challenges / E. Frederick, A. Olugbenga, S. Emmanuel, K. Olufemi, S. Nafiu // *Majlesi Journal of Telecommunication Devices*. – 2016. – No. 5. – PP. 129–137.

2. Klyatis L. Analysis of the current practices with reliability prediction / *SAE Tech. Paper 2018-01-0100*. – 2018. – 13 p. DOI: 10.4271/2018-01-0100

3. Чернышев А.А. Основы надёжности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. – М.: Радио и связь, 1988. – 256 с.

4. Горлов М.И. Современные диагностические методы контроля качества и надёжности полупроводниковых изделий / М.И. Горлов, В.А. Сергеев; под науч. ред. М.И. Горлова. – 2-е изд. – Ульяновск: УлГТУ, 2015. – 406 с.

5. Wan B. Reliability Evaluation of Multi-Mechanism Failure for Semiconductor Devices Using Physics-of-Failure Technique and Maximum Entropy Principle / B. Wan, Y. Wang, Y. Su, G. Fu // *IEEE Access*. – 2020. – Vol. 8. – PP. 188154–188170. DOI:10.1109/ACCESS.2020.3031022

6. Bernstein J. B. Reliability prediction with the multiple temperature operational life / J.B. Bernstein, A. Bensoussan, E. Bender // *Microelectronics Reliability journal*. – 2017. – Vol. 68. – PP. 91–97.

7. Физические основы надёжности интегральных микросхем / В.Ф. Сыдоров, Р.П. Пововарова, Б.К. Петров, Т.В. Долматова; под ред. Ю.Г. Миллера. – М.: Радио и связь, 1976. – 320 с.

8. W. Denson The history of reliability prediction // *IEEE Transaction on reliability*. – 1998. – Vol. 47, iss. 3. – PP. 321–328.

9. Ерошкин А.Л. Оценка надёжности полупроводниковых приборов и микросхем / А.Л. Ерошкин, Р.А. Попо // *Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований*. – 2015. – № 12, ч. 2. – С. 221–225.

10. Lee J.H. Adaptive burn-in time decision system based on pattern recognition for intelligent reliability control / J.H. Lee, J.W. Park // *Expert Systems with Applications: An International Journal*. – Vol. 35, iss. 4. – November, 2008. – PP. 1688–1697. doi.org/10.1016/j.eswa.2007.08.079

11. Reliability prediction of semiconductor devices using modified physics of failure approach / A. Thaduri, A.K. Verma, V. Gopika, R. Gopinath, U. Kumar // *International Journal of Systems Assurance Engineering and Management*. – 2013. – No. 4(1). – P. 33–47.

12. Georgiev A. Reliability prediction of the electronic devices / A. Georgiev, N. Georgieva // *8-th International Conference on Optimization of electrical and electronic equipment (IEEE OPTIM 2002)*. – Proceedings. – Brasov, Romania: Transilvania University Press, 2002. – Vol. 3. – PP. 847–851.

13. Боровиков С.М. Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадёжных изделий электронной техники. – М.: Новое знание, 2013. – 343 с.

14. Тюлевин С.В. Индивидуальное прогнозирование электронных средств: учеб. пособие. – Самара: Изд-во Самар. ун-та, 2016. – 67 с.

15. Направления повышения надёжности бортовой аппаратуры космических аппаратов / М.Н. Пиганов, С.В. Тюлевин, И.Н. Козлова, А.В. Наседкин // *Космонавтика. Радиоэлектроника. Геоинформатика: тез. докл. 6-й международ. науч.-техн. конф.* – Рязань: РГРТУ, 2013. – С. 132–133.

16. Казючиц В.О. Эвристическая модель прогнозирования работоспособности полупроводниковых приборов / В.О. Казючиц, С.М. Боровиков // *Доклады БГУИР*. – 2022. – Т. 20, № 1. – С. 92–100.

17. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: учеб. для вузов. – 10-е изд. стер. – М.: Высш. шк., 2006. – 575 с.

18. Escobar L.A. A Review of Accelerated Test Models / L.A. Escobar, W.Q. Meeker // *Statistical Science*. – 2007. – Vol. 21, No. 4. – PP. 552–577.

19. Failure Mechanisms and Models for Semiconductor Devices. JEDEC Publication No. 122E. – Arlington: JEDEC Solid State Technology Association, 2009. – 94 p.

Казючиц Владислав Олегович

Магистр техн. наук, ст. преп. каф. проектирования информационно-компьютерных систем (ПИКС) Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)
П. Бровка ул., 6, г. Минск, Беларусь, 220013
Тел.: +375 (17) 293-88-38
Эл. почта: vladkaz@bsuir.by

Боровиков Сергей Максимович

Канд. техн. наук, доцент каф. ПИКС БГУИР
П. Бровка ул., 6, г. Минск, Беларусь, 220013
Тел.: +375 (17) 293-88-38
Эл. почта: bsm@bsuir.by

Батура Михаил Павлович

Д-р техн. наук, профессор, БГУИР
П. Бровка ул., 6, г. Минск, Беларусь, 220013
Тел.: +375 (29) 632-32-35
Эл. почта: bmpbel@bsuir.by

Шнейдеров Евгений Николаевич

Канд. техн. наук, проректор БГУИР по учебной работе
П. Бровка ул., 6, г. Минск, Беларусь, 220013
Тел.: +375 (17) 293-84-23
Эл. почта: shneiderov@bsuir.by

Kaziuchyts V.O., Borovikov S.M.,
Batura M.P., Shneiderov E.N.

Prediction of the class of reliability of electronic equipment by the method of converting informative parameters into a discrete code

A modification of the method of individual prediction of the reliability class of electronic products for a given operating time (K1 is the class of reliable, K2 is the class of potentially unreliable items) based on the control of informative parameters of products is proposed. The peculiarity of the modification is the transformation of informative parameters into a ternary code. This makes it possible to obtain a model for predicting the reliability class of single-type instances in the form of a logical table, as in the case of the basic method of the threshold logic based on converting informative parameters into a binary code. Unlike the basic threshold logic method, the new model provides higher reliability of forecasting results.

Keywords: electronic products, informative parameters, reliability prediction model, transformation of informative parameters into code signals.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-91-97

References

1. Frederick E., Olugbenga A., Emmanuel S., Olufemi K., Nafiu S. A Comparative Overview of Electronic Devices Reliability Prediction Methods-Applications Trends and Challenges. *Majlesi Journal of Telecommunication Devices*, 2016, no. 5, pp. 129–137.
2. Klyatis L. Analysis of the current practices with reliability prediction. *SAE Technical Papers 2018-01-0100*, 2018, 13 p. doi: 10.4271/2018-01-0100.
3. Chernyshev A.A. *Osnovy nadjozhnosti poluprovodnikovyyh priborov i integral'nyh mikroshem* [Fundamentals of reliability of semiconductor devices and integrated circuits]. Moscow, Radio and Communication Publ., 1988, 256 p. (in Russ.)
4. Gorlov M.I., Sergeev V.A. *Sovremennyye diagnosticheskiye metody kontrolya kachestva i nadezhnosti poluprovodnikovyykh izdelii* [Modern diagnostic methods for quality control and reliability of semiconductor products]. Ulyanovsk, UGTU Publ., 2015, 406 p. (in Russ.)
5. Wan B., Wang Y., Su Y., Fu G. Reliability Evaluation of Multi-Mechanism Failure for Semiconductor Devices Using Physics-of-Failure Technique and Maximum Entropy Principle. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 188154–188170. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3031022
6. Bernstein J. B., Bensoussan A., Bender E. Reliability prediction with the multiple temperature operational life. *Microelectronics Reliability Journal*, 2017, vol. 68, pp. 91–97.
7. Synorov V.F., Povovarova R.P., Petrov B.K., Dolmatova T.V. *Fizicheskiye osnovy nadezhnosti integral'nykh mikroshem* [Physical foundations of the reliability of integrated circuits, ed. Yu. G. Miller]. Moscow, Radio and Communication Publ., 1976, 320 p. (in Russ.)
8. Denson W. The history of reliability prediction. *IEEE Transaction on Reliability*, 1998, vol. 47, iss. 3, pp. 321–328.
9. Eroshkin A.L., Popo R.A. [Reliability assessment of semiconductor devices and microcircuits]. *International Journal of Applied and Fundamental Research*, 2015, no. 12, part 2, pp. 221–225 (in Russ.)
10. Lee J.H., Park J.W. Adaptive burn-in time decision system based on pattern recognition for intelligent reliability control. *Expert Systems with Applications: An International Journal*, November 2008, vol. 35, iss. 4, pp. 1688–1697. doi.org/10.1016/j.eswa.2007.08.079
11. Thaduri A., Verma A.K., Gopika V., Gopinath R., Kumar U. Reliability prediction of semiconductor devices using modified physics of failure approach. *International Journal of Systems Assurance Engineering and Management*, Jan-Mar 2013, no. 4(1), pp. 33–47.
12. Georgiev A., Georgieva N. Reliability prediction of the electronic devices. 8-th International Conference on Optimization of electrical and electronic equipment (IEEE OPTIM 2002), Proceedings, Brasov, Romania, Transilvania Uiversity Press, 2002, vol. 3, pp. 847–851.
13. Bоровиков S.M. *Statisticheskoye prognozirovaniye dlya otrakovki potentsial'no nenadezhnykh izdelii elektronnoy tekhniki* [Statistical prediction for the rejection of potentially unreliable electronic products]. Moscow, New knowledge Publ., 2013, 343 p. (in Russ.)
14. Tyulevin S.V. Individual'noye prognozirovaniye elektronnykh sredstv [Individual forecasting of electronic

means]. Samara, Samara University Press, 2016, 67 p. (in Russ.)

15. Piganov M.N., Tyulevin S.V., Kozlova I.N., Nasedkin A.V. [Directions for increasing the reliability of spacecraft onboard equipment]. *Kosmonavtika. Radioelektronika. Geoinformatika. Tez. dokl. 6-i mezhdunarod. nauch.-tekhn. konf. «Kosmonavtika. Radioelektronika. Geoinformatika» [Abstract Report of the 6th International Science and Technology Conference «Cosmonautics. Radioelectronics. Geoinformatics»]*, Ryazan, RGRTU Publ., 2013, pp. 132–133. (in Russ.)

16. Kaziuchyts V.O., Bоровиков S.M., Shneiderov E.N. [Heuristic Model of Forecasting of Operating State of Semiconductor Devices]. *Doklady BGUIR*. 2022, vol. 20, no. 1, pp. 92–100 (in Russ.). <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-1-92-100>

17. Wentzel E.S. *Teoriya veroyatnostey* [Probability theory. 10th ed. Erased]. Moscow, Higher school Publ., 2006, 575 p. (in Russ.)

18. Escobar L.A., Meeker W.Q. A Review of Accelerated Test Models. *Statistical Science*, 2007, vol. 21, no. 4, pp. 552–577. doi: 10.1214/088342306000000321

19. Failure Mechanisms and Models for Semiconductor Devices. JEDEC Publication, no. 122E. Arlington, JEDEC Solid State Technology Association, 2009, 94 p.

Vladislav O. Kaziuchyts

Master of Science in Engineering, Senior Lecturer, Department of Information and Computer Systems, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)
6, P. Brovki st., Minsk, Belarus, 220013
Phone: +375 (17) 293-88-38
Email: vladkaz@bsuir.by

Sergei M. Bоровиков

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Department of Information and Computer Systems, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)
6, P. Brovki st., Minsk, Belarus, 220013
Phone: +375 (17) 293-88-38
Email: bsm@bsuir.by

Mikhail P. Батура

Doctor of Science in Engineering, Professor, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)
6, P. Brovki st., Minsk, Belarus, 220013
Phone: +375 (29) 632-32-35
Email: bmpbel@bsuir.by

Evgeni N. Shneiderov

Candidate of Sciences in Engineering, Vice-Rector for Academic Affairs, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)
6, P. Brovki st., Minsk, Belarus, 220013
Phone: +375 (17) 293-84-23
Email: shneiderov@bsuir.by

УДК 004.021:519.713

А.Н. Горитов, К.В. Гончаров

Построение плана траектории перемещения манипуляционного робота на основе модифицированного метода муравьиных колоний

Манипуляционные роботы широко применяются в автоматизации многих операций в промышленности. Перед выполнением манипуляционным роботом запланированных операций необходимо построить план траектории перемещения робота из начального состояния в целевое. Задача планирования траектории перемещения осложняется наличием в рабочей зоне робота препятствий, столкновения с которыми требуется избегать. Существует множество методов планирования траектории перемещения как в среде без препятствий, так и в среде с препятствиями. Особый интерес представляет группа методов планирования, основанных на применении эвристических алгоритмов.

Проводится исследование возможности модификации метода планирования перемещения на основе алгоритма муравьиных колоний. Предлагается модификация исходного метода с применением метода вероятностных маршрутных карт (PRM). Анализируются результаты работы модифицированного алгоритма при различных значениях параметров алгоритма. На основании результатов анализа приводятся рекомендации по подбору оптимальных значений параметров.

Ключевые слова: манипуляционный робот, траектория, планирование траектории, препятствия, алгоритм муравьиных колоний, PRM.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-98-106

Автоматизация выполнения многих операций в промышленности основана на использовании многозвенных промышленных роботов [1]. Под многозвенным промышленным роботом понимается манипуляционный робот (МР), состоящий из n звеньев [2]. Пространство, в котором может находиться рабочий орган МР во время функционирования, называется рабочей зоной (РЗ) [3].

Рабочая зона МР может быть как свободной от посторонних объектов, ограничивающих перемещения МР, так и содержать объекты, ограничивающие рабочую зону МР. При функционировании МР должен избегать столкновений с такими объектами. Объекты, с которыми необходимо избегать столкновений, будем называть препятствиями.

Для выполнения МР запланированной операции необходимо построить законы управления приводами МР. Основой для построения законов управления МР является план траектории перемещения исполнительного звена МР из начального положения в целевое.

Для построения движения в среде без препятствий достаточно учитывать две группы условий. Первая группа условия вытекает из заданного движения захвата, а вторая группа условий обусловлена критериями оптимального движения. Кинематические узлы должны обеспечить необходимые перемещения звеньев с тем, чтобы исполнительное звено МР перемещалось в соответствии с заданной траекторией. Движение в кинематических узлах при этом должно выполняться в пределах допустимых границ перемещения.

При построении движения в среде с препятствиями группа условия дополняется условиями, связанными с геометрическими характеристиками препятствий внешней среды МР. Эта группа условий

связана с обеспечением построения плана траектории перемещения исполнительного звена МР, не допускающего соударения звеньев робота между собой и столкновения с объектами внешней среды.

Для решения задачи построения плана траектории при наличии препятствий используются различные подходы. Так, ряд методов построен на основе клеточной декомпозиции рабочей зоны МР. Вся рабочая зона разбивается на клетки. Для каждой клетки делают отметку – свободна она или занята. При построении плана траектории анализируются смежные свободные ячейки. Также необходимо контролировать, чтобы все звенья МР находились в свободных ячейках [4, 5].

Большое семейство методов построения плана траектории основано на методе потенциальных полей. В этом методе каждому препятствию приписывается отталкивающая потенциальная функция. Построение плана траектории ведется по точкам с минимальными значениями потенциалов векторного поля [6].

Ряд методов построения плана траектории основываются на применении методов теории графов, а именно, поиск в глубину и поиск в ширину. Как правило, эти алгоритмы предполагают в процессе построения плана траектории выполнить полный обход вершин графа [7].

Для сокращения количества анализируемых вершин используются различные эвристические правила. Так, для построения плана траектории используется алгоритм A^* [8]. В этом случае эвристические правила позволяют сократить число анализируемых вершин в процессе построения плана перемещения исполнительного звена МР [9].

Предлагаются иные подходы к построению плана траектории перемещения исполнительного звена МР в среде с препятствиями [10–12].

Актуальным направлением является построение плана траектории в среде с отсутствием полной информации о положении и габаритах препятствий во внешней среде [13–18].

В работе [19] рассматривалась возможность использования алгоритма муравьиных колоний для построения плана траектории МР. Исследование предложенного метода для построения плана траектории позволило выделить его недостатки. С целью устранения недостатков рассмотренного метода в данной работе предлагается модификация исходного метода построения плана траектории перемещения исполнительного звена МР.

Постановка задачи

Пусть МР функционирует в трехмерном пространстве \mathbf{W} . Структурная схема МР – это последовательность n жестких шарнирно-связных звеньев, соединенных между собой вращательными и поступательными кинематическими парами пятого порядка [20]. С каждой кинематической парой связана обобщенная переменная q_i ($i = 1, \dots, n$), определяющая относительное положение звеньев кинематической пары. Множество всех возможных значений векторов обобщенных переменных или конфигураций \mathbf{q} называется конфигурационным пространством \mathbf{C} . Основание МР неподвижно. В этом случае решение прямой задачи о положениях позволяет определить декартовы координаты звеньев и исполнительного звена МР [21].

Среда, в которой предстоит выполнить построение плана траектории, содержит множество объектов произвольной формы и габаритов, которые ограничивают возможности перемещения МР. Множество геометрических мест точек этих объектов обозначим $\mathbf{O} \subset \mathbf{W}$. Габариты и положение этих объектов известны заранее.

Множество геометрических мест точек, принадлежащих звеньям робота, определяется как отображение конфигурационного пространства в булеан множества точек трехмерного пространства: $\mathbf{A}: \mathbf{C} \rightarrow P(\mathbf{W})$. Таким образом, множество геометрических мест точек робота в некоторой конфигурации \mathbf{q} обозначается $\mathbf{A}(\mathbf{q})$.

Подмножество конфигурационного пространства, для каждой конфигурации \mathbf{q}' из которого пересечение множества \mathbf{O} и множества $\mathbf{A}(\mathbf{q}')$ непусто, назовем множеством запрещенных конфигураций и обозначим \mathbf{C}_{obs} . Для конфигураций из множества запрещенных конфигураций имеет место столкновение звеньев робота с объектами внешней среды. Множество разрешенных конфигураций \mathbf{C}_{free} определяется как дополнение \mathbf{C}_{obs} до \mathbf{C} .

Таким образом, для стационарно размещенного МР необходимо построить план траектории перемещения исполнительного звена МР из начального положения, определяемого конфигурацией \mathbf{q}_{init} , в целевое, определяемое конфигурацией \mathbf{q}_{goal} , так,

чтобы в процессе перемещения избежать столкновений звеньев МР с объектами внешней среды [21]. Задача построения плана траектории сводится к построению пути $\mathbf{T}: [0, 1] \rightarrow \mathbf{C}_{\text{free}}$ такого, что $\mathbf{T}(0) = \mathbf{q}_{\text{init}}$ и $\mathbf{T}(1) = \mathbf{q}_{\text{goal}}$.

Если целевое положение определяется не конфигурацией, а целевым положением исполнительного звена МР, следует сначала определить соответствующую целевую конфигурацию, решив обратную задачу о положениях.

Решение

Предлагаемый метод планирования перемещения основан на применении алгоритма муравьиных колоний [22] и метода вероятностных маршрутных карт [23]. Идея предлагаемого метода заключается в построении графа на множестве векторов обобщенных переменных с помощью метода вероятностных маршрутных карт и последующем решении задачи о поиске кратчайшего пути между парой вершин в построенном графе с помощью алгоритма муравьиных колоний.

Алгоритм муравьиных колоний в общем виде [22, 24] можно представить в виде блок-схемы (рис. 1).



Рис. 1. Блок-схема алгоритма муравьиных колоний

Основными этапами алгоритма муравьиных колоний являются этапы построения решения, обновления уровня феромона и выполнения дополнительных действий. Этапы алгоритма выполняются в цикле, пока не будут выполнены условия выхода из цикла. Каждый из основных этапов будет рассмотрен далее более подробно.

На этапе построения решений каждым муравьём выполняется построение решения задачи поиска кратчайшего пути между парой вершин. В процессе

построения решения муравей перемещается из одной вершины в другую. Процесс построения решения завершается, когда муравей перемещается в конечную вершину. Вероятность перехода k -го муравья из вершины i в смежную с ней вершину j определяется по вероятностно-пропорциональному правилу

$$P_{ij,k}(t) = \begin{cases} \frac{[\tau_{ij}(t)]^\alpha \cdot [d_{ij}]^{-\beta}}{\sum_{l \in \mathbf{J}_{ik}} [\tau_{il}(t)]^\alpha \cdot [d_{il}]^{-\beta}}, & \text{если } j \in \mathbf{J}_{ik}, \\ 0, & \text{если } j \notin \mathbf{J}_{ik}, \end{cases} \quad (1)$$

где α и β – регулирующие параметры; $\tau_{ij}(t)$ – количество феромона на ребре (i, j) на итерации t ; d_{ij} – вес ребра (i, j) ; \mathbf{J}_{ik} – множество вершин, смежных с i , не посещённых k -м муравьём на итерации t . Параметр α регулирует влияние следа феромона, а параметр β – влияние веса ребра на выбор ребра для перехода. Этап генерации решений завершается, когда каждый муравей построил решение.

Обновление уровня феромона выполняется в два этапа. Сначала происходит испарение феромона, т.е. уменьшение уровня феромона на каждом ребре пропорционально количеству имеющегося на ребре феромона:

$$\tau'_{ij}(t) = (1 - \rho)\tau_{ij}(t), \quad (2)$$

где ρ – коэффициент испарения. Затем каждый муравей увеличивает количество феромона на рёбрах, входящих в построенное этим муравьём решение:

$$\tau_{ij}(t+1) = \tau'_{ij}(t) + \sum_{k=1}^m \Delta\tau_{ijk}(t), \quad (3)$$

где $\Delta\tau_{ijk}(t)$ – количество феромона, размещаемого на ребре (i, j) k -м муравьём на итерации t , определяемое следующим образом:

$$\begin{cases} \Delta\tau_{ijk}(t) = [L_k(t)]^{-1}, & \text{если } (i, j) \in \mathbf{T}_k(t), \\ \Delta\tau_{ijk}(t) = 0, & \text{если } (i, j) \notin \mathbf{T}_k(t), \end{cases} \quad (4)$$

где $\mathbf{T}_k(t)$ – путь, построенный k -м муравьём на итерации t , $L_k(t)$ – длина этого пути.

Этап выполнения дополнительных действий включает в себя применение специфичных для задачи действий, которые не могут быть выполнены отдельными муравьями. К таким действиям может относиться, например, применение алгоритмов локального поиска для улучшения результатов построения решений муравьями.

Для повышения эффективности алгоритма была рассмотрена его модификация, известная под названием «алгоритм элитных муравьёв» [25]. Идея алгоритма элитных муравьёв заключается в дополнительном увеличении уровня феромона на рёбрах кратчайшего построенного за время работы алгоритма пути на этапе обновления феромона. Количество

феромона, добавляемое на рёбрах кратчайшего пути, определяется следующим образом:

$$\begin{cases} \Delta\tau_{ij}^{bs}(t) = e \cdot [L_{bs}(t)]^{-1}, & \text{если } (i, j) \in \mathbf{T}_{bs}(t), \\ \Delta\tau_{ij}^{bs}(t) = 0, & \text{если } (i, j) \notin \mathbf{T}_{bs}(t), \end{cases} \quad (5)$$

где $\Delta\tau_{ij}^{bs}(t)$ – добавляемое количество феромона; e – параметр, регулирующий количество добавляемого феромона; $\mathbf{T}_{bs}(t)$ – кратчайший из всех построенных за t итераций путь; $L_{bs}(t)$ – длина пути $\mathbf{T}_{bs}(t)$. Результаты численных экспериментов в работе [19] показали превосходство модификации над базовой версией алгоритма, поэтому в предлагаемом методе планирования будет использоваться «алгоритм элитных муравьёв».

Для применения алгоритма муравьиных колоний к решению задачи планирования необходимо представить задачу планирования перемещения в виде задачи поиска кратчайшего пути в графе между парой вершин. При решении задачи поиска кратчайшего пути в графе между парой вершин x и y минимизируется следующая целевая функция:

$$D(x, y) = \min_{\mathbf{p} \in \mathbf{P}(x, y)} \{ \sum_{\mathbf{e} \in \mathbf{p}} f(\mathbf{e}) \}, \quad (6)$$

где $\mathbf{P}(x, y)$ – множество всех путей из x в y ; $f: \mathbf{E} \rightarrow \mathbf{R}$ – весовая функция, задающая веса рёбер графа.

Предложенный ранее метод адаптации алгоритма муравьиных колоний к задаче планирования перемещения обладает недостатками, негативно сказывающимися на производительности метода [19]. К таким недостаткам относится необходимость решения обратной кинематической задачи и определения наличия столкновений при расчёте вероятности выбора ребра. С целью избавления от недостатков предлагается использовать метод вероятностных маршрутных карт для построения графа.

Метод вероятностных маршрутных карт выполняет построение графа, вершинами которого являются векторы обобщённых координат. Наличие ребра между парой векторов (\mathbf{i}, \mathbf{j}) в таком графе означает наличие бесконфликтного пути из начального состояния, определяемого вектором \mathbf{i} , в конечное, определяемое вектором \mathbf{j} . Такой граф называется маршрутной картой.

Алгоритм построения маршрутной карты представлен на рис. 2.

Формирование множества вершин маршрутной карты осуществляется путём генерации векторов обобщённых координат случайным образом и проверки сгенерированных векторов на принадлежность множеству разрешённых векторов. Множество разрешённых векторов \mathbf{C}_{free} содержит те векторы, при которых отсутствуют столкновения звеньев робота с объектами внешней среды или другими звеньями. Для проверки вектора на принадлежность \mathbf{C}_{free} применяются алгоритмы проверки наличия

столкновений. Если сгенерированный вектор принадлежит множеству разрешённых векторов, то он добавляется в маршрутную карту. Этап формирования множества вершин завершается, когда множество вершин содержит заданное количество вершин.

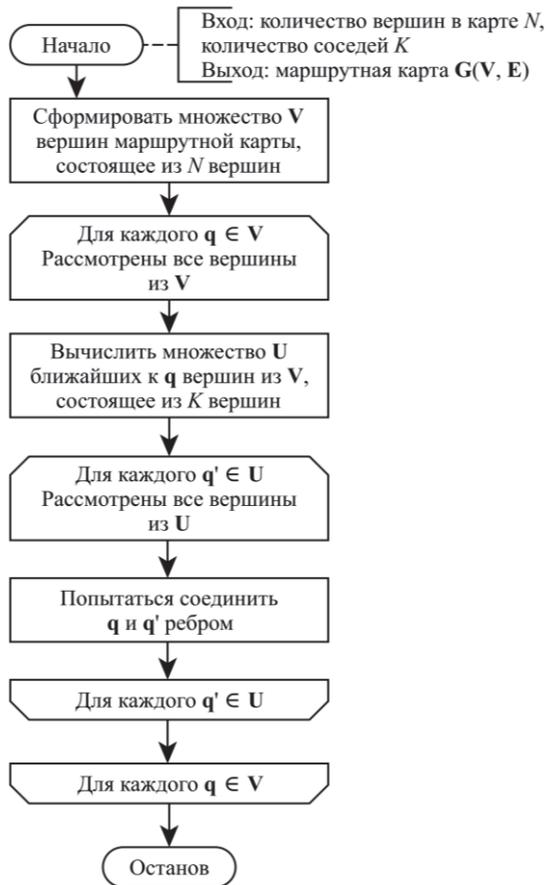


Рис. 2. Блок-схема алгоритма построения маршрутной карты

Вычисление множества ближайших вершин осуществляется на основе заданной метрики, или функции расстояния. Выбираемая функция расстояния $\rho: C_{\text{free}}^2 \rightarrow \mathbf{R}$ должна обладать свойствами рефлексивности ($\rho(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = 0 \leftrightarrow \mathbf{x} = \mathbf{y}$), симметричности ($\rho(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \rho(\mathbf{y}, \mathbf{x})$) и неравенства треугольника ($\forall \mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z} \in C_{\text{free}} \rho(\mathbf{x}, \mathbf{y}) + \rho(\mathbf{y}, \mathbf{z}) \geq \rho(\mathbf{x}, \mathbf{z})$). В качестве примера функции расстояния, обладающей данными свойствами, можно привести хорошо известную евклидову метрику

$$L_2(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n |x_i - y_i|^2}. \quad (7)$$

Соединение вершин рёбрами осуществляется с помощью локального планировщика – процедуры, определяющей наличие бесконфликтного пути между парой векторов обобщённых координат. Наиболее простой способ определения наличия бесконфликтного пути заключается в соединении векторов отрезком, разделении соединяющего отрезка промежуточными векторами и проверке промежуточных векторов на принадлежность к разрешённым. Большое значение имеет выбор шага, с которым происходит

разделение соединяющего отрезка. Если значение шага слишком мало, на проверку промежуточных конфигураций уходит значительное количество времени; если значение шага слишком велико, возможны ситуации, когда вершины соединяются рёбрами, хотя бесконфликтного пути между ними не существует.

Применение метода вероятностных маршрутных карт вместе с алгоритмом муравьиных колоний позволяет реализовать механизм исключения вершин. Данный механизм заключается в исключении из маршрутной карты рёбер, количество феромона на которых меньше некоторого заданного минимального количества феромона, последующим исключением изолированных вершин и добавлением в маршрутную карту новых вершин. В виде алгоритма механизм исключения вершин представляется так, как показано на рис. 3.

Данный механизм может быть реализован как дополнительное действие для алгоритма муравьиных колоний (см. рис. 1). Применение механизма исключения вершин позволяет извлекать редко используемые муравьями вершины и рёбра.

Результаты численных экспериментов

Входными параметрами алгоритма муравьиных колоний являются регулятор влияния феромона на выбор ребра α , регулятор влияния веса ребра на выбор ребра β , начальное количество феромона на рёбрах ϕ , коэффициент скорости испарения феромона ρ , количество муравьёв m , количество итераций i , количество добавляемого элитными муравьями феромона e . Входными параметрами для метода вероятностных маршрутных карт являются количество вершин N и количество вершин во множестве ближайших вершин K . Таким образом, входными параметрами для метода планирования будут входные параметры алгоритма муравьиных колоний в совокупности с входными параметрами для метода вероятностных маршрутных карт, а также параметр, регулирующий нижнюю границу количества феромона для механизма исключения вершин p .

Исследование предложенного метода проводилось при следующих параметрах моделей робота и объектов внешней среды. Параметры объектов внешней среды: нижняя плоскость – нормаль $\mathbf{n}_b = (0; 0; 1)$, точка плоскости $\mathbf{m}_b = (0; 0; 0)$; задняя плоскость – нормаль $\mathbf{n}_r = (1; 0; 0)$, точка плоскости $\mathbf{m}_r = (-3; 0; 0)$; нижний прямоугольный параллелепипед – центральная точка $\mathbf{c}_b = (0, 75; 0; 0, 4)$, размеры $\mathbf{l}_b = (0, 5; 2, 5; 0, 8)$; левый прямоугольный параллелепипед – центральная точка $\mathbf{c}_l = (0; 1, 75; 1)$, размеры $\mathbf{l}_l = (1; 1; 2)$; правый прямоугольный параллелепипед – центральная точка $\mathbf{c}_r = (0; -1, 75; 1)$, размеры $\mathbf{l}_r = (1; 1; 2)$; верхний прямоугольный параллелепипед – центральная точка $\mathbf{c}_u = (0; 0; 2, 1)$, размеры $\mathbf{l}_u = (0, 5; 4, 5; 0, 2)$; исходный прямоугольный параллелепипед – центральная точка $\mathbf{c}_s = (-1, 2; 2; 0, 125)$,

размеры $I_s = (1; 1; 0,5)$; целевой прямоугольный параллелепипед – центральная точка $c_d = (1,2; 2; 0,125)$, размеры $I_d = (1; 1; 0,5)$. Параметры робота: положение основания относительно начала координат $b = (-0,15; 0; 0)$; звено основания – цилиндр, высота цилиндра $h = 0,6$, радиус основания цилиндра $r = 0,2$; первое звено – параллелепипед, размеры $I_1 = (0,1; 0,1; 1)$; второе звено – параллелепипед, размеры $I_2 = (0,1; 0,1; 1)$; третье звено – параллелепипед, размеры $I_3 = (0,1; 0,1; 1)$; исполнительное звено – шар, радиус шара $r = 0,071$; сочленение между фиктивным звеном и основанием: тип – вращательное, границы изменения обобщённой координаты

$\theta_0 \in [0; 2\pi]$; сочленение между основанием и первым звеном: тип – вращательное, границы изменения обобщённой координаты $\theta_1 \in [-0,5\pi; 0,5\pi]$; сочленение между первым звеном и вторым звеном: тип – вращательное, границы изменения обобщённой координаты $\theta_2 \in [-0,1; \pi]$; сочленение между вторым и третьим звеном: тип – вращательное, границы изменения обобщённой координаты $\theta_3 \in [-0,1; \pi]$; вектор обобщённых координат, соответствующий начальному положению робота, $q_0 = (3,62; 0,85; 0,618; 1,086)$; положение целевой точки, в которую должен быть перемещён рабочий орган манипулятора, $g = (1,2; 2; 0,5)$.

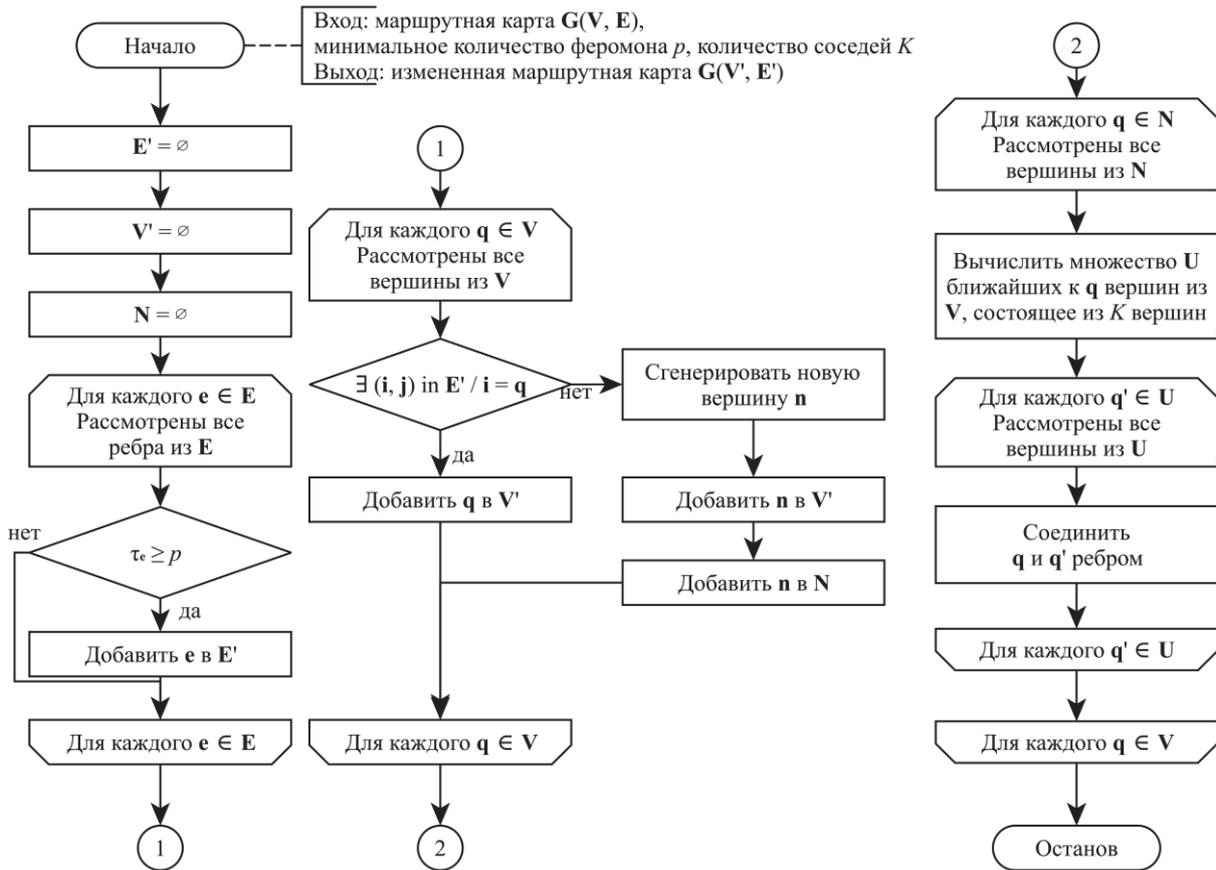


Рис. 3. Блок-схема алгоритма механизма исключения вершин

С целью определения влияния изменения различных параметров метода на результат работы алгоритма испытания проводились при изменении исследуемого параметра при неизменных значениях прочих параметров. Значения неизменяемых параметров равны значениям параметров из базового набора. Значения параметров из базового набора следующие: $\alpha_0 = 1$, $\beta_0 = 1$, $\phi_0 = 10^{-6}$, $\rho_0 = 0,25$, $m_0 = 64$, $i_0 = 2500$, $e_0 = m_0$, $N_0 = 10^4$, $K_0 = 15$, $p_0 = 10^{-9}$.

При исследовании влияния значений параметров на результаты поиска изменению значений подвергались следующие параметры.

1. Количество вершин в маршрутной карте.
2. Значение регулятора влияния веса ребра на выбор муравьём вершины для перехода.
3. Количество муравьёв.
4. Количество соседей вершины в маршрутной карте.
5. Нижняя граница значения феромона на ребре, при котором происходит извлечение ребра из маршрутной карты.

Количество вершин в маршрутной карте

При увеличении параметра количества вершин в маршрутной карте увеличивается вероятность нахождения существующего пути, однако при этом

увеличивается время построения маршрутной карты. Численные эксперименты проводились при значениях параметра $N \in \{10^3, 10^4, 10^5\}$.

Увеличение параметра количества вершин приводит к увеличению минимальной длины пути (рис. 4).

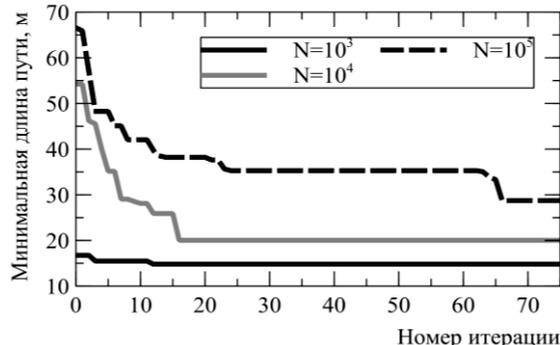


Рис. 4. Зависимость минимальной длины пути от номера итерации при разных значениях количества вершин

Предполагается, что причиной этому является недостаточно полное исследование маршрутной карты вследствие малого количества муравьёв.

Регулятор влияния веса ребра

Изменение значения параметра, регулирующего влияние веса ребра на выбор ребра для перехода, может оказать существенное влияние на результат работы алгоритма, так как ребра теперь имеют различный вес. Численные эксперименты проводились при значении параметра, устанавливающего влияние веса ребра ($\beta = 1$), и при значении параметра, исключающего влияние веса ребра ($\beta = 0$).

Результаты численных экспериментов при заданных значениях параметра регулятора влияния веса ребра на выбор муравьём ребра для перехода в следующую вершину представлены в виде графика на рис. 5.

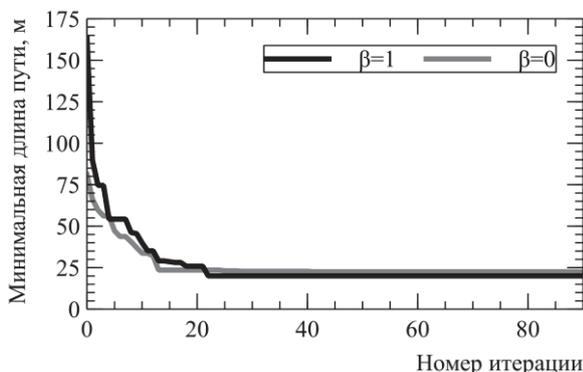


Рис. 5. Зависимость минимальной длины пути от номера итерации при разных значениях параметра β

Следует отметить, что разница в значениях минимальной длины пути достаточно мала, чтобы сделать вывод об отсутствии влияния параметра на минимальную длину пути.

Количество муравьёв

Увеличение количества муравьёв предположительно приводит к более полному исследованию

графа и как следствие к нахождению пути меньшей длины, однако при этом увеличивается время работы алгоритма. Рассматривались результаты численных экспериментов при значениях параметра, регулирующего количество муравьёв, $m \in \{64, 128, 256, 512, 1024\}$.

Результаты численных экспериментов подтверждают обратную зависимость длины пути, найденного в результате работы алгоритма, от количества муравьёв (рис. 6).

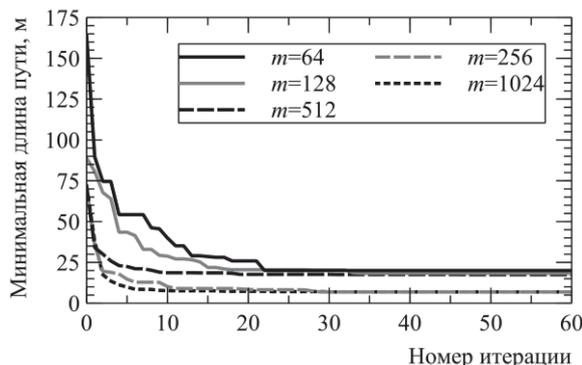


Рис. 6. Зависимость минимальной длины пути от номера итерации при разных значениях количества муравьёв

Полученные результаты подтверждают предположение о влиянии количества муравьёв на минимальную длину получаемых путей.

Количество соседей вершины в маршрутной карте

Увеличение количества рассматриваемых для соединения ребром соседей вершины в маршрутной карте увеличивает количество возможных путей в графе, что приводит к появлению путей меньшей длины. Численные эксперименты проводились при значениях параметра $K \in \{10, 25, 50, 100, 250\}$ и при значении параметра $m = 1024$.

Результаты вычислительных экспериментов при заданных значениях параметра количества соседей вершины в маршрутной карте представлены на рис. 7.

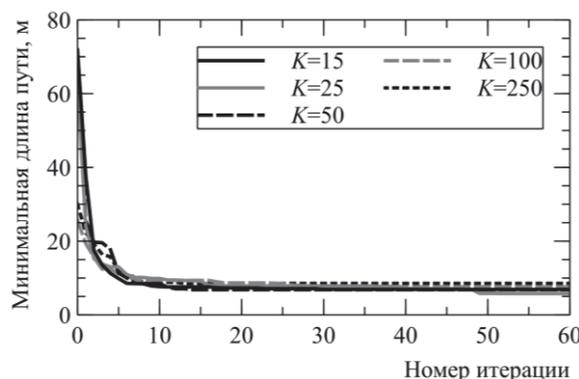


Рис. 7. Зависимость минимальной длины пути от номера итерации при разных значениях количества рассматриваемых соседей вершины в маршрутной карте

Результаты расчётов демонстрируют отсутствие влияния значения данного параметра на минимальную длину пути.

Нижняя граница феромона на ребре

Изменение значения нижней границы количества феромона на рёбрах регулирует частоту, с которой происходит извлечение редко используемых рёбер и вершин. Численные эксперименты проводились при значениях параметра $p \in \{10^{-6}; 10^{-9}; 0\}$ и при значении параметра $m = 256$.

Результаты численных экспериментов указывают на отсутствие зависимости длины пути, полученного в результате работы алгоритма, от значения нижней границы количества феромона (рис. 8).

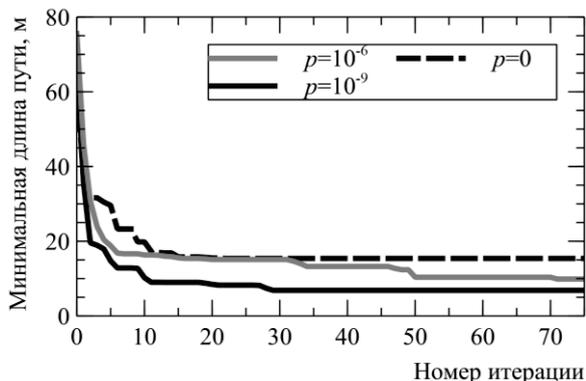


Рис. 8. Зависимость минимальной длины пути от номера итерации при разных значениях начального уровня феромона

Для малых значений данного параметра причина заключается в том, что на итерации, когда механизм исключения вершин начинает исключать рёбра и вершины, обычно наблюдается сходимость алгоритма муравьиных колоний к решению, как следствие, новые генерируемые вершины и рёбра не используются муравьями.

Рекомендации по отбору параметров

По результатам численных экспериментов можно сделать следующие рекомендации.

Увеличение количества муравьёв приводит к нахождению путей меньшей длины в результате работы алгоритма, при этом временные затраты на работу алгоритма муравьиных колоний увеличиваются не столь сильно по сравнению с методом планирования траектории на основе алгоритма муравьиных колоний вследствие уменьшения сложности операции выбора ребра для перехода. Рекомендуется устанавливать значение данного параметра не менее 1024.

Увеличение количества вершин в маршрутной карте приводит к увеличению времени на построение маршрутной карты, а также к нахождению путей большей длины. Рекомендуется вместе с увеличением количества вершин также увеличивать количество муравьёв с целью уменьшить длину пути, найденного в результате работы алгоритма.

Выбор значения параметра, регулирующего влияние веса ребра на выбор ребра, не оказывает существенного влияния на длину находимых муравьями путей. Тем не менее рекомендуется использовать значение параметра $\beta = 1$, так как при этом зна-

чении параметра был получен путь с меньшей длиной.

Исследование изменения количества рассматриваемых соседей показало отсутствие связи между количеством соседей и длиной пути, получаемого в результате работы алгоритма. Таким образом, рекомендуется устанавливать меньшее значение данного параметра с целью уменьшения времени работы алгоритма.

Изменение значения нижней границы феромона также не оказывает значительного влияния на результат работы алгоритма. В связи с этим рекомендуется не использовать механизм исключения вершин, устанавливая значения параметра равными 0, так как генерация новых вершин влечёт за собой дополнительные временные затраты.

Заключение

Анализ применения алгоритма муравьиных колоний позволил выявить недостатки этого метода при решении задачи построения плана траектории, в частности – низкое быстродействие при построении плана траектории с помощью этого метода. Для повышения быстродействия в данной работе предложен метод, совмещающий метод вероятностных маршрутных карт и метод муравьиных колоний. Проведено исследование предложенного метода. На основе проведенного исследования предложенного метода определены диапазоны значений параметров метода, обеспечивающие получение оптимального решения задачи.

Литература

1. Юревич Е.И. Основы робототехники. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 416 с.
2. Зенкевич С.Л. Основы управления манипуляционными роботами / С.Л. Зенкевич, А.С. Ющенко. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 480 с.
3. ГОСТ 25686–85. Манипуляторы, автооператоры и промышленные роботы. Термины и определения – Введ. 1986–01–01. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам: Издательство стандартов, 1987. – 8 с.
4. Brooks R.A. A Subdivision Algorithm in Configuration Space for Find Path with Rotation / R.A. Brooks, T. Lozano-Peres. // IEEE Trans. Syst. Man. Cybern. – 1985. – Vol. SMC-15, No. 2. – PP. 224–233.
5. Zhu D. Constraint reformulation in a hierarchical path planner. / D. Zhu and J.-C. Latombe // Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation. – 1990. – PP. 1918–1923.
6. Khatib O. Real-time obstacle avoidance for manipulators and mobile robots. // Intern. J. of Robotics Research. – 1986. – Vol. 5, No. 1. – PP. 90–98.
7. Russell S.J. Artificial Intelligence: A Modern Approach. / S.J. Russell, P. Norvig // Neurocomputing. – 1995. – Vol. 9, No. 2. – PP. 215–218.
8. Нильсон Н. Искусственный интеллект. Методы поиска решений. – М.: Мир, 1973. – 272 с.
9. Zeng W. Finding shortest paths on real road networks: the case for A* / W. Zeng, R.L. Church // Int. J. Geogr. Inf. Sci. – 2009. – Vol. 23, No. 4. – PP. 531–543.
10. Генерозов В.Л. Алгоритм планирования траектории манипулятора при наличии препятствий // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. – 1984. – № 1. – С. 137–147.
11. Canny J. The complexity of robot motion planning. – Cambridge; Massachusetts: MIT Press, 1988. – 195 p.

12. LaValle S.M. *Planning Algorithms*. – Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 2006. – 1023 p.

13. Ильин В.А. Вопросы теории управления роботами в условиях неполной информации о внешней среде / В.А. Ильин, А.М. Кориков // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. – 1982. – № 4. – С. 202.

14. Петров А.А. Формирование движений манипуляционного робота при обходе препятствий в условиях ограниченной информации о среде / А.А. Петров, И.М. Сирота // Автоматика и телемеханика. – 1983. – № 4. – С. 29–40.

15. Ильин В.А. Интеллектуальные роботы. Теория и алгоритмы. – Красноярск: САА, 1995. – 334 с.

16. Горитов А.Н. Построение плана траектории промышленного робота в произвольных рабочих средах // Автоматизация и современные технологии. – 2001. – № 7. – С. 18–23.

17. Лопатин П.К. Компьютерная имитация управления семизвенным манипуляционным роботом в среде с неизвестными препятствиями // Вестник Сиб. гос. аэрокосмического ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева. – 2005. – № 3. – С. 69–74.

18. Горитов А.Н. Моделирование адаптивных мехатронных систем / А.Н. Горитов, А.М. Кориков. – Томск: В-Спектр, 2007. – 350 с.

19. Горитов А.Н. Планирование траектории движения манипуляционного робота в неизвестной среде на основе алгоритма муравьиных колоний / А.Н. Горитов К.В., Гончаров // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 2. – С. 55–64.

20. Левитский Н.И. Теория механизмов и машин. – М.: Наука, 1979. – 576 с.

21. Корендяев А.И. Теоретические основы робототехники: в 2 кн. – Кн. 1 / А.И. Корендяев, Б.Л. Саламандра, Л.И. Тывес. – М.: Наука, 2006. – 384 с.

22. Dorigo M. *Optimization, Learning and Natural Algorithms* // PhD thesis. – Italie: Politecnico di Milano, 1992. – 140 p.

23. Probabilistic Roadmaps for Path Planning in High-Dimensional Configuration Spaces / L. Kavraki et al. // *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*. – 1996. – Vol. 12. – PP. 566–580.

24. Штовба С.Д. Муравьиные алгоритмы: теория и практика // Программирование. – 2005. – Т. 31, № 4. – С. 3–18.

25. Курейчик В.М. О некоторых модификациях муравьиного алгоритма / В.М. Курейчик, А.А. Кажаров // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2008. – № 4 (81). – С. 7–12.

Горитов Александр Николаевич

Д-р техн. наук, проф. каф. автоматизированных систем управления (АСУ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-5710-5186
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: ang@asu.tusur.ru

Гончаров Кирилл Викторович

Магистрант каф. АСУ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-913-112-41-25
Эл. почта: roadto3kmmr@gmail.com

Goritov A.N., Goncharov K.V.

Motion trajectory planning for a manipulator based on modified ant colony optimization

Manipulators are widely used to automate a broad range of operations in industry. It is required to compute a motion plan for a manipulator to move the manipulator from the initial configuration to the goal configuration so that the manipulator can accomplish the planned operations. The motion planning problem is further complicated by the fact that there are obstacles in the work zone of the manipulator, collision with which is to be avoided. There exist many motion planning methods both for obstacle-free environments and for environments with obstacles. The group of motion planning methods based on heuristic algorithms is of a particular interest.

In this paper, a research on the possibility of modification of a motion planning method based on ant colony optimization algorithm for building a motion plan for a manipulator is carried out. A modification of the original method, using probabilistic roadmap (PRM) method, is proposed. An analysis on results of modified algorithm with varied values of parameters of the algorithm is performed. Recommendations on the optimal selection of parameters of the algorithm are provided based on results of the analysis.

Keywords: manipulator, trajectory, motion planning, obstacles, ant colony optimization, PRM.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-98-106

References

1. Yurevitch E.I. *Osnovy robototekhniki* [Basics of Robotics]. Saint-Petersburg, BHV-St.Petersburg, 2005, 416 p. (in Russ.).
2. Zenkevitch S.L., Yuschenko A.S. *Osnovy upravleniya manipulatsionnymi robotami* [Basics of control of robotic manipulators]. Moscow, Publishing House of Moscow State Technical University. N.E. Bauman, 2004. 480 p. (in Russ.).
3. [State Standard 25686-85. Manipulators, autooperators and industrial robots]. Terms and definitions. Moscow, USSR State Committee on Standards, Standard Publishing, 1987, 8 p. (in Russ.).
4. Brooks R.A., Lozano-Peres T. A Subdivision Algorithm in Configuration Space For Find Path with Rotation. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1985, vol. SMC-15, no. 2, pp. 224–233.
5. Zhu D., Latombe J.-C. Constraint reformulation in a hierarchical path planner. *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 1990, pp. 1918–1923.
6. Khatib O. Real-time obstacle avoidance for manipulators and mobile robots. *Intern. Journal of Robotics Research*, 1986, vol. 5, no. 4, pp. 90–98.
7. Russell S.J., Norvig P. Artificial Intelligence: A Modern Approach. *Neurocomputing*, 1995, vol. 9, no. 2, pp. 215–218.
8. Nilsson N. *Iskusstvennyy intellekt. Metody poiska resheniy* [Problem-solving Methods in Artificial Intelligence]. Moscow, Mir, 1973, 272 p. (in Russ.).
9. Zeng W., Church R.L. Finding shortest paths on real road networks: the case for A*. *International Journal of Geographical Information Science*, 2009, vol. 23, no. 4, pp. 531–543.
10. Generozov V.L. Algoritm planirovaniya trayektorii manipulyatora pri nalichii prepyatstvij [An algorithm for planning a trajectory of a manipulator in the presence of obstacles]. *Bulletin of the Academy of Sciences of the USSR. Technical Cybernetics*, 1984, no. 1, pp. 137–147 (in Russ.).

11. Canny J. *The complexity of robot motion planning*. Cambridge, Massachusetts, MIT Press, 1988, 195 p.
12. LaValle S.M. *Planning Algorithms*. Cambridge University Press, Cambridge, U.K., 2006, 1023 p.
13. Ilyin V.A., Korikov A.M. *Voprosy teorii upravleniya robotami v usloviyakh nepolnoj informatsii o vneshej srede* [Questions of the theory of robot control in conditions of incomplete information about the external environment]. *Bulletin of the USSR Academy of Sciences. Technical Cybernetics*, 1982, no. 4, 202 p. (in Russ.)
14. Petrov A.A., Sirota I.M. *Formirovaniye dvizhenij manipulyatsionnogo robota pri obkhode prepyatstvij v usloviyakh ogranichennoj informatsii o srede* [Building motions of a robotic manipulator when avoiding obstacles given limited information about the scene]. *Automatics and Telemekhanics*, 1983, no 4, pp. 29–40 (in Russ.)
15. Ilyin V.A. *Intellektual'nye roboty. Teoriya i algoritmy* [Intelligent robots. Theory and Algorithms]. Krasnoyarsk, CAA, 1995, 334 p. (in Russ.)
16. Goritov A.N. *Postroeniye plana traektorii promyshlennogo robota v proizvol'nykh rabochikh sredakh* [Construction of a trajectory plan for an industrial robot in arbitrary operating environments]. *Automatization and Modern Technologies*, 2001, no. 7, pp. 18–23 (in Russ.)
17. Lopatin P.K. *Komp'yuternaya imitatsiya upravleniya semizvennym manipulyatsionnym robotom v srede s neizvestnymi prepyatstviyami* [Computer simulation of a seven-link manipulator control in unknown environment]. *Bulletin of the Reshetnev Siberian State Aerospace University*, 2005, no 3, pp. 69–74 (in Russ.)
18. Goritov A.N., Korikov A.M. *Modelirovaniye adaptivnykh mekhatronnykh sistem. Monografiya* [Modelling of adaptive mechatronic systems. A monography]. Tomsk, V-Spekt, 2007, 350 p.
19. Goritov A.N., Goncharov K.V. *Planirovaniye trayektorii dvizheniya manipulyatsionnogo robota v neizvestnoi srede na osnove algoritma murav'yinykh koloniy* [Motion trajectory planning for a multi-link manipulator in an unknown environment based on ant colony optimization]. *Proceedings of TUSUR University*, 2020, vol. 23, no. 2, pp. 55–64 (in Russ.)
20. Levitskiy N.I. *Teoriya mekhanizmov i mashin* [Theory of Mechanisms and Machines]. Moscow, Science, 1979, 576 p. (in Russ.)
21. Korendyasev A.I., Salamandra B.L., Tyves L.I. *Teoreticheskiye osnovy robototekhniki. V 2 knigakh. Kniga 1* [Theoretical foundations of robotics in 2 books. Book 1]. Moscow, Science, 2006, 384 p. (in Russ.)
22. Dorigo M. *Optimization, Learning and Natural Algorithms*. PhD thesis. Italie, Politecnico di Milano, 1992. 140 p.
23. Kavragi L. [et al.] Probabilistic Roadmaps for Path Planning in High-Dimensional Configuration Spaces. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1996, vol. 12, pp. 566–580.
24. Shtovba S.D. *Murav'yinye algoritmy: teoriya i praktika* [Ant Colony Optimization: theory and practice]. *Programming*, 2005, vol. 31, no 4, pp. 3–18 (in Russ.)
25. Kureychik V.M., Kazharov A.A. *O nekotorykh modifikatsiyakh murav'yinogo algoritma* [On several extensions of the Ant System algorithm]. *Bulletin of SFedU. Engineering Sciences*, 2008, no. 4 (81), pp. 7–12 (in Russ.)

Aleksandr N. Goritov

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Automated Control Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-5710-5186
Phone: +7 (382-2) 70-15-36
Email: ang@asu.tusur.ru

Kirill V. Goncharov

Master student,
Department of Automated Control Systems, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-913-112-41-25
Email: roadto3kmmr@gmail.com

УДК 343.97; 004.81

А.А. Прокудин, М.П. Силич

Анализ факторов преступности на основе гибридных когнитивных карт

Построена гибридная когнитивная карта для оценки социально-экономических факторов преступности и их взаимосвязей на основе статистических данных. С помощью аппарата нечеткой логики получены лингвистические оценки состояния и динамики изменения каждого из выделенных факторов для регионов РФ. С помощью средств регрессионного анализа данных определены оценки силы влияния факторов друг на друга. Разработанная модель может быть использована для диагностики и сравнительного анализа, в качестве примера приведено сравнение преступности в федеральных округах.

Ключевые слова: гибридная когнитивная карта, нечеткая оценка факторов, регрессионный анализ, преступность.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-107-115

Моделирование социально-экономических систем является важной частью процессов анализа и принятия решений государственными и муниципальными органами власти. Высокий уровень развития информационных технологий, в том числе систем искусственного интеллекта предоставляет возможности применения комплексного подхода к анализу общественных проблем, опирающегося как на экспертные знания, так и на автоматизированную обработку данных и знаний. Это позволяет оценивать ситуацию более объективно и выработать более обоснованные стратегические решения по преодолению негативных тенденций и развитию.

Использование методов когнитивного моделирования обусловлено необходимостью принимать решения в сложных многофакторных ситуациях с большим уровнем неопределенности. Суть данных методов заключается в выделении факторов некоторой ситуации, представлении их взаимосвязей в виде графа и анализе карты с целью оценки факторов и их влияния на ситуацию. Существуют разные виды когнитивных карт, отличающиеся подходом к оценке и интерпретации силы влияния факторов. Когнитивные карты позволяют решать задачи в областях как технических, так и гуманитарных наук. Они все шире применяются для анализа и прогнозирования сложных социально-экономических процессов в странах и регионах. Примерами могут служить когнитивная модель экономического развития страны [1] или модель, описывающая проблему бездомности [2].

Указанные выше особенности делают когнитивные карты полезным инструментом для анализа уровня преступности. Преступность является комплексным явлением, объединяющим факторы общественные и индивидуальные, экономические и политические. Существует обилие теорий преступности, пытающихся понять первопричины разных преступлений в обществе. При этом тестирование данных теорий достаточно сложно ввиду большого разнообразия комбинаций различных факторов, способных вызвать рост преступности и ее падение.

Несмотря на сложность изучения, преступность нуждается в дальнейшем исследовании и выработке новых механизмов ее решения, так как является серьезной социальной проблемой. Целесообразность привлечения передовых методов обработки данных и знаний для анализа преступности отмечается в нескольких работах, посвященных созданию когнитивных моделей преступности в РФ [3, 4].

Целью данного исследования является моделирование и анализ состояния различных социально-экономических факторов, их влияния на преступность в регионах России. Для этого используется метод иерархических гибридных когнитивных карт, описанный в [5, 6]. В отличие от других видов когнитивных карт, данный метод предполагает возможность использования статистических данных для оценки состояния или изменения состояния факторов в конкретном регионе с помощью разнообразных методов (фаззификации, нечеткой кластеризации, аккумуляции), а также для оценки силы взаимовлияния факторов. При этом оценки выводятся с учетом различий во внешних условиях групп регионов, что полезно для понимания разнообразия ситуаций с преступностью в зависимости от территориальной специфики и уровня криминальности.

Рассмотрим применение метода для получения статических и динамических оценок состояния преступности и влияющих на нее факторов в субъектах РФ на начало и конец периода с 2010 по 2020 г. Это позволит выделить группы регионов с различным уровнем преступности (низким, средним, высоким) и различной степенью ее роста / падения и сделать выводы, в каких федеральных округах наибольшее число проблемных субъектов.

Кроме того, рассмотрим результаты регрессионного анализа статистических данных для оценки силы влияния различных факторов на уровень преступности. Такие оценки дают возможность выявить наиболее значимые факторы для преступлений различной степени тяжести, а также обнаружить различия в закономерностях, характерных для разных федеральных округов.

Построение когнитивной карты

Гибридная когнитивная карта представлена в виде иерархии, отображающей непосредственное или опосредованное влияние управляемых и внешних факторов на целевой фактор. Факторам сопоставляются индикаторы – измеримые показатели, на основе которых определяются лингвистические оценки их состояния.

Основой для построения гибридной когнитивной карты явились результаты исследований причин преступности, опубликованные в работах как отечественных, так и зарубежных авторов. Существующие особенности, специфичные для конкретных стран и регионов, при построении когнитивной карты не столь важны, они будут выявлены на этапе оценивания сил влияния факторов друг на друга. Таким образом, универсальная модель в дальнейшем может быть «настроена». Оценка взаимовлияния факторов на наборе данных для конкретного региона или группы регионов позволит отбросить неподтвержденные гипотезы о причинах преступности и показать общие закономерности.

Выявленные факторы и соответствующие им индикаторы представлены в табл. 1. Выбор факторов во многом определялся наличием статистических данных – значений индикаторов для субъектов РФ за довольно продолжительный период времени.

Таблица 1

Факторы когнитивной карты

Обозначение	Название фактора	Индикаторы
F_1	Уровень преступности	Количество тяжких и особо тяжких преступлений на 1000 чел. и количество преступлений легкой и средней тяжести на 1000 чел.
F_2	Бедность	Уровень бедности
F_3	Доход населения	Среднедушевой доход населения (без социальных выплат)
F_4	Поддержка населения	Среднедушевые расходы на социальную политику (без пособий) и пособия
F_5	Безработица	Уровень безработицы
F_6	Неравенство	Коэффициент Джини
F_7	Развитие экономики	ВРП на душу населения
F_8	Эффективность полиции	Доля нераскрытых преступлений за отчетный период

Построенная в результате анализа литературы когнитивная карта показана на рис. 1. Знаки «+» и «-» рядом с отношениями ассоциации, связывающими факторы с индикаторами, означают знак коэффициента соответствия: «+» – если оценка фактора тем выше, чем больше значение индикатора, «-» – если наоборот. По модулю все коэффициенты соответствия равны 1.

Целевым фактором является уровень преступности. Поскольку общая преступность складывается из преступлений разного уровня тяжести, причем разные факторы могут иметь различную важность

для отдельных видов преступлений, уровень преступности оценивается по двум индикаторам. Один – для тяжких преступлений, другой – для преступлений средней и легкой степени тяжести.

Большинство остальных факторов характеризуют социально-экономические условия, только один отражает эффективность самой правоохранительной системы. Для его оценки используется доля нераскрытых преступлений от общего числа преступлений за год.

В качестве социально-экономических условий, определяющих уровень преступности, были выбраны такие широко используемые метрики благополучия населения, как уровень бедности, безработицы и неравенства доходов населения. Существует достаточно большое количество литературы, связывающей преступность и указанные выше факторы. Экономические факторы стабильно оказывают влияние на преступность по данным исследований, анализирующих развитие ряда стран [7, 8].

Авторы в [9, 10] находят связь также между преступностью и безработицей в США и Швеции соответственно. Следует отметить, что данные авторы указывают на различия в степени влияния факторов на разные виды преступлений, в частности, на то, что экономические факторы сильнее влияют на имущественную преступность. Имеются и работы отечественных авторов о важности экономических факторов для уровня российской преступности, показывающие связь преступности с бедностью и уровнем заработка населения для страны в целом [11]. Другие исследования по теме выявляют довольно небольшую роль именно указанных экономических факторов в российской преступности [12]. Отмечается также, что косвенное влияние на преступность могут иметь уровень доходов населения и эффективность мер социальной поддержки населения.

Валовой региональный продукт используется в данной модели для оценки уровня экономики региона. Интересным является исследование влияния общего экономического состояния региона на уровень преступности в нем. Предполагается, что в регионах с развитой экономикой должно расти и социальное благополучие, приводя к уменьшению преступности. Однако некоторые авторы не находят значимой связи, и даже утверждают о наличии положительной связи с уровнем преступности [13].

Статическая оценка факторов

Статическая оценка фактора отражает его состояние в заданном регионе на конкретный момент времени, например на конец определенного года. Гибридность когнитивной карты подразумевает различные способы оценки элементов карты (факторов и связей). В данной работе для разделения регионов на группы по уровню состояния того или иного фактора используется процедура фазсификации значений индикаторов, сопоставленных фактору.

Статическая оценка фактора в конкретном регионе в заданном году определяется на множестве треугольных функций принадлежности, построен-

ных путем равномерного разбиения базового множества значений индикаторов на пересекающиеся интервалы по числу термов. Для оценок всех факторов используется множество термов $T = \{\text{«Низкая оценка»}, \text{«Оценка ниже среднего»}, \text{«Средняя оценка»}, \text{«Оценка выше среднего»}, \text{«Высокая оценка»}\}$. В

случае отрицательного коэффициента соответствия индикатора фактору термы следуют в обратном порядке. При наличии двух и более индикаторов для определения степени уверенности в принадлежности к терму используется максиминная свертка.



Рис. 1. Когнитивная карта влияния факторов на преступность

Все данные перед оценкой проверяются на наличие выбросов с использованием межквартильного расстояния. Состояние фактора для регионов с аномально низкими значениями индикатора, являющимися выбросами, оценивается как «Очень низкая оценка», с аномально высокими значениями – как «Очень высокая оценка». На рис. 2 показаны графики полученных функций принадлежности для оценки одного из факторов.

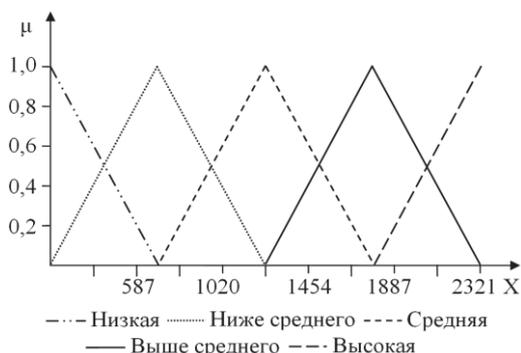


Рис. 2. Графики функций принадлежности для оценки по индикатору «Преступления средней и легкой тяжести»

Чтобы исключить дублирование индикаторов, связанных с одним и тем же фактором, выполняется проверка наличия корреляции между значениями индикаторов. Коэффициенты корреляции между индикаторами для оценки факторов «Уровень преступности» и «Поддержка населения» равны 0,74 и 0,5 соответственно (менее 0,8), что говорит о достаточном их различии и сохранении необходимости

использовать два индикатора для оценки каждого из факторов.

Статические оценки факторов, представленных на когнитивной карте (см. рис. 1), определялись для восьмидесяти трех субъектов РФ, по которым имеются открытые данные государственной и ведомственной статистики за период с 2010 по 2020 г. Экономические данные были получены с портала Федеральной службы государственной статистики, данные по преступности – с портала правовой статистики Генеральной прокуратуры Российской Федерации. Все денежные переменные приведены к реальным значениям на 2010 г.

Для каждого региона были получены оценки состояния факторов на каждый год периода 2010–2020 гг. Распределение регионов по уровню преступности в соответствии с полученными ими оценками целевого фактора в 2010 и в 2020 гг. приведено в табл. 2. Для регионов, получивших две оценки, учитывалась оценка с наибольшей степенью уверенности.

Таблица 2

Распределение регионов по уровню преступности в начале и конце периода

Уровень преступности	Количество регионов в	
	2010 г.	2020 г.
Очень низкий уровень	0	1
Низкий уровень	2	2
Уровень ниже среднего	12	19
Средний уровень	32	45
Уровень выше среднего	23	14
Высокий уровень	6	1
Очень высокий уровень	8	1

По полученным результатам можно сделать вывод, что за исследуемый период в России произошел спад преступности. Высокий уровень преступности в 2020 г. был установлен в Еврейской АО (степень уверенности равна 0,97), очень высокая оценка преступности была получена Амурской областью (значение является выбросом). Еврейская АО при этом имеет высокий уровень бедности и очень низкий уровень эффективности полиции. Амурская область имеет низкий уровень эффективности полиции, но другие факторы на среднем уровне.

Преступность на уровне выше среднего обнаружена в Псковской области (0,95), Курганской области (0,93), Республике Алтай (0,9), Республике Бурятия (0,89), Республике Карелия (0,85), Удмуртской Республике (0,85), Забайкальском крае (0,84), Ленинградской области (0,81), Кемеровской области (0,78), Костромской области (0,76), Новосибирской области (0,71), Республике Хакасия (0,69), Республике Коми (0,6), Республике Тыва (0,55). Причины повышенного уровня преступности встречаются различные. Часто обнаруживается относительно низкая эффективность полиции, но она обычно сопровождается низкими экономическими показателями. Есть и особые случаи. Так, в Республике Алтай эффективность полиции выше среднего при низких экономических показателях. В Новосибирской и Ленинградской областях эффективность полиции низкая и очень низкая, хотя экономические показатели находятся на среднем уровне и выше.

Низкий уровень преступности был выявлен в Республике Ингушетия (0,83) и Республике Дагестан (0,66). Очень низкий уровень преступности зафиксирован в Чеченской Республике. В Дагестане наблюдается высокая эффективность полиции, при этом имеется очень высокий уровень безработицы, очень низкий уровень социальной поддержки и уровень развития экономики ниже среднего. В Ингушетии обнаруживается средний уровень эффективности полиции, а также очень высокие показатели бедности, безработицы и социальной поддержки. В Чечне наблюдается очень высокий уровень безработицы, эффективности полиции и поддержки населения. Также наблюдаются показатели развития экономики на низком уровне и бедность выше среднего.

Результаты позволяют говорить о большой важности способности полиции раскрывать преступления для снижения уровня преступности. Большинство регионов с низким уровнем преступности не имеют высоких оценок экономических факторов, лишь уровень социальной поддержки высок в двух субъектах. Это может означать наличие других факторов, влияющих на уровень преступности, не учтенных моделью.

В табл. 3 показано распределение регионов разных федеральных округов по оценкам уровня преступности. Названия федеральных округов в табл. 3 представлены в виде аббревиатур (Центральный ФО – Ц, Северо-Западный ФО – СЗ, Южный ФО – Ю, Северо-Кавказский ФО – СК, Приволжский ФО – П, Ураль-

ский ФО – У, Сибирский ФО – С, Дальневосточный ФО – Д).

Таблица 3

Распределение регионов в разрезе федеральных округов по уровню преступности в 2020 г.

Уровень преступности	Ц	СЗ	Ю	СК	П	У	С	Д
Очень низкий	0	0	0	1	0	0	0	0
Низкий	0	0	0	2	0	0	0	0
Ниже среднего	8	1	2	3	4	1	0	0
Средний	9	6	4	1	9	4	5	7
Выше среднего	1	4	0	0	1	1	5	2
Высокий	0	0	0	0	0	0	0	1
Очень высокий	0	0	0	0	0	0	0	1

Наибольшее количество оценок преступности на уровне выше среднего зафиксировано в Сибирском федеральном округе (50% от общего числа регионов). Также достаточно высокое количество регионов с повышенным уровнем преступности находится в Дальневосточном и Северо-Западном ФО. Наибольшее количество регионов с оценкой ниже среднего находится в Северо-Кавказском ФО (86%). Достаточно много таких регионов также в Центральном ФО (44%). Данные результаты показывают наличие достаточно серьезных различий в уровне преступности, вызванных географией РФ.

Динамическая оценка факторов

Динамическая оценка фактора для конкретного региона отражает уровень изменения состояния фактора за заданный период времени. Для получения оценки рассматривается разница значений индикатора за исследуемый год и за 2010 г., выбранный в качестве базы для сравнения. Функции принадлежности строятся отдельно для оценки уровня снижения и оценки уровня повышения на подмножествах соответственно отрицательных и положительных чисел, нормированных по максимальному снижению или повышению значений индикатора (без учета выбросов). Для значений ниже 0 используются термины $T_d = \{\text{«Сильное снижение»}, \text{«Умеренное снижение»}, \text{«Незначительное снижение»}\}$, для значений больше 0 используются термины $T_i = \{\text{«Незначительное повышение»}, \text{«Умеренное повышение»}, \text{«Сильное повышение»}\}$. Если изменение равно нулю, используется оценка «Без изменений». Динамическая оценка позволяет проанализировать изменения в уровне преступности и соотнести их с изменениями состояния других факторов.

При рассмотрении динамики уровня преступности с 2010 по 2020 г. было выявлено 30 регионов, где преступность показала умеренное снижение. В 24 регионах снижение было незначительным. Незначительное повышение было зафиксировано в 12 регионах. Умеренный рост преступности произошел в 10 регионах. Сильное снижение произошло в 5 регионах. Сильный рост обнаружен в 2 регионах. Снова можно отметить общую тенденцию снижения уровня преступности по стране.

Сильный рост преступности произошел в Амурской области (0,83) и Республике Коми (1). В обоих случаях можно отметить умеренное снижение

эффективности полиции и умеренный рост социальной поддержки, незначительное снижение бедности и безработицы (что является трендом по стране). При этом в случае Республики Коми произошло умеренное снижение дохода населения, а в Амурской области умеренно выросло неравенство. В регионах с умеренным ростом преступности наблюдается рост бедности и снижение эффективности полиции.

Сильное снижение преступности произошло в Томской области (0,98), Астраханской области (0,95), Пермском крае (0,91), Ханты-Мансийском АО (0,68) и Нижегородской области (0,52). Во всех случаях, помимо Ханты-Мансийского АО, наблюдается повышение эффективности полиции.

В табл. 4 показывается распределение регионов в разрезе федеральных округов по оценкам изменения преступности за период с 2010 по 2020 г.

Таблица 4
Распределение регионов в разрезе федеральных округов по динамическим оценкам уровня преступности за период 2010–2020 г.

Оценка динамики преступности	Ц	СЗ	Ю	СК	П	У	С	Д
Сильное падение	0	0	1	0	2	1	1	0
Умеренное падение	9	3	0	0	4	4	5	5
Незначительное падение	3	2	5	5	5	0	1	3
Незначительный рост	5	2	0	2	0	1	1	1
Умеренный рост	1	3	0	0	3	0	2	1
Сильный рост	0	1	0	0	0	0	0	1

Наибольшее количество регионов, в которых наблюдался значительный рост уровня преступности, пришлось на Северо-Западный и Приволжский ФО. Довольно большое количество регионов с динамикой роста в Центральном ФО.

Динамические оценки других факторов позволяют объяснить причины изменения уровня преступности. Прослеживается четкая взаимосвязь динамики преступности с эффективностью полиции. Стоит отметить, что в большинстве регионов в 2020 г. резко возросла поддержка населения, что обусловлено повышением социальных выплат в связи с пандемией COVID-19. При этом во многих субъектах наблюдалось незначительное падение уровня доходов населения и повышение ВРП.

Оценка силы влияния факторов

Статическая и динамическая оценки факторов дают представление об их состоянии и об изменении состояния в конкретном регионе. Но чтобы понять, в какой мере состояние (изменение состояний) факторов обусловлено влиянием других факторов, необходимо выявить силу взаимовлияния факторов.

Для оценки силы влияния факторов используется регрессионный анализ. Все значения индикаторов нормируются, что позволяет привести получаемые оценки влияния к значениям в интервале [-1; 1] и сделать их сравнимыми между собой. При этом данные очищаются от выбросов. Если фактор характеризуется несколькими индикаторами, то для получения одного интегрированного показателя использу-

ется метод главных компонент (РСА) [6]. После этого находится уравнение регрессии для двух интегрированных показателей входного и выходного фактора, результирующий коэффициент регрессии принимается за силу влияния одного фактора на другой.

Анализ силы влияния проводился на статистических данных, характеризующих субъекты РФ за период 2010–2020 гг., с помощью сквозной регрессии. Рассмотрим полученные результаты, начиная с оценки силы влияния факторов нижнего уровня иерархии, представленной на когнитивной карте (см. рис. 1), на вышестоящий фактор. Влияние факторов «Доход населения» (F_3) и «Поддержка населения» (F_4) на «Бедность» (F_2) выявлялось путем нахождения регрессии между значениями каждого из трех индикаторов входных факторов и индикатора выходного фактора. Поскольку фактор F_4 имеет два индикатора, то определялся также интегрированный показатель методом РСА. Результаты расчетов приведены в табл. 5.

Таблица 5
Влияние F_3 и F_4 на F_2

Входной индикатор	Выходной индикатор	Коэффициент регрессии
Влияние F_3 на F_2		
Среднедушевой доход населения (без социальных выплат)	Уровень бедности	-0,471**
Влияние F_4 на F_2		
Среднедушевые расходы на социальную политику (без пособий)	Уровень бедности	-0,503**
Среднедушевые расходы на пособия		-0,036
Интегрированный показатель		-0,488**

** P – значение ниже 0,01.

Можно сделать вывод, что оба входных фактора способствуют снижению уровня бедности, однако влияние показателя «Среднедушевые расходы на пособия» не имеет статистически значимого эффекта в отличие от показателя «Среднедушевые расходы на социальную политику (без пособий)», включение. В основном, расходы на пенсионное обеспечение. Полученные результаты говорят о малой эффективности некоторых адресных социальных выплат в РФ, что подтверждает выводы, сделанные другими исследователями [14].

Перейдем к результатам оценки влияния факторов на следующем уровне иерархии, представленной на когнитивной карте. Влияние бедности на преступность показано в табл. 6.

Таблица 6
Влияние F_2 на F_1

Входной индикатор	Выходной индикатор	Коэффициент регрессии
Уровень бедности	Количество тяжких и особо тяжких преступлений на 1000 чел.	0,052
	Количество преступлений легкой и средней тяжести на 1000 чел.	0,194**
	Интегрированный показатель	0,189**

** P – значение ниже 0,01.

Оценка влияния безработицы на преступность показана в табл. 7.

Таблица 7

Влияние F_5 на F_1		
Входной индикатор	Выходной индикатор	Коэффициент регрессии
Уровень безработицы	Количество тяжких и особо тяжких преступлений на 1000 чел.	0,152**
	Количество преступлений легкой и средней тяжести на 1000 чел.	0,354**
	Интегрированный показатель	0,351**

** Р – значение ниже 0,01.

Оба фактора, и бедность, и безработица, положительно влияют на уровень преступности, однако в большей степени – на количество преступлений легкой и средней тяжести. Влияние уровня бедности на показатель тяжких преступлений не является статистически значимым. Данные результаты находятся в согласии с мнениями экспертов о различной степени влияния социально-экономических факторов на разные виды преступлений. Оценка влияния неравенства на преступность показана в табл. 8. Влияние фактора на преступность в целом не была найдена статистически значимой, хотя значимое и небольшое влияние обнаружено для особо тяжких преступлений. Похожие результаты наблюдаются при анализе лагированными переменными [15].

Таблица 8

Влияние F_6 на F_1		
Входной индикатор	Выходной индикатор	Коэффициент регрессии
Коэффициент Джини	Количество преступлений легкой и средней тяжести на 1000 чел.	0,033
	Количество тяжких и особо тяжких преступлений на 1000 чел.	0,069*
	Интегрированный показатель	0,037

* Р – значение ниже 0,05.

Оценки силы влияния фактора F_7 «Развитие экономики», связанного с индикатором «ВРП на душу населения», на уровень преступности представлены в табл. 9. Гипотеза об отрицательном влиянии данного фактора на преступность (чем выше уровень экономического развития, тем меньше преступлений) не подтвердилась, что согласуется с уже упоминавшимися исследованиями, опубликованными в [13]. Выявлено положительное влияние, которое в большей степени сказывается на количестве тяжких и особо тяжких преступлений.

Таблица 9

Влияние F_7 на F_1		
Входной индикатор	Выходной индикатор	Коэффициент регрессии
ВРП на душу населения	Количество тяжких и особо тяжких преступлений на 1000 чел.	0,302**
	Количество преступлений легкой и средней тяжести на 1000 чел.	0,267**
	Интегрированный показатель	0,271**

** Р – значение ниже 0,01.

Результаты анализа влияния фактора F_8 «Эффективность полиции» на уровень преступности показаны в табл. 10. Индикатор данного фактора «Доля нераскрытых преступлений» имеет отрицательный коэффициент соответствия, поскольку чем ниже его значение, тем выше оценка фактора. Соответственно, положительный знак коэффициента регрессии трактуется как отрицательное влияние определяемого данным индикатором фактора. Как видно из таблицы, влияние эффективности полиции довольно велико, особенно на уровень особо тяжких и тяжких преступлений, что логично, так как при расследовании больше внимания уделяется именно таким преступлениям. Причем оценка данного влияния является максимальной по сравнению с оценками влияния всех остальных факторов.

Таблица 10

Влияние F_8 на F_1		
Входной индикатор	Выходной индикатор	Коэффициент регрессии
Доля нераскрытых преступлений за отчетный период	Количество тяжких и особо тяжких преступлений на 1000 чел.	-0,384**
	Количество преступлений легкой и средней тяжести на 1000 чел.	-0,295**
	Интегрированный показатель	-0,307**

** Р – значение ниже 0,01.

Регрессионный анализ данных позволил лучше понять взаимоотношения факторов построенной когнитивной карты. Интерпретация полученных результатов дает возможность дополнить, уточнить закономерности развития ситуации с преступностью, описанные в литературе. Можно сделать выводы, что наибольшее влияние на уровень преступности оказывают фактор безработицы и фактор эффективности полиции, причем первый больше сказывается на количестве преступлений легкой и средней тяжести, второй – на количестве тяжелых преступлений. Также существенное влияние на преступность оказывает уровень бедности, который, в свою очередь, в значительной степени зависит от мер социальной поддержки, однако степень зависимости существенно отличается для различных мер поддержки населения.

Ранее были отмечены территориальные различия в преступности между федеральными округами. Для выявления территориальных особенностей того, как складывается ситуация с преступностью, был проведен анализ влияния различных факторов друг на друга отдельно по каждому ФО. Результаты оценки силы влияния факторов приведены в табл. 11 (для факторов с несколькими индикаторами сила связи определялась по интегрированным показателям).

Во многих случаях наблюдаются те же закономерности, которые были выявлены при анализе на массиве данных по всем субъектам РФ. Однако есть и достаточно серьезные расхождения. Так, влияние на уровень преступности фактора «Эффективность полиции» (F_8 на F_1) в Сибирском округе очень сла-

бое, а в Северо-Западном округе имеет место даже положительная связь между ростом эффективности полиции и ростом преступности. Причины такого положения нуждаются в отдельном исследовании. Влияние фактора бедности (F_2 на F_1) в Северо-Кавказском и в Приволжском округах отрицательно,

как и влияние фактора безработицы (F_5 на F_1) в Северо-Кавказском и в Южном округах. Можно предположить, что данные об уровне бедности и безработицы в соответствующих субъектах РФ не учитывают скрытые доходы и самозанятость.

Таблица 11

Оценка силы влияния факторов по федеральным округам

Влияние	Ц	СЗ	Ю	СК	П	У	С	Д
F_3 на F_2	-0,779**	-0,486**	-0,724**	-0,912**	-0,642**	-0,548**	-0,471**	-0,803**
F_4 на F_2	-0,162	-0,149	-0,601**	-0,057	-0,258**	-0,484**	-0,502**	-0,803**
F_2 на F_1	0,355**	0,563**	0,167	-0,378**	-0,313**	0,268	0,393**	0,220**
F_5 на F_1	0,394**	0,709**	-0,581**	-0,969**	0,460**	0,667**	0,370**	0,401**
F_6 на F_1	-0,138	-0,189*	-0,163	-0,303**	0,392**	-0,471**	-0,185*	-0,162
F_7 на F_1	-0,396**	-0,174	0,478**	0,960**	0,288**	-0,353**	-0,112	-0,442**
F_8 на F_1	-0,437**	0,269*	-0,516**	-0,543**	-0,362**	-0,394**	-0,104	-0,639**

* Р – значение ниже 0,05. ** Р – значение ниже 0,01.

Заключение

В работе были применены возможности когнитивного моделирования для диагностики ситуации с преступностью в РФ с использованием статистических данных по 83 субъектам РФ за период с 2010 по 2020 г. Когнитивная карта, отражающая влияние различных факторов на уровень преступности, была сформирована на основе анализа российской и зарубежной литературы по вопросам преступности. Полученная модель позволяет проводить анализ состояния факторов на основе реальных данных в определенные моменты времени и рассматривать динамику их изменения индивидуально для каждого отдельного региона, при этом оценки даются в понятном лингвистическом формате.

Результаты статической и динамической оценки факторов на реальных данных за 11-летний период показали, что в целом по стране уровень преступности к 2020 г. снизился, однако в ряде регионов он повысился. Неблагополучной остается ситуация в Северо-Западном, Сибирском, Дальневосточном федеральных округах, негативные тенденции имеются также в регионах Приволжского и Центрального округов.

Выявление степени влияния факторов друг на друга проводилось как путем сопоставления оценок различных факторов, так и с помощью регрессионного анализа на статистических данных. Предварительное структурирование данных посредством когнитивной карты, включающее группировку показателей, характеризующих тот или иной фактор, и установление связей между выделенными группами показателей позволяют избежать слепого перебора всех возможных связей между всеми показателями.

Результаты анализа подтвердили существующие предположения о наличии положительной связи уровня преступности с уровнем бедности, безработицы и доходами населения. Также положительным оказалось влияние экономического роста, оцениваемого по показателю ВРП на душу населения, а влияние фактора неравенства было признано незначи-

тельным. Было подтверждено предположение о сильной отрицательной зависимости уровня преступности от эффективности полиции. Анализ также показал различия в силе влияния факторов на разные виды преступлений в зависимости от их тяжести. Кроме того, были выявлены различия в оценках силы влияния для различных федеральных округов. Территориальные особенности нуждаются в дополнительных исследованиях.

Данная работа может служить примером анализа социально-экономической ситуации с помощью методологии иерархических гибридных когнитивных карт. Полученная карта может быть применена, возможно, с некоторыми модификациями, для оценки ситуации с преступностью в других странах, а также сравнения стран или регионов между собой.

Литература

1. Морозова М.Е. Среднесрочное прогнозирование российской экономики с использованием когнитивной модели / М.Е. Морозова, В.В. Шмат // Проблемы прогнозирования. – 2017 – № 3. – С. 19–25.
2. Analyzing the impact of social factors on homelessness: a Fuzzy Cognitive Map approach / V.K. Mago, H.K. Morden, C. Fritz, T. Wu, S. Namazi, P. Geranmayeh, R. Chattopadhyay, V. Dabbaghian // BMC Medical Informatics and Decision Making. – 2013 – № 13. – URL: <https://bmcmedinformdecismak.biomedcentral.com/articles/10.1186/1472-6947-13-94> (дата обращения: 06.04.2023).
3. Когнитивное моделирование факторов, влияющих на криминализацию общества, в целях принятия управленческих решений в сфере борьбы с преступностью / А.П. Суходолов, В.А. Маренко, А.М. Бычкова, В.Е. Ложников // Всероссийский криминологический журнал. – 2020. – № 2. – С. 215–233.
4. Суходолов А.П. Моделирование процесса анализа криминализации общества с использованием когнитивной методологии / А.П. Суходолов, В.А. Маренко // Известия БГУ. – 2017. – № 4. – С. 577–584.
5. Силич М.П. Способы оценки факторов иерархической гибридной когнитивной карты на примере оценки состояния сферы теплоснабжения регионов / М.П. Силич, В.А. Силич, С.В. Аксенов // Проблемы управления. – 2018. – № 1. – С. 58–65.

6. Аксенов С.В. Оценка степени влияния различных факторов на энергетическую эффективность территориальных образований / С.В. Аксенов, В.А. Силич, М.П. Силич // Промышленная энергетика. – 2015. – № 2. – С. 2–7.

7. Fajnzylber P. What causes violent crime? / P. Fajnzylber, D. Lederman, L. Norman // *European Economic Review*. – 2002. – Vol. 46, Is. 7. – PP. 1323–1357.

8. Dynamic linkages between poverty, inequality, crime, and social expenditures in a panel of 16 countries: two-step GMM estimates / M.K. Anser, Z. Yousaf, A.A. Nassani, S.M. Alotaibi, A. Kabbani, K. Zaman // *Economic Structures*. – 2020. – № 9. – URL: <https://journalofeconomicstructures.springeropen.com/articles/10.1186/s40008-020-00220-6> (дата обращения: 06.04.2023).

9. Lin M. Does Unemployment Increase Crime?: Evidence from U.S. Data 1974–2000 // *Journal of Human Resources*. – 2008. – Vol. 43, No. 2. – PP. 413–436.

10. Edmark K. Unemployment and Crime: Is There a Connection? // *The Scandinavian Journal of Economics*. – 2005. – Vol. 107, No. 2. – PP. 353–373.

11. Мячин Н.В. Регрессионный анализ влияния экономических факторов на динамику уровня преступности в Российской Федерации // *Экономическая безопасность личности, общества, государства: проблемы и пути обеспечения*: матер. ежегодной Всерос. науч.-практ. конф. – СПб., 2019. – С. 235–239.

12. Зубова Ю.А. Социально-экономические детерминанты современной российской преступности // *Финансы и управление*. – 2021. – С. 63–74.

13. Klaer J. Effects of GDP on Violent Crime/ J. Klaer, V. Northrup // *Georgia Tech Library*. – 2014. – URL: <http://hdl.handle.net/1853/51649>, free (дата обращения: 06.04.2023).

14. Тимофеев Ю.В. Влияние социальных выплат на бедность и неравенство в России // *Экономический анализ: теория и практика*. – 2012. – № 10. – С. 41–45.

15. Федотов А.А. Социальное неравенство и уровень преступности: межрегиональный анализ // *Экономика и бизнес: теория и практика*. – 2019. – № 9. – С. 208–211.

statistical data. The current state and change dynamics of every selected factor for each region of Russia were assessed with linguistic terms using fuzzy logic. Regression analysis was used to assess the impact that the factors have on each other. The resulting model can be used for diagnostics or comparative analysis, an example is given that compares crime rates in different federal districts.

Keywords: hybrid cognitive map, fuzzy factor assessment, regression analysis, crime.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-107-115

References

1. Morozova M.E., Shmat V.V. [Medium-term forecasting of Russian economy using cognitive model]. *Studies on Russian Economic Development*, 2017, vol 28, no. 3, pp. 253–258 (in Russ.).

2. Mago V.K., Morden H.K., Fritz C., Wu T., Namazi S., Geranmayeh P., Chatopadhyay R., Dabaghian V. Analyzing the impact of social factors on homelessness: a Fuzzy Cognitive Map approach. *BMC Medical Informatics and Decision Making*, 2013, no. 13. Available at: <https://bmcmidinformatik.biomedcentral.com/articles/10.1186/1472-6947-13-94> (Accessed: April 6, 2023).

3. Sukhodolov A.P., Marenko V.A., Bychkova A.M., Lozhnikov V.E. [Cognitive modeling of factors that influence the criminalization of society in making managerial decisions in the sphere of crime counteraction]. *Russian Journal of Criminology*, 2020, no. 2, pp. 215–233 (in Russ.).

4. Sukhodolov A.P., Marenko V.A. [Modeling the criminalization of society analysis process using the methodology]. *Bulletin of Baikal State University*, 2017, no. 4, pp. 577–584 (in Russ.).

5. Silich M.P., Silich V.A., Aksenov S.V. [Methods of hierarchical hybrid cognitive map factors estimation on the example of assessment of energy consumption in regions]. *Control Sciences*, 2018, no. 1, pp. 58–65 (in Russ.).

6. Aksenov S.V., Silich V.A., Silich M.P. [Assessment of the impact of different factors on the energy efficiency of territorial entities]. *Industrial Energy*, 2015, vol 28, no. 2, pp. 2–7 (in Russ.).

7. Fajnzylber P., Lederman D., Norman L. What causes violent crime? *European Economic Review*, 2002, Vol. 46, Issue 7, pp. 1323–1357

8. Anser M.K., Yousaf Z., Nassani A.A., Alotaibi S.M., Kabbani A., Zaman K. Dynamic linkages between poverty, inequality, crime, and social expenditures in a panel of 16 countries: two-step GMM estimates. *Economic Structures*, 2020, no. 9. Available at: <https://journalofeconomicstructures.springeropen.com/articles/10.1186/s40008-020-00220-6>, free (Accessed: April 6, 2023).

9. Lin M. Does Unemployment Increase Crime?: Evidence from U.S. Data 1974–2000. *Journal of Human Resources*, 2008, Vol. 43, no. 2, pp. 413–436

10. Edmark K. Unemployment and Crime: Is There a Connection? *The Scandinavian Journal of Economics*, 2005, Vol. 107, no. 2, pp. 353–373.

11. Myachin N. V. Regressiionnyy analiz vliyaniya ekonomicheskikh faktorov na dinamiku urovnya prestupnosti v Rossiyskoy Federatsii [Regression analysis of the influence of economic factors on the dynamics of the crime rate in the Russian Federation] *Ekonomicheskaya bezopasnost lichnosti, obshchestva, gosudarstva: problemy i puti obespecheniya* : Materialy ezhegodnoy vserossiyskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii [Economic security of the individual, society, state: problems and ways of ensuring. Proceedings of the Annual All-Russian Scientific Conference], Saint-Petersburg, 2019, pp. 235–239 (in Russ.).

Прокудин Александр Александрович

Магистрант каф. автоматизации обработки информации (АОИ) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-905-995-21-21
Эл. почта: igor.petrovich.rabinovitz@gmail.com

Силич Мария Петровна

Д-р техн. наук, проф. каф. АОИ ТУСУР
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2555-8145
Тел.: +7-913-813-88-80
Эл. почта: mary.silich@yandex.ru

Prokudin A.A., Silich M.P.

Analysis of crime factors with hybrid cognitive maps

A hybrid cognitive map has been created to assess the socio-economic factors of crime and their relationships based on

12. Zubova Y.A. [Socioeconomic determinants of the current russian crime rate]. *Finansy i upravlenie [Finance and Management]*, 2021, pp. 63–74 (in Russ.).

13. Klaer J., Northrup B. Effects of GDP on Violent Crime. *Georgia Tech Library*, 2014, Available at: <http://hdl.handle.net/1853/51649>, free. (Accessed: April 6, 2023).

14. Timofeev Yu.V. Vliyanie sotsialnykh vyplat na bednost i neravenstvo v Rossii [The impact of social benefits on poverty and inequality in Russia]. *Economic Analysis: Theory and Practice*, 2012, no. 10, pp. 41–45.

15. Fedotov A.A. [Social inequality and crime level: interregional analysis] *Economics and Business: Theory and Practice*, 2019, no. 9, pp. 208–211.

Aleksandr A. Prokudin

Master student, Department of Information Processing Automation, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-905-995-21-21
Email: igor.petrovich.rabinovitz@gmail.com

Maria P. Silich

Doctor of Science in Engineering, Professor,
Department of Information Processing Automation, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-2555-8145
Phone: +7-913-813-88-80
Email: mary.silich@yandex.ru

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.314.58

М.В. Бейков, В.Г. Букреев

Математическая модель мостового статического преобразователя напряжения

Рассмотрены схемы замещения и режимы работы двухтактного статического преобразователя на основе мостовой схемы. Представлена математическая модель преобразователя напряжения, которая описывает поведение его основных элементов и обеспечивает исследование процесса перемангничивания силового трансформатора на линейном участке петли гистерезиса. Выполнено сравнение результатов математического и имитационного моделирования в программах Matlab/Simulink и OrCAD.

Ключевые слова: двухтактный статический преобразователь напряжения, намагничивание трансформатора, схема замещения мостового преобразователя, математическое моделирование.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-119-129

В настоящее время характеристики приборов и устройств силовой электроники, разрабатываемые для специального применения, активно оптимизируются по таким критериям, как масса, размеры, коэффициент полезного действия (КПД), надежность и стоимость. Требования к ним постоянно ужесточаются, т.е. разрабатываемый прибор должен иметь минимальные размер и массу и обладать высоким КПД, высокой надежностью и низкой стоимостью.

При проектировании высоковольтных источников большой мощности для специализированного оборудования предпочтение отдается высокочастотным двухтактным статическим преобразователям напряжения, одной из важнейших проблем которых является обеспечение симметричного режима перемангничивания сердечника силового трансформатора. Известно, что асимметрия в перемангничивании сердечника может привести к его одностороннему магнитному насыщению, и, таким образом, к следующим нежелательным последствиям [1–4]:

- повышению тепловыделения трансформатора и силовых транзисторов преобразователя;
- увеличению потерь и снижению КПД;
- возрастанию помех и ухудшению электромагнитной совместимости.

Очевидно, в реальных условиях эксплуатации преобразователя невозможно обеспечить абсолютную симметричность процесса перемангничивания

сердечника [5, 6]. Это объясняется заведомой неидентичностью параметров элементов на интервалах работы силовой схемы преобразователя: сопротивлений в открытом и закрытом состояниях транзисторов, временем запаздывания управляющих импульсов драйвера, длительностью фронта и спада тока силового транзистора [7].

Исследование эффективности алгоритмов компенсации несимметричности перемангничивания сердечника трансформатора преобразователя большой мощности целесообразно проводить на его адекватной математической модели. Анализ литературы показал, что математической модели мостового преобразователя, которая отражала бы процесс перемангничивания силового трансформатора, в настоящий момент нет [8, 9].

Схема замещения и алгоритм работы двухтактного статического преобразователя

Эквивалентная схема замещения [10] трансформатора TV_1 преобразователя изображена на рис. 1, где r_1 – активное сопротивление первичной обмотки; r_2 – активное сопротивление вторичной обмотки; r_p – сопротивление, характеризующее активные потери в сердечнике трансформатора; L_1 – индуктивность рассеяния первичной обмотки; L_2 – индуктивность рассеяния вторичной обмотки; L_m – индуктивность намагничивания трансформатора; K – коэффициент передачи идеального трансформатора.

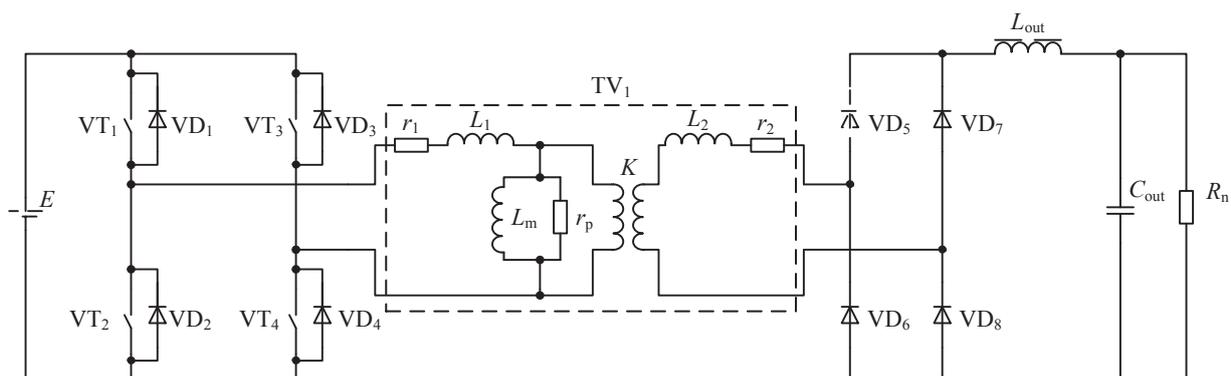


Рис. 1. Схема замещения преобразователя

При построении математической модели преобразователя напряжения приняты следующие основные допущения:

– значения индуктивности дросселя и емкости конденсатора входного фильтра достаточно велики, и пульсациями напряжения на входе преобразователя можно пренебречь;

– полупроводниковые элементы преобразователя обладают характеристиками идеального ключа.

Рассмотрим в общем виде алгоритм работы преобразователя.

Система управления формирует в противофазе импульсы с определенным коэффициентом заполнения на пары ключей VT₁, VT₄ и VT₂, VT₃ соответственно (рис. 2). При переключении транзисторов диагонали моста входное напряжение прикладывается к трансформатору в прямой и обратной полярности с рабочей частотой преобразователя, формируя переменное напряжение на выпрямителе.

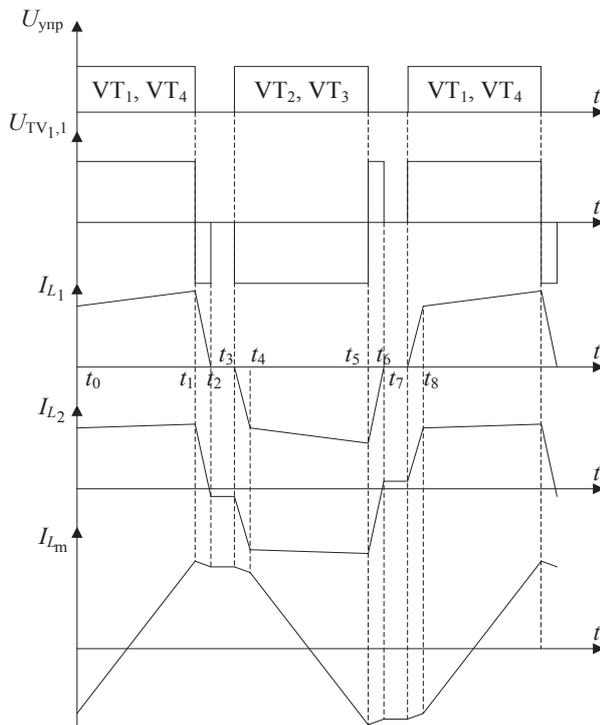


Рис. 2. Диаграмма работы мостового преобразователя с широтно-импульсной модуляцией

Ток первичной обмотки равен сумме токов вторичной обмотки и намагничивания. На интервалах паузы, когда на ключи VT₁–VT₄ подаются запирающие импульсы, происходит передача энергии, накопленной индуктивностью рассеяния трансформатора, в схему через диоды VD₁, VD₄ или VD₂, VD₃ в зависимости от полярности напряжения на трансформаторе.

Таким образом, интервалы режимов работы преобразователя будут определяться не только алгоритмами его системы управления, но и сочетанием параметров силовых элементов схемы. Схемы замещения преобразователя для каждого интервала работы приведены на рис. 3.

Математическая модель данного преобразователя строится на участках непрерывности коммутационной функции управления ключами и может быть представлена векторно-матричным дифференциальным уравнением

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}, \quad (1)$$

где \mathbf{A} – матрица параметров преобразователя; \mathbf{B} – вектор-столбец, компоненты которого связывают входное напряжение преобразователя с его переменными состояниями [11].

Вектор переменных состояний

$$\mathbf{X}(t) = \{I_{L1}(t), I_{L2}(t), I_{Lm}(t), I_{Lout}(t), U_{Cout}(t)\},$$

где $I_{L1}(t)$, $I_{L2}(t)$, $I_{Lm}(t)$ – токи первичной, вторичной обмоток, намагничивания трансформатора соответственно; $I_{Lout}(t)$ – ток дросселя выходного фильтра; $U_{Cout}(t)$ – выходное напряжение преобразователя.

Рассмотрим работу преобразователя на каждом интервале алгоритма управления силовыми ключами.

Интервал 1 (t₀; t₁)

В момент времени t₀ в первичной цепи открываются ключи VT₁, VT₄, и напряжение, прикладываемое к первичной обмотке трансформатора, становится равным входному напряжению, отпираются диоды VD₅, VD₈, и энергия от источника питания передается в нагрузку, где ее запасает дроссель L_{out}.

В соответствии со схемой замещения (рис. 3, а) составляем систему уравнений состояний на элементах схемы:

$$\begin{cases} E = I_{L1}(t)r_1 + L_1 \frac{dI_{L1}(t)}{dt} + L_m \frac{dI_{Lm}(t)}{dt}; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L2}(t)}{dt} + I_{L2}(t)r_2 + L_{out} \frac{dI_{Lout}(t)}{dt} + U_{Cout}(t) - KI_{Lm}(t); \\ I_{L1}(t) = I_{Lm}(t) + KI_{L2}(t) + \frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{Lm}(t)}{dt}; \\ I_{L2}(t) = I_{Lout}(t); \\ I_{Lout}(t) = C_{out} \frac{dU_{Cout}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{Cout}(t). \end{cases} \quad (2)$$

Приведем данную систему уравнений к виду (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{r_1+r_p}{L_1}I_{L_1}(t) + K\frac{r_p}{L_1}I_{L_2}(t) + \frac{r_p}{L_1}I_{L_m}(t) + \frac{1}{L_1}E; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = K\frac{r_p}{L_2+L_{out}}I_{L_1}(t) - \frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}}I_{L_2}(t) - K\frac{r_p}{L_2+L_{out}}I_{L_m}(t) - \frac{1}{L_2+L_{out}}U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = \frac{r_p}{L_m}I_{L_1}(t) - \frac{r_p}{L_m}KI_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m}I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = K\frac{r_p}{L_2+L_{out}}I_{L_1}(t) - \frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}}I_{L_2}(t) - K\frac{r_p}{L_2+L_{out}}I_{L_m}(t) - \frac{1}{L_2+L_{out}}U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}}I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}}U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (3)$$

В результате преобразования запишем матрицу A_1 параметров и вектор-столбец B_1 преобразователя:

$$A_1 = [A_{11} \quad A_{12}],$$

где

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1+r_p}{L_1} & \frac{Kr_p}{L_1} \\ \frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & -\frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}} \\ \frac{r_p}{L_m} & -\frac{Kr_p}{L_m} \\ \frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & -\frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} \frac{r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & 0 & -\frac{1}{L_2+L_{out}} \\ -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ -\frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & 0 & -\frac{1}{L_2+L_{out}} \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1}E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 2 ($t_1; t_2$)

На данном интервале (рис. 3, б) в момент времени t_1 подается запирающее напряжение на ключи

VT_1, VT_2 . Ток I_{L_1} начинает протекать через диоды VD_2, VD_3 , а запасенная дросселем L_{out} энергия передается в нагрузку через диоды $VD_5-V D_8$. Интервал заканчивается, когда ток первичной обмотки трансформатора преобразователя становится равным нулю.

В соответствии со схемой замещения составим систему уравнений в пространстве переменных состояний:

$$\begin{cases} -E = I_{L_1}(t)r_1 + L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} + L_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - KL_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_1}(t) = I_{L_m}(t) + KI_{L_2}(t) + \frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} + U_{C_{out}}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (4)$$

Преобразуем систему уравнений (4) к виду (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{r_1+r_p}{L_1}I_{L_1}(t) + \frac{Kr_p}{L_1}I_{L_2}(t) + \frac{r_p}{L_1}I_{L_m}(t) - \frac{1}{L_1}E; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = \frac{Kr_p}{L_2}I_{L_1}(t) - \frac{r_2+K^2r_p}{L_2}I_{L_2}(t) - \frac{Kr_p}{L_2}I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = \frac{r_p}{L_m}I_{L_1}(t) - \frac{Kr_p}{L_m}I_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m}I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}}U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}}I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}}U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (5)$$

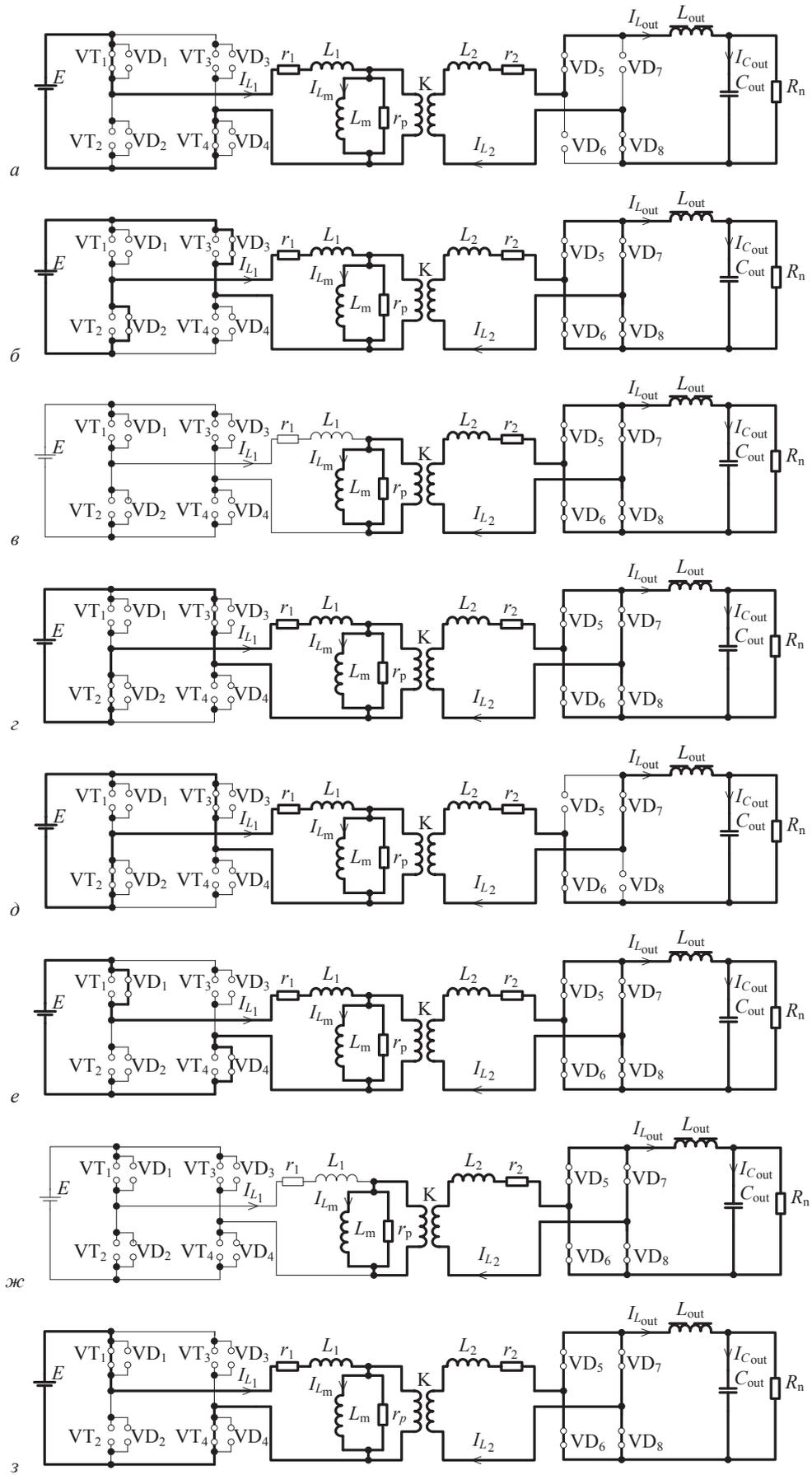


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения преобразователя на интервалах:
 а – 1; б – 2; в – 3; г – 4; д – 5; е – 6; ж – 7; з – 8

По составленным уравнениям (5) получим матрицу A_2 параметров и вектор-столбец B_2 преобразователя на интервале 2

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{r_1+r_p}{L_1} & \frac{Kr_p}{L_1} & \frac{r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{Kr_p}{L_2} & -\frac{r_2+K^2r_p}{L_2} & -\frac{Kr_p}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{r_p}{L_m} & -\frac{Kr_p}{L_m} & -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 3 ($t_2; t_3$)

На данном интервале (рис. 3, в) запасенная дросселем L_{out} энергия передается в нагрузку через диоды VD_5 – VD_8 . Интервал заканчивается, когда отпирающее напряжение поступает на ключи VT_2, VT_3 .

В соответствии со схемой замещения составляем систему уравнений состояний на элементах схемы:

$$\begin{cases} 0 = L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} + U_{C_{out}}(t); \\ I_{L_1}(t) = 0; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - KL_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_m}(t) = -\frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} - KI_{L_2}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (6)$$

После преобразований систему уравнений (6) приведем к виду (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = 0; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = -\frac{(r_2+K^2r_p)}{L_2} I_{L_2}(t) - \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = -\frac{r_p}{L_m} KI_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (7)$$

По составленным уравнениям (7) получим матрицу A_3 параметров и вектор-столбец B_3 преобразователя на интервале 3

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2+K^2r_p}{L_2} & -\frac{Kr_p}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Kr_p}{L_m} & -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 4 ($t_3; t_4$)

В момент времени t_3 подается отпирающее напряжение на ключи VT_2, VT_3 , диоды VD_5 – VD_8 продолжают проводить. Интервал 4 продолжается до момента t_4 , когда ток I_{L_2} становится равным току $I_{L_{out}}$ и закрываются диоды VD_5, VD_6 .

В соответствии со схемой замещения (рис. 3, г) составляем систему уравнений состояний на элементах схемы:

$$\begin{cases} -E = I_{L_1}(t)r_1 + L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} + L_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - KL_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_1}(t) = I_{L_m}(t) + KI_{L_2}(t) + \frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} + U_{C_{out}}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (8)$$

Преобразуя систему (8), запишем

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{r_1+r_p}{L_1} I_{L_1}(t) + \frac{Kr_p}{L_1} I_{L_2}(t) + \frac{r_p}{L_1} I_{L_m}(t) - \frac{1}{L_1} E; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_1}(t) - \frac{r_2+K^2r_p}{L_2} I_{L_2}(t) - \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = \frac{r_p}{L_m} I_{L_1}(t) - \frac{Kr_p}{L_m} I_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (9)$$

По составленным уравнениям (9) получим матрицу \mathbf{A}_4 параметров и вектор-столбец \mathbf{B}_4 преобразователя на интервале 4

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1+r_p}{L_1} & \frac{Kr_p}{L_1} & \frac{r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{Kr_p}{L_2} & -\frac{r_2+K^2r_p}{L_2} & -\frac{Kr_p}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{r_p}{L_m} & -\frac{Kr_p}{L_m} & -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

На интервалах 5–8 работа преобразователя аналогична его работе на интервалах 1–4, но с обратной полярностью напряжения на трансформаторе.

Интервал 5 ($t_4; t_5$)

В соответствии со схемой замещения (рис. 3, д) составляем систему уравнений состояний на элементах схемы:

$$\begin{cases} -E = I_{L_1}(t)r_1 + L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} + L_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} - \\ -U_{C_{out}}(t) - KL_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_1}(t) = I_{L_m}(t) + KI_{L_2}(t) + \frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_2}(t) = -I_{L_{out}}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (10)$$

После соответствующих преобразований запишем систему уравнений в форме (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{r_1+r_p}{L_1} I_{L_1}(t) + K \frac{r_p}{L_1} I_{L_2}(t) + \frac{r_p}{L_1} I_{L_m}(t) - \frac{1}{L_1} E; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = K \frac{r_p}{L_2+L_{out}} I_{L_1}(t) - \frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}} I_{L_2}(t) - K \frac{r_p}{L_2+L_{out}} I_{L_m}(t) + \frac{1}{L_2+L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = \frac{r_p}{L_m} I_{L_1}(t) - \frac{r_p}{L_m} KI_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -K \frac{r_p}{L_2+L_{out}} I_{L_1}(t) + \frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}} I_{L_2}(t) + K \frac{r_p}{L_2+L_{out}} I_{L_m}(t) - \frac{1}{L_2+L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (11)$$

По составленным уравнениям (11) получим матрицу \mathbf{A}_5 параметров и вектор-столбец \mathbf{B}_5 преобразователя на интервале 5

$$\mathbf{A}_5 = [\mathbf{A}_{51} \quad \mathbf{A}_{52}],$$

где

$$\mathbf{A}_{51} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1+r_p}{L_1} & \frac{Kr_p}{L_1} \\ \frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & -\frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}} \\ \frac{r_p}{L_m} & -\frac{Kr_p}{L_m} \\ -\frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & \frac{r_2+K^2r_p}{L_2+L_{out}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{52} = \begin{bmatrix} \frac{r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & 0 & \frac{1}{L_2+L_{out}} \\ -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ \frac{Kr_p}{L_2+L_{out}} & 0 & -\frac{1}{L_2+L_{out}} \\ 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_5 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Интервал 6 ($t_5; t_6$)

В соответствии со схемой замещения (рис. 4, е) составляем систему уравнений состояний на элементах схемы:

$$\begin{cases} E = I_{L_1}(t)r_1 + L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} + L_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - KI_{L_m} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_1}(t) = I_{L_m}(t) + KI_{L_2}(t) + \frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} + U_{C_{out}}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (12)$$

После соответствующих преобразований уравнений приведем систему (12) к виду (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{r_1 + r_p}{L_1} I_{L_1}(t) + \frac{Kr_p}{L_1} I_{L_2}(t) + \frac{r_p}{L_1} I_{L_m}(t) + \frac{1}{L_1} E; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_1}(t) - \frac{r_2 + K^2 r_p}{L_2} I_{L_2}(t) - \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = \frac{r_p}{L_m} I_{L_1}(t) - \frac{Kr_p}{L_m} I_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (13)$$

По составленным уравнениям (13) получим матрицу \mathbf{A}_6 параметров и вектор-столбец \mathbf{B}_6 преобразователя на интервале 6:

$$\mathbf{A}_6 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1 + r_p}{L_1} & \frac{Kr_p}{L_1} & \frac{r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{Kr_p}{L_2} & -\frac{r_2 + K^2 r_p}{L_2} & -\frac{Kr_p}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{r_p}{L_m} & -\frac{Kr_p}{L_m} & -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_6 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 7 ($t_6; t_7$)

В соответствии со схемой замещения (рис. 3, ж) составляем систему уравнений состояний на элементах схемы:

$$\begin{cases} 0 = L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} + U_{C_{out}}(t); \\ I_{L_1}(t) = 0; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - KI_{L_m} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_m}(t) = -\frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} - KI_{L_2}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (14)$$

Преобразуя систему (14), приведем ее к виду (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = 0; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = -\frac{r_2 + K^2 r_p}{L_2} I_{L_2}(t) - \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = -\frac{r_p}{L_m} KI_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (15)$$

По составленным уравнениям (15) получим матрицу \mathbf{A}_7 параметров и вектор-столбец \mathbf{B}_7 преобразователя на интервале 7

$$\mathbf{A}_7 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_2 + K^2 r_p}{L_2} & -\frac{Kr_p}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{Kr_p}{L_m} & -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_7 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 8 ($t_7; t_8$)

В соответствии со схемой замещения (рис. 3, з) составляем систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} E = I_{L_1}(t)r_1 + L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} + L_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} + I_{L_2}(t)r_2 - KL_m \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ I_{L_1}(t) = I_{L_m}(t) + KI_{L_2}(t) + \frac{L_m}{r_p} \frac{dI_{L_m}(t)}{dt}; \\ 0 = L_{out} \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} + U_{C_{out}}(t); \\ I_{L_{out}}(t) = C_{out} \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} + \frac{1}{R_n} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (16)$$

После выполнения необходимых преобразований данную систему уравнений приведем к виду (1)

$$\begin{cases} \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = -\frac{r_1 + r_p}{L_1} I_{L_1}(t) + \frac{Kr_p}{L_1} I_{L_2}(t) + \\ + \frac{r_p}{L_1} I_{L_m}(t) + \frac{1}{L_1} E; \\ \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_1}(t) - \frac{r_2 + K^2 r_p}{L_2} I_{L_2}(t) + \\ + \frac{Kr_p}{L_2} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_m}(t)}{dt} = \frac{r_p}{L_m} I_{L_1}(t) - \frac{Kr_p}{L_m} I_{L_2}(t) - \frac{r_p}{L_m} I_{L_m}(t); \\ \frac{dI_{L_{out}}(t)}{dt} = -\frac{1}{L_{out}} U_{C_{out}}(t); \\ \frac{dU_{C_{out}}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{out}} I_{L_{out}}(t) - \frac{1}{R_n C_{out}} U_{C_{out}}(t). \end{cases} \quad (17)$$

По составленным уравнениям (17) получим матрицу \mathbf{A}_8 параметров и вектор-столбец \mathbf{B}_8 преобразователя на интервале 8

$$\mathbf{A}_8 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1 + r_p}{L_1} & \frac{Kr_p}{L_1} & \frac{r_p}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{Kr_p}{L_2} & -\frac{r_2 + K^2 r_p}{L_2} & \frac{Kr_p}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{r_p}{L_m} & -\frac{Kr_p}{L_m} & -\frac{r_p}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{out}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{out}} & -\frac{1}{R_n C_{out}} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_8 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Верификация математической модели статического преобразователя

Сложность проведения полноценных экспериментальных исследований для верификации математической модели преобразователя напряжения электропитания в составе специального оборудования обуславливает использование альтернативных вариантов тестирования.

Математическое моделирование разработанной непрерывной модели преобразователя проводим в программной среде Matlab/Simulink [12], имитационное моделирование для проверки правильности полученной математической модели проводим в программе схемотехнического моделирования OrCAD [13–15]. При моделировании процессов используем следующие параметры схемы: $E = 175 \div 320$ В; $R_n = 3$ Ом; $r_1 = 0,4$ мОм; $r_2 = 2,5$ мОм; $r_p = 300$ Ом; $L_1 = 1,6$ мкГн; $L_2 = 10$ мкГн; $L_m = 7,4$ мГн; $L_{out} = 400$ мкГн; $C_{out} = 300$ мкГн; $K = 2,5$.

На рис. 4, 5 представлены результаты математического и имитационного моделирования процессов преобразователя при номинальном входном напряжении, равном 230 В.

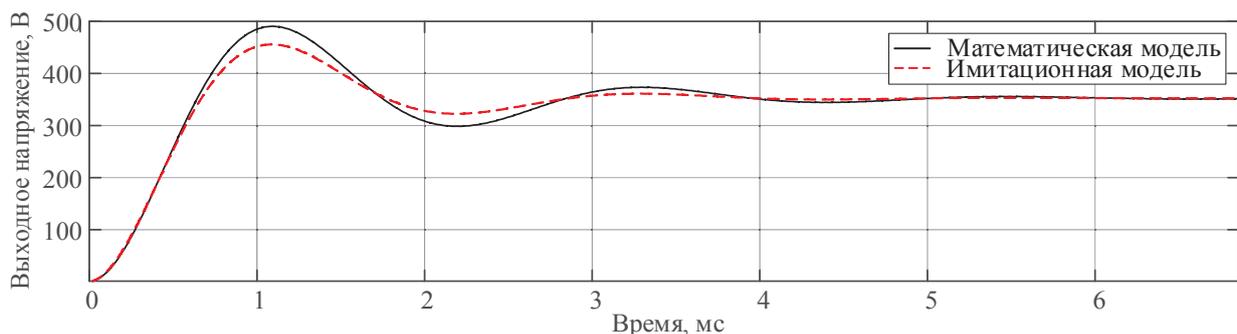


Рис. 4. Выходное напряжение преобразователя

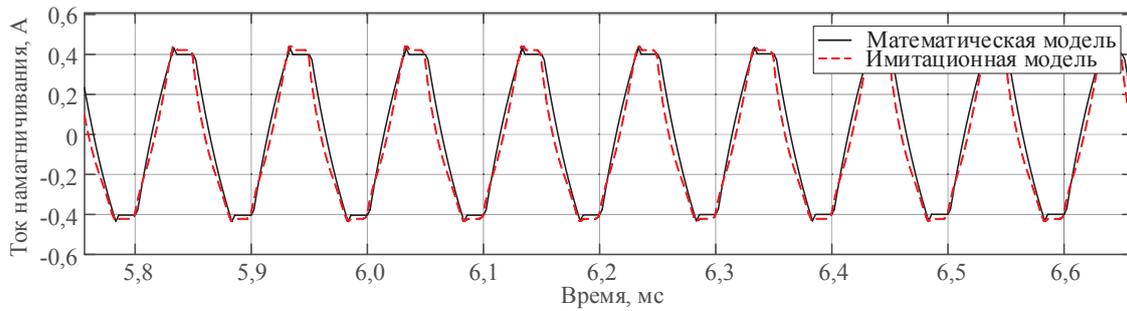


Рис. 5. Ток намагничивания силового трансформатора преобразователя

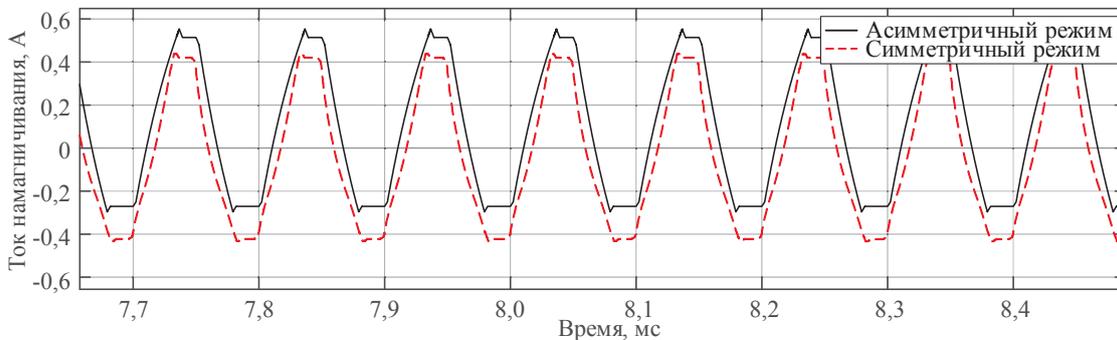


Рис. 6. Ток намагничивания при асимметричном режиме перемагничивания трансформатора

Для оценки адекватности математической модели проведен расчет относительной погрешности выходного напряжения при различных значениях входного напряжения. Значение погрешности вычислялось как среднее арифметическое от поэлементного относительного рассогласования массива значений выходного напряжения имитационной и математической модели:

$$\varepsilon = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left| \frac{U_{j\text{им.м}} - U_{j\text{мат.м}}}{U_{j\text{им.м}}} \right| \cdot 100,$$

где N – количество значений выходного напряжения; $U_{j\text{им.м}}$ – значение выходного напряжения, полученное при имитационном моделировании; $U_{j\text{мат.м}}$ – значение выходного напряжения, полученное при математическом моделировании.

В табл. 1 приведена относительная погрешность выходного напряжения и тока намагничивания математической модели при различных значениях входного напряжения.

Таблица 1

Относительная погрешность данных имитационной и математической модели

Значение входного напряжения, В	Относительная погрешность данных имитационной и математической модели, %	
	При пуске	В установившемся режиме
Для выходного напряжения		
175	13,27	0,97
230	10,41	0,23
320	12,31	0,46
Для тока намагничивания		
175	10,72	7,63
230	9,83	7,45
320	9,14	7,28

Для упрощения математической модели любую неидентичность параметров элементов преобразователя на интервалах работы можно свести к разности управляющих импульсов диагональных ключей [3]. При таком режиме перемагничивания трансформатора математическая модель показала, что в токе намагничивания формируется постоянная составляющая (рис. 6), что соответствует [13].

Как известно, увеличение значения напряженности магнитного поля в трансформаторе выше определенного уровня приводит к уменьшению значения эффективной магнитной проницаемости и, следовательно, к снижению индуктивности намагничивания трансформатора. Математическое моделирование показало, что при уменьшении индуктивности намагничивания увеличивается ток намагничивания трансформатора (табл. 2). Повышенный ток приводит к снижению эффективности преобразователя, повышению требований к полупроводниковым ключам, ухудшению электромагнитной совместимости изделия.

Таблица 2

Зависимость амплитуды тока намагничивания от индуктивности намагничивания

Индуктивность, мкГн	Ток, А
7400	0,4
1480	2,2
296	11,8

Заключение

Разработанная математическая модель достаточно адекватно отражает работу рассматриваемого преобразователя напряжения, позволяет вычислять мгновенные значения токов и напряжений на элементах схемы.

Так, при сравнении с имитационной моделью, выполненной в программе схемотехнического моделирования OrCAD, относительная погрешность значений выходного напряжения при различных значениях входного напряжения не превышает 15% для пускового режима и 1% в установившемся режиме, а тока намагничивания – 11% для пускового режима и 8% в установившемся режиме.

Предложенная математическая модель преобразователя содержит эквивалентную схему замещения трансформатора и может быть использована для построения регулятора с функцией симметрирования режима перемагничивания силового трансформатора в двухтактном мостовом преобразователе напряжения.

Литература

1. Шевцов Д.А. Двухтактные конвертеры с симметрирующими свойствами / Д.А. Шевцов, Д.Р. Манбеков // Практическая силовая электроника. – 2006. – № 24. – С. 7–10.
2. Шевцов Д.А. Компенсационные методы симметрирования / Д.А. Шевцов, Д.Р. Манбеков // Практическая силовая электроника. – 2006. – № 24. – С. 11–14.
3. Шевцов Д.А. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулированием / Д.А. Шевцов, Д.Р. Манбеков // Силовые транзисторные устройства. – М.: Экон-Информ, 2006. – Вып. 2. – С. 58–75.
4. A novel concept for transformer volt second balancing of a VIENNA rectifier III based on direct magnetizing current measurement [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ethz.ch/de/utis/search.html?language=de&site=all&q=a-novel-concept-for-transformer-volt-second-balancing-of-a-vienna-rectifier-iii-based-on-direct-magnetizing-current-measurement>, свободный (дата обращения: 03.04.2023).
5. Манбеков Д.Р. Сравнительный анализ различных типов транзисторных преобразователей постоянного напряжения при несимметричном режиме перемагничивания / Д.Р. Манбеков, Д.А. Шевцов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 33. – С. 45–47.
6. Klopper S. A sensor for balancing flux in converters with a high frequency transformer link / S. Klopper, J.A. Ferreira // IEEE Transactions on Industry Applications. – Toronto, 1993. – Vol. 33, No. 3. – PP. 774–779.
7. Tang Y. Comprehensive study of fast load modulation with volt-second balance in a dual-active-bridge converter / Y. Tang, X. Li, S.Z. Zhou // IET Power Electron. – 2019. – PP. 1357–1367.
8. Ghadimi A.A. Development of average model for control of a full bridge PWM DC-DC converter / A.A. Ghadimi, H. Rastegar, A. Keyhani // Journal of Italian association of electrical and electronic engineering. – 2007. – Vol. 4, No. 2. – PP. 52–59.
9. Moghaddam S.H.A. Modeling and current programmed control of a bidirectional full bridge DC-DC converter / S.H.A. Moghaddam, A. Ayatollahi, A. Rahmati // Energy and power engineering. – 2012. – No. 4. – PP. 107–116.
10. Обрусник В.П. Теория и практика оптимального расчета магнитных элементов электронных устройств: монография. – Томск: ТУСУР, 2009. – 152 с.
11. Столярова А.А. Математическая модель резонансного LLC-преобразователя / А.А. Столярова, С.Г. Михальченко, В.И. Апасов // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 86–91.
12. Решение систем обыкновенных дифференциальных уравнений в среде MATLAB. Ч. 1. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://hub.exponenta.ru/post/chislennoe-reshenie-differentsialnykh-uravneniy-v-srede-matlab-s-pomoshchyu-vstroennykh-instrumentov722>, свободный (дата обращения: 01.02.2023).
13. Бейков М.В. Преобразователь корабельной системы электроснабжения с компенсационным контролем одностроннего намагничивания трансформатора / М.В. Бейков, Ю.М. Казанцев // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 51. – С. 16–19.
14. Бейков М.В. Ограничение одностроннего насыщения трансформатора двухтактного преобразователя напряжения путем изменения крутизны опорного пилообразного напряжения ШИМ / М.В. Бейков, А.В. Королев // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 15–17 мая 2013 г.: в 5 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 170–173.
15. Study and design of a full bridge DC/DC power converter / E. Baghaz, S. Bounouar, R. Bendaoud, B. Zohal, N.K. M'Sirdi, A. Naamane, N. Benaya, N. El Akchioui, M. Behmida // University journal of electrical and electronic engineering. – 2019. – Vol. 6, No. 2. – PP. 31–45.

Бейков Максим Васильевич

Начальник лаб. науч.-исслед. отд.
АО «Научно-производственного центра «Полюс»
Кирова пр-т, 56 в, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-961-892-17-35
Эл. почта: beikovmv@gmail.com

Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, проф., отд. электроэнергетики
и электротехники Национального исследовательского
Томского политехнического университета
Ленина пр., 30, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Тел.: +7-913-854-21-96
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Beikov M.V., Bukreev V.G.

Mathematical model of full-bridge voltage converter

The article presents the equivalent circuits and operation modes of a full-bridge static converter. A presented mathematical model of a voltage converter describes the operation of its elements and provides a study of power transformer magnetization. The results of mathematical and simulation modeling obtained in Matlab/Simulink and OrCAD are compared.

Keywords: full-bridge static voltage converter, transformer magnetization, equivalent circuit of bridge converter, mathematical modeling.

DOI: 10.21293/1818-0442-2023-26-1-119-129

References

1. Shevtsov D.A., Manbekov D.R. *Dvuhtaktnye konvertory s simmetriruyushchimi svoystvami* [Push-pull converters with balancing properties]. *Practical Power Electronics*. 2006, no. 24, pp. 7–10 (in Russ.).

2. Shevtsov D.A., Manbekov D.R. *Kompensacionnye metody simmetrirovaniya* [Compensation methods of balancing]. *Practical Power Electronics*. 2006, no. 24, pp. 11–14 (in Russ.).
3. Shevtsov D.A., Manbekov D.R. *Sravnitel'nyj analiz i klassifikaciya metodov simmetrirovaniya dvihtaknyh preobrazovatelej napryazheniya s SHIM-regulirovaniem* [Comparative analysis and classification of methods for balancing push-pull voltage converters with PWM control]. *Power Transistor Devices*. Thematic collection of scientific papers. 2006, vol. 2, pp. 58–75 (in Russ.).
4. A novel concept for transformer volt second balancing of a VIENNA rectifier III based on direct magnetizing current measurement. Available at: <https://ethz.ch/de/utis/search.html?language=de&site=all&q=a-novel-concept-for-transformer-volt-second-balancing-of-a-vienna-rectifier-iii-based-on-direct-magnetizing-current-measurement>, free (Accessed: April 03, 2023).
5. Manbekov D.R., Shevtsov D.A. *Sravnitel'nyj analiz razlichnyh tipov tranzistornyh preobrazovatelej postoyannogo napryazheniya pri nesimmetrichnom rezhime peremagnichivaniya* [Comparative analysis of various types of transistor DC-converters in asymmetric remagnetization mode]. *Practical Power Electronics*. 2009, no. 33, pp. 45–47 (in Russ.).
6. Klopper S., Ferreira J.A. A sensor for balancing flux in converters with a high frequency transformer link. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Toronto, 1993, vol. 33, no. 3, pp. 774–779.
7. Tang Y., Li X. Zhou S.Z. Comprehensive study of fast load modulation with volt-second balance in a dual-active-bridge converter. *IET Power Electron.* 2019, pp. 1357–1367.
8. Ghadimi A.A., Rastegar H., Keyhani A. Development of average model for control of a full bridge PWM DC-DC converter. *Journal of Italian Association of Electrical and Electronic Engineering*. 2007, vol. 4, no. 2, pp. 52–59.
9. Moghaddam S.H.A., Ayatollahi A., Rahmati A. Modeling and current programmed control of a bidirectional full bridge DC-DC converter. *Energy and Power Engineering*. 2012, no. 4, pp. 107–116.
10. Obrusnik V.P. *Teoriya i praktika optimal'nogo rascheta magnitnyh elementov elektronnyh ustrojstv* [Theory and practice of optimal calculation of magnetic elements of electronic devices]. Tomsk, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 2009, 152 p. (in Russ.).
11. Stolyarova A.A., Mikhachenko S.G., Apasov V.I. *Matematicheskaya model' rezonansnogo LLC-preobrazovatelya* [Mathematical model of a resonant LLC-converter]. *Proceedings of TUSUR University*. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 86–91 (in Russ.).
12. *Reshenie sistem obyknovennykh differentsial'nykh uravnenij v srede MATLAB. CH. 1.* [Solution of systems of ordinary differential equations in the MATLAB environment. Vol. 1]. Available at: <https://hub.exponenta.ru/post/chislennoe-reshenie-differentsialnykh-uravneniy-v-srede-matlab-s-pomoshchyu-vstroennykh-instrumentov722>, free (Accessed: February 01, 2023) (in Russ.).
13. Beykov M.V., Kazantsev Yu.M. *Preobrazovatel' korabel'noj sistemy elektro-snabzheniya s kompensacionnym kontrolem odностороннего namagnichivaniya transformatora* [Converter of the ship's power supply system with compensation control of one-sided magnetization of the transformer]. *Practical Power Electronics*. 2013, no. 51, pp 16–19.
14. Beykov M.V., Korolev A.V. *Ogranichenie odностороннего nasyshcheniya transformatora dvihtaknogo preobrazovatelya napryazheniya putem izmeneniya krutizny opornogo piloobraznogo napryazheniya SHIM* [Limitation of one-sided saturation of the transformer of a push-pull voltage converter by changing the slope of the PWM sawtooth reference voltage]. *Scientific Session TUSUR–2013, Proceedings of the All-Russian Scientific and Technical Conference of Students, Graduate Students and Young Scientists*. Tomsk, 15–17 May, 2013. Tomsk, V-Spectr, 2013, pt. 2, pp. 170–173 (in Russ.).
15. Baghaz E., Bounouar S., Bendaoud R., Zohal B., M'Sirdi N.K., Naamane A., Benaya N., Akchioui N. El, Benhmida M. Study and design of a full bridge DC/DC power converter. *University Journal of Electrical and Electronic Engineering*. 2019, pp. 31–45.

Maxim V. Beykov

Head, Laboratory of the Research Department of the Company «Research and Production Center «Polyus» 56 v, Kirov pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-961-892-17-35
Email: beykovmv@gmail.com

Viktor G. Bukreev

Doctor of Science in Engineering, Professor, School of Energy & Power Engineering, National Research Tomsk Polytechnic University 30, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-9861-9765
Phone: +7-913-854-21-96
Email: bukreev@tpu.ru

Требования к подготовке рукописей статей,

представляемых для публикации в журнале

«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003–2016. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: journal.tusur.ru. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские буквы и греческие символы набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, –, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные (и кривые на графиках), обозначенные латинскими буквами или цифрами – курсивом, кроме англ. слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_2 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – A_1 , $M(f)$, β_x . Шаблоны для набора формул необходимо взять на сайте из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел (х, ГГц; 20 ГГц; Т, град; 7 °С). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1.

Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи на рис. – Times New Roman, 9 пт (после масштабирования), не жирным, не курсивом, переменные – также, как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman, после масштабирования – 9 кегль).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперiodических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40.

Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (382-2) 51-21-21



