



# **IT- технологии. СВЯЗЬ**

**Информационные технологии. Связь  
Телекоммуникации. Безопасность**

**30-31 октября 2019 г.  
г. ЯКУТСК**

*Организаторы:*

**СВ Экспо SERVICE**

**Выставочная компания  
Сибэкспосервис**  
г. Новосибирск

Тел: (383) 3356350  
E-mail: [vkses@yandex.ru](mailto:vkses@yandex.ru)  
[www.ses.net.ru](http://www.ses.net.ru)



Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобрнауки России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций.

**Учредитель**

ООО "Издательский дом Медиа Паблшер"

**Главный редактор**

Тихвинский Валерий Олегович

**Издатель**

Дымкова Светлана Сергеевна  
ds@media-publisher.ru

**Редакционная коллегия**

**Аджемов Артём Сергеевич**  
(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

**Анютин Александр Павлович**  
(д.ф.-м.н., профессор, член программного и оргкомитетов WSEAS), Россия, Мексика

**Бугаев Александр Степанович**  
(академик РАН), Россия

**Вааль Альберт**  
(д.т.н., старший научный сотрудник Ганноверского университета им. Лейбница на кафедре коммуникационной техники), Германия

**Варламов Олег Витальевич**  
(д.т.н., в.н.с. МТУСИ), Россия

**Головачев Юлиус**  
(управляющий консультант Detecop International GmbH), Германия

**Гребенников Андрей Викторович**  
(Sumitomo Electric Europe), Великобритания

**Данилов Владимир Григорьевич**  
(д.ф.-м.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

**Дулкейтс Эрик**  
(д.т.н., старший исполнительный директор корпорации Detecop), Силиконовая долина, США

**Елизаров Андрей Альбертович**  
(д.т.н., профессор МИЭМ, НИУ ВШЭ), Россия

**Зубарев Юрий Борисович**  
(д.т.н., член-корреспондент РАН, заслуженный деятель науки РФ), Россия

**Ибрагимов Байрам**  
(д.т.н., профессор Азербайджанского технического университета, АзТУ), Азербайджан

**Корбетт Ровэлл**  
(д.т.н., директор по исследованиям в научно-исследовательском центре China Mobile Research Institute, профессор университета Назарбаева), Гон-Конг (Китай), США

**Кузовкова Татьяна Алексеевна**  
(д.э.н., декан экономического факультета МТУСИ), Россия

**Кюркчан Александр Гаврилович**  
(д.ф.-м.н., профессор МТУСИ), Россия

**Омельянов Георгий Александрович**  
(д.ф.-м.н., Университет де Сонора, факультет математики, Эрмосильо), Мексика

**Самойлов Александр Георгиевич**  
(д.т.н., профессор Владимирского государственного университета им. А.Г. и Н.Г. Столетовых), Россия

**Сысоев Николай Николаевич**  
(д.ф.-м.н., декан физического факультета МГУ им. М.В. Ломоносова), Россия

**Чиров Денис Сергеевич**  
(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

**Шаврин Сергей Сергеевич**  
(д.т.н., профессор МТУСИ), Россия

**Шарп Майкл**  
(д.э.н., вице-президент европейского института стандартизации – ETSI), Великобритания

**Яшина Марина Викторовна**  
(д.т.н., профессор, МТУСИ), Россия

# СОДЕРЖАНИЕ

## ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

- Дударев С.В., Дударев А.В.**  
Оптимизация формы сечения рефлектора рупорно-зеркальной антенны 4
- Жилинский А.П., Дегтярев В.Ф.**  
Особенности взаимодействия микрочастиц с прямоугольным и трапециевидным потенциальным барьером 10
- Смирнов А.А., Бондарь В.В., Рожено О.Д., Даржания А.Д., Мирзоян М.В.**  
Гармонический закон распределения Релея-Райса 17

## СВЯЗЬ

- Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М., Абенев Р.Р.**  
Полнодуплексная система передачи данных по цепям питания. Аналоговая компенсация, концепция построения и проблемы организации 21

## ИНФОРМАТИКА

- Нгуен Конг Зань, Гольдштейн Б.С., Елагин В.С., Онуфриенко А.В.**  
Когнитивная модель на базе теории игр для динамического управления производительностью в программно-конфигурируемых сетях 28

## ТРАНСПОРТ

- Айтмагамбетов А.З., Еремин Д.И., Жаксыгулова Д.Г., Калиева Р.А.**  
Определение местонахождения малых воздушных судов при авариях и катастрофах с использованием спутниковых систем 36

## ПУБЛИКАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

## ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА

- Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г.**  
Использование метода диаграммных уравнений для анализа рассеяния на тонком диэлектрическом цилиндре 42

## СВЯЗЬ

- Гасанов М.Г.**  
Фотонный коммутатор полностью оптических сетей 47

## ТРАНСПОРТ

- Плучевский А.В.**  
Метод автоматического распознавания пешеходов в дорожной сцене по сигналу микро-Доплера для радиолокационных систем беспилотного автотранспорта 51

# CONTENT

## ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Dudarev S.V., Dudarev A.V.  
Optimization of the form section of the reflector horn-reflector antenna 4
- Zhilinsky A.P., Degtyarev V.F.  
The features of the interaction of microparticles with rectangular and trapezoidal potential barrier 10
- Smirnov A.A., Bondar V.V., Rozhenko O.D., Darjanja A.D., Mirzoyan M.V.  
Harmonic law distribution Rayleigh-Rice 17

## COMMUNICATIONS

- Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Abenov R.R.  
Full duplex power line transmission system. Concept of construction and problems of organizing analog compensation 21

## COMPUTER SCIENCE

- Nguyen Cong Danh, Goldstein B.S., Elagin V.S., Onufrienko A.V.  
Game theory-based cognitive model for dynamic performance management in software-defined networks 28

## TRANSPORT

- Aitmagambetov A.Z., Yeryomin D.I., Zhaxygulova D.G., Kaliyeva R.A.  
Satellite-based location determination of small aircraft in case of accidents and disasters 36

## PUBLICATIONS IN ENGLISH

## ELECTRONICS. RADIO ENGINEERING

- Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchyan A.G.  
Use of pattern equation method for the analysis of scattering on a thin dielectric cylinder 42

## COMMUNICATIONS

- Hasanov M.H.  
Photon switch of full optical networks 47

## TRANSPORT

- Pluchevskiy A.V.  
Method of automatic pedestrian recognition in road scene by micro-Doppler signal for self-driving vehicle radar systems 51

The journal is included in the list of scientific publications, recommended Higher Attestation Commission Russian Ministry of Education for the publication of scientific works, which reflect the basic scientific content of candidate and doctoral theses.

**Founder:** "Media Publisher", Ltd.

**Publisher:** Dymkova Svetlana S.  
ds@media-publisher.ru

**Editor in Chief:** Dr. Valery O. Tikhvinskiy

## Editorial board

**Adzhemov Artem S.**

*Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia*

**Anyutin Alexander P.**

*Doctor of sciences, Professor, member of the program and organizing committee WSEAS, Russia, Mexico*

**Bugaev Alexander S.**

*Academician of the RAS, Russia*

**Corbett Rowell**

*Full Professor: Electronic & Electrical Engineering Nazarbayev University, Hong Kong (China), USA*

**Chirov Denis S.**

*Doctor of sciences, MTUCI, Russia*

**Danilov Vladimir G.**

*Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia*

**Dulkeys Eric**

*Ph.D., chief executive officer of the corporation Detecon, USA*

**Golovachyov Julius**

*Managing Consultant Detecon International GmbH, Germany*

**Grebennikov Andrey**

*Ph.D., Sumitomo Electric Europe, United Kingdom*

**Ibrahimov Bayram**

*Ph.D., Professor of Azerbaijan Technical University (AzTU), Azerbaijan*

**Kuzovkova Tatyana A.**

*Doctor of sciences, MTUCI, Russia*

**Kyurkchan Alexander G.**

*Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia*

**Omel'yanov Georgii A.**

*Doctor of sciences, Universidad de Sonora, Department of Mathematics, Hermosillo, Mexico*

**Samoilov Alexander G.**

*Doctor of sciences, VLSU, Russia*

**Sharpe Michael**

*PhD, vice-president of the European Standards Institute – ETSI, United Kingdom*

**Shavrin Sergey S.**

*Doctor of sciences, MTUCI, Russia*

**Sysoev Nikolai N.**

*Doctor of sciences, Dean of the Faculty of Physics of Moscow State University. Lomonosov, Russia*

**Varlamov Oleg V.**

*Doctor of sciences, MTUCI, Russia*

**Waal Albert**

*Ph.D., Senior Research Fellow University of Hanover. Leibniz at the Department of Communications Technology, Germany*

**Yashina Marina V.**

*Doctor of sciences, Professor MTUCI, Russia*

**Yelizarov Andrey A.**

*Doctor of sciences, Professor MIEM, HSE, Russia*

**Zubarev Yuri B.**

*Doctor of sciences, Corresponding member of the Russian Academy of Sciences, Honored Scientist of Russia, Russia*

All articles and illustrations are copyright. All rights reserved. No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock Company © "Media Publisher", 2019

# ОПТИМИЗАЦИЯ ФОРМЫ СЕЧЕНИЯ РЕФЛЕКТОРА РУПОРНО-ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10294

**Дударев Святослав Валерьевич,**  
Южно-Уральский Государственный Университет (ЮУрГУ),  
Кафедра "Конструирование и производство  
радиоаппаратуры", г. Челябинск, Россия,  
[slava.dudarev1996@yandex.ru](mailto:slava.dudarev1996@yandex.ru)

**Дударев Александр Валерьевич,**  
Южно-Уральский Государственный Университет (ЮУрГУ),  
Кафедра "Конструирование и производство  
радиоаппаратуры", г. Челябинск, Россия,  
[alexdydar@yandex.ru](mailto:alexdydar@yandex.ru)

**Ключевые слова:** косекансная диаграмма направленности, рупорно-зеркальная антенна, оптимизация по шаблону диаграммы направленности, сплайн, метод конечных элементов.

В современных реалиях радиолокации и радионавигации как наземной, так и воздушной требуется всё меньшие размеры излучающих элементов, называемых антеннами. Такой подход получил широкое распространение почти во всех сферах техники и название ему – микроминиатюризация. Моделируется рупорно-зеркальная антенна с рефлектором специального сечения. К антенне предъявляются достаточно жёсткие требования к габаритным размерам (вертикальный размер не более  $6\lambda$ ) и к качеству совпадения диаграммы направленности с косекансной. Диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости должна быть в виде косеканса. Рупорно-зеркальная антенна с рефлектором, рассчитанным по методу геометрической оптики, не удовлетворяет поставленным требованиям. Поэтому в данной статье приводится достаточно интересный способ, позволяющий значительно улучшить качество совпадения диаграммы направленности с косекансом без увеличения размеров. Сечение рефлектора рупорно-зеркальной антенны представляется в виде сплайна, положение некоторых точек которого задаётся в виде параметров оптимизации. С помощью оптимизации параметров сплайна было получено достаточно высокое совпадение диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости с шаблоном косекансной диаграммы направленности. Задача решалась в программном пакете ANSYS HFSS (доступна всем студентам и сотрудникам ЮУрГУ) методом конечных элементов (FEM). Оптимизация сечения рефлектора проводилась по шаблону косекансной диаграммы направленности, загруженной в вышеупомянутый программный пакет, с помощью генетического алгоритма оптимизации (genetic algorithm). Таким образом, с помощью применения оптимизации сечения рефлектора рупорно-зеркальной антенны было получено высокое совпадение диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости с шаблоном косекансной диаграммой направленности без увеличения размеров антенны.

#### Информация об авторах:

**Дударев Святослав Валерьевич,** магистрант, кафедра "Конструирование и производство радиоаппаратуры", Южно-Уральский Государственный Университет (ЮУрГУ), г. Челябинск, Россия.

**Дударев Александр Валерьевич,** магистрант, кафедра "Конструирование и производство радиоаппаратуры", Южно-Уральский Государственный Университет (ЮУрГУ), г. Челябинск, Россия

#### Для цитирования:

Дударев С.В., Дударев А.В. Оптимизация формы сечения рефлектора рупорно-зеркальной антенны // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 4-9.

#### For citation:

Dudarev S.V., Dudarev A.V. (2019) Optimization of the form section of the reflector horn-reflector antenna. T-Comm, vol. 13, no.8, pp. 4-9. (in Russian)

**Введение**

В радиолокации и радионавигации широкое применение нашли различные типы антенн (в том числе и зеркальные) с косекансной диаграммой направленности (ДН) в вертикальной плоскости [1, 2, 3]. Такие антенны применяются для обзора пространства (наземные станции) или поверхности земли (бортовые станции).

Косекансная ДН обеспечивает равномерное облучение «целей» (под ними понимаются воздушные объекты для наземных станций и наземные объекты для бортовых станций), находящихся на различной наклонной дальности от облучающей антенны, но на одинаковой высоте. То есть с помощью такой ДН можно измерять дальность до объекта, что используется в различных дальномерных радиотехнических системах.

Одним из основных требований к таким антеннам является хорошее качество совпадения ДН с косекансной в заданном диапазоне углов, это позволит улучшить точность обнаружения и дальность действия радиотехнической системы. Обычно такое требование удовлетворяется с помощью увеличения размеров антенны. Действительно, увеличивая размеры антенны качество совпадения ДН с косекансной заметно улучшается [4]. Но бывают такие ситуации, когда увеличивать размеры антенны невозможно исходя из массогабаритных требований. В таком случае возникает проблема.

В данной статье приводится интересный и достаточно действенный способ, призванный решить такую задачу. Суть этого метода заключается в оптимизации формы рефлектора проектируемой антенны по шаблону ДН. Для решения такой задачи используется современный программный пакет ANSYS HFSS [5] (программный пакет доступен всем студентам и сотрудникам Южно-Уральского Государственного Университета).

**Постановка задачи**

Необходимо разработать рупорно-зеркальную антенну с косекансной ДН в вертикальной плоскости в диапазоне углов 6-30°, крутизна переднего фронта ДН должна составлять не менее 0,12 1/град. Максимальный размер антенны не должен превышать 6λ.

Одним из преимуществ рупорно-зеркальной антенны по сравнению с остальными является простота конструкции, а также достаточно хорошее качество ДН. Для рупорно-зеркальной антенны ключевым моментом является расчёт сечения рефлектора – от него зависит качество ДН.

**Расчёт сечения рефлектора**

Кривую поперечного сечения рефлектора рупорно-зеркальной антенны можно найти методом геометрической оптики (ГО). Основное положение ГО – мощность в пучке падающих лучей равна мощности в пучке отражённых лучей, это положение применимо для определения поля в раскрыве антенны и на расстоянии от зеркала.

Сечение рефлектора имеет два ярко выраженных участка: верхняя часть рефлектора имеет форму близкую к параболической, и создаёт почти параллельный пучок отражённых лучей; нижняя часть зеркала имеет форму, близкую к круговому цилиндру, и создаёт расходящиеся отражённые лучи (рис. 1).

Также на данном рисунке схематично изображён излучатель. Ось Z направлена горизонтально и от неё отсчитыва-

ются углы падения на рефлектор (φ), фокус обозначается точкой F и в нём находится облучатель. Облучатель повернут на угол 15 – 25°, то есть максимальное излучение приходится на параболическую часть рефлектора. Смещая излучатель в вертикальном направлении можно добиться смещения ДН в вертикальной плоскости.

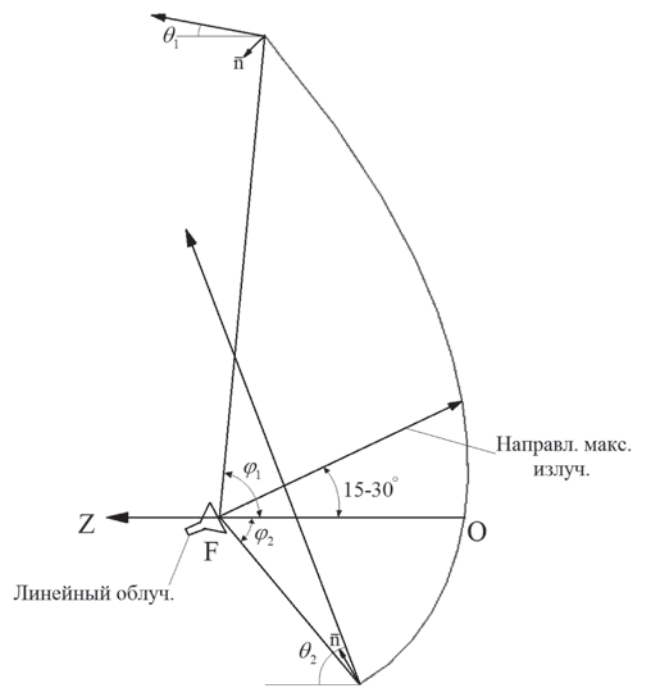
Для того, чтобы найти кривую сечения зеркала, нужно установить зависимость ρ = ρ(φ), где ρ – это радиус-вектор, проведённый из фокуса до любой точки профиля. Кривая сечения зеркала описывается следующим уравнением [3, 4]:

$$\rho = \rho_0 \cdot \exp\left(\int_0^\varphi \frac{\varphi - \theta(\varphi)}{2} d\varphi\right), \tag{1}$$

где ρ<sub>0</sub> – масштабный множитель (расстояние OF), θ – угол отражения. Угол отражения является функцией от угла падения. Зависимость угла отражения от угла падения (θ = θ(φ)) определяется следующим выражением [3, 4]:

$$ctg\theta = ctg\theta_1 + \frac{ctg\theta_2 - ctg\theta_1}{\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} I(\varphi) d\varphi} \int_{\varphi_1}^{\varphi} I(\varphi) d\varphi, \tag{2}$$

где I(φ) – ДН облучателя по мощности, φ<sub>1</sub> – φ<sub>2</sub> – угол раскрыва зеркала, θ<sub>1</sub> – θ<sub>2</sub> – сектор углов, в котором находится косекансная ДН. Таким образом, задаваясь углом φ определяем угол θ и находим требуемый радиус-вектор ρ.



**Рис. 1.** Поперечное сечение рефлектора специальной формы

ДН облучателя может иметь различный вид, например, в виде косинуса. Для того, чтобы расчёт был наиболее точным нужно отдельно рассчитать ДН облучателя и именно для неё провести расчёт по вышеуказанным формулам.

Модернизацией метода ГО является метод последовательных приближений [6], позволяющий немного улучшить

совпадение ДН с заданной косекансной. Но при его использовании наблюдаются достаточно сильные осцилляции вокруг шаблона косекансной ДН.

**Шаблон косекансной ДН**

Идеальную косекансную ДН можно представить следующим математическим выражением:

$$F(\theta) = \begin{cases} \operatorname{cosec}(\theta) = \frac{1}{\sin(\theta)}, & \text{при } \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2, \\ 0, & \text{во всех других направлениях,} \end{cases} \quad (3)$$

где  $F(\theta)$  – ДН по напряжённости поля;  $\theta_1 - \theta_2$  – сектор углов, в котором находится косекансная ДН. Такая ДН показана на рис. 2а.

Для реальной задачи использование столь строгого шаблона не имеет смысла, так как достичь идеальной крутизны невозможно, и реальная ДН не может обладать столь узкой шириной главного лепестка. Поэтому для шаблона вводятся некоторые “уступки”, которые заключаются в следующем: вводится “полочка” (рис. 2б), которая задаёт ширину главного лепестка ДН; крутизна переднего фронта, обращённого к поверхности земли задаётся в виде 0,12 1/град; уровень излучения во всех других направлениях берётся равным 0,08 (нормированная величина). Кусочно-заданная функция, описывающая шаблон косекансной ДН записывается следующим образом:

$$F(\theta) = \begin{cases} \operatorname{cosec}(\theta), & \text{при } 6^\circ \leq \theta \leq 30^\circ, \\ (0,92 \cdot \theta + 6,08) / 7, & \text{при } -6^\circ \leq \theta \leq 6^\circ \\ 0,08, & \text{во всех других направлениях.} \end{cases} \quad (4)$$

Шаблон косекансной ДН имеет важное значение в данной статье, потому что с ним будут сравниваться полученная ДН рупорно-зеркальной антенны в вертикальной плоскости, то есть это будет чем-то вроде эталона. Также шаблон косекансной ДН будет использован для оптимизации.

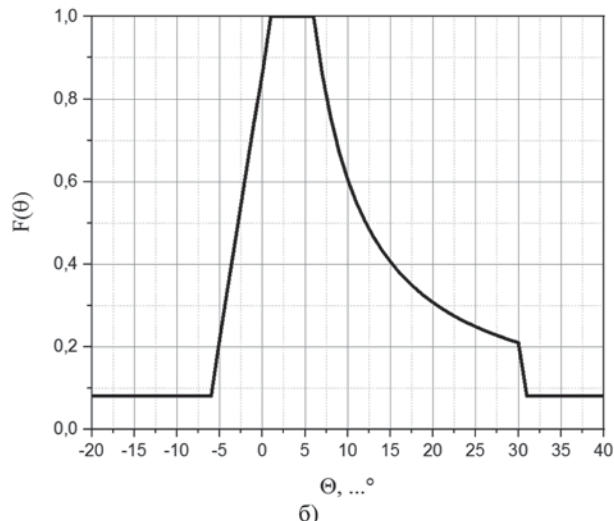
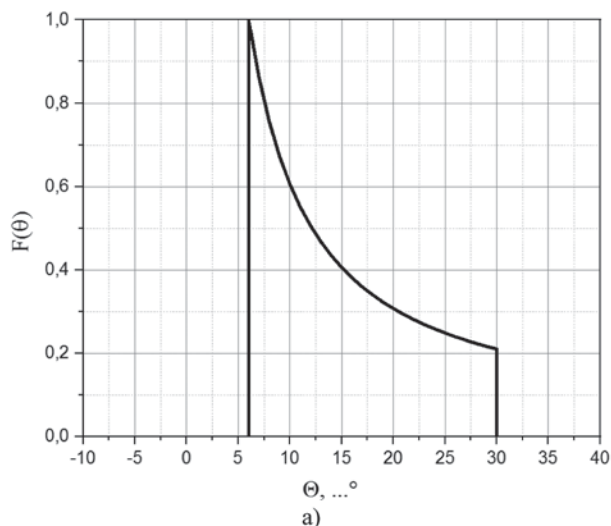


Рис. 2. а) Идеальная косекансная ДН; б) шаблон косекансной ДН для оптимизации

В процессе оптимизации с ним будет сравниваться ДН антенны, критерий сходимости – целевая функция.

**Моделирование рупорно-зеркальной антенны в ANSYS HFSS**

Воспользовавшись формулами (1, 2), можно рассчитать сечение рефлектора рупорно-зеркальной антенны. В программном пакете ANSYS HFSS [5] была создана физическая модель рупорно-зеркальной антенны с рефлектором, рассчитанным по методу ГО. Из рисунка видно, что нижняя часть рефлектора имеет форму близкую к цилиндру, а верхняя – близка к параболе. Основными частями этой антенны являются: рефлектор специальной формы, пирамидальный рупор с волноводным отрезком, а также боковые пластины, соединяющие их. Антенна «запитывается» через волноводный отрезок, соединяющийся с рупором. На рисунке обтекатель антенны (защищает от попадания внутрь антенны влаги и др.) не показан. Поляризация вектора напряжённости электрического поля  $\vec{E}$  – горизонтальная.

Расчёт электродинамических характеристик рупорно-зеркальной антенны проводился в программном пакете ANSYS HFSS. Данная программа использует метод конечных элементов (FEM), который разбивает область решения на конечно-элементную сетку в виде тетраэдров. Поле в каждом из тетраэдров сетки описывается несколькими уравнениями с неизвестными коэффициентами, которые находятся из системы уравнений Максвелла и граничных условий. Таким образом, поле в области решения находится путём решения системы уравнений, относительно неизвестных коэффициентов [5].

ДН в вертикальной плоскости (xz) и шаблон косекансной ДН показаны на рис. 3б. Из рисунка видно, что ДН имеет достаточно большие отклонения от шаблона в диапазоне углов  $-15 \dots 0^\circ$  и  $15 \dots 25^\circ$ , крутизна переднего фронта составляет 0,08 1/град, что также является недостатком.

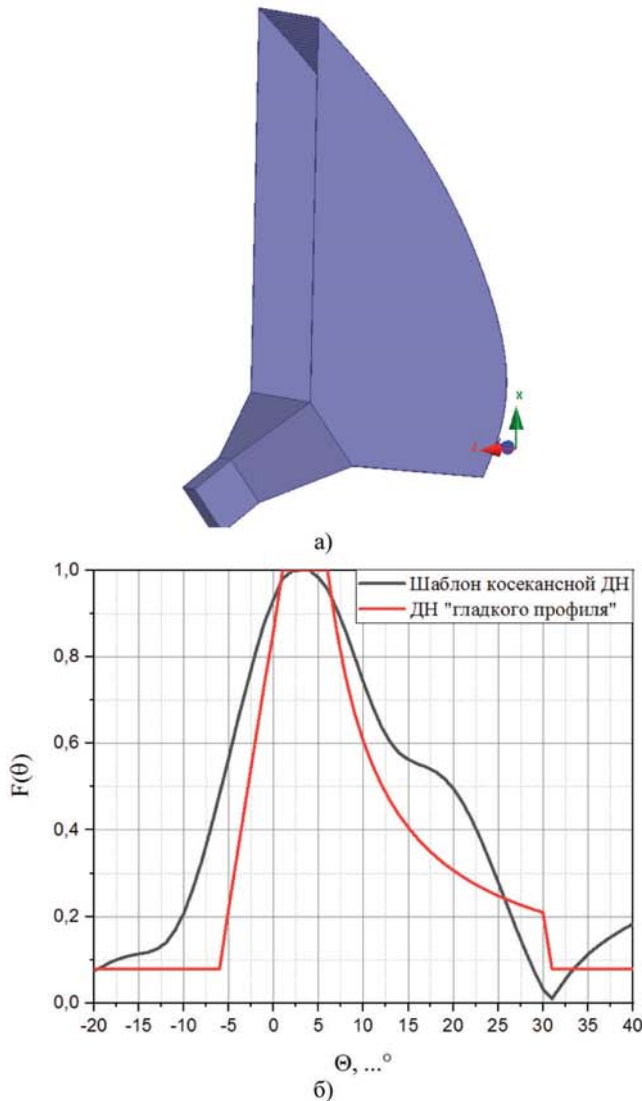


Рис. 3. Моделирование рупорно-зеркальной антенны в ANSYS HFSS: а) физическая модель антенны; б) ДН в вертикальной плоскости

Исходя из результатов моделирования можно сказать, что размеров рупорно-зеркальной антенны недостаточно для обеспечения сходимости с шаблоном. Но эта конфигурация антенны может быть использована как начальный или «базовый» вариант для оптимизационной задачи. Оптимизации подвергнется рефлектор рупорно-зеркальной антенны.

### Оптимизация сечения рефлектора

Рефлектор, как уже говорилось выше, имеет форму, верхняя часть которой схожа с параболой, а нижняя – с круговым цилиндром. Для того, чтобы понять за какой из участков косекансной ДН отвечает та или иная часть рефлектора, разделим сечение зеркала на сектора. На рисунке 4 показано сечение рупорно-зеркальной антенны с выделенными секторами. Сектор, отвечающий за «крутизну» косекансной ДН (-10...0° на рис. 3б), занимает 25-40 % от зеркала параболической формы; сектор, отвечающий за совпадение с косекансом (10...25° на рис. 3б), занимает 60-75 % от зеркала параболической формы и около 50% от зеркала цилиндрической формы; сектор, отвечающий за спад косекансной ДН (25...35° на рис. 3б), занимает нижнюю половину реф-

лектора цилиндрической формы. Также на рисунке 4 показаны углы, характеризующие раскрыв зеркала и границы секторов, отвечающих за ту или иную часть ДН. Если угол раскрыва зеркала другой, всё равно пропорция деления на сектора сохраняется. Данные цифры получены путём параметрического изменения формы рефлектора: изменялись формы сечения зеркала в данных секторах и наблюдалось изменение в том или ином участке ДН.

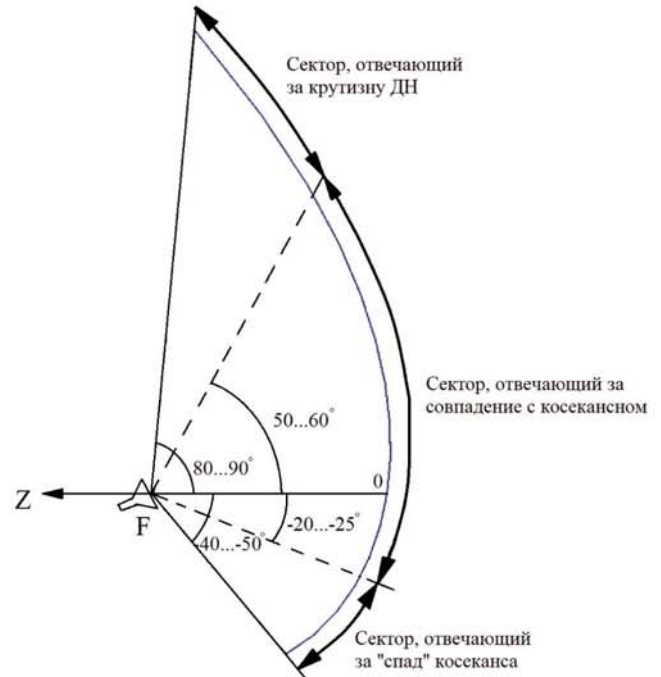


Рис. 4. Деление сечения рефлектора на сектора, отвечающие за то или иную часть косекансной ДН

Оптимизируется форма зеркала: сечение рефлектора представляется в виде сплайна, координаты вершин которого задаются как параметры оптимизации. Использование в качестве параметров оптимизации всех точек сплайна сильно усложнит задачу (оптимальное число параметров для оптимизации – 3-4), поэтому необходимо выбирать точки в секторах, отвечающих за нужный вам участок косекансной ДН. Если требуется полное совпадение с шаблоном косекансной ДН, то оптимальное расположение оптимизируемых точек следующее: в центральном секторе две точки, а в двух остальных по одной. Расстояние между этими точками не должно быть маленьким – не меньше  $\lambda/2$ .

На рисунке 5 показана рупорно-зеркальная антенна с оптимизированной формой рефлектора, а также сечение зеркала до и после оптимизации. Максимальное отклонение сечения, полученного после оптимизации, от сечения, полученного по методу ГО, составляет  $0,115 \lambda$ , а минимальное  $0,051 \lambda$  (рис. 5б).

Оптимизационная задача решалась с помощью генетического алгоритма (Genetic Algorithm) [7], имеющегося в программном пакете ANSYS HFSS. Суть данного алгоритма заключается в следующем: сперва задаётся целевая функция для начальной популяции (возможные решения задачи); далее запускается цикл, где происходит скрещивание, селекция и формирование нового поколения; при выполнении целевой функции задача останавливается, а если она не выполняется цикл повторяется до тех пор, пока она не выполнится.

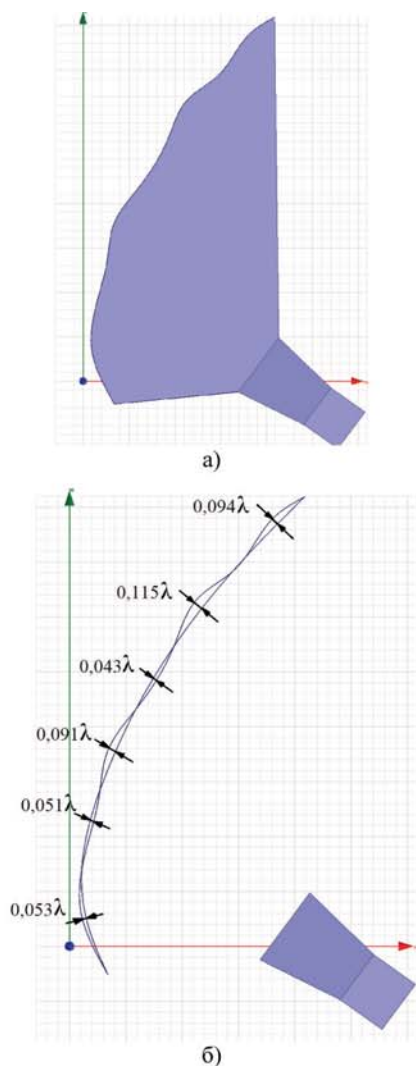


Рис. 5. а) Рупорно-зеркальная антенна с оптимизированной формой сечения рефлектора; б) сечение рефлектора до и после оптимизации

Количество итераций при решении такой задачи зависит от числа параметров и настроек алгоритма. В данном случае для получения решения потребовалось более 800 итераций.

Целевая функция задавалась следующим образом:

$$|F(\theta) - F_{\text{зад}}(\theta)| \rightarrow \min, \quad (5)$$

где  $F(\theta)$  – ДН рупорно-зеркальной антенны в вертикальной плоскости,  $F_{\text{зад}}(\theta)$  – шаблон косекансной ДН, показанный на рис. 2б.

На рисунке 6 показаны ДН рупорно-зеркальной антенны до и после оптимизации, а также шаблон косекансной ДН. Из рисунка видно, что ДН после оптимизации достаточно хорошо совпадает с шаблоном, но не полностью: имеются расхождения в участках  $-10 \dots -3^\circ$  и  $25 \dots 40^\circ$ . Для лучшего совпадения, возможно, стоит перемещать оптимизируемые точки по сечению рефлектора.

Рефлектор такой антенны может представлять некоторую трудность для изготовления. Поэтому хочется описать возможный способ изготовления такого зеркала: вначале на фрезерном станке вырезаются боковые пластины, имеющие с одной стороны сложную форму (оптимизированная форма рефлектора); далее берутся тонкие листы из достаточно пла-

стичного материала и нагреваются для принятия должной формы, затем привариваются к боковым стенкам.

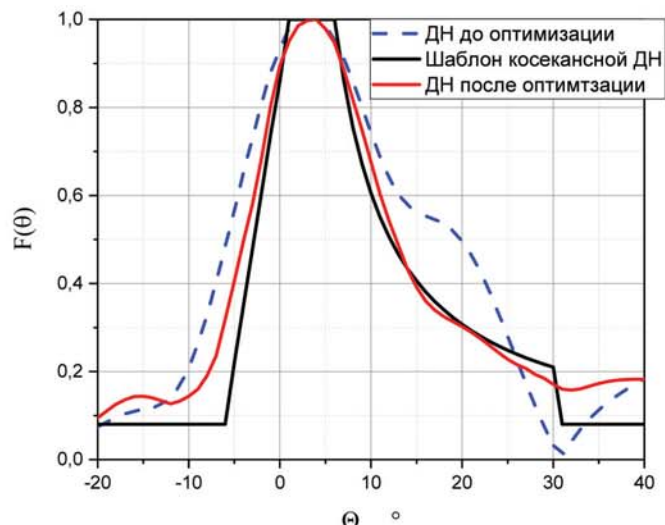


Рис. 6. Сравнение ДН рупорно-зеркальной антенны до и после оптимизации

### Заключение

1. Приведён способ, позволяющий улучшить качество совпадения ДН рупорно-зеркальной антенны в вертикальной плоскости с заданным шаблоном косекансной ДН без увеличения размеров антенны. Способ заключается в представлении сечения рефлектора в виде сплайна и последующей оптимизации параметров сплайна. В результате получаем аппроксимацию ДН антенны до шаблона косекансной ДН.

2. Рассмотрен способ расчёта сечения рупорно-зеркальной антенны – метод геометрической оптики. С помощью которого был рассчитан рефлектор антенны (гладкий профиль – до оптимизации).

3. Продемонстрирована возможность применения пакета электродинамического моделирования ANSYS HFSS, основанного на методе конечных элементов, при расчёте и оптимизации сложных структур.

4. Приведены графические зависимости, а именно ДН до и после оптимизации, подтверждающие значительное улучшение совпадения характеристик.

5. Приведён возможный способ изготовления рупорно-зеркальной антенны с рефлектором сложной формы.

### Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учебное пособие. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
2. Фролов О.П. Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи. М: Радио и связь, 2001. 416 с.
3. Дробкин А.Л., Дробкин А.Л., Зуенко В.Л. Антенно-фидерные устройства. М: Советское радио, 1974. 816 с.
4. Borovikov V.A., Ye. Kinber. Geometrical theory of diffraction. London: The Institution of Electrical Engineers, 1994. 403 p.
5. Банков С.Е., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. М.: Солон, 2009. 736 с.
6. Клыгач Д.С., Хашимов А.Б. Метод оптимизации геометрии зеркальных антенн с диаграммой направленности специального вида // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». 2013. Вып. 1. №1. С. 4-9.
7. Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М. Генетические алгоритмы: Учебное пособие. М: Физматлит, 2006. 368 с.



## OPTIMIZATION OF THE FORM SECTION OF THE REFLECTOR HORN-REFLECTOR ANTENNA

**Svyatoslav V. Dudarev**, South Ural State University (SUSU), Chelyabinsk, Russia, [slava.dudarev1996@yandex.ru](mailto:slava.dudarev1996@yandex.ru)

**Alexander V. Dudarev**, South Ural State University (SUSU), Chelyabinsk, Russia, [alexdydar@yandex.ru](mailto:alexdydar@yandex.ru)

### Abstract

In the modern realities of radar and radio navigation both ground and air requires smaller sizes of emitting elements, called antennas. This approach is widespread in almost all areas of technology and the name of it - microminiaturization. The article simulates a horn-reflector antenna with a reflector of a special section. To the antenna imposed strict requirements to dimensions (a vertical dimension of not more than 6?) and the quality matches the directivity with cosequences. The antenna radiation pattern in the vertical plane should be in the form of a cosecant. Horn- reflector antenna with reflector, calculated by the method of geometric optics, does not meet the requirements. So this article is quite an interesting way to significantly improve the quality of coincidence of the radiation pattern with a cosecant without increasing the size. The section of the reflector of the horn-reflector antenna is represented as a spline, the position of some points of which is set in the form of optimization parameters. Through optimization of the spline parameters was derived a fairly high coincidence of the directivity of the antenna in the vertical plane with the template cosequences radiation pattern. The problem was solved in the software package ANSYS HFSS (available to all students and staff SUSU) finite element method (FEM). Optimization of the cross section of the reflector is carried out by template cosequences radiation pattern loaded in the aforementioned software package, using a genetic optimization algorithm (genetic algorithm). Thus, using the optimization of the reflector section of the horn-reflector antenna, a high coincidence of the antenna radiation pattern in the vertical plane with the pattern of the cosecant radiation pattern without increasing the size of the antenna was obtained.

**Keywords:** cosecant radiation pattern, horn-reflector antenna, pattern optimization of the radiation pattern, spline, finite element method.

### References

1. Sazonov, D.M. (1988), *Antenny i ustroystva SVCH: uchebnoye posobiye* [Antennas and microwave devices: a tutorial], High school, Moscow, Russia, 432 p.
2. Frolov, O.P. (2001), *Antenny i fidernyye trakty dlya radioreleynykh liniy svyazi* [Antennas and feeder paths for radio relay communication lines], Radio and communication, Moscow, Russia, 416 p.
3. Drabkin, A.L. and Zuzenko, V.L. (1974), *Antenno-fidernyye ustroystva* [Antenna-feeder devices], Soviet radio, Moscow, Russia, 816 p.
4. Borovikov, V.A. and Kinber, B.Ye. (1994), *Geometrical theory of diffraction*, Bookcraft, London, United Kingdom, 403 p.
5. Bankov, S.E. and Kurushin, A.A. (2009), *Proyektirovaniye SVCH ustroystv i antenn s Ansoft HFSS* [Designing microwave devices and antennas with Ansoft HFSS], Solon, Moscow, Russia, 736 p.
6. Klygach, D.S. and Khashimov, A.B. (2013). Method of optimizing the geometry of mirror antennas with a special type of radiation pattern. *Vestnik Yuzhno-Ural'skogo Gosudarstvennogo Universiteta*, vol. 1, no 1, pp. 4-9.
7. Gladkov, L.A., Kureychik, V.V. and Kureychik, V.M. (2006), *Geneticheskiye algoritmy: Uchebnoye posobiye* [Genetic Algorithms: Tutorial], Fizmatlit, Moscow, Russia, 368 p.

### Information about authors:

**Svyatoslav V. Dudarev**, master student, Department "Design and manufacture of radio equipment", South Ural State University (SUSU), Chelyabinsk, Russia

**Alexander V. Dudarev**, master student, Department "Design and manufacture of radio equipment", South Ural State University (SUSU), Chelyabinsk, Russia

# ОСОБЕННОСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МИКРОЧАСТИЦ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ И ТРАПЕЦИЕВИДНЫМ ПОТЕНЦИАЛЬНЫМ БАРЬЕРОМ

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10295

**Жилинский Алексей Петрович,**  
Московский технический университет связи  
и информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
[zhilinsk@yandex.ru](mailto:zhilinsk@yandex.ru)

**Дегтярев Владимир Фомич,**  
Московский технический университет связи  
и информатики (МТУСИ), Москва, Россия,  
[vfsteel2008@gmail.com](mailto:vfsteel2008@gmail.com)

**Ключевые слова:** квантовая механика,  
квантовый барьер, волновая функция,  
прозрачность, наноэлектроника, туннелирование.

Рассмотрены особенности взаимодействия микрочастиц с прямоугольным и трапециевидным потенциальным барьером высотой  $U_0$ . Изучены зависимости прозрачности барьера от энергии частицы и характеристик барьера. Для прямоугольного барьера введена обобщенная система параметров (относительная энергия и площадь), что позволило получить новые более общие результаты. Для трапециевидного барьера определена зависимость добротности резонансного пика от его порядкового номера и от энергии частиц. В аналитическом виде получена зависимость высоты пиков от относительной энергии частиц. Рассмотрены основные отличия взаимодействия частиц с трапециевидным барьером по сравнению с прямоугольным. Установлено, что прозрачность трапециевидного барьера меньше прозрачности прямоугольного барьера той же площади, при этом высота резонансных пиков и их добротность меньше. Исследована зависимость волновых функций от отношения энергии частицы к высоте барьера и от эффективной площади барьера. Предложены модельные представления, позволяющие объяснить перечисленные отличия. Эти представления основаны на различной эффективности отражения потенциальными стенками разной высоты. Из рассмотренной модели вытекает, что для трапециевидного барьера амплитуда отраженной волны для любых значений энергии не обращается в ноль. Это приводит к уменьшению высоты резонансных пиков. У треугольного барьера, например, резонансные пики прозрачности вообще отсутствуют. Показана возможность управления прозрачностью барьера путем приложения к нему постоянного напряжения. Разработанные представления могут быть использованы в наноэлектронике при разработке новых приборов на основе квантовых туннельных эффектов.

#### Информация об авторах:

**Жилинский Алексей Петрович**, профессор, д.ф.-м.н., Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), кафедра физики, Москва, Россия.

**Дегтярев Владимир Фомич**, доцент, к.ф.-м.н., Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), кафедра физики, Москва, Россия.

#### Для цитирования:

Жилинский А.П., Дегтярев В.Ф. Особенности взаимодействия микрочастиц с прямоугольным и трапециевидным потенциальным барьером // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 10-16.

#### For citation:

Zhilinsky A.P., Degtyarev V.F. (2019). The features of the interaction of microparticles with rectangular and trapezoidal potential barrier. T-Comm, vol. 13, no.8, pp. 10-16. (in Russian)

Взаимодействие микрочастиц с потенциальными барьерами различной природы и формы – основа квантовой физики и нанoeлектроники, которая определяет работу современных радиотехнических приборов и комплексов, систем передачи и обработки информации. Современный рост интереса к изучению квантового туннелирования связан также с прогрессом в нанoeлектронике (см., например, [1]), где возникает возможность использования квантовых эффектов для качественно новых технологий, например, туннелирование в управляемом двумерном потенциале часто используется как модель построения кубитов [1, 2].

Последнее десятилетие ознаменовалось стремительным развитием технологий микрoeлектроники. Стало возможным получение и исследование одноэлектронных транзисторов, квантовых точек, и других мезоскопических систем. В связи с этим большой интерес привлекают задачи, связанные с туннелированием, в том числе и через резонансные уровни. В то время как туннелирование в не взаимодействующей системе представляет достаточно хорошо изученное явление, эти явления в других системах (в частности, для барьеров отличных от прямоугольного) изучены еще недостаточно.

В настоящее время полупроводниковые квантово-размерные структуры, в частности гетероструктуры с квантовыми ямами (КЯ) и барьерами (КБ), занимают лидирующие позиции в качестве материалов для опто- и нанoeлектроники. Наличие в этих структурах эффекта размерного квантования предоставляет дополнительные возможности по их использованию как при разработке новых приборов, так и при совершенствовании уже существующих. Другой квантовомеханический эффект, наблюдаемый в этих структурах, – туннелирование носителей заряда сквозь тонкий потенциальный барьер также находит широкое практическое применение. Для приборов нанoeлектроники важнейшими свойствами эффекта туннелирования носителей заряда являются, в частности, высокая скорость их выброса через барьер и практически полная ее независимость от температуры [3, 4]. В случае многослойных гетероструктур, кроме обычного туннелирования, возможно наблюдать резонансное туннелирование, на основе которого созданы резонансно-туннельные диоды и транзисторы, квантово-каскадные лазеры, логические элементы и др.

Основной характеристикой туннельного эффекта является коэффициент пропускания (прозрачности) потенциального барьера или системы барьеров. Эта характеристика является ключевой при проектировании приборов нанoeлектроники. Расчет этого параметра в литературе производится, как правило, на примере системы прямоугольных потенциальных барьеров с/или без КЯ [5, 6] и не учитывает реальный вид потенциала.

В настоящей работе нахождение волновых функций и коэффициентов прозрачности проводилось путем непосредственного решения стационарного уравнения Шредингера в системе MAPLE. Основное внимание сосредоточено на изучении влияния формы и размеров одиночного барьера на волновую функцию, коэффициенты отражения и прозрачности. Исследовались барьеры двух видов:

прямоугольный и трапециевидный. Результаты расчетов приведены ниже.

**Прямоугольный барьер.**

Взаимодействие микрочастицы с прямоугольным потенциальным барьером – это одна из немногих задач квантовой механики, которая может быть точно решена в конечном виде. Однако и здесь имеется целый ряд моментов, которые недостаточно освещены в литературе и на которых хотелось бы остановиться. Рассмотрим динамику квантово-механической частицы в неоднородной системе, с электрическим потенциалом, представляющим прямоугольный потенциальный барьер. Потенциальная энергия в этом случае записывается в виде:

$$U(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ U_0, & 0 \leq x \leq a \\ 0, & x > a \end{cases} \quad (1)$$

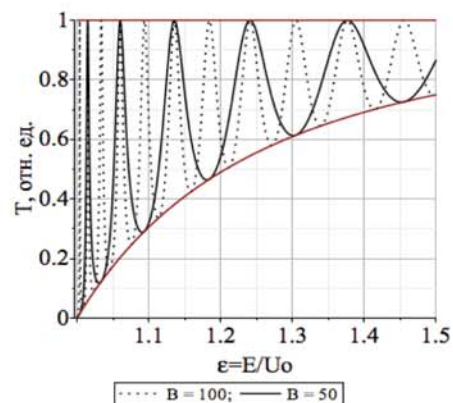


Рис. 1. Зависимость прозрачности барьера от относительной энергии частицы

Одноэлектронная волновая функция  $\Psi(x)$  в области  $0 \leq x \leq a$  должна удовлетворять одномерному стационарному уравнению Шредингера следующего вида  $\frac{\hbar^2}{2m} \frac{d^2\Psi}{dx^2} + (E - U_0)\Psi = 0$ . При его решении удобно перейти к безразмерным переменным:

$$z = \frac{x}{a}; \quad \varepsilon = \frac{E}{U_0}$$

В новых обозначениях уравнение Шредингера в области барьера приобретает вид

$$\frac{d^2\Psi}{dz^2} + \frac{2ma^2U_0}{\hbar^2}(\varepsilon - 1)\Psi = 0 \quad (2)$$

Такая перенормировка позволяет определить параметры в более общем виде, не зависящем от конкретной энергии частиц и характеристик барьеров. Выражение для прозрачности прямоугольного барьера было получено, например, в [7] и в переменных  $(z, \varepsilon)$  оно приобретает вид:

$$T = \begin{cases} \frac{1}{1 + \frac{1}{4\varepsilon(\varepsilon - 1)} \sin^2(B\sqrt{\varepsilon - 1})}, & \varepsilon > 1 \\ \frac{1}{1 + \frac{1}{4\varepsilon(1 - \varepsilon)} \sinh^2(B\sqrt{1 - \varepsilon})}, & \varepsilon < 1 \end{cases} \quad (3)$$

Здесь  $\varepsilon = \frac{E}{U_0}$  – относительная энергия микрочастицы,  $B = \frac{\sqrt{2mU_0}}{\hbar}a$  – безразмерная величина (параметр барьера);  $E$  – энергия микрочастицы, эВ;  $U_0$  – высота потенциального барьера, эВ,  $a$  – ширина барьера, Ангс.

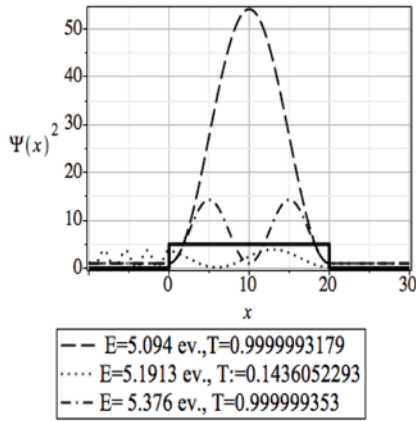


Рис. 2. Волновые функции для различных значений энергии

В случае  $E < U_0$ , имеет место так называемый туннельный эффект, т.е. «просачивание» частицы сквозь барьер. Это явление достаточно хорошо изучено и описано в физической литературе.

Мы рассмотрим случай, когда  $E > U_0$ . Кривая прозрачности для прямоугольного барьера при этом имеет характерный вид, показанный на рис. 1.

Верхняя огибающая соответствует максимальному значению прозрачности барьера, равному единице. Нижняя – соответствует условию  $\sin^2(B\sqrt{\varepsilon-1}) = 1$  Тогда

$$T = \frac{4\varepsilon(\varepsilon-1)}{(2\varepsilon-1)^2} \quad (4)$$

Наличие максимумов и минимумов обусловлено резонансом волн, отраженных от левой и правой границ барьера. Максимум прозрачности наблюдается при выполнении условия

$$\Delta\varepsilon_n = \varepsilon - 1 = \frac{\pi^2 n^2}{B^2} \quad (5)$$

В этом случае на ширине барьера укладывается целое число полувольт волновой функции. Так как амплитуды отраженных волн равны, в результате сложения происходит их взаимное гашение. Отраженная волна отсутствует, плотность вероятности обнаружения частицы слева и справа от барьера оказывается одинаковой и не зависящей от координаты и параметров барьера. Вероятность прохождения частицы над барьером возрастает до единицы. Вид волновой функции в этом случае показан на рис. 2 (пунктирные кривые). Отметим, что величина  $\Psi^2(x)$  в случае, когда на ширине барьера укладывается только одна электронная полуволна больше, чем в случае, когда на ширине укладывается две полуволны. Это легко понять, если учесть, что величина  $\Psi^2(x)$  определяет вероятность обнаружения микрочастицы на том или ином малом

отрезке, а кинетическая энергия частицы в первом случае меньше, чем во втором. Аналогично при выполнении условия

$$\sin(ak_2) = \pm 1 \text{ или } ak_2 = -\frac{\pi}{2} + \pi n (n = 1, 2, 3 \dots)$$

на ширине барьера укладывается полуцелое число полувольт (точечная кривая на рис. 2). Поэтому в результате интерференции прямой и отраженной волн проходящая волна ослабляется, что эквивалентно уменьшению коэффициента прозрачности барьера.

Определим зависимость высоты резонансного пика от относительной энергии частицы.

Для этого из максимального значения прозрачности барьера вычтем минимальное значение при той же относительной энергии. Получим, что высота пика равна

$$h = 1 - \frac{4\varepsilon(\varepsilon-1)}{(2\varepsilon-1)^2} = \frac{1}{(2\varepsilon-1)^2} \quad (6)$$

Соответствующая зависимость показана на рис. 3.

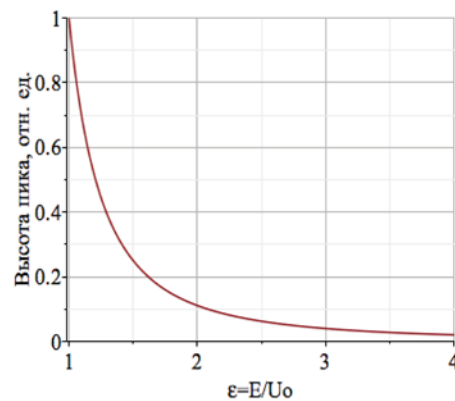


Рис. 3. Зависимость высоты пика прозрачности от относительной энергии частицы

Как видно из рисунка, с ростом относительной энергии уменьшается высота пика и одновременно растет его ширина. Подставив в выражение для  $h$ , значение энергии при которой наблюдается максимум, получим зависимость высоты пика от параметра  $B$  и порядкового номера пика. Соответствующее выражение имеет вид

$$h = \frac{1}{(1 + \frac{2\pi^2 n^2}{B^2})^2}$$

Как видно, с ростом порядкового номера высота пика уменьшается. Одновременно растет и его ширина, что приводит к снижению добротности.

Оценку добротности можно провести по отношению энергии, при которой наблюдается максимум, к ширине пика на половине его высоты. Алгоритм расчета добротности резонансного пика с порядковым номером  $n$  для барьера с параметром  $B$  заключался в следующем:

1. Для заданного  $n$  и  $B$  по формуле (5) определяли энергию  $\varepsilon_{\max}$ , при которой наблюдался максимум.
2. Для найденного значения  $\varepsilon_{\max}$  по соотношению (4) определяли значение  $T_{\min}$ , соответствующее основанию пика.
3. Используя соотношение (6), находили высоту пика  $h$ . Затем по соотношению  $T_{0.5} = 1 - 0.5h$  находили значение пропускания на половине высоты пика.

4. Для определения ширины пика решалось уравнение  $\frac{1}{1 + \frac{1}{4\varepsilon(\varepsilon-1)} \sin^2(B\sqrt{\varepsilon-1})} = 0.5h'$

решение которого дает два искомых значения энергии  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ , соответствующих ширине пика на половине его высоты.

5. По формуле  $Q = \frac{\varepsilon_{\max}}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}$  находили значение добротности.

Графики зависимостей добротности от номера пика и параметра  $B$  приведены на рис. 4 и 5.

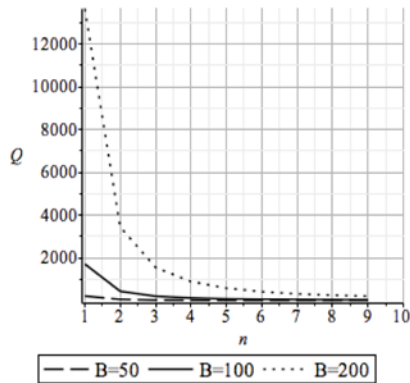


Рис. 4. Зависимость добротности резонансного пика от его порядкового номера для различных значений  $B$

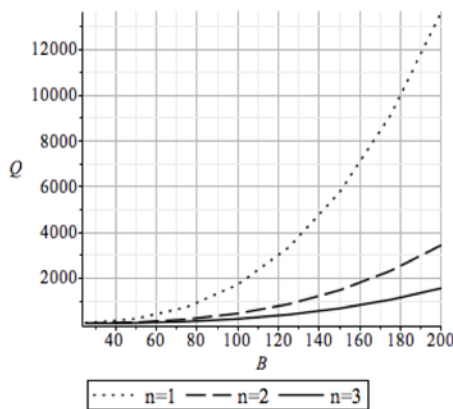


Рис. 5. Зависимость добротности резонансного пика от параметра барьера  $B$  для различных значений  $n$

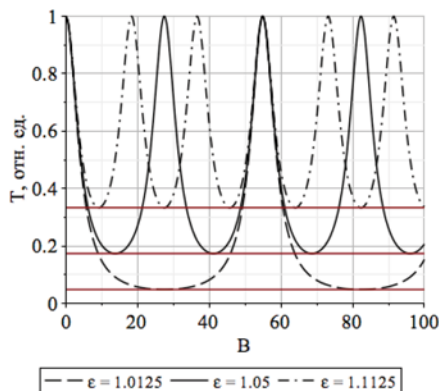


Рис. 6. Зависимость прозрачности прямоугольного барьера от параметра  $B$

Как следует из графиков, с увеличением порядкового номера пика добротность уменьшается. Это может быть связано с уменьшением амплитуды отраженных волн и тем самым с ослаблением влияния барьера на резонансные характеристики при увеличении энергии частицы. Из рисунка 5 видно, что с ростом  $B$  добротность пика возрастает, что объясняется усилением влияния барьера на резонансное прохождение частиц.

На рисунке 6 приведена зависимость прозрачности барьера от его эффективной площади  $B$ . Как можно видеть из рисунка, эта зависимость имеет вид отдельных пиков, причем период их повторяемости и высота растут с уменьшением относительной энергии частицы. При этом период изменяется пропорционально числу полувольт, укладывающихся на ширине барьера (кривые 1 и 3 на рис. 2). Добротность резонансных пиков растет с увеличением  $B$  (рис. 4). Величина  $B$  представляет собой технологический параметр, которым можно управлять в процессе приготовления барьера. Таким образом, представляется весьма вероятным, что используя технологические возможности, можно эффективно влиять на прохождение микрочастиц через прямоугольный потенциальный барьер. Конструкция, содержащая встроенные потенциальные барьеры, может быть использована не только в приборах нанoeлектроники, но и в качестве весьма эффективного твердотельного сепаратора частиц по энергии.

## 2. Трапециевидный барьер.

Интерес к трапециевидному барьеру в значительной степени обусловлен изучением возможности управления его прозрачностью путем приложения к нему напряжения. Будем считать, что все напряжение падает в области барьера. В этом случае горизонтальная вершина прямоугольного барьера становится наклонной и в этой области ( $0 < x < a$ ) уравнение Шредингера приобретает следующий вид:

$$\frac{d^2\Psi}{dx^2} + \frac{2m}{\hbar^2}(E - (U_0 + U(x)))\Psi = 0, \quad (7)$$

где  $U(x) = rx$ , где  $r = \frac{U_1 - U_0}{a}$ .

Здесь  $U_0$  – высота левой границы барьера,  $U_1$  – высота правой границы. График трапециевидного барьера показан на рис. 7а. Решение этого дифференциального уравнения (7) выражается через функции Эйри. Основные свойства и графики этих функций можно найти, например в [8]. В этом разделе описаны результаты изучения влияния формы барьера на его прозрачность и волновые функции.

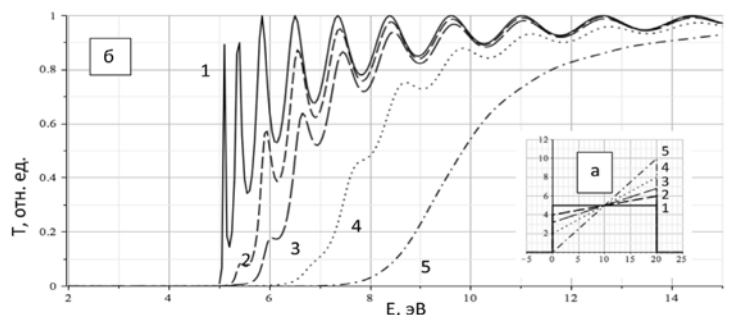


Рис. 7. а) Формы барьеров; б) Зависимость прозрачности трапециевидного барьера различной формы от энергии частицы: 1 –  $tg\alpha = 0$  (прямоугольный барьер); 2 –  $tg\alpha = 0.1$ ; 3 –  $tg\alpha = 0.17$ ; 4 –  $tg\alpha = 0.3$ ; 5 –  $tg\alpha = 0.5$  (треугольный барьер). Все барьеры имеют одинаковую площадь

Зависимость прозрачности трапецевидного барьера от энергии частицы обладает рядом существенных особенностей по сравнению с прямоугольным барьером. Соответствующие графики представлены на рис. 7. Приведенные данные указывают на следующие особенности взаимодействия микрочастиц с потенциальным барьером:

а) На кривых прозрачности для трапецевидного барьера, так же, как и на соответствующих кривых для прямоугольного барьера наблюдаются резонансные пики. Однако, по мере увеличения тангенса угла наклона прозрачность барьера уменьшается. Одновременно с этим уменьшается высота резонансных пиков. Для треугольного барьера, который является предельным случаем трапецевидного, резонансные пики вообще отсутствуют (рис. 7б, кривая 5).

б) По мере увеличения тангенса угла наклона барьера кривая прозрачности смещается в сторону больших значений энергии. При одних и тех же значениях энергии частицы прозрачность прямоугольного барьера больше, чем прозрачность трапецевидного барьера той же площади.

в) Распределение плотности вероятности обнаружения частицы в пределах барьера существенно зависит от его формы (рис. 8). В случае положительного уклона  $\Psi^2(x)$  сначала увеличивается, а затем, когда энергия частицы сравнивается с высотой барьера, экспоненциально затухает (рис. 8б). В случае отрицательного уклона ситуация противоположная.  $\Psi^2(x)$  сначала экспоненциально падает (в случае, когда в данной области  $E < U_0$ ), а затем возрастает. Прозрачность барьера в обоих случаях одинакова.

Обратим также внимание на соотношения между фазами прямой и обратной волн. При отражении от барьера типа 8в фаза волны изменяется на противоположную по сравнению с рис. 8б. В этом плане барьер типа 8в ведет себя подобно оптически более плотной среде при отражении электромагнитных волн.

ствию на частицу большой силы (с классической точки зрения  $F = -\text{grad}(U)$ ), что приводит к отражению частицы и возникновению отраженной волны. Наклонные границы, вследствие малости действующих сил, изменяют только кинетическую энергию частицы.

2. Эффективность отражения зависит от высоты барьера (потенциальной энергии). При отражении от низкого барьера отношение  $\frac{U_0}{E}$  мало и поэтому вероятность отражения также мала. Это приводит к тому, что амплитуда волны, отраженной от более низкой границы (a1), оказывается меньше, чем при отражении от высокого барьера (a2). В простейшем случае можно считать, что  $r_1 = \frac{U_0}{U_1} \cdot r_2$ , где  $r$  – амплитудный коэффициент отражения. Тогда и  $a_1 = \frac{U_0}{U_1} \cdot a_2$ . В результате происходит

сложение двух отраженных волн различной амплитуды. Эти волны полностью не компенсируют друг друга. В такой системе слева от барьера всегда будет существовать отраженная волна. Вследствие этого, максимальные значения прозрачности трапецевидного барьера будут меньше, чем у прямоугольного, а минимальные больше. Это приводит к тому, что амплитуда резонансных пиков при взаимодействии с трапецевидным барьером меньше, чем с прямоугольным (рис. 7, кривые 2 – 4). В случае треугольного барьера отражение от одной из границ отсутствует, интерференция волн не происходит и резонансных пиков не наблюдается (рис. 7, кривая 5).

3. Если площадь барьера поддерживается постоянной, то при росте тангенса угла наклона возрастает его высота. Прозрачность барьера при этом определяется известной формулой [7, 9]

где  $\alpha$  и  $\beta$  – классические точки поворота. Так как высота барьера увеличивается, частице становится труднее его преодолеть, и вся кривая смещается вправо (рис. 7, кривые 2-5 относительно кривой 1).

4. Рассмотрим поведение  $\Psi^2(x)$ . Если частица движется над прямоугольным барьером, скорость ее движения не меняется (рис. 8а). Особый интерес представляет случай, когда при движении над трапецевидным барьером  $U_{\min} < E < U_{\max}$ . В этом случае, когда  $U_{\text{лев}} < E < U_{\text{прав}}$ , частица сначала движется над барьером. По мере роста высоты барьера скорость ее движения уменьшается и возрастает вероятность обнаружения частицы (рис. 8б). Это находит свое отражение в увеличении  $\Psi^2(x)$  по мере продвижения вглубь барьера. Когда частица достигает точки поворота ( $E = U$ ), ее дальнейшее движение приобретает туннельный характер. Величина  $\Psi^2(x)$  при этом экспоненциально уменьшается. Когда выполняется условие  $U_{\text{лев}} > E > U_{\text{прав}}$ , частица сначала туннелирует сквозь барьер ( $\Psi^2(x)$  экспоненциально уменьшается), а затем движется над барьером. При движении над барьером величина  $\Psi^2(x)$  уменьшается при продвижении частицы вправо (из-за возрастания ее скорости). Прозрачность барьера в обоих случаях будет одинаковой (рис. 8б,в).

$$T = T_0 e^{-\frac{2}{\hbar} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2m(U-E)} dx} \quad (8)$$

4. Рассмотрим поведение  $\Psi^2(x)$ . Если частица движется над трапецевидным барьером, скорость ее движения не меняется (рис. 8а). Особый интерес представляет случай, когда при движении над трапецевидным барьером  $U_{\min} < E < U_{\max}$ . В этом случае, когда  $U_{\text{лев}} < E < U_{\text{прав}}$ , частица сначала движется над барьером. По мере роста высоты барьера скорость ее движения уменьшается и возрастает вероятность обнаружения частицы (рис. 8б). Это находит свое отражение в увеличении  $\Psi^2(x)$  по мере продвижения вглубь барьера. Когда частица достигает точки поворота ( $E = U$ ), ее дальнейшее движение приобретает туннельный характер. Величина  $\Psi^2(x)$  при этом экспоненциально уменьшается. Когда выполняется условие  $U_{\text{лев}} > E > U_{\text{прав}}$ , частица сначала туннелирует сквозь барьер ( $\Psi^2(x)$  экспоненциально уменьшается), а затем движется над барьером. При движении над барьером величина  $\Psi^2(x)$  уменьшается при продвижении частицы вправо (из-за возрастания ее скорости). Прозрачность барьера в обоих случаях будет одинаковой (рис. 8б,в).

4. Рассмотрим поведение  $\Psi^2(x)$ . Если частица движется над трапецевидным барьером, скорость ее движения не меняется (рис. 8а). Особый интерес представляет случай, когда при движении над трапецевидным барьером  $U_{\min} < E < U_{\max}$ . В этом случае, когда  $U_{\text{лев}} < E < U_{\text{прав}}$ , частица сначала движется над барьером. По мере роста высоты барьера скорость ее движения уменьшается и возрастает вероятность обнаружения частицы (рис. 8б). Это находит свое отражение в увеличении  $\Psi^2(x)$  по мере продвижения вглубь барьера. Когда частица достигает точки поворота ( $E = U$ ), ее дальнейшее движение приобретает туннельный характер. Величина  $\Psi^2(x)$  при этом экспоненциально уменьшается. Когда выполняется условие  $U_{\text{лев}} > E > U_{\text{прав}}$ , частица сначала туннелирует сквозь барьер ( $\Psi^2(x)$  экспоненциально уменьшается), а затем движется над барьером. При движении над барьером величина  $\Psi^2(x)$  уменьшается при продвижении частицы вправо (из-за возрастания ее скорости). Прозрачность барьера в обоих случаях будет одинаковой (рис. 8б,в).

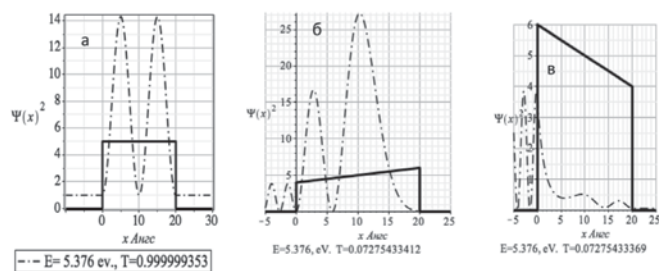
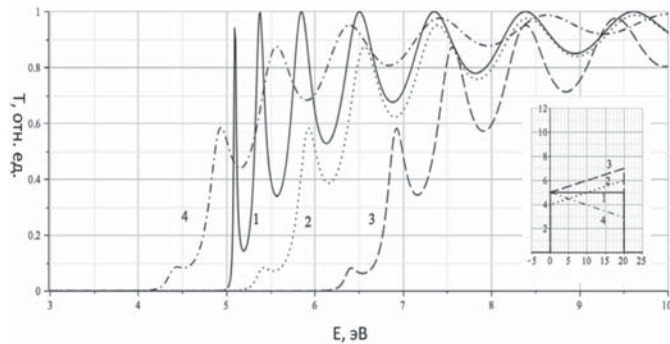


Рис. 8. Волновые функции для различных форм трапецевидного потенциального барьера: а)  $tg\alpha = 0$ ; б)  $tg\alpha = 0.1$ ; в)  $tg\alpha = -0.1$ . Площади всех барьеров одинаковы

Понять основные особенности происходящих процессов можно, исходя из следующих качественных представлений.

1. Согласно нашим представлениям, на отражение волны оказывают влияние в первую очередь вертикальные границы барьера. В этих областях происходит скачкообразное изменение потенциала, что эквивалентно дей-

Рисунок 9 иллюстрирует возможность управления прозрачностью барьера посредством приложения к нему напряжения. Когда напряжение приложено в положительном направлении, высота барьера возрастает и его прозрачность уменьшается.



**Рис. 9.** Влияние приложенного напряжения на зависимость прозрачности барьера от энергии частицы. Форма барьера показана на вставке. 1. Прямоугольный барьер без напряжения. 2. Приложено напряжение ( $U = 2 \text{ В}$ ,  $\text{tga} = 0.1$ ) так, что площадь барьера не изменяется. 3. Приложено напряжение ( $U = 2 \text{ В}$ ,  $\text{tga} = 0.1$ ) так, что площадь барьера увеличивается. 4. Приложено напряжение ( $U = 2 \text{ В}$ ,  $\text{tga} = 0.1$ ) так, что площадь барьера уменьшается

При определенных значениях энергии коэффициент пропускания может как уменьшаться, так и увеличиваться. При этом кривая прозрачности становится типичной для трапециевидного барьера и смещается вправо (кривая 3 на рис. 9). В случае отрицательного напряжения кривая прозрачности смещается в противоположном направлении (кривая 4 на рис. 9). Это смещение симметрично относительно кривой 2, которая соответствует пропусканию барьера с тем же самым тангенсом угла наклона и площадью, равной площади прямоугольного барьера. Такое изменение прозрачности связано, по нашему мнению, с изменением в первых двух случаях высоты барьера (площадь барьера при этом изменяется). Не следует путать это обстоятельство с рис. 8, где площадь барьера остается неизменной и коэффициент пропускания соответственно не изменяется.

### Заключение

Рассмотрены и систематизированы основные особенности взаимодействия микрочастиц с прямоугольным и трапециевидным барьером. Для прямоугольного барьера изучено положение минимумов и максимумов прозрачности, определена зависимость высоты резонансных пиков и их добротности от относительной энергии ( $\frac{E}{U_0}$ ) частицы и эффективной площади.

Показано, что для трапециевидного барьера по сравнению с прямоугольным высота резонансного пика убывает с уменьшением отношения ( $\frac{U_0}{U_1}$ ). Предложены качественные соображения, позволяющие объяснить указанные закономерности.

Показано, что приложение к прямоугольному барьеру положительного напряжения (увеличивающего высоту барьера) приводит к уменьшению его прозрачности. Величина этого уменьшения зависит от энергии микрочастицы. Если приложить отрицательное напряжение (уменьшающего высоту барьера), то результат будет носить неоднозначный характер. Для некоторых значений энергии прозрачность увеличится, в то время как для других она может уменьшиться (см. рис. 9).

### Литература

1. Демиковский В.Я., Вугальтер Г.А. Физика квантовых низкоразмерных структур. М.: Логос, 2000, 248 с.
2. Dovzhenko Y. Nonadiabatic quantum control of a semiconductor charge qubit, *Physical Review B*, 2011. Т. 84. No. 16. С. 161302.
3. Kapteyn С. М. А. Carrier emission and electronic properties of self-organized semiconductor quantum dots: dissertation. Berlin: Mensch&Buch Verlag, 2001. 156 p.
4. Schmalz K., Yassievich I.N. Characterization of Si/Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub>/Si quantum wells by space-charge spectroscopy. *Physical review B*. 1994. Vol. 50, No 1, pp. 14287-14301.
5. Драгунов В.П., Неизвестный И.Г., Гридчин В.А. Основы нанoeлектроники. Новосибирск: НГТУ, 2000. 331 с.
6. Аладышкин А.Ю. Туннельные явления в нанофизике. Нижегород. гос. ун-т. Н. Новгород, 2011. 32 с.
7. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика. Т. 3. Квантовая механика. Нерелятивистская теория. М.: Наука, 1974. 752 с.
8. Справочник по специальным функциям, под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 830 с.
9. Левич В.Г., Вдовин Ю.А., Мямлин В.А. Курс теоретической физики. Т. 2. М.: Наука, 1971. 936 с.

## THE FEATURES OF THE INTERACTION OF MICROPARTICLES WITH RECTANGULAR AND TRAPEZOIDAL POTENTIAL BARRIER

**Alexey P. Zhilinsky**, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia, [zhilinsk@yandex.ru](mailto:zhilinsk@yandex.ru)

**Vladimir F. Degtyarev**, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia, [vfsteel2008@gmail.com](mailto:vfsteel2008@gmail.com)

### Abstract

The paper discusses the features of the interaction of microparticles with a rectangular and trapezoidal potential barrier with a height of  $U_0$ . The dependences of the barrier transparency on the particle energy and characteristics of the barrier are studied. For a rectangular barrier, a generalized system of parameters (relative energy and area) was introduced, which made it possible to obtain new, more general results. For a rectangular barrier, the dependence of the quality factor of the resonant peak on its serial number and on the particle energy is determined. Analytically, the dependence of the height of the peaks on the relative energy of the particles is obtained. The main differences between the interaction of particles with a trapezoidal barrier compared to a rectangular one are considered. It is established that the transparency of the trapezoidal barrier is less than the transparency of a rectangular barrier of the same area, while the height of the resonant peaks and their Q-factor is less. The dependence of the wave functions on the ratio of the particle energy to the barrier height and on the effective barrier area is investigated. Model representations are proposed to explain these differences. These representations are based on the different efficiency of reflection by potential walls of different heights. From the considered model it follows that for a trapezoidal barrier, the amplitude of the reflected wave for any energy values does not vanish. This leads to a decrease in the height of the resonant peaks. The triangular barrier, for example, has no transparency resonance peaks at all. The ability to control the barrier transparency by applying a constant voltage to it is shown. Developed concepts can be used in nanoelectronics when developing new devices based on quantum tunnel effects.

**Keywords:** quantum mechanics, quantum barrier, wave function, transparency, nanoelectronics, tunneling.

### References

1. Demikhovskiy V.Ya, Vugalter G.A. (2000). Physics of low-dimensional quantum structures. Moscow: Logos. 248 p.
2. Dovzhenko, Y. (2011). Nonadiabatic quantum control of a semiconductor charge qubit. *Physical Review B*, vol. 84, No. 16, pp. 161302.
3. Kapteyn C.M.A. (2001). *Carrier emission and electronic properties of self-organized semiconductor quantum dots: dissertation*. Berlin: Mensch&Buch Verlag. 156 p.
4. Schmalz K., Yassievich I.N. (1994). Characterization of Si/Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub>/Si quantum wells by space-charge spectroscopy. *Physical review B*, vol. 50, no 1, pp. 14287-14301.
5. Dragunov V.P., Neizvestnij I.G., Gridchin V.A. (2000). *Fundamentals of nanoelectronics*. Novosibirsk: NGTU. 331 p.
6. Aladishkin A.Yu. (2011). *Tunnel phenomena in Nanophysics*. Nizhny Novgorod. State. Un-T. Nizhny Novgorod. 32 p.
7. Landau L.D., Lifshits E.M. (1974). *Theoretical Physics, v.3, Quantum Mechanics. Non-relativistic theory*. Moscow: Science. 752 p.
8. Handbook of special functions, ed. M. Abramowitz and I. Stigan, M. "Science", 1979, 830 p.
9. Levich V.G., Vdovin Yu.A., Myamlin V.A. (1971). *Course of Theoretical Physics*, vol. 2. Moscow: Science. 936 p.

### Information about authors:

**Alexey P. Zhilinsky**, Professor, PhD, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Department of Physics, Moscow, Russia.

**Vladimir F. Degtyarev**, associate professor, Ph.D., Moscow Technical University of Communication and Informatics, Department of Physics, Moscow, Russia.



# ГАРМОНИЧЕСКИЙ ЗАКОН РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕЛЕЯ-РАЙСА

**Смирнов Александр Александрович,**  
Северо-Кавказский Федеральный университет,  
г. Ставрополь, Россия, [shursun@mail.ru](mailto:shursun@mail.ru)

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10296

**Бондарь Виктория Витальевна,**  
Северо-Кавказский Федеральный университет,  
г. Ставрополь, Россия, [viktori-bondar@yandex.ru](mailto:viktori-bondar@yandex.ru)

**Роженко Ольга Дмитриевна,**  
Северо-Кавказский Федеральный университет,  
г. Ставрополь, Россия, [r.o.d@mail.ru](mailto:r.o.d@mail.ru)

**Даржания Анна Дмитриевна,**  
Северо-Кавказский Федеральный университет,  
г. Ставрополь, Россия, [anna22051@yandex.ru](mailto:anna22051@yandex.ru)

**Мирзоян Марине Вагановна,**  
Северо-Кавказский Федеральный университет,  
г. Ставрополь, Россия, [vaganovna73@mail.ru](mailto:vaganovna73@mail.ru)

**Ключевые слова:** закон распределения,  
распределение Райса, распределение Релея,  
односторонне-нормальное распределение.

В математических моделях распространения волн или сигналов возникает задача определения распределения амплитуд в конечной точке. Если в моделях отсутствуют амплитудные флуктуации, то распределение в большинстве задач считается гармоническим с неопределённой фазой, распределённой равномерно. Помимо флуктуаций фазы в результате различных физических процессов при распространении волн возникают дополнительно амплитудные флуктуации. В большинстве задач распределение амплитуд в одном луче считается подчиняется распределению Райса или распределению Релея в предельном случае без регулярной составляющей. Получен новый закон распределения на основе усреднения закона распределения амплитуд гармонического распределения по закону распределения амплитуд с регулярной составляющей Райса. Предложена методика получения ряда гармонически законов распределения. Достоверность полученного результата подтверждается тем, что в частных случаях распределение сводится к известным.

## Информация об авторах:

**Смирнов Александр Александрович**, доцент, д.т.н., профессор кафедры Высшей математики, Института математики и естественных наук Северо-Кавказского Федерального университета, г. Ставрополь, Россия. Страница автора на сайте <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2529-smirnov-aleksandr-aleksandrovich.html>

**Бондарь Виктория Витальевна**, доцент, к.ф.-м.н., заведующая кафедрой Высшей математики, Института математики и естественных наук Северо-Кавказского Федерального университета, г. Ставрополь, Россия. Страница автора на сайте <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2462-bondar-viktoriya-vitalevna.html>

**Роженко Ольга Дмитриевна**, к.п.н., доцент кафедры Высшей математики, Института математики и естественных наук Северо-Кавказского Федерального университета, г. Ставрополь, Россия. Страница автора на сайте <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2472-rozhenko-olga-dmitrievna.html>

**Даржания Анна Дмитриевна**, к.п.н., доцент кафедры Высшей математики, Института математики и естественных наук Северо-Кавказского Федерального университета, г. Ставрополь, Россия. Страница автора на сайте <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/9102-darzhaniya-anna-dmitrievna.html>

**Мирзоян Марине Вагановна**, к.п.н., доцент кафедры Высшей математики, Института математики и естественных наук Северо-Кавказского Федерального университета, г. Ставрополь, Россия. Страница автора на сайте <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2471-mirzoyan-marine-vaganovna.html>

## Для цитирования:

Смирнов А.А., Бондарь В.В., Роженко О.Д., Даржания А.Д., Мирзоян М.В. Гармонический закон распределения Релея-Райса // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 17-20.

## For citation:

Smirnov A.A., Bondar V.V., Rozhenko O.D., Darjania A.D., Mirzoyan M.V. (2019). Harmonic law distribution Rayleigh-Rice. T-Comm, vol. 13, no.8, pp. 17-20.  
(in Russian)

**Постановка задачи.**

В задачах математического моделирования распространения волн в радиотехнике, оптике, акустике и пр. возникают задачи статистического анализа поля волны в конечной точке. Имеется известный закон распределения мгновенных значений амплитуд  $\mu$ , который соответствует задачам с гармоническими процессами [1, 2].

$$w(\mu) = \frac{2}{\pi\sqrt{\gamma^2 - \mu^2}}, \text{ при } 0 < \mu < \gamma, \quad (1)$$

где  $\gamma > 0$  – максимально возможное значение амплитуды (огibaющей). В прикладном плане этот закон рассматривают в поле, образованном некоторым радиосигналом или оптической волной, которая распространяясь через неоднородную среду в результате различных физических эффектов, теряет информацию о фазе. То есть ее считают равномерно распределённой в интервале  $(0, 2\pi)$ . Однако данный закон справедлив для моделей, где средняя амплитуда  $\mu$  волны при распространении через неоднородную среду остается неизменной.

На практике существует множество моделей, где в результате распространения волны через неоднородную среду возникают амплитудные флуктуации, часто называемые замираниями или мерцаниями. Эти флуктуации в различных задачах, например, в теориях фазового фронта [3] описываются законом распределения Райса [4] для  $\gamma > 0$

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{4\sigma^2} - q^2\right) I_0\left(\sqrt{2q} \frac{\gamma}{\sigma}\right) \quad (2)$$

где  $I_0$  – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка,  $q^2 = \bar{\gamma}^2 / \sigma^2$  – параметр, характеризующий отношение регулярной (средней) составляющей к флуктуационной (дисперсии) составляющей амплитуды процесса.

Таким образом, если в математической модели одновременно присутствуют два подобных процесса, то необходимо найти новый закон распределения амплитуд, описывающий подобные явления одновременно.

**Решение задачи**

Решим задачу усреднением гармонического закона (1) по закону Райса или обобщенного распределения Релея (2), получив новый закон  $w^*(\mu)$ , учитывающих оба процесса.

При этом учтем, что  $0 < \mu < \gamma$

$$w^*(\mu) = \int_0^\infty w(\mu)w(\gamma)d\gamma = \int_\mu^\infty \frac{2}{\pi\sqrt{\gamma^2 - \mu^2}} \cdot \frac{\gamma}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{4\sigma^2} - q^2\right) I_0\left(\sqrt{2q} \frac{\gamma}{\sigma}\right) d\gamma. \quad (3)$$

Сделаем подстановку  $\gamma = \mu \operatorname{ch} x$ , заменив предел интегрирования  $\mu$  на 1, в выражение (3) и получим

$$w^*(\mu) = \frac{1}{\pi\sigma^2} \int_1^\infty \mu \operatorname{ch} x \cdot \exp\left(-\frac{(\mu \operatorname{ch} x)^2}{4\sigma^2} - q^2\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2q}}{\sigma} \mu \operatorname{ch} x\right) dx. \quad (4)$$

Представим функцию Бесселя в виде ряда [5]

$$I_0(x) = \sum_{i=0}^\infty \frac{(x/2)^{2i}}{i!\Gamma(i+1)}, \quad (5)$$

где  $\Gamma(z)$  – гамма функция. С учетом (5) выражение (4) будет иметь вид

$$w^*(\mu) = \frac{\mu}{\pi\sigma^2} \int_1^\infty \operatorname{ch} x \exp\left(-\frac{\mu^2(\operatorname{sh}^2 x + 1)}{4\sigma^2} - q^2\right) \times \sum_{i=0}^\infty \frac{\left(\frac{\sqrt{2q}}{2\sigma} \mu \operatorname{ch} x\right)^{2i}}{i!\Gamma(i+1)} dx = \frac{\mu}{\pi\sigma^2} \exp(-q^2) \int_1^\infty \operatorname{ch} x \exp\left(-\frac{\mu^2(\operatorname{sh}^2 x + 1)}{4\sigma^2}\right) \times \sum_{i=0}^\infty \frac{\left(\frac{\sqrt{2q}}{2\sigma} \mu \operatorname{ch} x\right)^{2i}}{i!\Gamma(i+1)} dx.$$

Внесем под дифференциал  $\operatorname{ch} x dx = d \operatorname{sh} x$ , учитывая смену предела

$$w^*(\mu) = \frac{\mu}{\pi\sigma^2} \exp(-q^2) \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\mu^2(\operatorname{sh}^2 x + 1)}{4\sigma^2}\right) \times \sum_{i=0}^\infty \frac{(\operatorname{sh}^2 x + 1)^i \left(\frac{\sqrt{2q}}{2\sigma} \mu\right)^{2i}}{i!\Gamma(i+1)} d \operatorname{sh} x = \frac{\mu}{\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{4\sigma^2} - q^2\right) \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\mu^2 \operatorname{sh}^2 x}{4\sigma^2}\right) \times \sum_{i=0}^\infty \frac{(\operatorname{sh}^2 x + 1)^i \left(\frac{\sqrt{2q}}{2\sigma} \mu\right)^{2i}}{i!\Gamma(i+1)} d \operatorname{sh} x$$

введем замену  $t = \operatorname{sh}^2 x$  с учетом  $\operatorname{sh} x = \sqrt{t}$  и  $d \operatorname{sh} x = \frac{dt}{2\sqrt{t}}$

запишем

$$w^*(\mu) = \frac{\mu}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{4\sigma^2} - q^2\right) \sum_{i=0}^\infty \left[ \frac{\left(\frac{\sqrt{2q}}{2\sigma} \mu\right)^{2i}}{i!\Gamma(i+1)} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\mu^2 t}{4\sigma^2}\right) \frac{(t+1)^i}{\sqrt{t}} dt \right]. \quad (6)$$

Интеграл

$$\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\mu^2 t}{4\sigma^2}\right) t^{-1/2} (t+1)^i dt, \quad (7)$$

входящий в данное выражение (6), табличный [5, с. 333].

$$\int_0^\infty x^{V-1} (x+\beta)^{-Q} \exp(-\eta x) dx = \Gamma(V) \beta^{\frac{V-Q-1}{2}} \eta^{\frac{Q-V-1}{2}} \exp\left(\frac{\beta\eta}{2}\right) W_{\frac{V-Q}{2}, \frac{V-Q}{2}}(\beta\eta) \quad (8)$$

В нашем случае имеют место параметры для выражения (8)

$$\eta = \frac{\mu^2}{4\sigma^2}, \quad V = \frac{1}{2}, \quad \Gamma(V) = \sqrt{\pi}, \quad \beta = 1, \quad Q = -i,$$

тогда табличный интеграл (8) в выражении (6) имеет вид

$$\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\mu^2}{4\sigma^2}x\right) \frac{(x+1)^i}{\sqrt{x}} dx = \sqrt{\pi} \left(\frac{\mu^2}{4\sigma^2}\right)^{-\frac{2i-3}{4}} \exp\left(\frac{\mu^2}{8\sigma^2}\right) W_{\frac{2i+1}{4}, \frac{2i+1}{4}}\left(\frac{\mu^2}{4\sigma^2}\right) \quad (9)$$

где  $W_{\alpha, \beta}(z)$  – функция Уиттекера, являющаяся решением дифференциального уравнения

$$y'' + \left(\frac{1/4 - \beta^2}{z^2} + \frac{\alpha}{z} - \frac{1}{4}\right)y = 0$$

После интегрирования (6) согласно (9) получим закон распределения (4) в виде

$$w^*(\mu) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi\sigma\mu}} \exp\left(-\frac{\mu^2}{8\sigma^2} - q^2\right) \times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{q^{2k} \mu^k}{k! \Gamma(k+1) \sigma^k} W_{\frac{2k+1}{4}, \frac{2k+1}{4}}\left(\frac{\mu^2}{4\sigma^2}\right), \quad (10)$$

На рисунке 1 представлены графические эпюры распределения (10) для частных значений  $q^2$ .

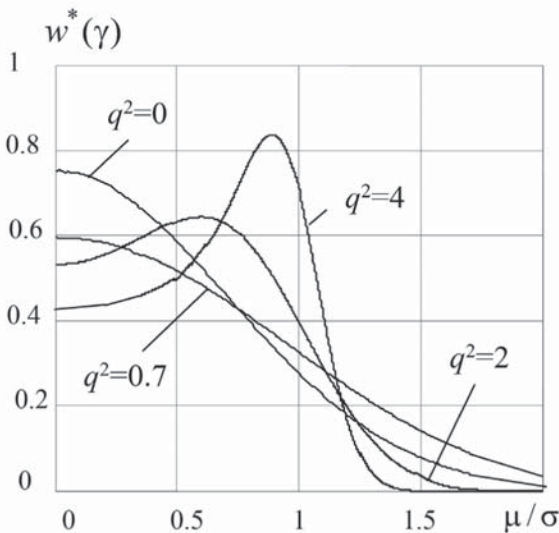


Рис. 1. Гармонический закон распределения Релея-Райса

**Выводы**

Получен закон распределения (10), которое можно использовать при математическом моделировании волновых моделей распространения волн в различных средах. Влияние среды как раз сказывается на параметре  $q$ . Однако можно отметить, что функция Уиттекера достаточно сложно моде-

лируется, так как является решением дифференциального уравнения. Вместе с тем интересны частные случаи. Например, если исходным законом распределения флуктуаций амплитуды считать не закон распределения Райса, а его предельное значение при  $q \rightarrow 0$  закон распределения Релея

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma^2}\right), \quad (11)$$

то можно получить односторонне-нормальный закон распределения.

$$w^*(\gamma) \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma^2}\right). \quad (12)$$

Обычно на практике при моделировании это означает возникновение биений в результате интерференции нескольких волн.

Анализ графика (рис. 1) показывает, что увеличение флуктуаций амплитуды, т.е. по мере уменьшения параметра  $q^2$  закон распределения имеет все больше вероятности нулевых амплитуд. Так, например, при законе распределения Релея ( $q^2=0$ ) исходной амплитуды результирующий закон распределения будет иметь вид односторонне-нормального закона (12).

Даже при флуктуациях Райса ( $q^2=4$ ) сохраняется вероятность существования нулевых значений амплитуды. По мере роста параметра  $q^2$ , что соответствует волне без флуктуаций, максимум плотности вероятности соответствует значению  $\mu/\sigma = 1$ . Распределение (10) приближается к гармоническому распределению (1), имеющему половинную чашеобразную форму, что подтверждает верность выводов.

**Литература**

1. Хименко В.И., Тигин Д.В. Статистическая акустооптика и обработка сигналов. СПб.: Издательство С.-Петербургского университета, 1996. 292 с.
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника, 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
3. Грибова Е. З., Саичев А. И. Расчет характеристик многолучевого распространения радиоволн в случайной среде методом фазовых экранов // Радиотехника и электроника, 1994. С. 193-199.
4. Перов, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 400 с.
5. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматлит, 1962.

## HARMONIC LAW DISTRIBUTION RAYLEIGH-RICE

**Aleksandr A. Smirnov, Victoria V. Bondar, Olga D. Rozhenko, Anna D. Darjania, Marina V. Mirzoyan,**  
Federal Autonomous Educational Institution of Higher Education North-Caucasian Federal University, Stavropol, Russia,  
[shursun@mail.ru](mailto:shursun@mail.ru)

**Abstract**

The mathematical models of the propagation of waves or signals arises a problem of determination of the distribution amplitude in the endpoint. If there are no amplitude fluctuations in the models, the distribution in most problems is considered to be harmonic with an indefinite phase distributed uniformly. However, in addition to phase fluctuations as a result of various physical processes, additional amplitude fluctuations occur during wave propagation. In most problems, the distribution of amplitudes in a single beam is considered to be subject to the rice distribution or the Rayleigh distribution in the limiting case without a regular component. A new distribution law is obtained on the basis of averaging the law of distribution of amplitudes of the harmonic distribution over the distribution of amplitudes with the regular component of rice. The proposed method of obtaining a happy harmony of the laws of distribution. The reliability of the obtained result is confirmed by the fact that in particular cases the distribution is reduced to the known.

**Keywords:** distribution law, rice distribution, Rayleigh distribution, one-way normal distribution.

**References**

1. Khimenko V.I., Tigin D.V. (1996). *Statistical acoustooptics and signal processing*. St. Petersburg: Publishing House of St. Petersburg University. 292 p.
2. Tikhonov V.I. (1982). *Statistical Radio Engineering*, 2nd ed., Revised. and add. Moscow: Radio and communications. 624 p.
3. Gribova E.Z., Saichev A.I. (1994). Calculation of the characteristics of multipath propagation of radio waves in a random medium by the method of phase screens. *Radio Engineering and Electronics*, pp. 193-199.
4. Perov A.I. (2003). *Statistical theory of radio systems*. Moscow: Radio engineering. 400 p.
5. Gradstein I.S., Ryzhik I.M. (1962). *Tables of integrals, sums, series and products*. Moscow: Fizmatlit.

**Information about authors:**

**Aleksandr A. Smirnov**, associate Professor, doctor of technical Sciences, Professor of the Department: Higher mathematics, Institute of mathematics and natural Sciences North-Caucasus Federal University, Stavropol, Russia  
Author's page on the website <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2529-smirnov-aleksandr-aleksandrovich.html>

**Victoria V. Bondar**, associate Professor, candidate of physical and mathematical Sciences, head of the Department of Higher mathematics, Institute of mathematics and natural Sciences of the North Caucasus Federal University, Stavropol, Russia  
Author's page on the website <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2462-bondar-viktoriya-vitalevna.html>

**Olga D. Rozhenko**, candidate of pedagogical Sciences, associate Professor of Higher mathematics, Institute of mathematics and natural Sciences of the North Caucasus Federal University, Stavropol, Russia  
Author's page on the website <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2472-rozhenko-olga-dmitrievna.html>

**Anna D. Darjania**, candidate of pedagogical Sciences, associate Professor of mathematics, Institute of mathematics and natural Sciences North-Caucasus Federal University, Stavropol, Russia  
Author's page on the website <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/9102-darzhaniya-anna-dmitrievna.html>

**Marina V. Mirzoyan**, candidate of pedagogical Sciences, associate Professor of mathematics, Institute of mathematics and natural Sciences North-Caucasus Federal University, Stavropol, Russia  
Author's page on the website <http://www.ncfu.ru/spisok-sotrudnikov/2471-mirzoyan-marine-vaganovna.html>

# ПОЛНОДУПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ЦЕПЯМ ПИТАНИЯ. АНАЛОГОВАЯ КОМПЕНСАЦИЯ, КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ И ПРОБЛЕМЫ ОРГАНИЗАЦИИ

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10297

**Рогожников Евгений Васильевич,**  
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Россия,  
[udzhon@mail.ru](mailto:udzhon@mail.ru)

**Дмитриев Эдгар Михайлович,**  
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Россия,  
[edegor1993@mail.ru](mailto:edegor1993@mail.ru)

**Абенев Ренат Рамазанович,**  
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Россия,  
[renat.abenov@tusur.ru](mailto:renat.abenov@tusur.ru)

**Ключевые слова:** полнодуплексная связь, аналоговая компенсация, цепи питания, система передачи данных, OFDM, фазовращатель, аттенюатор, симметрирующий трансформатор, цифро-аналоговый преобразователь, циркулятор.

Представлены достоинства и недостатки методов аналоговой компенсации сигнала при использовании технологии полнодуплексной связи в системах передачи данных по цепям питания. Разработка технологии полнодуплексной связи является перспективным направлением в области телекоммуникаций, так как в условиях быстрого развития телекоммуникационных систем все более актуальными становятся методы повышения спектральной эффективности систем связи. Рассмотрены основные преимущества технологии полнодуплексной связи, а так же представлены предпосылки использования данной технологии для передачи данных по цепям питания. А именно то, что в системах передачи данных по цепям питания свободным является ограниченный частотный диапазон, поэтому применение технологии полнодуплексной связи является актуальной задачей на данный момент. Также описана концепция построения полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания. Рассмотрены основные проблемы реализации данной системы передачи данных, а именно осуществление компенсации сигнала между передатчиком и приемником, мощности которых могут различаться на сотни децибел. Описан метод аналоговой компенсации с использованием перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора, метод компенсации сигнала с использованием 2-х канального цифро-аналогового преобразователя и способ с использованием симметрирующего трансформатора. Также рассмотрены проблемы реализации данных методов аналоговой компенсации в технологии полнодуплексной связи. Описан достижимый уровень компенсации в теории и практике. Произведено математическое моделирование системы полнодуплексной связи с применением описанных методов аналоговой компенсации, а также проведено экспериментальное исследование, в результате выполнения которого были определены основные факторы, влияющие на уровень аналоговой компенсации.

## Информация об авторах:

**Рогожников Евгений Васильевич**, к.т.н., доцент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, Томская область, г. Томск, Россия

**Дмитриев Эдгар Михайлович**, ассистент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, Томская область, г. Томск, Россия

**Абенев Ренат Рамазанович**, Старший преподаватель кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, Томская область, Томск, Россия

## Для цитирования:

Рогожников Е.В., Дмитриев Э.М., Абенев Р.Р. Полнодуплексная система передачи данных по цепям питания. Аналоговая компенсация, концепция построения и проблемы организации // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №7. С. 21-27.

## For citation:

Rogozhnikov E.V., Dmitriev E.M., Abenov R.R. (2019). Full duplex power line transmission system. Concept of construction and problems of organizing analog compensation. T-Comm, vol. 13, no.7, pp. 21-27. (in Russian)

## Введение

В настоящее время в научном сообществе ведется активная работа по разработке технологий, которые лягут в основу систем связи 5-го поколения. Эти технологии направлены на повышение эффективности использования частотно-временного ресурса, освоение новых, ранее не используемых диапазонов частот, снижение доли служебной информации. Примерами таких технологий являются неортогональные методы доступа (Non Orthogonal Multiple Access), множественный доступ с разреженным кодом (Sparse Code Multiple Access), метод формирования неортогональных несущих с помощью банка гребенчатых фильтров и др. [1,2,3].

Также, одной из новых технологий позволяющих повысить эффективность использования частотно-временного ресурса является технология полнодуплексной передачи данных в беспроводных системах связи [4]. Использование частотного ресурса строго регламентируется международными и региональными организациями, поэтому передача данных ведется в строго выделенной полосе частот, вследствие этого необходимо искать способы эффективного использования имеющегося частотного ресурса. Суть технологии полнодуплексной связи заключается в том, что передача и прием сигналов производятся одновременно в одной полосе частот. То есть отсутствует временное либо частотное разделение передаваемой и принимаемой информации. Это позволяет до двух раз повысить эффективность использования частотно-временного ресурса. Данная технология может быть с успехом применена не только в беспроводных системах, но и в системах передачи данных по цепям питания.

Среди различных проводных коммуникационных технологий Power Line Communication (PLC) имеет большой научный интерес и представляет собой очень привлекательное решение для подключения различных технологий широкополосного доступа. Технология PLC базируется на использовании линий электропередач для высокоскоростной передачи информации. Главным преимуществом передачи данных по цепям питания является то, что она использует инфраструктуру, которая является гораздо более распространенной, чем любая другая проводная инфраструктура, поэтому не требует прокладки новых линий связи.

Применение технологии полного дуплекса в системах передачи данных по цепям питания целесообразно по ряду причин.

– Рабочая полоса частот ограничена диапазоном от 1 кГц до 30 МГц, использование более высоких частот не целесообразно в связи с большим затуханием сигнала в электропроводке [5]. Техническая реализация полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания в этом диапазоне частот значительно проще, чем для беспроводных систем связи, работающих в диапазоне 1-10 ГГц.

– Большое количество помех, вызванных работой различного бытового и промышленного оборудования, частотно-селективные замирания, затухание сигнала в кабеле, уменьшает и без того не большой частотный ресурс, скорость передачи данных и дальность действия системы. В таких условиях, несомненно, актуальной является задача повышения эффективности частотно-временного ресурса до двух раз, что может быть достигнуто за счет полнодуплекс-

ной передачи данных без временного и частотного разделения.

– Возможность достижения высокоэффективных показателей работы аналоговых и цифровых методов компенсации сигнала собственного передатчика в приемном канале, вследствие использования низкочастотного диапазона до 30 МГц.

Множество вопросов, касающихся построения полнодуплексных систем связи для беспроводных решений исследовано, однако для систем передачи данных по цепям питания данная технология является новой и требует проработки. Так как передача ведется одновременно и на одной частоте приемник локального узла помимо полезного сигнала примет сигнал, излучаемый собственной передающей частью, этот сигнал имеет название сигнал-помеха собственного передатчика и будет рассмотрен далее. Если каким-либо образом не избавиться от сигнала-помехи собственного передатчика, прием полезного сигнала представляется не возможным.

В связи с этим в полнодуплексных системах связи применяются различные методы аналоговой и цифровой компенсации сигнала-помехи собственного передатчика. В данной статье мы осветим проблемы и пути их решения, возникающие при построении полнодуплексных систем передачи данных по цепям питания, в том числе в сравнении с беспроводными аналогами.

## 1. Концепция построения полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания

Полнодуплексная система передачи данных по цепям питания во многом схожа с аналогичными решениями для беспроводной связи. Проблема полнодуплексных систем передачи данных без временного и частотного разделения заключается в том, что мощный сигнал собственного передатчика на выходе усилителя поступает в приемный канал и создает помеху для приема и обработки полезного сигнала от удаленного передатчика. Мощность собственного сигнала в приемном канале может на 100 и более дБ превышать мощность полезного сигнала от удаленного передатчика. Для того чтобы полнодуплексная система связи заработала, необходимо обеспечить развязку более 80 дБ между передающим и приемным каналами. Для этих целей в полнодуплексной системе связи производится компенсация сигнала собственного передатчика в приемном канале как в аналоговом так и в цифровом виде.

Основной идеей методов аналоговой компенсации является то, что формирование компенсационного сигнала происходит в радиочастотном диапазоне, до Аналого-цифрового преобразователя. Компенсационный сигнал должен быть идентичен сигналу-помехе собственного передатчика, но быть в противофазе [4].

Система аналоговой компенсации необходима для подавления прямого сигнала передатчика, поступающего в приемный канал, цифровая компенсация используется для подавления сигналов, вызванных многолучевым распространением сигналов между передающим и приемным каналом. Таким образом, полнодуплексная система передачи данных по цепям питания включает в себя четыре основные составные части: передающий канал, приемный канал, тракт

аналоговой компенсации, тракт цифровой компенсации (рис. 1).



Рис. 1. Общая концепция построения полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания

Предлагается система передачи данных по цепям питания обеспечивает передачу и прием информации между двумя узлами одновременно в одной полосе частот в пределах диапазона 1-30 МГц.

Далее в статье для обозначения полезного сигнала от удаленного передатчика используется термин «полезный сигнал», а для обозначения сигнала собственного передатчика поступающего в приемный канал используется термин «сигнал помеха».

## 2. Аналоговая компенсация, обзор методов, проблемы реализации

Существуют различные подходы для реализации цепи аналоговой компенсации.

1) Аналоговая компенсация с использованием, перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора (рис. 2).

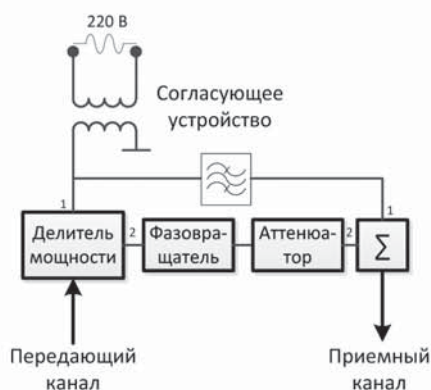


Рис. 2. Аналоговая компенсация с использованием перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора

В перестраиваемом фазовращателе происходит подстройка фазы сигнала, а в перестраиваемом аттенюаторе производится ослабление сигнала компенсации, чтобы сигнал компенсации и сигнал-помеха поступающие в сумматор имели одинаковое ослабление но при этом были в противо-

фазе. Данное решение подходит только для узкополосных сигналов, поскольку при удалении от несущей частоты уровень компенсации будет снижаться [4]. Кроме этого, в отличие от систем беспроводной связи, где сигнал помеха ослабляется на 20-30 дБ, проходя путь между передающей и приемной антенной, в системах передачи данных по цепям питания сигнал-помеха, поступающая в сумматор, практически не ослабляется, ослабление вносит только фильтр нижних частот. Это приводит к тому, что полезный сигнал проходит как через согласующее устройство, так и через тракт компенсации, таким образом, на выходе сумматора могут появиться искажения полезного сигнала.

2) Еще одним известным способом аналоговой компенсации является способ с использованием симметрирующего трансформатора (рис. 3).

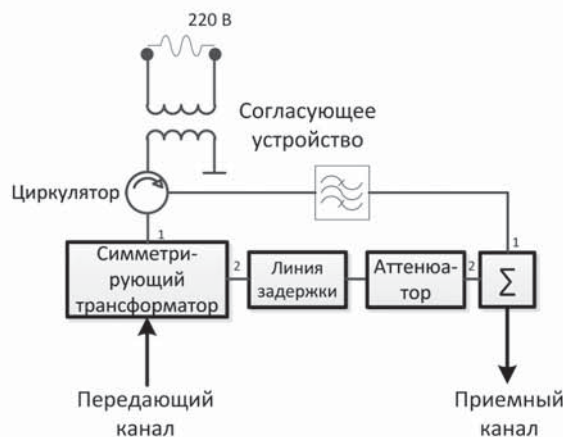


Рис. 3. Аналоговая компенсация с использованием симметрирующего трансформатора

Для того чтобы избежать описанного ограничения по полосе частот, необходимо обеспечить противофазность полезного сигнала и сигнала-помехи во всей полосе частот. Для этих целей может быть использован симметрирующий трансформатор, имеющий один вход и два выхода. Сигналы на выходах симметрирующего трансформатора инверсны. Нельзя утверждать, что симметрирующий трансформатор обеспечивает идеальную противофазность выходных сигналов, но для сигналов с полосой более 10 МГц, уровень компенсации с использованием трансформатора значительно превосходит уровень компенсации достижимый с помощью перестраиваемого фазовращателя (рис. 3) [4]. Линия задержки и аттенюатор необходимы для согласования сигнала-помехи и полезного сигнала по задержке и амплитуде.

Еще одной проблемой, которую необходимо решить для полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания, является прохождение полезного сигнала через тракт компенсации. Для этих целей с успехом может быть применен циркулятор. Благодаря ему, полезный сигнал от удаленного передатчика не поступает в канал компенсации, и следовательно не создает искажений на выходе сумматора.

Недостатком данного метода является неидеальность частотной характеристики симметрирующего трансформатора, и, следовательно, противофазность сигналов на его выходе обеспечивается не во всей полосе частот.

3) Хорошим решением для полнодуплексной системы передачи данных может стать метод аналоговой компенса-

ции с использованием 2-х канального цифро-аналогового преобразователя (рис. 4).

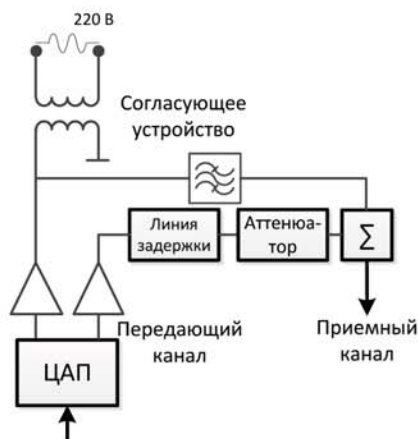


Рис. 4 Аналоговая компенсация с использованием двухканального цифро-аналогового преобразователя

Два сигнала противоположной полярности формируются в цифровом виде и затем поступают на вход 2-х канального цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Сигналы на выходе цифро-аналогового преобразователя совершенно синхронны, но при этом в противофазе во всей полосе занимаемых частот. Сигнал с одного из выходов усиливается и поступает на вход согласующего устройства и далее в линию передачи. Сигнал второго выхода усиливается и поступает на вход тракта компенсации, где происходит подстройка ослабления и задержки сигнала, и далее в сумматоре сигнал-помеха и сигнал компенсации суммируются. Для реализации этого метода не требуется использование циркулятора, поскольку полезный сигнал не может поступить на вход компенсирующего тракта. Теоретически данный метод позволяет полностью избавиться от недостатков описанных выше методов аналоговой компенсации. На точность данного метода будет влиять ошибка настройки перестраиваемого аттенюатора и перестраиваемой линии задержки.

### 3. Достижимый уровень компенсации в теории и практике

Теоретически данные подходы должны обеспечивать высокий уровень компенсации сигнала-помехи до 80 дБ и более, однако на практике данное значение составляет около 40 дБ. Это связано с тем, что на уровень компенсации будут оказывать влияние такие факторы как неточность настройки элементов компенсирующего тракта, изменение характеристик устройств при изменении температуры, фазовые шумы синтезаторов и др. Ошибка настройки перестраиваемой линии задержки будет вносить значительно меньший урон системе полнодуплексной передачи данных по цепям питания, по сравнению с системой полнодуплексной беспроводной связи. Связано это в первую очередь с диапазоном используемых частот. Системы беспроводной связи работающие в диапазоне 2-10 ГГц, значительно более чувствительны к ошибке настройки перестраиваемой линии задержки, по сравнению с системой передачи данных по цепям питания, работающей в диапазоне 1-30 МГц (рис. 1). Уровень компенсации также зависит от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора (рис. 2, 3).

Произведено математическое моделирование влияния ошибки настройки элементов компенсирующего тракта на уровень компенсации. Для моделирования использовался сигнал полосой 30 МГц на несущей 15 МГц для PLC системы связи и 1 ГГц для системы беспроводной связи.

На рисунке 5 приведена зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемой линии задержки.

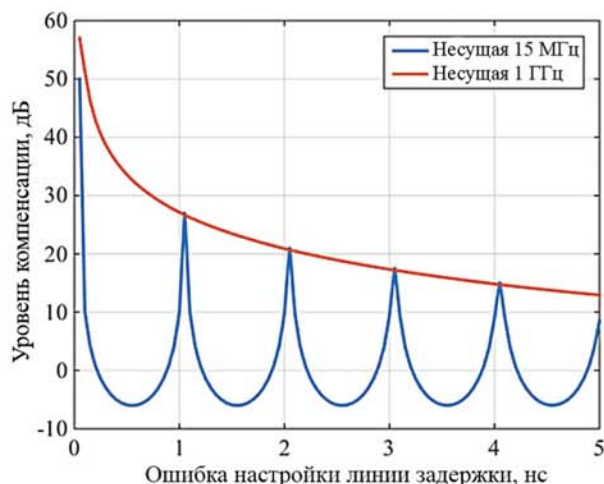


Рис. 5. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемой линии задержки

Как видно из рис. 5, для несущей 1 ГГц, ошибка настройки линии задержки в 1 нс приводит к значительному снижению уровня компенсации на 30 и более дБ. В случае низкочастотного сигнала эта ошибка не так критична, и ошибка в 1 нс приведет к потере уровня компенсации на 10-15 дБ.

На рисунке 6 приведена зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора.

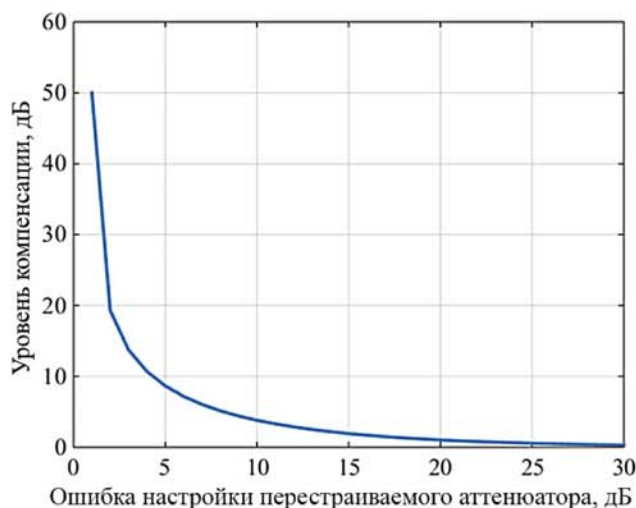


Рис. 6. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора

Как видно из рис. 6, ошибка настройки перестраиваемого аттенюатора на 3 дБ приводит к существенному снижению уровня компенсации на 30 дБ.



Это накладывает жесткие требования к точности настройки перестраиваемого аттенюатора. Полученная зависимость не зависит от частоты несущей и совпадает для высокочастотных и низкочастотных сигналов.

Далее было выполнено экспериментальное исследование влияния ошибки настройки перестраиваемого фазовращателя на уровень компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. Экспериментальная установка была собрана по схеме, представленной на рис. 2, и приведена на рис. 7.

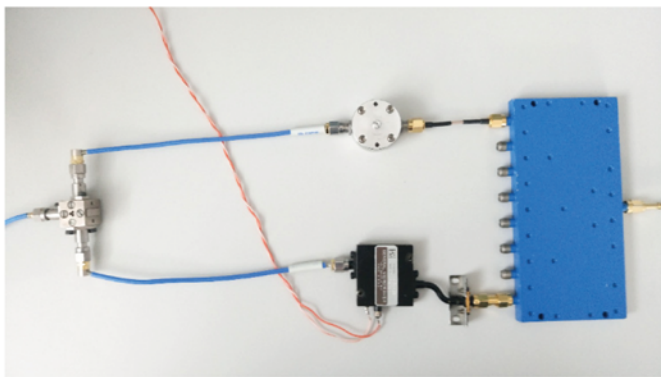


Рис. 7. Экспериментальная установка

Генератор сигналов формирует гармонический сигнал. Сигнал поступает на вход делителя мощности, с первого выхода которого, сигнал поступает на вход перестраиваемого фазовращателя, а со второго выхода на вход перестраиваемого аттенюатора. Настройка перестраиваемого аттенюатора, производится таким образом, чтобы сигналы на выходе фазовращателя и аттенюатора были одинаковой мощности. Сигналы с выхода перестраиваемого фазовращателя и аттенюатора складываются в сумматоре. Оставшийся после компенсации сигнал поступает на вход анализатора спектра. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора приведена на рис. 8.

Поворот фазы сигнала происходит не равномерно на разных частотах, что ухудшает компенсацию при использовании широкополосных сигналов.

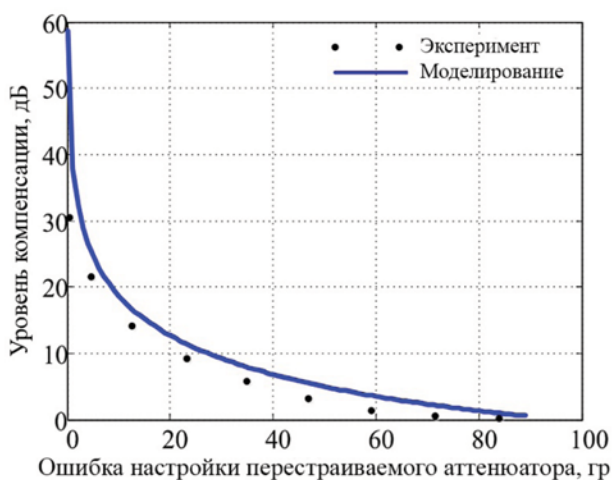


Рис. 8. Зависимость уровня компенсации от ошибки настройки перестраиваемого аттенюатора

Помимо перечисленных факторов, на уровень компенсации несомненно будет влиять неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) симметрирующего трансформатора и шумы квантования ЦАП. Для оценки характеристик устройств, используемых для построения полнодуплексной системы передачи данных по цепям питания произведено экспериментальное измерение зависимости уровня компенсации для частотного диапазона от 1 до 30 МГц. Мощность сигнала на входе сумматора 0 дБм.

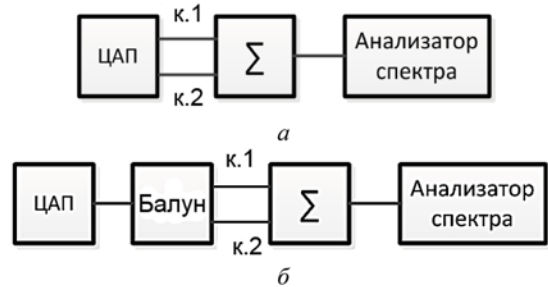


Рис. 9. Схема соединения оборудования.

Для измерений был сформирован OFDM сигнал в полосе 30 МГц

Измерение производилось по схеме приведенной на рис. 9а,б.

Результаты измерений приведены на рис. 10. Для 2-канального ЦАПа компенсация сигнала-помехи производится равномерно во всей полосе частот и достигает 35 дБ. Для симметрирующего трансформатора уровень компенсации составляет 30 дБ, и это значение изменяется в зависимости от частоты и зависит от амплитудно-частотной характеристики трансформатора.

Кроме этого, произведено исследование зависимости уровня компенсации от мощности сигналов на входе сумматора. Зависимость приведена на рис. 11.

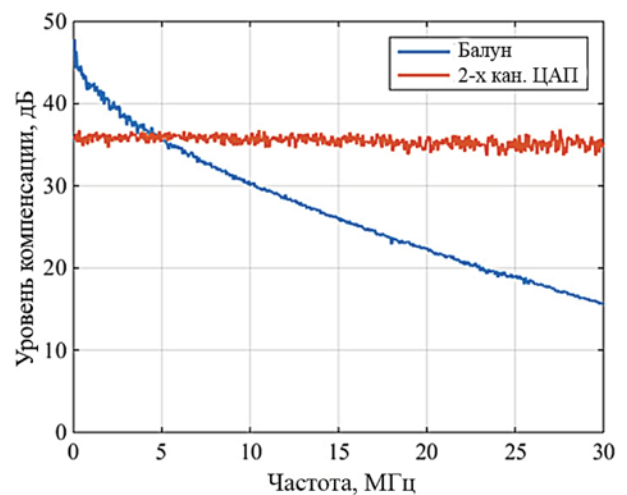


Рис. 10. Зависимость уровня компенсации от частоты

Уровень собственных шумов приемной аппаратуры составляет -90 дБм. Как видно из зависимости на рис. 11, при больших уровнях входного сигнала (-30 – -50) дБм уровень компенсации составляет -33 дБ, затем при снижении отношения сигнал/шум ниже 35 дБ аналогично падает и уровень компенсации.

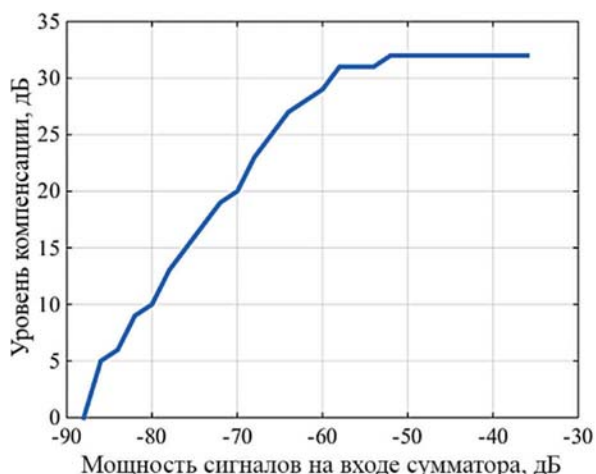


Рис. 11. Зависимость уровня компенсации от мощности сигналов на входе сумматора

Эта зависимость показывает, что на вход сумматора лучше подавать более ослабленные сигналы для достижения большего значения результирующей развязки. В беспроводных системах связи это ослабление достигается, например, за счет разнесения передающей и приемной антенны и взаимной ориентацией их диаграмм направленности. Для PLC систем это дополнительное ослабление сигнала-помехи на входе сумматора может быть достигнуто, например, за счет применения циркулятора (рис. 3).

Таким образом на результирующий уровень аналоговой компенсации сигнала в полнодуплексной системе передачи данных по цепям питания будет влиять множество факторов, включая настройку элементов компенсирующего тракта, АЧХ симметрирующего трансформатора, уровень шумов квантования цифро-аналогового преобразователя.

В реальной системе уровень аналоговой компенсации полнодуплексной системы передачи данных также будет ограничиваться мощностью переотраженных лучей, имеющих различные задержки и ослабления, для компенсации которых предназначена цифровая система компенсации.

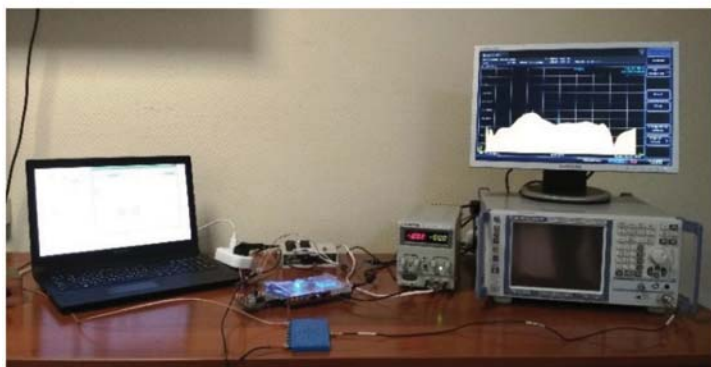


Рис. 12. Фотография экспериментальной установки

Для проверки уровня аналоговой компенсации в реальных условиях работы полнодуплексной системы передачи данных была собрана экспериментальная установка по схеме, приведенной на рис. 4. Фотография экспериментальной установки приведена на рис. 12.

Исследовался уровень аналоговой компенсации системы передачи данных по цепям питания в реальных условиях для сигнала в полосе 30 МГц (рис. 6). Уровень компенсации принимает значения в диапазоне от 22 до 33 дБ. Дальнейшая компенсация сигнала-помехи должна производиться в цифровом виде.

### Заключение

В результате проведенных исследований можно сделать вывод о целесообразности применения технологии полнодуплексной передачи данных для систем передачи данных по цепям питания. Применение данной технологии позволит до двух раз повысить эффективность использования частотно-временного ресурса. Проведенные математические расчеты и экспериментальные данные подтверждают реализуемость данной технологии и ее эффективность.

Проведение экспериментального исследования выявило факторы влияющие на работу аналоговой компенсации сигнала собственного передатчика в приемном тракте. К таким факторам относятся ошибки настройки элементов компенсирующего тракта, а именно ошибка настройки перестраиваемого аттенюатора, фазовращателя и линии задержки. Эксперименты показали, что применение аналоговой системы компенсации для сохранения высокого уровня ее работоспособности требует высокоточной настройки элементов, входящих в ее состав.

Применение цепи аналоговой компенсации в реальных условиях позволяет добиться компенсации сигнала помехи в 35 дБ. Результирующий уровень развязки складывается из аналоговой компенсации, цифровой компенсации, а также ослабления сигнала помехи между передающим и приемным каналом.

### Литература

1. *Nikopour H.* et al. SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks // Global Communications Conference (GLOBECOM), 2014 IEEE. IEEE, 2014, pp. 3940-3945.
2. *Saito Y.* et al. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access // Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th. IEEE, 2013, pp. 1-5.
3. *Bellanger M.* et al. FBMC physical layer: a primer // PHYDYAS, January. 2010. Vol. 25. No. 4, pp. 7-10.
4. *Jain M.* et al. Practical, real-time, full duplex wireless // Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking. ACM, 2011, pp. 301-312.
5. *Duche D., Gogate V.* Signal attenuation in power-line communication channel // International Journal of Emerging Trends & Technology in Computer Science. 2014. Vol. 3. No. 2, pp. 123-130.

## FULL DUPLEX POWER LINE TRANSMISSION SYSTEM. CONCEPT OF CONSTRUCTION AND PROBLEMS OF ORGANIZING ANALOG COMPENSATION

**Eugeniy V. Rogozhnikov**, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, [udzhon@mail.ru](mailto:udzhon@mail.ru)  
**Edgar M. Dmitriev**, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, [edgor1993@mail.ru](mailto:edgor1993@mail.ru)  
**Renat R. Abenov**, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia, [renat.abenov@tusur.ru](mailto:renat.abenov@tusur.ru)

### Abstract

This article presents the advantages and disadvantages of analog signal compensation methods when using full-duplex communication technology in power line transmission systems. The development of full-duplex communication technology is a promising direction in the field of telecommunications, as in the conditions of the rapid development of telecommunication systems, methods of increasing the spectral efficiency of communication systems are becoming increasingly important. This article discusses the main benefits of full-duplex communication technology. Presented prerequisites for the use of this technology for data transmission over power lines. Namely, in the data transmission systems through the power supply circuits, the limited frequency range is free, therefore the application of full-duplex communication technology is an actual task at the moment. The concept of building a full duplex data transmission system is described. The main problems of the implementation of this data transmission system are considered, namely the implementation of signal compensation between the transmitter and the receiver, the powers of which can vary by hundreds of decibels. An analog compensation method using a tunable phase shifter and attenuator, a signal compensation method using a 2-channel digital-to-analog converter, and a method using a balancing transformer are described. The problems of implementation of analog compensation methods in full-duplex communication technology are considered. The achievable level of compensation is described in theory and practice. Produced by mathematical modeling of a full-duplex communication system with an analog compensation methods described. An experimental study was conducted, as a result of which the main factors affecting the level of analog compensation were identified.

**Keywords:** full-duplex communication, analog compensation, power lines, data transmission system, OFDM, phase shifter, attenuator, balancing transformer, digital-analog converter, circulator.

### References

1. Nikopour, H., Yi, E., Bayesteh, A., Au, K., Hawryluck, M., Baligh, H., & Ma, J. (2014, December), "SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks", *In 2014 IEEE Global Communications Conference*, pp. 3940-3945.
2. Saito, Y., Kishiyama, Y., Benjebbour, A., Nakamura, T., Li, A., & Higuchi, K. (2013, June), "Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access", *In 2013 IEEE 77th vehicular technology conference (VTC Spring)*, pp. 1-5
3. Bellanger, M., LeRuyet, D., Roviras, D., Terr?, M., Nossek, J., Baltar, L., Viholainen, A. (2013), "FBMC physical layer: a primer", *PHY-DYAS*, vol. 25(4), pp. 7-10.
4. Jain, M., Choi, J. I., Kim, T., Bharadia, D., Seth, S., Srinivasan, K., Sinha, P. (2011, September), "Practical, real-time, full duplex wireless", *In Proceedings of the 17th annual international conference on Mobile computing and networking*, pp. 301-312.
5. Duche, D. N., & Gogate, V. (2014), "Power Line Communication Performance Channel Characteristics", *Computer Engineering and Applications Journal*, vol. 3(1), pp. 34-42.

### Information about authors:

**Eugeniy V. Rogozhnikov**, Associate professor of the Department of Telecommunications and Basics of Radioengineering at the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

**Edgar M. Dmitriev**, Assistant of the Department of Telecommunications and Basics of Radioengineering at the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

**Renat R. Abenov**, Senior Lecturer of the Department of Telecommunications and Basics of Radioengineering at the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

# КОГНИТИВНАЯ МОДЕЛЬ НА БАЗЕ ТЕОРИИ ИГР ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬЮ В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ

**Нгуен Конг Зань,**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия, [nguyencongdanh0109@gmail.com](mailto:nguyencongdanh0109@gmail.com)

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10298

**Гольдштейн Борис Соломонович,**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия, [bgold@niits.ru](mailto:bgold@niits.ru)

**Елагин Василий Сергеевич,**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия, [elagin.vas@gmail.com](mailto:elagin.vas@gmail.com)

**Онуфриенко Анастасия Валентиновна,**

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия, [anastasia.4991@mail.ru](mailto:anastasia.4991@mail.ru)

**Ключевые слова:** когнитивная мультиагентная самоорганизация, управление сетями, матчинг запросов и ресурсов, распределение ресурсов, программно-конфигурируемые сети, сети пост-NGN.

Когнитивная мультиагентная самоорганизация в настоящее время является предметом интенсивных исследований в области инфокоммуникационных технологий, так как на сегодняшний день решения управления для традиционных мультимедийных услуг устарели, что создает новые проблемы в работе телекоммуникационного оборудования на сетях связи. Эта новая парадигма построения распределенных интеллектуальных систем управления привлекает к себе внимание, как исследователей, так и разработчиков промышленных приложений. Разумеется, именно когнитивный подход является самым перспективным кандидатом для построения систем управления нового поколения. Рассмотрены основные модели многоагентной самоорганизации для качественного управления телекоммуникациями. Ключевым моментом в когнитивных моделях управления такими сетями является построение автономных механизмов принятия решений. Представлена реализация когнитивной модели управления телекоммуникациями на базе теории игр. Авторы в данной статье анализируют возможности применения этой модели в задаче динамической оркестровки и распределения ресурсов на плоскости управления программно-конфигурируемых сетей. Особое внимание уделено разработанной многоагентной архитектуре системы управления, фазы которой образуют различные виды игр с участием интеллектуальных программных агентов, предназначенной для организации автоматизированной координации запросов, поступающих от уровня приложений, и соответствующих им сетевых ресурсов. Предложен подход к агентному обучению на основе метода линейной регрессии для прогнозирования значения времени ожидания. Разрабатываемая многоагентная система на основе теоретико-игрового подхода показывает новые возможности на пути реализации новых систем управления телекоммуникациями.

## Информация об авторах:

**Нгуен Конг Зань**, аспирант, кафедра Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

**Гольдштейн Борис Соломонович**, д.т.н., профессор кафедры Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

**Елагин Василий Сергеевич**, к.т.н., доцент кафедры Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

**Онуфриенко Анастасия Валентиновна**, аспирант, кафедра Инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, г. Санкт-Петербург, Россия

## Для цитирования:

Нгуен Конг Зань, Гольдштейн Б.С., Елагин В.С., Онуфриенко А.В. Когнитивная модель на базе теории игр для динамического управления производительностью в программно-конфигурируемых сетях // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 28-35.

## For citation:

Nguyen Cong Danh, Goldstein B.S., Elagin V.S., Onufrienko A.V. (2019). Game theory-based cognitive model for dynamic performance management in software-defined networks. *T-Comm*, vol. 13, no.8, pp. 28-359. (in Russian)

### Введение

*«Мы способны заглянуть в будущее лишь на небольшое расстояние, но очевидно, что сделать предстоит очень многое» – Алан Тьюринг.*

Из-за постоянно развивающихся ИКТ систем появляется необходимость разработки новых решений для поддержки процессов эксплуатационного управления сетями связи. Ре(э)волюция управления телекоммуникациями обусловлена переходом от традиционных централизованных систем управления к мультиагентным самоорганизующимся системам [1]. Очевидно, что любая ре(э)волюция подходов для архитектуры систем управления должна сопровождаться соответствующими изменениями в математических моделях, лежащих в основе этого управления. Поэтому рассмотрим математическую модель когнитивного подхода на базе теории игр. Для изучения пост-NGN сетей выберем концепцию программно-конфигурируемых сетей с её составляющими задачами управления производительностью.

### Модели многоагентной самоорганизации для управления телекоммуникациями

По мере усложнения сетей связи традиционных моделей, таких как TMN, OSS / BSS, основанных на системах управления с человеческим вмешательством, обнаруживаются их недостатки [2]. Их функциональность с жестко централизованным принципом не может справиться с появлением новых ситуаций и динамическим изменением данных, не может обучаться на основе опыта и требует обширных обновлений. В результате исследовательские отрасли склонны ожидать развитие новых подходов, реализуемых на основе принципа самоорганизации с добавлением когнитивных технологий из современной концепции распределенного искусственного интеллекта.

Мы рассматриваем самоорганизацию как динамический и адаптивный процесс, где системы реорганизуют и/или поддерживают внутренние структуры без необходимости внешнего контроля [3].

В настоящее время самой подходящей средой для реализации самоорганизующихся моделей является многоагентная система. Большинство разработанных прототипов самоорганизующихся систем программно реализованы в архитектуре MAC. В результате их комбинации многоагентные самоорганизующиеся системы интегрируют в себе уникальные свойства, отличающие их от других вариантов построения систем управления телекоммуникациями.

Ключевым моментом в когнитивных моделях управления сетями является построение автономных механизмов принятия решений. Эталонными моделями для достижения автономного принятия решений являются контуры управления, такие как MAPE-K и FOCAL. [3,4] Кроме того, еще одной важной характеристикой когнитивной модели, основанной на самоорганизации, является способность к обучению.

Базируясь на синтезе последних исследований по данному направлению когнитивные модели систем управления можно разделить на три группы:

- Те, которые строятся на базе машинного обучения (искусственные нейронные модели);
- Те, которые основываются на базе нечеткой логики (модели когнитивных карт состояний);
- Те, которые базируются на теории игр (теоретико-игровые модели).

Одновременно, как показано в работах [5,6], существуют различные механизмы реализации принципов самоорганизации в мультиагентной системе, из которых в данной статье рассмотрены рыночные теоретико-игровые механизмы. Полагаясь на выбор подходящей модели игры, с помощью таких математических аппаратов как функция полезности, сходимость к состоянию равновесия (т.е. Нэш-равновесия, Парето-равновесия, репликаторная динамика и т.д.), мы можем разработать абстракции, позволяющие нам получить подробную информацию о возможном поведении системы, решить задачу обучения и оптимизации параметров системы.

В основном теоретико-игровая самоорганизация воспринимает все попадающие под ее изучение распределенные вычислительные модели, как различные виды игр. Особенности когнитивных моделей на базе теории игр включают: автономность, социальное поведение, реактивность или проактивность [7], агенты участвуют в игре независимыми игроками и выбирают из возможных стратегий.

Главной основой теории игр является теория полезности, которая, в свою очередь, определена аксиоматизацией отношений предпочтения агентов. Рациональные поведения агентов формулируются методами агентного обучения, ориентирующихся на максимизации функций полезности. Таким образом, функция полезности используется для моделирования оптимизации в многоагентных системах.

Примером теоретико-игровой самоорганизации является рыночная модель, которая рассматривает распределение ограниченных ресурсов как самоорганизующийся процесс в условиях высокой динамичности. Из-за того, что отдельному агенту доступна лишь локальная информация, единственно возможным вариантом решения глобальной задачи является децентрализованная координация между агентами. Взаимодействие между агентами в мультиагентной системе может быть разного типа, нас интересуют те, в основе которых лежат сотрудничество или конкуренция. В случае конкуренции агенты имеют собственные цели, которые противоречат друг другу и не обязательно совпадают с глобальной системой. Их действия (стратегии) могут быть выбраны в соответствии с их целесообразностью. Эта концепция широко изучалась в рамках теории некооперативных игр. Другие типы игр, такие как кооперативные и эволюционные игры, определяют интерес к их внедрению в области телекоммуникаций [8].

Таблица 1

Теория игр в сетевом контексте	
Компонент игры	Сетевой контекст
Игроки	Программные агенты, которые играют роли делегированных субъектов сетевых запросов и/или ресурсов, пользователей и/или операторов и т.д.
Стратегия	План действий, который должен предпринять игрок во время игры: запрашивание ресурсов/ответ на запросы, взаимодействие между компонентами, установления цены и т.д.
Выигрыш	Мотивация игроков представлена прибылью и оценена с использованием функций полезности на основе различных параметров: виртуальные денежные затраты, сетевые нагрузки, QoS и т.д.
Ресурсы	Ресурсы, за которые конкурируют игроки, участвующие в игре: пропускная способность, мощность, позиция в очереди и т.д.

### Когнитивная модель на базе теории игр для автоматического управления производительностью в ПКС

В последние годы технологии программно-конфигурируемых сетей и виртуализации сетевых функций получили широкое распространение благодаря уникальному взаимодействию организаций по стандартизации с сообществами разработчиков программного обеспечения. [9] Эти технологии также являются ключевыми факторами в эволюции систем управления телекоммуникациями нового поколения. С их помощью достигается требуемая гибкость сетевых инфраструктур, простота виртуализации сетевых ресурсов, увеличивается уровень программируемости и упрощается создание новых приложений и сервисов. При общем доступе к ресурсам в распределенной архитектуре предлагаем мультиагентное планирование задач и ресурсов при эксплуатации программно-конфигурируемых сетей.

#### Логическая архитектура системы

Рассмотрим систему, построенную на основе принципов программно-конфигурируемой сети. Логическая архитектура такой системы представлена на рис. 1.

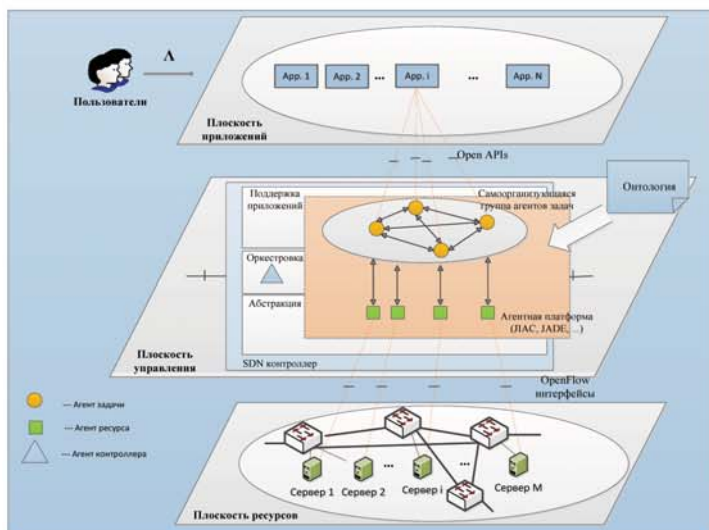


Рис. 1. Обобщенная архитектура модели для динамической оркестровки «запрос-ресурс» в ПКС

Система состоит из нескольких вычислительных серверов, соединенных через коммутаторы OpenFlow в сеть, управляемую контролером. Существует совокупность нескольких контроллеров на плоскости управления, которые соединяются друг с другом восточно-западными интерфейсами. В привычной реализации потоки различных задач поступают из плоскости приложений, затем централизованно направляются к обслуживанию контроллером, причем на каждом сервере создается очередь задач на выполнение. Порядок распределения задач определяется логикой контроллера.

При мультиагентном подходе реализуется модель распределенных вычислений, в которой процессы оркестровки возникающих задач и организации очереди выполняются в зависимости от поведения делегированных автономных агентов. У каждого программного агента установлена функция полезности, агенты принимают решения путем стремления максимизировать свою прибыль (полезность).

Под агентом понимается программный объект, находящийся в вычислительной среде (агентной платформе), выполняющий свою задачу.

Как представлено на рис. 1, в разработанной архитектуре содержатся основные элементы системы, такие как агенты задач, агенты ресурсов и агенты контроллеров.

Агент задачи представляет вычислительную задачу, которую необходимо запланировать и выполнить на серверах ПКС.

Агент ресурса представляет сервер, на котором могут выполняться задачи. Цель агента ресурса – запланировать как можно больше задач и получить максимальную прибыль от выполнения задач.

Агент контроллера отвечает за роль посредника, который координирует процесс оркестровки агентов задач по агентам ресурсов (т.е. создает начальные координированные условия для распределения возникающих задач по серверам).

Агентная платформа [10,11] в большинстве случаев является ядром эталонной модели FIPA [12] и обеспечивает инфраструктуру для разработки агентов и их использования, включая: операционную систему, функциональность коммуникации и управления. Стандарт FIPA определяет сервисы, которые должны предоставлять любую агентскую платформу:

- Система управления агентами предназначена для создания, удаления, контроля состояний, регистрации, мобильности, коммуникации агентов;
- Менеджер директорий представляет собой службу «желтых страниц», где агенты могут публиковать информацию о предоставляемых сервисах, что позволяет искать агентов с определенными характеристиками;
- Сервисы передачи коммуникационных сообщений поддерживают связь между агентами на локальной платформе или на локальной и удаленной платформах.

Рассмотрим применение теории игр при реализации когнитивной модели для решения задачи управления производительностью в ПКС. Математические основы и общий взгляд на основные подходы к планированию распределения ресурсов в распределенных вычислительных средах, можно найти в [13,14].

Стоит отметить, что при разработке собственной модели мы использовали основные результаты из следующих опубликованных работ [15,16,17].

#### Математическое описание модели

При поступлении новых потоков задач система автоматически выполняет цикл динамического планирования, состоящий из двух фаз. Первая фаза описывает процесс динамической оркестровки «задача – ресурсы», а вторая фаза – динамическое распределение ресурсов среди агентов в рациональной многоагентной системе очередей.

Самоорганизация между программными агентами реализуется на основе различных методов, одним вариантом из которых является рыночный механизм. Отметим, что применение рыночного подхода связано со сходимостью системы и ее приближением к состоянию равновесия. Теория игр фактически является идеальным математическим аппаратом для моделирования и описания автономных многоагентных систем.

Пусть  $F$  – набор сетевых функций (вызванных соответственно по требованиям запущенных приложений), предоставляемых сетью, и  $T$  – набор групп агентов задач. Пусть для каждой сетевой функции  $f_p \in F$  будет  $p \in T$  – группа агентов задач, состоящая из  $\lambda_p$  агентов, которые заинтересованы в  $f_p$ ,

а  $S$  – набор  $M$  агентов ресурсов (серверов), которые её предоставляют. Пусть  $d_{ip}$  – задержка потоков задач, принадлежащих в группе  $p$ , перед достижением сервера  $i \in S$ .

Для каждого потока задач, проходящего через выбранный сервер, этот сервер должен выделить определённое количество вычислительных ресурсов и ресурсов для хранения, которые отражают расходы для сервера. Рассматривая общий сервер  $i \in S$ , мы будем ссылаться на дополнительные затраты, понесённые сервером  $i$  для того, чтобы гарантированно обеспечить необходимыми ресурсами новый поток, запрашивающий функцию  $f_p$  как  $c_{ip}$ .

Следовательно, расходом для сервера  $i$  на управление всеми потоками задач в группе агентов задач  $p$  является  $C_{ip}^{(F)}$ , который пропорционален количеству агентов  $\lambda_{ip}$ , то есть:

$$C_{ip}^{(F)} = c_{ip} \lambda_{ip}, \quad (1)$$

Другие расходы для сервера связаны с пропускной способностью, выделенной контроллером в соответствии с запросами. Пусть  $b_{ip}$  – полоса пропускания, полученная сервером  $i$  для управления группой агентов задач  $p$ , и  $p_i^{(B)}$  – стоимость единицы пропускной способности, заданной серверу  $i$  контроллером. Обратите внимание, что значение  $p_i^{(B)}$  не зависит от группы агентов задач. Соответственно, стоимость общей пропускной способности, используемой данным сервером, составляет:

$$C_{ip}^{(B)} = p_i^{(B)} b_{ip}, \quad (2)$$

С другой стороны, доход для сервера, связанный с предоставлением сетевой функции, пропорционален как количеству задач, которые его используют, так и стоимости  $\hat{p}_{ip}^{(F)}$ , применяемой к этому серверу. Если мы предположим, что серверы должны выплачивать агентам контроллеров комиссию, представленную коэффициентом комиссии  $\psi \in [0,1]$ , то фактический доход для сервера  $i$ , связанный с предоставлением сетевой функции  $f_p$  для группы агентов задач  $p$ , будет выглядеть так:

$$R_{ip} = p_i^{(F)} \lambda_{ip}, \quad (3)$$

где  $p_i^{(F)} = \hat{p}_{ip}^{(F)} (1 - \psi)$ .

Механизм для определения величины пропускной способности, которую вызывает каждый сервер, будет рассматривать с помощью модели Штакельберга  $G_p^{(S)}$ . Которая направлена на максимизацию функции полезности агента сервера, определяемой следующим образом:

$$U_{ip}^{(SA)}(b_p) = \beta_1 R_{ip} - \beta_2 [C_{ip}^{(F)} + C_{ip}^{(B)}], \quad (4)$$

где  $b_p = (b_{1p}, b_{2p}, \dots, b_{Mp})$  – вектор пропускной способности, который содержит пропускную способность  $b_{ip}$ , запрошенную в контроллере каждым  $i$ -ым сервером, а  $\beta_1, \beta_2$  – соответствующие константы, взвешивающие относительную релевантность доходов и затрат.

С другой стороны, агенты задач в группе  $p$  выбирают сервер, также принимая во внимание задержку до его достижения  $d_{ip}$ , и текущую стоимость сетевой функции  $f_p$ .

Однако, чем больше потоков задач, использует один и тот же сервер, тем меньше пропускная способность выделяется каждому из них.

В частности, ожидается, что функция полезности каждого агента задачи в группе  $p$  будет увеличиваться в объёме ресурсов, выделяемых этому агенту, то есть,  $b_{ip}/\lambda_{ip}$ , и уменьшаться как в стоимости  $\hat{p}_{ip}^{(F)}$ , так и в задержке  $d_{ip}$ . Учитывая всё это, каждый агент задачи выбирает сервер, благодаря которому он может максимизировать функцию полезности:

$$U_{ip}^{(TA)}(\lambda_{ip}) = \ln(\alpha_1 \frac{b_{ip}}{\lambda_{ip}}) - \alpha_2 \hat{p}_{ip}^{(F)} - \alpha_3 d_{ip}, \quad (5)$$

где  $(\lambda_{1p}, \lambda_{2p}, \dots, \lambda_{Mp})$  – вектор состояния, который содержит число потоков из группы агентов задач, обслуживаемых каждым сервером в  $S$ ;  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  – соответствующие константы, взвешивающие вклады в функцию полезности пропускной способности, затраченной стоимости, заданной сервером, и задержку, с которой приходится сталкиваться, чтобы достичь сервера.

Проиллюстрируем предложенную теоретико-игровую модель взаимодействия между агентами ресурсов (серверами) и агентами задач в мультиагентной системе распределённого управления. Решения, принимаемые агентами ресурсов и агентами задач, зависят от индивидуальных интересов и от решений, принимаемых другими оппонентами.

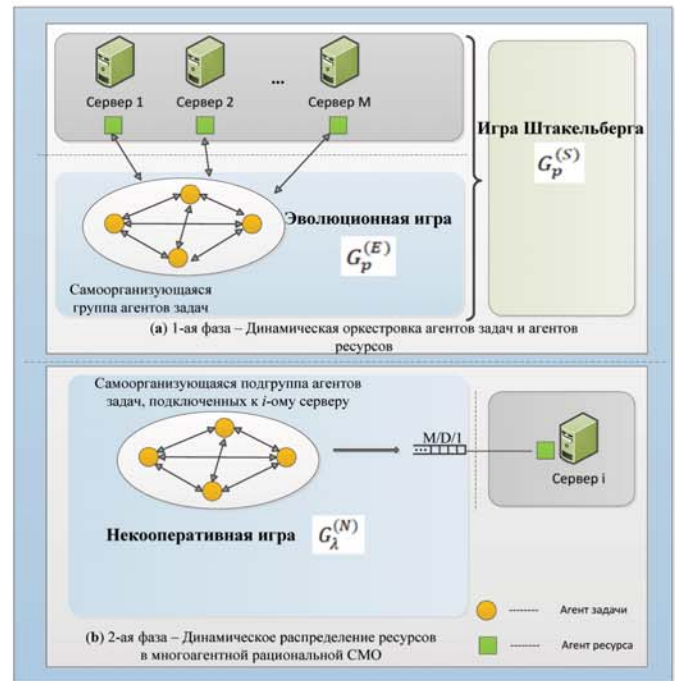


Рис. 2. Классификация различных видов игр, принимаемых для динамического планирования

Схема различных видов игр цикла динамического управления в ПКС представлена на рис. 2. В разделе (А) мы обозначаем игру  $G_p^{(E)}$  среди агентов одной и той же группы агентов задач  $p \in T$ , где мы используем эволюционную теорию игр и репликаторную динамику [18] для моделирования процесса принятия решения агентами задач. В разделе (Б) мы обозначаем игру Штакельберга  $G_p^{(S)}$  [19], которая моделирует конкурентные взаимодействия между агентами ресурсов для возможности предоставления обслуживания агентов задач из группы  $p$ .

Наконец, в разделе (С) мы предлагаем некооперативную игру  $G_{\lambda}^{(N)}$ , которая моделирует конкуренцию между агентами задач, подключенных к  $i$ -ому агенту ресурса, чтобы улучшить свои позиции в рациональной модели СМО, которая строится на основе аукционного механизма. Проиллюстрированные игры будут воспроизводиться каждый раз в соответствии с изменениями некоторых системных условий. Они повторяются до тех пор, пока все объекты в системе не достигнут нового устойчивого состояния.

**А. Эволюционная игра  $G_p^{(E)}$  среди агентов задач**

Каждый агент задач изначально эгоистичен, так как он принимает решения с целью максимизации своей собственной полезности  $U_{ip}^{(TA)}$ . Однако, чем больше число агентов задач из группы  $p$ , подключенных к  $i$ -ому агенту ресурса, тем ниже функция полезности этого агента задачи. Следовательно, на процесс принятия решений агентом задач влияют решения, принимаемые другими агентами, принадлежащими к той же группе  $p$ . Кроме того часто возникает имитационное поведение при рассмотрении взаимодействий между агентами, которые рационально пытаются максимизировать свою выгоду путем имитации решений других агентов, обеспечивающих большую выгоду.

Базируясь на так называемой репликаторной динамике, и согласно работе [15], для каждой группы агентов задач  $p \in T$  мы описываем эволюционную игру следующим образом:

- Состав игроков состоит из  $\lambda_p$  агентов задач из набора  $T$ ;
- Стратегия определяется как выбор агента ресурса, к которому каждый агент задачи в группе решает подключиться;
- Функция полезности: полезность или выгода, получаемая каждым агентом задачи, связанным с выбором агента ресурса, равна  $U_{ip}^{(TA)}$ , как определено в (5).

Теперь мы можем обозначить уравнение репликаторной динамики  $\dot{\lambda}_{ip}$  игры, которое описывает, как изменяется количество агентов задач в группе  $p$ , выбирающих подключение к доступным агентам ресурсов только в зависимости от своего поведения.

$$\dot{\lambda}_{ip} = \lambda_{ip} [U_{ip}^{(TA)} \lambda_{ip} - \frac{1}{\lambda_p} \sum_{j \in S} \lambda_{jp} U_{jp}^{(TA)} \lambda_{jp}], \quad (6)$$

где  $\lambda_p$  и  $\lambda_{ip}$  соответственно обозначает общее число агентов задач группы  $p$  и количество агентов задач из  $p$ , подключенных к  $i$ -ому агенту ресурса.

Очень важно отметить, что в эволюционной теории игр функция выигрыша характеризует успех отдельных стратегий, а не отдельных участников взаимодействия. Таким образом, в подгруппе с  $\lambda_{ip}$  агентов задач, подключенных к  $i$ -ому агенту ресурса, все агенты задач получают одинаковую функцию полезности  $U_{ip}^{(TA)} \lambda_{ip}$ . Общий результат эволюционной теории игр показывает, что точка равновесия для динамики репликаторов является фиксированной, следовательно, все агенты задач получают одинаковое преимущество, то есть  $U_{ip}^{(TA)} = U_{jp}^{(TA)}$  для всех  $i, j \in S$ .

Обозначим переменную  $Q_{ij}^{(p)}$ :

$$Q_{ij}^{(p)} = e^{[\alpha_2 (\hat{p}_i^{(E)} - \hat{p}_j^{(E)}) + \alpha_3 (d_{ip} - d_{jp})]}, \quad (7)$$

Из (7) заметим, что следующие соотношения выполняются для всех  $i, j, k \in S$  и  $p \in U$ :

$$Q_{ij}^{(p)} = 1, \quad Q_{ij}^{(p)} = \frac{1}{Q_{ji}^{(p)}} \quad \text{и} \quad Q_{kj}^{(p)} = \frac{Q_{ij}^{(p)}}{Q_{ik}^{(p)}} \quad (8)$$

В теореме 1 будет показано, что уравнение репликаторов (6) для каждой группы агентов задач  $p$  допускает уникальное решение для любого вектора пропускной способности  $b_p$ .

**Теорема 1.** Для всех  $p \in T$  и любого заданного вектора пропускной способности, уравнение динамики репликаторов (6) допускает уникальное эволюционное равновесие  $\lambda_p^*$ .

Кроме того, число  $\lambda_{ip}^*$  агентов задач из группы  $p$ , подключенных с общим агентом ресурса  $i \in S$  при состоянии равновесия, может быть получено следующим образом:

$$\lambda_{ip}^* = \lambda_p \frac{b_{ip}}{\sum_{j \in S} b_{jp} Q_{ij}^{(p)}}, \quad (9)$$

где  $b_{ip} \in b_p$ .

**Б. Игра Штакельберга  $G_p^{(S)}$  среди агентов ресурсов и агентов задач**

Агенты ресурсов в игре Штакельберга выступают в качестве лидеров, а агенты задач – последователей. В теореме 1 было описано распределение  $\lambda_p^*$  совокупности  $p \in T$  группы агентов задач при сходимости к равновесию.

Введя две следующие вспомогательные переменные:

$$\tilde{p}_{ip} = \lambda_p (\beta_1 p_{ip}^{(E)} - \beta_2 c_{ip}), \quad (10)$$

$$\pi_i = \beta_2 p_i^{(B)}, \quad (11)$$

Используя (3), (9), (10) и (11) в (4), можно переписать функцию полезности  $U_{ip}^{(SA)}$  агента ресурса  $i \in S$  следующим образом:

$$U_{ip}^{(SA)}(b_p) = \tilde{p}_{ip} \frac{b_{ip}}{\sum_{k \in S} b_{kp} Q_{ik}^{(p)}} - \pi_i b_{ip}, \quad (12)$$

Для каждой группы агентов задач  $p \in T$  согласно работе [15] мы определим некооперативную игру Штакельберга следующим образом:

- Набор игроков состоит из набора  $M$  агентов ресурсов из набора  $S$ ;

- Данная игра определяет величину пропускной способности  $b_p$ , которая должна быть запрошена контроллером для обслуживания подключенных агентов задач из группы  $p$ . Для каждой группы агентов задач в  $T$  мы предполагаем, что такой объем пропускной способности ограничен значением  $B_i$ . Таким образом, набор стратегий имеет вид  $B = \prod_{i \in S} B_i$ , где

$B = [0, B_i]$ , а  $\prod_{i \in S} B_i$  обозначает декартово произведение;

- Функция полезности: полезность каждого агента ресурса  $i \in S$  равна  $U_{ip}^{(SA)}$ , как определено в (12).

Далее для игры Штакельберга  $G_p^{(S)}$  определяем результаты о её состояниях равновесия.

Пусть  $b_p^* \in B$ . Профиль стратегий  $(b_p^*, \lambda_p^*)$  – состояние равновесия для игры  $G_p^{(S)}$ , если для всех  $b_p \in B$  и  $i \in S$ , то

$$U_{ip}^{(RA)}(b_p^*, \lambda_p^*) \geq U_{ip}^{(RA)}(b_p, \lambda_p^*), \quad (13)$$



При эволюционном равновесии  $\lambda_p^*$ , число агентов задач, подключенных к серверу  $i$ , рассчитывается по формуле (9).

Пусть  $b_p^* = (b_{ip}^*, b_{pi}^*)$ , где  $b_{pi}^*$  – вектор пропускной способности всех игроков (агентов ресурсов). Стратегия  $b_p^* = (b_{1p}^*, b_{2p}^*, \dots, b_{Mp}^*)$  называется «стратегией Штакельберга» для игры  $G_p^{(S)}$ , если для всех  $i \in S$  имеем

$$b_{ip}^* = \operatorname{argmax}_{b_{ip}, b_{pi}} U_{ip}^{(RA)}(b_{ip}, b_{pi}, \lambda_p^*), \quad (14)$$

Значение  $U_{ip}^{(SA)}(b_p^*, \lambda_p^*)$  – полезность по Штакельбергу лидера  $i$  в игре  $G_p^{(S)}$ .

**Теорема 2.** Игра  $G_p^{(S)}$  допускает единственную точку равновесия по Штакельбергу.

Посредством представленных выше двух игровых моделей  $G_p^{(E)}$  и  $G_p^{(S)}$  мы продемонстрировали общий метод для динамической оркестровки ресурсов в программно-конфигурируемой сети. Однако задача управления производительностью в ПКС еще требует способности поддерживать в режиме реального времени механизмы эффективного распределения ресурсов, позволяющие удовлетворять требования к SLA или QoS соглашений. Таким образом, в второй фазе разработанной когнитивной модели рассматривается модель рациональной СМО, предназначенная для случая нехватки ресурсов.

Пусть в группе  $p$  существует набор  $\lambda_{ip}$  агентов задач, выбирающих подключение к  $i$ -ому серверу. Исходя из теории массового обслуживания для эффективного распределения ресурсов применяются приоритетные модели СМО. Однако для нашего исследования применяется идея рациональной модели СМО среди интеллектуальных программных агентов [20].

### С. Некооперативная игра $G_\lambda^{(N)}$ среди агентов задач в аукционной очереди

Во второй фазе цикла динамического управления в ПКС мы анализируем многоагентную самоорганизующуюся модель в виде некооперативной игры. При этом агенты конкурируют за позиции в очереди ставками, сделанными легально. Тогда данная модель очереди является аукционной. Агент, желающий стать победителем в аукционе, использует три доступных ему варианта стратегий:

- Стратегию, соответствующую равновесию по Нэшу;
- Стратегию случайных ставок;
- Стратегию, созданную на основе линейной регрессии.

Далее подробно рассмотрим модель некооперативной игры  $G_\lambda^{(N)}$ .

Пусть заданная модель очереди типа M/D/1 со скоростью обслуживания  $u$  услуг в единицу времени. Агенты задач, которые соединяются с  $i$ -ым агентом ресурса (сервером), поступают в очередь в соответствии с распределением Пуассона со средней скоростью  $\bar{\lambda}_{ip}^*$  агентов за единицу времени.

Было показано в первой фазе, что значение  $\lambda_{ip}^*$  в определенный момент времени определяется по формуле (12). Каждый агент задачи имеет одинаковое значение функции полезности  $U_{ip}^{(TA)}$ , как определено в (5), и отдельное значение стоимости времени ожидания  $\gamma$ , сгенерированное из равномерного кумулятивного распределения  $A(\gamma) = A\gamma$  при  $\gamma \in [0, \gamma_1]$ , где  $\gamma_1$  – общеизвестное значение. Когда агент задачи приходит в очередь, он либо принимает решение не входить в очередь, либо платит серверу ставку  $x$ , которая не подлежит

пересмотру и возврату, чтобы получить место в очереди. Таким образом, если он должен ждать в очереди  $W$  единицу времени после предоставления ставки  $x$ , его конечная прибыль  $U_{ip}^{(TA)} - x - \gamma W$ . Когда новый агент задачи входит в очередь, сервер будет изменять порядок своей очереди согласно процедуре, в которой агент с наивысшей ставкой будет обслуживаться первым. Предполагается, что очередь существует в течение длительного времени. Согласно [16] мы имеем следующие предложения:

**Предложение 1.** Учитывая допущения модели, ожидаемое время, которое агент, оплачивающий ставку, проводит в очереди, определяется следующим образом:

$$W(x) = \frac{r}{\lambda_{ip}^* [1 - rB(x^*) + rB(x)]^2}, \quad (15)$$

где  $r = (\lambda_{ip}^*)/u$ , это коэффициент использования,  $x^*$  – представляет максимальную ставку, полученную сервером, и  $B(x)$  является функцией распределения величины  $x$ .

Для заданного среднего времени обслуживания очередь является социально квазиоптимальной, если агенты ранжируются таким образом, что для определенного числа агентов в очереди среднее значение затрат по времени, потраченных агентами, сводится к минимуму.

**Предложение 2.** Для любого заданного  $A(\gamma)$ , функция ставок  $x(\gamma)$  приводит к социально квазиоптимальной очереди, если  $x(\gamma)$  является строго возрастающей функцией по  $\gamma$ .

Суть представленных предложений заключается в том, что для минимизации среднего значения затрат по времени очереди достаточно ранжировать агентов по их значениям стоимости времени ожидания  $\gamma$ . Так как, при условии, что  $x(\gamma)$  является строго возрастающей функцией по  $\gamma$ , агенты с более высокими значениями  $\gamma$  размещались перед теми, у которых более низкие значения  $\gamma$ , и, следовательно, обслуживались первыми.

Теперь пусть  $z = \lambda_{ip}^* U_{ip}^{(TA)} A$  и  $r = (\lambda_{ip}^*)/u$ . Согласно [17], если  $r > z/(1+z)$  агенты с  $\gamma \leq z\gamma_1/(r(1+z))$  находятся в очереди, делая ставку:

$$x = \frac{1}{\lambda_{ip}^* A} * \left( 1 + z - \frac{rA\gamma}{\{[1/(1+z)] + rA\gamma\}^2} - \frac{1}{[1/(1+z)] + rA\gamma} \right), \quad (16)$$

А агенты с  $\gamma > z\gamma_1/(r(1+z))$  не вступают в очередь, тогда эти стратегии образуют равновесие по Нэшу, т.е. ни один агент не отклонится от своей стратегии, потому что это лучший способ максимизировать свою прибыль. Более того, если  $r \leq z/(1+z)$ , то все агенты решают делать ставки следующим образом:

$$x = \frac{1}{\lambda_{ip}^* A(1-r)} - \frac{\gamma r}{\lambda_{ip}^* (1+rA\gamma)^2} - \frac{1}{\lambda_{ip}^* A(1-r+rA\gamma)}, \quad (17)$$

Таким образом, эти стратегии также формируют равновесие по Нэшу.

Учитывая приведенные выше стратегии, было доказано в [17], что сервер может максимизировать свой доход (сумму всех полученных ставок), регулируя значение скорости обслуживания  $u^*$  так, чтобы:

$$\frac{1}{u^*} = \frac{U_{ip}^{(TA)} A}{1 + \bar{\lambda}_{ip}^* U_{ip}^{(TA)} A}, \quad (18)$$

Помимо стратегии равновесия по Нэшу, все агенты могут выбрать две другие стратегии: случайную и линейную рег-

рессию. В случайной стратегии агент случайным образом решает, входить в очередь или нет, и выбирает случайную ставку из равномерного распределения  $[0, X]$ . Шанс не войти в очередь установлен на  $\gamma/2\gamma_1$ .

При стратегиях с линейной регрессией агенты задач снабжены способностью к обучению. Все агенты могут учиться не только на собственном опыте, но и на опыте других игроков и прогнозировать время ожидания с помощью методов линейной регрессии. А затем рассчитать их оптимальные ставки:

$$\max_x G = U_{ip}^{(TA)} - x - W(x), \quad (19)$$

где  $x + W(x)$  – функция стоимости.

С распределением ставок  $B(x)$  из (15) мы можем определить общий вид линейной регрессионной модели между значениями ставок и временем ожидания, как показано ниже:

$$W^{-1} = ax + bx^2 + \varepsilon, \quad (20)$$

Основываясь на наблюдениях, имеющих форму парных значений  $(x_i, W(x_i))$ , которые были получены от предыдущих обслуживаемых агентов, с помощью метода наименьших квадратов или алгоритма градиентного спуска, мы получим точный вид формулы (18). Затем, используя эту линейную регрессию со значением ставки  $x_i$ , рассчитанной по (16) или (17), мы можем предсказать значение времени ожидания  $W(x_i)$ .

Напомним, что для функции оптимизации (19), чтобы найти оптимальную ставку, агент выберет ставку, максимизирующую чистую прибыль  $G$ , из своего профиля стратегии ставок  $\{x\}$ . Здесь возникает вопрос, каким образом мы можем установить профиль стратегии назначения ставок  $\{x\}$ ?

Если каждый агент способен запоминать  $N$  пар значений  $(x_i, W(x_i))$ , то для каждого агента  $i$  существует свой профиль стратегий ставок  $\{x\} = \{x_i, x_{\text{exp}1}, \dots, x_{\text{exp}N-1}\}$ . На базе данного профиля агент может найти оптимальную ставку путем выполнения оптимизации по (19).

Итак, во второй фазе мы показали мультиагентную модель для динамического распределения ресурсов в подгруппе агентов задач, поступающих к выбранному серверу. Был предложен подход к агентному обучению на основе метода линейной регрессии для прогнозирования значения времени ожидания  $W(x_i)$ . Однако агентное обучение вовсе не ограничивается данным методом, его можно расширить и укрепить другими способами.

### Заключение

Предложена разработка двухфазной архитектуры когнитивной модели, предназначенной для управления производительностью в программно-конфигурируемых сетях. Под словом «когнитивные» подразумеваются распределенные интеллектуальные системы со способностью обеспечивать принципиально новый уровень автономности благодаря внедрению агентной технологии и принципа самоорганизации в процессах управления. С точки зрения будущих пост-NGN сетей, сопровождающихся неоднородностью и высокой динамичностью, такой подход выглядит оправданным.

Разрабатываемая многоагентная система на основе теоретико-игрового подхода показывает новые возможности на пути реализации новых систем управления телекоммуника-

циями. Как было показано в данной работе, для автоматизированной координации «запрос-ресурс» и динамического распределения ресурсов на плоскости управления сетей ПКС перспективным решением является использование различных видов игр, таких как эволюционные, некооперативные и игры Штакельберга.

Для дальнейших работ были поставлены задачи проведения имитационного моделирования разрабатываемой модели и исследование проблем мультиагентного обучения для улучшения работоспособности разрабатываемой авторами когнитивной модели управления.

### Литература

1. Гольдштейн А.Б., Конг З.Н., Бородинский А.А. Re-evolution of telecommunications management: from hierarchical to multi-agent systems.
2. Самуйлов К.Е., Чукарин А.В., Яржина Н.В. Бизнес-процессы и информационные технологии в управлении телекоммуникационными компаниями. М.: Альпина Паблишерз, 2009. Т. 9. С. 44.
3. Agoulmine N. (ed.). Autonomic network management principles: From concepts to applications. Academic Press, 2010.
4. White S.R. et al. An architectural approach to autonomic computing // International Conference on Autonomic Computing, 2004. Proceedings. IEEE, 2004. С. 2-9.
5. Serugendo G.D.M., Irit M.P.G., Karageorgos A. Self-organisation and emergence in MAS: An overview // Informatica. 2006. Т. 30. № 1.
6. Городецкий В.И. Самоорганизация и многоагентные системы. I. Модели многоагентной самоорганизации // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2012. № 2. С. 92-92.
7. Wooldridge M., Jennings N.R. Intelligent agents: Theory and practice // The knowledge engineering review. 1995. Т. 10. № 2. С. 115-152.
8. Han Z. et al. Game theory in wireless and communication networks: theory, models, and applications. Cambridge university press, 2012.
9. Nadeau T.D., Gray K. SDN: Software Defined Networks: an authoritative review of network programmability technologies. "O'Reilly Media, Inc.", 2013.
10. Bordini R.H. et al. A survey of programming languages and platforms for multi-agent systems // Informatica. 2006. Т. 30. № 1.
11. Kravari K., Bassiliades N. A survey of agent platforms // Journal of Artificial Societies and Social Simulation. 2015. Т. 18. № 1. С. 11.
12. Bellifemine F., Poggi A., Rimassa G. Developing multi-agent systems with a FIPA-compliant agent framework // Software: Practice and Experience. 2001. Т. 31. № 2. С. 103-128.
13. Скобелев П.О. и др. Мультиагентная система планирования задач в программно-конфигурируемых сетях // Компьютерные инструменты в образовании. 2013. № 4.
14. Коновалов М.Г. и др. Модель взаимодействия потребителей с удаленными вычислительными ресурсами через посредников // Системы и средства информатики. 2009. № 19. С. 5-33.
15. Oro S. et al. A game theoretic approach for distributed resource allocation and orchestration of softwarized networks // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2017. Т. 35. № 3. С. 721-735.
16. Kleinrock L. Optimum bribing for queue position // Operations Research. 1967. Т. 15. № 2. С. 304-318.
17. Lui F.T. An equilibrium queuing model of bribery // Journal of political economy. 1985. Т. 93. № 4. С. 760-781.
18. Weibull J.W. Evolutionary game theory. MIT press, 1997.
19. Simaan M., Cruz J. A Stackelberg solution for games with many players // IEEE Transactions on Automatic Control. 1973. Т. 18. № 3. С. 322-324.
20. Hassin R. Rational queueing. Chapman and Hall/CRC, 2016.

## GAME THEORY-BASED COGNITIVE MODEL FOR DYNAMIC PERFORMANCE MANAGEMENT IN SOFTWARE-DEFINED NETWORKS

**Nguyen Cong Danh**, SPbGUT, St. Petersburg, Russia, [nguyencongdanh0109@gmail.com](mailto:nguyencongdanh0109@gmail.com)

**Boris S. Goldstein**, SPbGUT, St. Petersburg, Russia, [bgold@niits.ru](mailto:bgold@niits.ru)

**Vasily S. Elagin**, SPbGUT, St. Petersburg, Russia, [elagin.vas@gmail.com](mailto:elagin.vas@gmail.com)

**Anastasia V. Onufrienko**, SPbGUT, St. Petersburg, Russia, [anastasia.4991@mail.ru](mailto:anastasia.4991@mail.ru)

### Abstract

Nowadays, cognitive multiagent self-organization is the subject of intensive research in the field of info-communication technology, because today, management solutions for traditional multimedia services are outdated, which creates new problems in the operation of telecommunication equipment. This state-of-the-art in constructing distributed intelligent systems for telecommunication management is already receiving attention both from researchers and from industrial application developers. This article discusses the basic models of multi-agent self-organization for telecommunications management. A key point in cognitive network management models is the construction of autonomous decision-making mechanisms. The purposes of this paper are to present the implementation of a game theory-based cognitive model for network performance management, to analyze the possibilities of using this model in dynamic orchestration and resource allocation use cases in software-defined networks. Thus, special attention has been devoted to the developed multiagent management system architecture, the stages of which form various game-theoretic models with the participation of intelligent software agents, designed to organize automated coordination of requests from the application layer to the corresponding network resources. The authors proposed an approach to agent training based on the linear regression method for predicting the value of waiting time. The developed multi-agent system based on the game-theoretic approach shows new opportunities for implementing new telecommunication management systems.

**Keywords:** multiagent self-organization, network management, request and resource matching, resource allocation, SDN, post-NGN.

### References

1. Goldstein A., Nguyen D., Borodinsky A. Re-evolution of telecommunications management: from hierarchical to multi-agent systems. (in Russian)
2. Samuilov K.E., Chukarin A.V., Yarkina N.V. (2009). *Business processes and information technologies management of telecommunication companies*. Moscow: Alpina Publishers. Vol. 9. P. 44. (in Russian)
3. Agoulmine N. (ed.). (2010). *Autonomic network management principles: From concepts to applications*. Academic Press.
4. White S.R. et al. (2004). An architectural approach to autonomic computing. *International Conference on Autonomic Computing, 2004. Proceedings*. IEEE, pp. 2-9.
5. Serugendo G.D.M., Irit M.P.G., Karageorgos A. (2006). Self-organisation and emergence in MAS: An overview. *Informatica*. Vol. 30. No. 1.
6. Gorodetskii V.I. (2012). Self-organization and multiagent systems: I. Models of multiagent self-organization. *Journal of Computer and Systems Sciences International*. Vol. 51. No. 2, pp. 256-281.
7. Wooldridge M., Jennings N.R. (1995). Intelligent agents: Theory and practice. *The knowledge engineering review*. Vol. 10. No. 2, pp. 115-152.
8. Han Z. et al. (2012). *Game theory in wireless and communication networks: theory, models, and applications*. Cambridge university press.
9. Nadeau T.D., Gray K. (2013). *SDN: Software Defined Networks: an authoritative review of network programmability technologies*. - "O'Reilly Media, Inc."
10. Bordini R.H. et al. (2006). A survey of programming languages and platforms for multi-agent systems. *Informatica*. Vol. 30. No. 1.
11. Kravari K., Bassiliad.N. (2015). A survey of agent platforms. *Journal of Artificial Societies and Social Simulation*. Vol. 18. No. 1. P. 11.
12. Bellifemine F., Poggi A., Rimassa G. (2001). Developing multiagent systems with a FIPA-compliant agent framework. *Software: Practice and Experience*. Vol. 31. No. 2, pp. 103-128.
13. Skobelev P.O. et al. (2014). Multi-agent tasks scheduling system in software defined networks. *Journal of Physics: Conference Series*. - IOP Publishing, Vol. 510. No. 1, pp. 012006.
14. Konovalov M.G. et al. (2009). *A model of consumer interaction with remote computing resources through intermediate*. No. 19, pp. 5-33. (in Russian)
15. 'Oro S. et al. (2017). A game theoretic approach for distributed resource allocation and orchestration of softwarized networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. -Vol. 35. No. 3, pp. 721-735.
16. Kleinrock L. (1967). Optimum bribing for queue position. *Operations Research*. Vol. 15. No. 2, pp. 304-318.
17. Lui F.T. (1985). An equilibrium queuing model of bribery. *Journal of political economy*. Vol. 93. No. 4, pp. 760-781.
18. Weibull J.W. (1997). *Evolutionary game theory*. MIT press7.
19. Simaan M., Cruz J. (1973). A Stackelberg solution for games with many players. *IEEE Transactions on Automatic Control*. Vol. 18. No. 3, pp 322-324.
20. Hassin R. *Rational queueing*. - Chapman and Hall/CRC, 2016.

### Information about authors:

**Nguyen Cong Danh**, postgraduate, Department of Infocommunication systems of SPbGUT, St. Petersburg, Russia

**Boris S. Goldstein**, Professor of the Department of Infocommunication systems of SPbGUT, St. Petersburg, Russia

**Vasily S. Elagin**, associate Professor of the Department of Infocommunication systems of SPbGUT, St. Petersburg, Russia

**Anastasia V. Onufrienko**, postgraduate, Department of Infocommunication systems of SPbGUT, St. Petersburg, Russia

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ МАЛЫХ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ПРИ АВАРИЯХ И КАТАСТРОФАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10299

**Айтмагамбетов Алтай Зуфарович,**  
ДТОО "Институт космической техники и технологий",  
г. Алматы, Казахстан, [altayzf@mail.ru](mailto:altayzf@mail.ru)

**Еремин Денис Иванович,**  
ДТОО "Институт космической техники и технологий",  
г. Алматы, Казахстан, [denis.e@bk.ru](mailto:denis.e@bk.ru)

**Жаксыгулова Динара Галимжановна,**  
ДТОО "Институт космической техники и технологий",  
г. Алматы, Казахстан, [zhaxygulova.d@istt.kz](mailto:zhaxygulova.d@istt.kz)

**Калиева Римма Абдыжапаровна,**  
ДТОО "Институт космической техники и технологий",  
г. Алматы, Казахстан, [keshrim95@gmail.com](mailto:keshrim95@gmail.com)

**Ключевые слова:** мониторинг полетной траектории, мониторинг, малое воздушное судно, глобальная навигационная спутниковая система, спутниковая связь, безопасность полета.

Необходимость мониторинга воздушных объектов возникла с момента появления самих воздушных объектов, и решались с использованием таких инструментов, как радиосвязь, радиопеленгация, радиолокация и других. С появлением глобальной спутниковой навигации началось массовое внедрение навигационного оборудования практически во все сферы военной и хозяйственной деятельности человека и в первую очередь на подвижные объекты (автомобили, воздушные суда, морские суда и т.д.). Это позволило экипажам воздушных судов с высокой точностью определять свои координаты в режиме реального времени при любых погодных условиях. Однако организация бесперебойной передачи данных на наземные диспетчерские пункты оставалась проблематичной. В связи с этим, системы мониторинга воздушных судов в первую очередь устанавливались на военные самолеты и самолеты гражданской авиации, а остальные категории и виды авиации оснащались только системами связи. Таким образом, в настоящее время в малой авиации существует проблема отсутствия навигационных устройств, позволяющих проводить мониторинг полета и обеспечивающих связь. В результате, при аварийной посадке воздушного судна малой авиации на поиск его местонахождения требуется большое количество времени и сил, что не позволяет оказать экстренную помощь пассажирам и экипажу судна.

Указанную проблему способна решить разрабатываемая система определения местонахождения малых воздушных судов с использованием технологий глобальных навигационных спутниковых систем и мобильной спутниковой связи. Данная система включает устройства для регистрации местоположения наблюдаемого объекта, передачи данных посредством мобильной сотовой и спутниковой связи, обработки, хранения и отображения данных. Предлагаемая система, путем непрерывной регистрации и передачи данных о местоположении воздушного судна наземному диспетчерскому центру, способствует минимизации времени и сужению зоны поиска воздушного судна, совершившего аварийную посадку.

## Информация об авторах:

**Айтмагамбетов Алтай Зуфарович**, к.т.н., доцент, научный руководитель, ДТОО "Институт космической техники и технологий", г. Алматы, Казахстан

**Еремин Денис Иванович**, магистр, заместитель директора по развитию, ДТОО "Институт космической техники и технологий", г. Алматы, Казахстан

**Жаксыгулова Динара Галимжановна**, PhD-докторант, научный сотрудник, ДТОО "Институт космической техники и технологий", г. Алматы, Казахстан

**Калиева Римма Абдыжапаровна**, магистр, младший научный сотрудник, ДТОО "Институт космической техники и технологий", г. Алматы, Казахстан

## Для цитирования:

Айтмагамбетов А.З., Еремин Д.И., Жаксыгулова Д.Г., Калиева Р.А. Определение местонахождения малых воздушных судов при авариях и катастрофах с использованием спутниковых систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 36-41.

## For citation:

Aitmagambetov A.Z., Yeryomin D.I., Zhaxygulova D.G., Kaliyeva R.A. (2019). Satellite-based location determination of small aircraft in case of accidents and disasters. *T-Comm*, vol. 13, no.8, pp. 36-41. (in Russian)

**Введение**

Малая авиация является основой авиации общего назначения (АОН) и обеспечивает перевозку пассажиров и грузов, а также сельскохозяйственные, патрульные, санитарные, учебные и другие нужды населения и страны. Категория малых воздушных судов (ВС) включает легкие и сверхлегкие ВС, а также беспилотные летательные аппараты массой от 10 кг. К настоящему моменту численность ВС, относящихся к малой авиации составляет 89 % от общего числа ВС. При этом рынок малой авиации продолжает интенсивно расти [1, 2] и требует совершенствования системы безопасности, сверхточного контроля перемещения воздушных судов и исключения ошибок, основанных на недопонимании пилота и диспетчера.

По данным Межгосударственного авиационного комитета (МАК) в 2018 г. в гражданской авиации государственных участников межгосударственного Соглашения о гражданской авиации и об использовании воздушного пространства из 58 авиапроисшествий 35 произошло с участием малых ВС, в результате чего погибли 44 человека. Основными причинами данных происшествий являются человеческий фактор и неисправность техники [1].

При выполнении полетов ВС малой авиации на местности, удаленной от радаров настолько, что отслеживание их полета оказывается невозможным, в случае аварии или катастрофы поиск места аварийной посадки ВС представляет собой сложную задачу, выполнение которой требует значительных временных и финансовых затрат, что приводит к снижению вероятности спасения жизни людей.

Значительно сократить время и сузить зоны поиска ВС, совершившего аварийную посадку, можно путем обеспечения непрерывного информирования наземных диспетчерских пунктов навигационной информацией о полете, в том числе данные о траектории и параметрах полета. В современных системах управления полетом в целях навигации используются приборы GPS/Глонасс, которые дают знать координаты ВС только экипажу без передачи данных наземным диспетчерским пунктам. Бесперебойная передача достоверных навигационных данных с глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) в режиме реального времени может быть организована с использованием новейших достижений в области передачи сигналов через низкоорбитальные мобильные спутниковые системы связи [1, 2].

В связи с этим, создание системы мониторинга полетной траектории малых воздушных судов с использованием ГНСС и низкоорбитальных спутниковых систем связи является актуальной задачей.

**Литературный обзор**

Определение местонахождения и параметров (скорость, ускорение и направление перемещения) движения воздушного судна (ВС) в пространстве – одна из основных задач навигации. С целью наземного определения местоположения и параметров движения ВС могут быть применены геотехнические, астрономические, радиотехнические и светотехнические средства навигации [3]. Наиболее распространенными являются радиотехнические средства навигации, основанные на излучении и приеме радиоволн бортовыми и наземными радиотехническими устройствами и измерении

параметров радиосигнала, несущего навигационную информацию. Основной системой радиотехнических средств навигации является радионавигационная система (РНС). Классификация РНС представлена на рис. 1 [3].



Рис. 1. Классификация РНС

В настоящее время наблюдение за полетом ВС осуществляется с использованием следующих систем [3]:

- радиосистемы ближней навигации и посадки (VOR/DME – VHF Omni-directional Radio Range/ Distance Measuring Equipment и ILS – instrument landing system);
- радиосистемы дальней навигации;
- спутниковые радионавигационные системы (система с технологией автоматического зависимого наблюдения-вещания АЗН-В – Automatic dependent surveillance-broadcast ADS-B).

Применяемые радиосистемы ближней навигации представляют собой комплексные системы радионавигации, включающие бортовое оборудование и наземные всенаправленные азимутально-дальномерные радиомаяки и посадочно-радиомаячные группы. Принцип действия данных систем основан на определении дальности и азимута наблюдаемого объекта по отношению к наземному радиомаяку (РМ).

Система позволяет определять координаты ВС не только на борту, но и в наземном пункте. Для наземного определения дальности  $R$  и азимута  $\theta$  воздушного судна относительно радиомаяка (рис. 2) передатчик наземного маяка посылает зондирующие импульсы, которые ретранслирует бортовое оборудование ВС, а затем принимает наземное оборудование. Дальность  $R$  ВС от данного радиомаяка рассчитывается исходя из измеренного времени задержки ответного сигнала по сравнению с запросным сигналом. Определение азимута  $\theta$  происходит по угловому положению диаграммы направленности в момент прихода ответного сигнала [1].

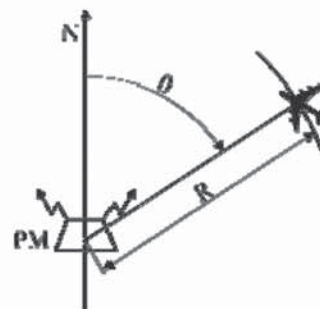


Рис. 2. Схема определения положения ВС угломерно-дальномерным методом

Радиосистемы ближней навигации позволяют решать следующие задачи:

- непрерывное определение местоположения ВС как на борту, так и на земле;
- выполнение полета по заданному маршруту;
- вывод самолета в любую заданную точку независимо от условий видимости с указанием момента подхода к точке и момента ее пролета;
- осуществление контролируемого пробивания облачности и захода на посадку;
- наблюдение с земли по индикатору кругового обзора (ИКО) за самолетами, определение их координат и опознавание самолетов, если они оборудованы самолетной аппаратурой системы опознавания.

Радиотехническая система в ближней навигации работает на ультракоротких волнах, поэтому обмен сигналами между самолетом и наземным маяком возможен лишь на расстояниях прямой видимости, которая в основном зависит от высоты полета, например, при высоте полета 10 км дальность действия составляет до 380 км. В горной местности и при наличии препятствий на пути распространения ультракоротких волн дальность действия системы уменьшается.

Наиболее распространенной радионавигационной системой захода на посадку является курсо-глиссадная система. Данная система состоит из курсового и глиссадного радиомаяков, образующих посадочно-радиомаячную группу и излучающих радиосигналы в пространство. Курсовой и глиссадный радиомаяки устанавливаются в непосредственной близости к взлетно-посадочной полосе (ВПП). Прием и обработка сигналов маяков бортовым оборудованием обеспечивает наведение самолета в горизонтальной плоскости (по курсу) и вертикальной плоскости (по глиссаде). Схематичное изображение процесса посадки самолета по курсо-глиссадной системе показано на рис. 3 [2].



Рис. 3. Схема посадки самолета по курсо-глиссадной системе

Импульсно-фазовые и фазовые радиосистемы дальней навигации получили широкое распространение, так как позволяют объектам определять свои координаты, когда они не находятся в зоне прямой видимости радиомаяков. Данные системы используют сверхдлинные волны, для которых наблюдается слабая зависимость затухания напряженности поля от расстояния, что позволяет обеспечить дальность действия системы более 900 км [8].

Основой радиосистем дальней навигации являются опорные станции с известными координатами, которые только посылают навигационные сигналы.

В свою очередь, бортовое оборудование ВС принимает и обрабатывает сигналы.

Для определения координат ВС применяется разностно-дальномерный метод, основанный на построении линий равных разностных расстояний. Принцип разностно-дальномерного метода заключается в измерении с помощью приемника временной разности между приходом сигналов от пары станций. Эта разность определяет линию положения воздушного судна в виде гиперболы. Для определения точных координат ВС необходимо минимум две пары станций [9].

Радиотехнические системы дальней навигации решают следующие задачи:

- определение местоположения ВС с помощью специальных карт с гиперболической сеткой;
- определение навигационных элементов полета;
- ретрансляция сигналов для передачи координат самолетов, терпящих бедствие, и при поиске экипажей, совершивших вынужденное приземление.

Наиболее совершенными являются спутниковые радионавигационные системы. Система с технологией АЗН-В позволяет наблюдать за движением ВС и получать параметры движения ВС, как на борту ВС, так и на наземных пунктах. Данная система характеризуется наиболее высокой точностью определения навигационных параметров ВС среди всех известных систем. В основе АЗН-В лежит система глобального позиционирования GPS или система инерциальной навигации для определения точных координат воздушного судна в пространстве [2].

Воздушные суда, оборудованные системой с технологией АЗН-В, также способны передавать такую информацию, как курс, высота, горизонтальная и вертикальная скорость, другим ВС, а также наземным пунктам, находящимся на расстоянии до 440 км.

При использовании системы с технологией АЗН-В на экранах радиолокационной станции движения воздушных судов и на борту ВС отображается точная карта расположения ВС.

Система с технологией АЗН-В (ADS-B) состоит из следующих компонентов (рис. 4):

- передающую подсистему, которая выполняет функции формирования и передачи донесений на отправляющем воздушном судне/транспортном средстве/препятствии;
- радиовещательный режим линии передачи данных;
- приемную подсистему, которая включает функции приема и сборки донесений на принимающем воздушном судне/транспортном средстве или в принимающей наземной системе.

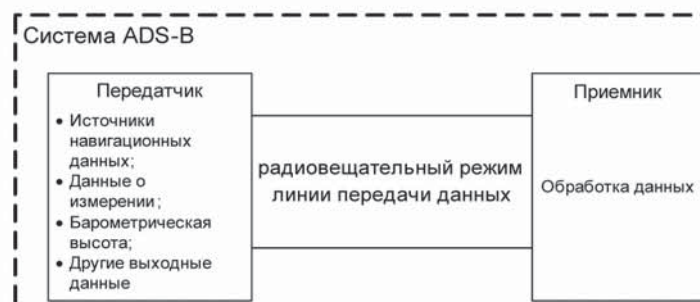


Рис. 4. Компоненты системы с технологией АЗН-В

В процессе работы системы с технологией АЗН-В ВС определяет свое местоположение по системе ГНСС, затем передатчик, установленный на ВС, передает данные посредством радиосигнала. Радиосигнал принимается приемниками, установленными на других самолетах и наземных пунктах, где происходит обработка полученной информации. Основными достоинствами средств радионавигации являются их способность работать практически в любых метеорологических условиях днем и ночью, производить измерения с высокой точностью и определять абсолютные координаты ВС и путевую скорость полета.

Однако радиотехнические средства подвержены естественным и организованным помехам, ограничены в дальности действия, точность их измерений снижается по мере удаления ВС от наземной подсистемы и радиолокационного ориентира. В связи с этим, применением радиотехнических средств навигации невозможно обеспечить непрерывный мониторинг при полете и определение местонахождения при авариях и катастрофах малых воздушных судов.

### Система мониторинга полетной траектории малых воздушных судов

Разрабатываемая система мониторинга полетной траектории малых воздушных судов представляет собой автоматизированную систему, выполняющую сбор телеметрических и навигационных данных, передачу данных с использованием мобильной сотовой или спутниковой систем связи, прием, обработку, архивирование данных и выдачу информации пользователям системы.

Система содержит три основных компонента – терминал, центр обработки данных (ЦОД) и диспетчерский центр (ДЦ). Основными компонентами терминала являются навигационный модуль, модули связи, барометрический датчик и датчики состояния терминала. Терминал устанавливается на борт ВС и обеспечивает регистрацию входной информации (телеметрических и навигационных данных) о состоянии наблюдаемых ВС и передачу данных посредством мобильной сотовой или спутниковой связи в центр обработки данных. ЦОД обеспечивает автоматический, непрерывный и параллельный во времени прием данных от всех зарегистрированных терминалов, обработку и архивирование данных, и предоставление обработанных данных в ДЦ. В диспетчерском центре отображаются данные о местоположении и другие параметры ВС, с помощью которых упрощаются идентификация ВС и поисковые работы в случае чрезвычайной ситуации.

### Алгоритм функционирования системы мониторинга полетной траектории малых воздушных судов

Алгоритм функционирования системы мониторинга полетной траектории малых воздушных судов представлен в виде UML (Unified Modeling Language) диаграммы деятельности (рис. 5).

Датчики состояния терминала (датчик контроля целостности терминала и датчик контроля троса) и барометрический датчик терминала всегда находятся во включенном состоянии. При поднятии воздушного судна на высоту барометрический датчик регистрирует изменение атмосферного давления и происходит включение модулей терминала.

Далее формируются основные телеметрические и навигационные данные: измерение атмосферного давления, определение местоположения ВС, времени и даты, уровня заряда аккумулятора, регистрация данных с датчиков контроля целостности терминала. Полученные данные сохраняются на карте памяти терминала.

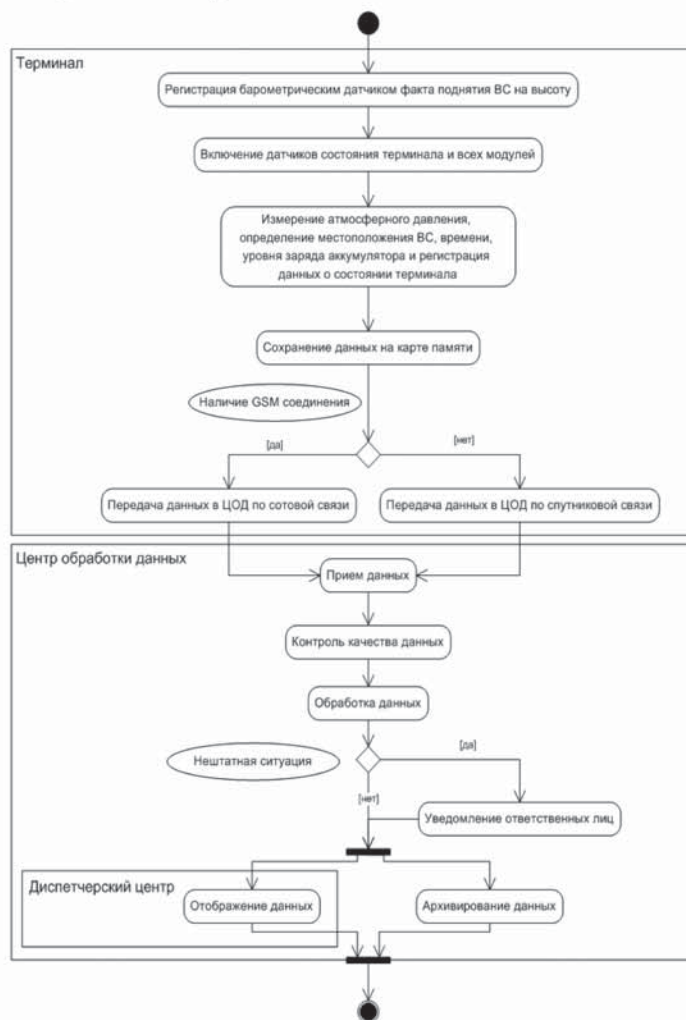


Рис. 5. Диаграмма деятельности системы мониторинга полетной траектории малых воздушных судов

Во время сеанса связи, который происходит с заданным периодом, накопленный пакет данных, передается в центр обработки данных преимущественно посредством мобильной сотовой связи GSM, а в случае ее отсутствия – по мобильной спутниковой связи Iridium. Диспетчер системы мониторинга полетной траектории воздушных судов может изменить частоту передачи данных во время сеанса связи с терминалом.

Центр обработки данных принимает данные с терминала, производит контроль целостности данных с помощью циклического избыточного кода (CRC – Cyclic redundancy check) в целях выявления ошибочных данных и их обработку. При обработке данных устанавливается санкционированность полета и анализ на наличие нештатной ситуации. В случаях наблюдения неразрешенного полета или обнаружения нештатной ситуации, например, падение ВС (резкое повышение давления, регистрируемое барометрическим

датчиком), нарушение целостности терминала, отсутствие сигнала от терминала, и других, системой предусмотрено уведомление о ситуации ответственных лиц, а также системного сообщения дежурному диспетчеру.

Вся собранная информация, в том числе об отправленных тревожных уведомлениях, архивируется в ЦОД и параллельно отображается в диспетчерском центре в виде карты местоположения терминалов, графиков показаний датчиков мониторинга и информации о ВС (регистрационный номер, модель, владелец, эксплуатант, налет часов, последнее техническое обслуживание).

**Вывод**

Реализация предлагаемой системы мониторинга полетной траектории малых воздушных судов позволит непрерывно наблюдать за траекторией и параметрами полета малых воздушных судов, удаленно идентифицировать зарегистрированные воздушные объекты и собирать статистическую информацию об их полетах. В результате повысится уровень безопасности полетов малых воздушных судов.

Применение системы также имеет важное социальное значение, так как в случае аварии или катастрофы система позволит минимизировать время обнаружения места аварийной посадки (катастрофы) ВС и уменьшить зону поиска ВС, что повысит вероятность спасения людей.

Кроме того, благодаря применению системы можно будет осуществлять технический контроль за парком малой авиации, выявлять факты несанкционированных полетов воздушных судов, контролировать деятельность государственных и частных владельцев воздушных судов малой авиации.

**Литература**

1. *Бадулина А.В.* Современное состояние и перспективы развития международного рынка малой авиации // Российский внешне-экономический вестник. 2014. № 5. С. 68-79.
2. *Соболев Л.Б.* Большая миссия малой авиации // Экономический анализ: теория и практика. 2016. Т. 15, № 3. С. 4-16.
3. Отчеты о состоянии безопасности полетов // Межгосударственный авиационный комитет (МАК) URL: <https://mak-iac.org/rassledovaniya/bezopasnost-poletov/> (дата обращения: 14.08.2019).
4. *Кацура А.В., Аксигитов А.Р., Андронов А.С.* Разработка бортового устройства спутникового мониторинга воздушных судов // Вестник СибГАУ. 2016. Т. 17, № 1. С. 125-130.
5. *Киртичев И.Г., Петров Д.В.* Перспективы развития средств информатизации и мониторинга процессов сопровождения технической эксплуатации авиационной техники в задачах государственного контроля летной годности воздушных судов гражданской авиации // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. № 175. С. 13-17.
6. *Сарайский Ю.Н., Алешков И.И.* Аэронавигация: учебное пособие. СПб: СПбГУГА, 2010. Ч. I. 302 с.
7. *Гамишев Р.А., Карцан И.Н.* Радионавигационные системы и их классификация // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. 2011. Т. 1, № 7. С. 293-295.
8. Локально-глобальные навигационно-информационная радиотехническая система / В.И. Бабуров, А.Г. Герчиков, А.И. Козлов, В.К. Орлов, Е.Е. Нечаев, Ю.Г. Шатраков // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. № 180. С. 123-128.
9. Радионавигационные системы: Учебное пособие / А.В. Баженов [и др.]; под ред. А.В. Баженова. Ставрополь: СВВАИУ(ВИ), 2007. 202 с.
10. *Скрытник О.Н.* Радионавигационные системы воздушных судов: Учебник. М: ИНФА-М, 2014. 346 с.
11. Система Автоматического Зависимого Наблюдения в Режиме Радиовещания (ADS-B) для ведения наблюдения ВОЗДУХ – ЗЕМЛЯ // ADSBRADAR URL: [http://adsbradar.ru/AN-Conf\\_11-WP/127](http://adsbradar.ru/AN-Conf_11-WP/127) (дата обращения: 16.08.2019).

**ГЛАВНОЕ**

СОБЫТИЕ ОТРАСЛИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

**ИНФОФОРУМ  
2020**

**22<sup>й</sup>**  
НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ФОРУМ  
ИНФОРМАЦИОННОЙ  
БЕЗОПАСНОСТИ  
**30-31**  
**января**

• **РОССИЯ В ЦИФРОВУЮ ЭПОХУ:**  
ПРЕОДОЛЕНИЕ РИСКОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

здание  
Правительства  
Москвы  
ул. Новый Арбат, 36

[infoforum.ru](http://infoforum.ru)





## SATELLITE-BASED LOCATION DETERMINATION OF SMALL AIRCRAFT IN CASE OF ACCIDENTS AND DISASTERS

**Altay Z. Aitmagambetov**, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan, [altayzf@mail.ru](mailto:altayzf@mail.ru)

**Denis I. Yeryomin**, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan, [denis.e@bk.ru](mailto:denis.e@bk.ru)

**Dinara G. Zhaxygulova**, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan, [zhaxygulova.d@istt.kz](mailto:zhaxygulova.d@istt.kz)

**Rimma A. Kaliyeva**, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan, [keshrim95@gmail.com](mailto:keshrim95@gmail.com)

### Abstract

From the moment the air/aero/aerial objects appeared the necessity of monitoring for them arose and were solved using different tools, such as radio communications, radio direction finding, radar and others. With the advent of global satellite navigation, the massive introduction of navigation equipment began in almost all areas of human activity and especially in mobile (moving) objects (cars, aircraft, ships, etc.). This allowed aircraft crews to accurately determine their coordinates in real time under any weather conditions. However, the organization of uninterrupted data transmission to ground control centers remained problematic. In this regard, aircraft monitoring systems were primarily installed on military and civil aircraft, while the other categories and types of aircraft were equipped only with communication systems. Thus, currently, there is the lack of navigation devices allowing flight monitoring and communication in small aviation. As a result, in case of emergency landing of small aircraft, it takes a lot of time and effort to find its location, therefore providing emergency assistance to passengers and crew is not possible. This problem can be solved by the system for determining the location of small aircraft using technologies of global navigation satellite systems and mobile satellite communications. This system includes devices for registering the location of the observed object, transmitting data via mobile cellular and satellite communications, processing, storage and displaying of data. The proposed system, by continuously recording and transmitting aircraft location data to the ground control center, helps minimize time and narrow the search area of the aircraft that made an emergency landing.

**Keywords:** monitoring of flight trajectory, monitoring, small aircraft, global navigation satellite system, satellite communication, flight safety.

### References

1. Badulina, A.V. (2014). 'Current state and development prospects of the global small aircraft market', *Russian Foreign Economic Journal*, 5, pp. 68-79.
2. Sobolev, L.B. (2016). 'A high mission of general aviation', *Economic Analysis: Theory and Practice*, 15(3), pp. 4-16.
3. Safety status reports [online]. Available at: <https://mak-iac.org/rassledovaniya/bezopasnost-poletov/> (Accessed: 14 August 2019).
4. Katsura, A.V., Akzigitov, A.R., Andronov, A.S. (2016). 'Razrabotka bortovogo ustroystva sputnikovogo monitoring vozдушnykh sudov', *Vestnik SibGAU*, 17 (1), pp. 125-130.
5. Kirpichev, I.G., Petrov, D.V. (2012). 'Advanced development of software for monitoring of processes of aircraft maintenance in application to solving tasks of the government supervision over civil aircraft airworthiness', *Civil Aviation High TECHNOLOGIES*, 175, pp. 13-17.
6. Saraisky, Yu.N., Aleshkov, I.I. (2010) *Aeronavigatsiya*. Saint-Petersburg: SPBGUGA.
7. Gamiyashev, R.A., Kratsan, I.N. (2011). 'Radionavigatsionnyye sistemy i ih klassifikatsiya', *Aktualnye problem aviatsii i kosmonavтики*, 1(7), pp. 293-295.
8. Baburov, V.I., et al. (2012). 'Local global radio systems of navigation and information', *Civil Aviation High TECHNOLOGIES*, 180, pp. 123-128.
9. Bazhenov, A.V., et al. (2007). *Radionavigatsionnyye sistemy*. Stavropol: SVVAIU(VI).
10. Skrypnik, O.N. *Radionavigatsionnyye sistemy vozдушnykh sudov*. Moscow: INFRA-M.
11. Sistema Avtomaticheskogo Zavisimogo Nablyudeniya v Rezhime Radioveshchaniya (ADS-B) dlya vedeniya nablyudeniya VOZDUKH - ZEMLYA [online]. Available at: [http://adsbradar.ru/AN-Conf\\_11-WP/127/](http://adsbradar.ru/AN-Conf_11-WP/127/) (Accessed: 16 August 2019).

### Information about authors:

**Altay Z. Aitmagambetov**, supervisor, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan

**Denis I. Yeryomin**, Deputy Development Director, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan

**Dinara G. Zhaxygulova**, research fellow, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan

**Rimma A. Kaliyeva**, junior research fellow, AALR "Institute of space technique and technology", Almaty, Kazakhstan

# USE OF PATTERN EQUATION METHOD FOR THE ANALYSIS OF SCATTERING ON A THIN DIELECTRIC CYLINDER

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10300

**Dmitry B. Demin,**

Moscow Technical University of Communications and Informatics,  
Moscow, Russia, [dbdemin@gmail.com](mailto:dbdemin@gmail.com)

**Andrey I. Kleev,**

P.L. Kapitza Institute for Physical Problems, Russian Academy of  
Sciences, Moscow, Russia, [kleev@kapitza.ras.ru](mailto:kleev@kapitza.ras.ru)

**Alexander G. Kyurkchyan,**

Moscow Technical University of Communications and Informatics;  
Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics,  
Fryazino Branch;  
Central Research Institute of Communication FSUE, Moscow, Russia,  
[agkmtuci@yandex.ru](mailto:agkmtuci@yandex.ru)

*This paper was partially funded  
by Russian Foundation for Basic Research  
(project No. 19-02-00654a)*

**Keywords:** *Light scattering by small particles, Rayleigh approximation, Pattern Equation Method, electromagnetic scattering, numerical methods in diffraction theory.*

Electromagnetic scattering by small particles is an important key problem of the diffraction theory. From the moment of occurrence of the first papers on this subject and up to now, the most widely used mathematical model, applied for solution to a problem of scattering on small objects, is dipole approximation (Rayleigh approximation). This approach is quite detailed for particular cases of scattering on spheres and ellipsoids when solution to an associated electrostatic problem can be obtained explicitly. It should be noted that problem solution in electrostatic approximation in a general case is a complicated problem in itself and labor input for its solution is comparable to the labor input for solution of an initial wave problem. The existing methods for its solution have a range of fundamental limitations. This paper develops methodology based on the use of pattern equation method (PEM) which was initially proposed in 1992. It was clearly demonstrated in a significant number of publications that PEM has important advantages over multiple alternative methods and is quite efficient for solving a wide range of problems. While building up a new approach to the analysis of scattering on small bodies, we used a high convergence of PEM, established in the above papers. Indeed, as was demonstrated by previous works of the authors of the given article, in order to solve a problem of scattering on impedance bodies, the typical size of which is comparable to the primary field wavelength, it is sufficient to consider one to three summands in the scattering pattern decomposition, depending on polarization of an incident field. This circumstance allowed obtaining explicit formulas for integrated scattering characteristics, applicable for impedance scatterers of complex shape. This paper develops approximated method of calculation of integrated characteristics of scattering on thin dielectric cylinders, based on the use of PEM. Explicit formulas were obtained for integrated scattering characteristics, which are applied to dielectric cylinders with arbitrary cross section. Applicability of the obtained ratios is analyzed by a range of examples: scattering on an elliptic cylinder and scattering on a cylinder, the cross section of which has a shape of superellipse. As shown by the presented results, the obtained approximated relations are quite accurate in a wide range of problem parameters.

## Information about authors:

**Dmitry B. Demin,** Moscow Technical University of Communications and Informatics, Associate Professor, Cand. Sc., Moscow, Russia

**Andrey I. Kleev,** P.L. Kapitza Institute for Physical Problems, Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

**Alexander G. Kyurkchyan,** Moscow Technical University of Communications and Informatics; Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics, Fryazino Branch; Central Research Institute of Communication FSUE, Head of Chair, Doctor of Science, Moscow, Russia

## Для цитирования:

Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Использование метода диаграммных уравнений для анализа рассеяния на тонком диэлектрическом цилиндре // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 42-46.

## For citation:

Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchyan A.G. (2019). Use of pattern equation method for the analysis of scattering on a thin dielectric cylinder. *T-Comm*, vol. 13, no.8, pp. 42-46. (in Russian)

**Introduction**

For the time being, Rayleigh approximation is virtually the only mathematical model used to solve a problem of scattering on small bodies [1]. In well-known monographs [2 – 4], this approach is quite detailed for particular cases of scattering on balls and ellipsoids when solution to an associated electrostatic problem can be obtained explicitly. It should be noted that problem solution in electrostatic approximation in a general case is a complicated task. The existing methods for its solution have a range of fundamental limitations [5]. This paper develops an approach based on the use of pattern equation method (PEM). The approach was proposed in papers [6 – 9]. It was demonstrated that PEM has important advantages over multiple alternative methods (e.g. see [10]) and is quite efficient for solving a wide range of problems. While building up a new approach to the analysis of scattering on small bodies, we used a high convergence of PEM, established in the above papers. Indeed, as was demonstrated by calculations, in order to solve a problem of scattering on bodies, the typical size of which is comparable to the primary field wavelength, it is sufficient to consider one to three summands in the scattering pattern decomposition, depending on polarization of an incident field. This circumstance allowed obtaining explicit formulas for integrated scattering characteristics, applicable for scatterers of complex shape.

**Basic Relations and Results**

Let us illustrate the above-mentioned by several examples. Let an electromagnetic wave having a single magnetic field component which is different from zero –  $H_z$  be incident on a magnetodielectric cylinder with directrix  $S$ , defined in polar coordinates  $(r, \varphi)$  by a relation

$$r = \rho(\varphi), \tag{1}$$

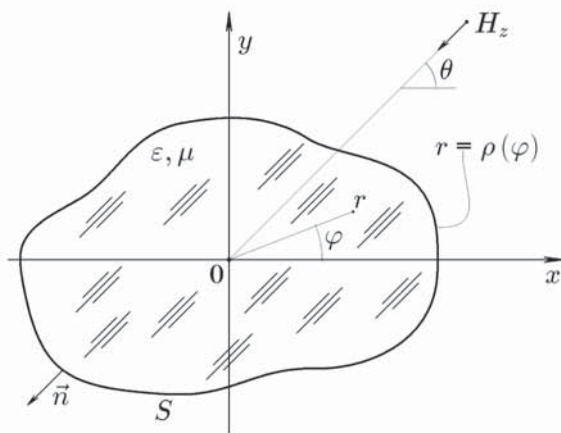


Fig. 1. Problem geometry

and generatrix parallel to axis  $Oz$ . We assume that time dependence is proportional to  $\exp(i\omega t)$  where  $\omega = ck$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ , while  $\lambda$  and  $c$  are wavelength and electromagnetic constant correspondingly. The following interface conditions will take place on the border of the scatterer:

$$H_z^{(i)} \Big|_S = H_z \Big|_S, \quad \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial H_z^{(i)}}{\partial n} = \frac{\partial H_z}{\partial n}, \tag{2}$$

where  $H_z^{(i)}$  is electromagnetic field inside the cylinder,  $H_z = H_z^{(0)} + H_z^{(e)}$  is total magnetic field outside the cylinder,  $H_z^{(e)}$  is the field scattered by the cylinder,  $\varepsilon$ ,  $\mu$  are the permittivity and permeability of the cylinder material,  $\partial/n$  means differentiation in the direction of outer (regarding the area inside  $S$ ) normal. Let us consider scattering of a flat wave propagated at angle  $\theta + \pi$  to axis  $X$  (Fig. 1). In this case, incident field  $H_z^{(0)}$  is given by

$$H_z^{(0)} = \exp[ikr \cos(\varphi - \theta)]. \tag{3}$$

We will use the following representations for fields  $H_z^{(e)}$  and  $H_z^{(i)}$ , obtained within the approach stated in [6 – 9]:

$$H_z^{(e)}(r, \varphi) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2-i\infty}^{\pi/2+i\infty} g(\varphi + \psi) \exp(-ikr \cos \psi) d\psi, \tag{4}$$

$$H_z^{(i)} = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} b_m J_m(k^{(i)}r) \exp(im\varphi).$$

In relations (2) and (3)  $k^{(i)} = k\sqrt{\varepsilon\mu}$ ,  $J_m(x)$  is Bessel function [12],

$$g(\alpha) = \frac{i}{4} \int_S \left\{ \left( \frac{\partial H_z}{\partial n} - H_z \frac{\partial}{\partial n} \right) \exp[ikr \cos(\alpha - \varphi)] \right\}_S dS \tag{6}$$

is the cylinder scattering pattern and

$$b_m = \frac{i}{4} \int_S \left\{ \left( \frac{\partial H_z^{(i)}}{\partial n} - H_z^{(i)} \frac{\partial}{\partial n} \right) H_m^{(2)}(k^{(i)}r) \exp(-im\varphi') \right\}_S dS, \tag{7}$$

wherein  $H_m^{(2)}(x)$  is Hankel function of second kind [12].

By replacing value  $H_z$  for  $H_z^{(i)}$  in representation (6) and value  $H_z^{(i)}$  for  $H_z$  in (7) in accordance with boundary conditions (2), we obtain the following system of integro-algebraic equations:

$$g(\alpha) = \frac{i}{4} \int_0^{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n \exp(in\varphi) \left\{ \frac{1}{\varepsilon} \left[ k^{(i)} \rho(\varphi) J_n'(k^{(i)} \rho(\varphi)) - in \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} J_n'(k^{(i)} \rho(\varphi)) \right] - ik^{(i)} \left[ \rho(\varphi) \cos(\alpha - \varphi) - \rho'(\varphi) \sin(\alpha - \varphi) \right] J_n(k^{(i)} \rho(\varphi)) \right\} \times \exp[ik \rho(\varphi) \cos(\alpha - \varphi)] d\varphi, \tag{8}$$

$$b_n = b_n^{(0)} + \frac{i}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2-i\infty}^{\pi/2+i\infty} \left\{ k^{(i)} \rho(\varphi) H_n^{(2)'}(k^{(i)} \rho(\varphi)) + in \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} H_n^{(2)}(k^{(i)} \rho(\varphi)) \right\} + i\varepsilon [k\rho(\varphi) \cos \psi - k\rho'(\varphi) \sin \psi] H_n^{(2)}(k^{(i)} \rho(\varphi)) \Big\} g(\varphi + \psi) \times \exp[-ik\rho(\varphi) \cos(\psi) - in\varphi] d\psi d\varphi \tag{9}$$

wherein

$$b_n^{(0)} = \frac{i}{4} \int_0^{2\pi} \{ H_z^{(0)}(\rho(\varphi), \varphi) \left[ k^{(i)} \rho(\varphi) H_n^{(2)'}(k^{(i)} \rho(\varphi)) + \right. \\ \left. + in \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} H_n^{(2)}(k^{(i)} \rho(\varphi)) \right] - \varepsilon \left[ \rho(\varphi) \frac{\partial H_z^{(0)}}{\partial r} - \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} \frac{\partial H_z^{(0)}}{\partial \varphi} \right] \Big|_{r=\rho(\varphi)} \times \\ \times H_n^{(2)}(k^{(i)} \rho(\varphi)) \} \exp(-in\varphi) d\varphi \quad (10)$$

With a purpose of algebraization of systems (9) – (10), we use the pattern decomposition into Fourier series:

$$g(\varphi) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \exp(im\varphi). \quad (11)$$

By substituting (11) in (9) – (10), we obtain an algebraic system represented as

$$a_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_{mn}^{(ab)} b_n, \quad (12)$$

$$b_m = b_m^{(0)} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_{mn}^{(ba)} a_n, \quad (13)$$

wherein

$$G_{mn}^{(ab)} = \frac{i^{m+1}}{4} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{J_m(\bar{\rho}_e(\varphi))}{\varepsilon} \left[ \bar{\rho}_i(\varphi) J_n'(\bar{\rho}_i(\varphi)) - in \frac{\bar{\rho}_i'(\varphi)}{\bar{\rho}_i(\varphi)} J_n(\bar{\rho}_i(\varphi)) \right] - \right. \\ \left. - J_n(\bar{\rho}_i(\varphi)) \left[ \bar{\rho}_e(\varphi) J_m'(\bar{\rho}_e(\varphi)) + im \frac{\bar{\rho}_e'(\varphi)}{\bar{\rho}_e(\varphi)} J_m(\bar{\rho}_e(\varphi)) \right] \right\} \exp[i(n-m)\varphi] d\varphi \quad (14)$$

$$G_{mn}^{(ba)} = \frac{(-i)^{n+1}}{4} \int_0^{2\pi} \left\{ \varepsilon H_m^{(2)}(\bar{\rho}_i(\varphi)) \left[ \bar{\rho}_e(\varphi) H_n^{(2)'}(\bar{\rho}_e(\varphi)) - in \frac{\bar{\rho}_e'(\varphi)}{\bar{\rho}_e(\varphi)} H_n^{(2)}(\bar{\rho}_e(\varphi)) \right] - \right. \\ \left. - H_n^{(2)}(\bar{\rho}_e(\varphi)) \left[ \bar{\rho}_i(\varphi) H_m^{(2)}(\bar{\rho}_i(\varphi)) + im \frac{\bar{\rho}_i'(\varphi)}{\bar{\rho}_i(\varphi)} H_m^{(2)}(\bar{\rho}_i(\varphi)) \right] \right\} \exp[i(n-m)\varphi] d\varphi \quad (15)$$

$$b_m^{(0)} = -\frac{i}{4} \int_0^{2\pi} \left\{ \varepsilon H_m^{(2)'}(\bar{\rho}_i(\varphi)) \left[ \bar{\rho}_e(\varphi) \cos(\varphi - \theta) + \bar{\rho}_e'(\varphi) \sin(\varphi - \theta) \right] + \right. \\ \left. + i \left[ \bar{\rho}_i(\varphi) H_m^{(2)}(\bar{\rho}_i(\varphi)) + im \frac{\bar{\rho}_i'(\varphi)}{\bar{\rho}_i(\varphi)} H_m^{(2)}(\bar{\rho}_i(\varphi)) \right] \right\} \times \\ \times \exp\{i[\bar{\rho}_e(\varphi) \cos(\varphi - \theta) - m\varphi]\} d\varphi, \quad (16)$$

where

$$\bar{\rho}_i(\varphi) = k\sqrt{\varepsilon\mu}\rho(\varphi), \quad \bar{\rho}_e(\varphi) = k\rho(\varphi). \quad (17)$$

Using the reduction method, it is possible to proceed from system (12), (13) to the following equations:

$$a_m = a_m^{(0)} + \sum_{n=-N_a+1}^{n=N_a-1} a_n G_{mn}, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N_a - 1), \quad (18)$$

where

$$a_m^{(0)} = \sum_{n=-N_b+1}^{N_b-1} G_{mn}^{(ab)} b_n^{(0)}, \quad G_{mn} = \sum_{l=-N_b+1}^{N_b-1} G_{ml}^{(ab)} G_{ln}^{(ba)}. \quad (19)$$

It should be noted that equation system (18) nominally corresponds with the system of equations obtained during the analysis of scattering on the impedance cylinder [13 – 15].

As shown by the analysis of relations (14) – (19), in the case of *H* – polarization, the first three summands in the pattern decomposition (10) have a similar infinitesimal order by *ka* parameter. At that, it is sufficient to consider only one summand in the internal field decomposition (11). Therefore, these summands shall be taken into account in order to obtain the correct results. Numerical calculations demonstrated the fairness of this provision.

Thus, expressions for *a<sub>m</sub>* in Fourier series for scattering pattern (11) in the approximation under consideration are given by

$$a_m = \frac{\Delta_m}{\Delta}, \quad m = -1, 0, 1, \quad (20)$$

$$\Delta = \bar{G}_{-1,-1} \bar{G}_{0,0} \bar{G}_{1,1} - G_{0,0} G_{1,0} \bar{G}_{-1,-1} - \\ G_{-1,1} G_{1,-1} \bar{G}_{0,0} - G_{-1,0} G_{0,-1} \bar{G}_{1,1} - \\ - G_{-1,0} G_{0,1} G_{1,-1} - G_{-1,1} G_{0,-1} G_{1,0}, \quad (21)$$

$$\Delta_{-1} = a_{-1}^{(0)} (\bar{G}_{0,0} \bar{G}_{1,1} - G_{1,0} G_{0,1}) + \\ a_0^{(0)} (G_{-1,0} \bar{G}_{1,1} + G_{1,0} G_{-1,1}) + \\ + a_1^{(0)} (G_{-1,1} \bar{G}_{0,0} + G_{-1,0} G_{0,-1}), \quad (22)$$

$$\Delta_0 = a_{-1}^{(0)} (\bar{G}_{0,-1} \bar{G}_{1,1} + G_{1,-1} G_{0,1}) + \\ a_0^{(0)} (G_{-1,-1} \bar{G}_{1,1} - G_{-1,1} G_{-1,1}) + \\ + a_1^{(0)} (G_{0,1} \bar{G}_{-1,-1} + G_{0,-1} G_{-1,-1}), \quad (23)$$

$$\Delta_1 = a_{-1}^{(0)} (\bar{G}_{1,-1} \bar{G}_{0,0} + G_{0,-1} G_{1,0}) + \\ a_0^{(0)} (G_{1,0} \bar{G}_{-1,-1} + G_{1,-1} G_{-1,0}) + \\ + a_1^{(0)} (G_{-1,-1} \bar{G}_{0,0} - G_{0,-1} G_{-1,0}), \quad (24)$$

where  $\bar{G}_{q,l} = 1 - G_{q,l}$ ,  $q, l = 0, \pm 1$ .

As an example of using the relations obtained above, figure 2 shows dependence of normalized cross section of flat wave scattering on an elliptic dielectric ( $\varepsilon = 2.25$ ,  $\mu = 1$ ) cylinder on *ka*.

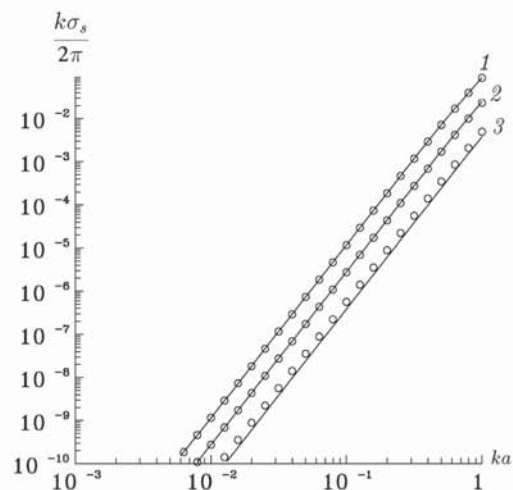


Fig. 2. Dependence of normalized cross section of plane wave scattering on an elliptic dielectric ( $\varepsilon = 2.25$ ,  $\mu = 1$ ) cylinder on *ka*.

Full curve presents an exact solution. Circles present an approximated solution given by relations (20) – (24). Curves 1 – 3 were obtained with  $a/b = 1, 2, 4$  correspondingly.

Full curve presents an exact solution. Circles present an approximated solution given by relations (20) – (24). As demonstrated by the results presented in this figure, the approximated explicit solution has a quite high accuracy in a wide range of problem parameters.

Figure 3 shows dependence of normalized cross section of flat wave scattering on an elliptic dielectric ( $\varepsilon = 2.25, \mu = 1$ ) cylinder on  $ka$ . In this case, shape of the cylinder cross section is defined by formula:

$$\left| \frac{x}{a} \right|^{q_s} + \left| \frac{y}{b} \right|^{q_s} = 1. \quad (25)$$

Full curve presents an exact solution. Circles present an approximated solution given by relations (20) – (24). As in the previous example, the approximated explicit solution has a quite high accuracy in a wide range of problem parameters.

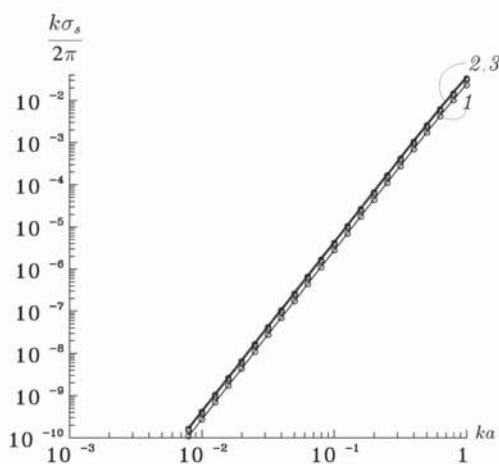


Fig. 3. Dependence of normalized cross section of plane wave scattering on an elliptic dielectric ( $\varepsilon = 2.25, \mu = 1$ ) cylinder on  $ka$ .

Full curve presents an exact solution. Circles present an approximated solution given by relations (20) – (24). Curves 1 – 3 were obtained with  $q_s = 2, 4, 8$  correspondingly

### Conclusion

As shown by the above results, PEM allows obtaining explicit expressions for characteristics of the scattered field, with the accuracy sufficient for practice, which is up to  $a/\lambda \cong 0.3$  ( $a$  is the typical size of a scatterer). It should be noted as a definite advantage that, contrary to the approach set out in [5, 18 – 20], use of PEM does not imply solving of associated static problems and, particularly, calculation of particle polarizability tensor is not required.

### References

1. Landau L.D. and Lifshitz E.M. (1984). *Electrodynamics of Continuous Media*. Pergamon, Oxford and New York. 460 p.
2. van de Hulst H.C. (1957). *Light scattering by small particles*. New York (John Wiley and Sons), London (Chapman and Hall). 470 p.
3. Bohren C.F., Huffman D.R. (1998). *Absorption and Scattering of Light by Small Particles*. New York (John Wiley and Sons). 544 p.

4. Mishchenko M.I., Hovenier J.W., Travis L.D. (2000). *Light Scattering by Nonspherical Particles*. San Diego: Academic Press. 690 p.
5. Farafonov V.G., Ustimov V.I. (2015). Analysis of the extended boundary condition method: an electrostatic problem for Chebyshev particles. *Optics and Spectroscopy*. Vol. 118. No. 3, pp. 445-459.
6. Kyurkchan A.G. (1992). A new integral equation in the diffraction theory. *Soviet Physics-Doklady*, vol. 37, no 7, pp. 338-340.
7. Kyurkchan A.G. (1994). On a method of solution to the problem of wave diffraction by finite-size scatterers. *Physics-Doklady*, vol. 39, no 8, pp. 546-549.
8. Kyurkchan A.G., Kleev A.I. (1995). Solution of the Problems of Wave Diffraction on Finite Scatterers with the Method of Diagram Equations. *Radiotekhnika i elektronika*. Vol. 40. No. 6. Pp. C. 897-905.
9. Kyurkchan A.G., Smirnova N.I. (2015). *Mathematical Modeling in Diffraction Theory Based on A Priori Information on the Analytic Properties of the Solution*. Amsterdam: Elsevier. 280 p.
10. Kleev A.I., A.B. Manenkov A.B. (1986). Adaptive Collocation Method in 2D Diffraction Problems. *Radiophysics and Quantum*. Vol. 29. No. 5. Pp. 557-565.
11. Dmitriev V.I., Zakharov E.V. (1987). *Integral Equations in Boundary Problems of Electrodynamics*. Moscow: MSU Publishing House.
12. Handbook of Mathematical Functions, with Formulas, Graphs and Mathematical Tables, Ed. By M. Abramovitz and I.A. Stegun (Dover, New York, 1964) 1046 p.
13. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2016). Use of Pattern Equation Method for Analysis of Scattering on Small Particles of a Complex Shape. *T-Comm*. Vol. 10, No. 10, pp. 38-42.
14. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2017). Modeling of electromagnetic scattering by thin cylinders using Pattern Equation Method. *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*. Vol. 187, No. 1, pp. 287-292.
15. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2018). Application of the Pattern Equation Method to the Analysis of Electromagnetic Wave Scattering by a Thin Cylinder of an Arbitrary Cross Section. *Journal of Communication Technology and Electronics*. Vol. 63, No. 6, pp. 505-512.
16. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2017). Solution of Electromagnetic Problems of Diffraction on Small Particles of a Complex Shape Using Pattern Equation Method. *T-Comm*. Vol. 11, No. 5, pp. 26-32.
17. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. (2019). Construction of the Approximate Solution to the Problems of Diffraction of Electromagnetic Waves by Small Particles with the Use of the Pattern Equation Method. *Journal of Communication Technology and Electronics*. Vol. 64, No. 1, pp. 13-19.
18. Farafonov V.G. (2000). Light scattering by multilayer ellipsoid in the Rayleigh approximation. *Optics and Spectroscopy*. Vol. 88. No. 3, pp. 441-443.
19. Farafonov V.G. (2001). New recursive solution of the problem of scattering of electromagnetic radiation by multilayer spheroidal particles. *Optics and Spectroscopy*. Vol. 90. No. 5, pp. 743-752.
20. Posselt B., Farafonov V.G., Il'in V.B., Prokopjeva M.S. (2002). Light scattering by multi-layered ellipsoidal particles in the quasistatic approximation. *Measur. Sci. Technol.* Vol. 13, pp. 256-262.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ДИАГРАММНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА РАССЕЯНИЯ НА ТОНКОМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЦИЛИНДРЕ

**Демин Дмитрий Борисович**, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, [dbdemin@gmail.com](mailto:dbdemin@gmail.com)

**Клеев Андрей Игоревич**, Институт физических проблем им. П.Л.Капицы РАН, Москва, Россия, [kleev@kapitza.ras.ru](mailto:kleev@kapitza.ras.ru)

**Кюркчан Александр Гаврилович**, Московский технический университет связи и информатики;

ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН; ФГУП Центральный научно-исследовательский институт связи, Москва, Россия,

[agkmtuci@yandex.ru](mailto:agkmtuci@yandex.ru)

### Аннотация

Рассеяние электромагнитных волн малыми частицами является важной ключевой задачей теории дифракции. С момента появления первых работ, посвященных этой тематике и вплоть до настоящего время наиболее используемой математической моделью, применяемой при решении задачи о рассеянии на малых телах, является дипольное приближение (приближение Рэлея). Данный подход достаточно подробно изложен для частных случаев рассеяния на шарах и эллипсоидах, когда решение вспомогательной электростатической задачи можно получить в явном виде. Отметим, что решение задачи в электростатическом приближении в общем случае, само по себе, является сложной задачей, трудоемкость решения которой сопоставима с трудоемкостью решения исходной волновой задачи. Существующие методы ее решения имеют ряд принципиальных ограничений. В данной работе развита методика, основанная на использовании метода диаграммных уравнений (МДУ), впервые предложенном в 1992 г. В значительном числе публикаций наглядно продемонстрировано, что МДУ обладает важными преимуществами перед многими альтернативными методиками и весьма эффективен при решении широкого класса задач. При построении нового подхода к анализу рассеяния на малых телах нами была использована установленная в указанных выше работах высокая скорость сходимости МДУ. Действительно, как показано в предыдущих работах авторов настоящей статьи, для решения задачи рассеяния на импедансных телах, характерный размер которых сопоставим с длиной волны первичного поля, достаточно учесть, в зависимости от поляризации падающего поля, от одного до трех слагаемых в разложении диаграммы рассеяния. Это обстоятельство дало возможность получить явные формулы для интегральных характеристик рассеяния, применимые для импедансных рассеивателей сложной формы. В данной работе развита приближенная методика расчета интегральных характеристик рассеяния на тонких диэлектрических цилиндрах, основанная на использовании МДУ. Получены явные формулы для интегральных характеристик рассеяния, применимые для диэлектрических цилиндров произвольного поперечного сечения. Применимость полученных соотношений проанализирована на ряде примеров: рассеянии на эллиптическом цилиндре и рассеянии на цилиндре, поперечное сечение которого имеет форму суперэллипса. Как показывают приведенные результаты, полученные приближенные соотношения обладают достаточной точностью в широком диапазоне параметров задачи.

**Ключевые слова:** рассеяние света на малых частицах, приближение Рэлея, метод диаграммных уравнений, рассеяние электромагнитных волн, численные методы теории дифракции.

### Литература

1. Landau L.D. and Lifshitz E.M. *Electrodynamics of Continuous Media*. Pergamon, Oxford and New York. 1984. 460 p.
2. van de Hulst H.C. *Light scattering by small particles*. New York (John Wiley and Sons), London (Chapman and Hall). 1957. 470 p.
3. Bohren C.F., Huffman D.R. *Absorption and Scattering of Light by Small Particles*. New York (John Wiley and Sons). 1998. 544 p.
4. Mishchenko M.I., Hovenier J.W., Travis L.D. *Light Scattering by Nonspherical Particles*. San Diego: Academic Press. 2000. 690 p.
5. Farafonov V.G., Ustimov V.I. Analysis of the extended boundary condition method: an electrostatic problem for Chebyshev particles. *Optics and Spectroscopy*. Vol. 118. No. 3. 2015. Pp. 445-459.
6. Кюркчан А.Г. Об одном новом интегральном уравнении в теории дифракции // Доклады Академии наук. 1992. Т. 325. № 2. С. 273-275.
7. Кюркчан А.Г. Об одном методе решения задач дифракции волн на рассеивателях конечных размеров // Доклады Академии наук. 1994. Т. 337. № 6. С. 728-731.
8. Кюркчан А.Г., Клеев А.И. Решение задач дифракции волн на рассеивателях конечных размеров методом диаграммных уравнений // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40. № 6. С. 897 - 905.
9. Kyurkchan A.G., Smirnova N.I. *Mathematical Modeling in Diffraction Theory Based on A Priori Information on the Analytic Properties of the Solution*. Amsterdam: Elsevier, 2015. 280 p.
10. Клеев А.И., Маненков А.Б. Метод адаптивной коллокации в двумерных задачах дифракции. // Изв. вузов. Радиофизика. 1986. Т. 29. № 5. С. 557-565.
11. Дмитриев В.И., Захаров Е.В. *Интегральные уравнения в краевых задачах электродинамики*. М.: Изд-во МГУ, 1987.
12. *Handbook of Mathematical Functions, with Formulas, Graphs and Mathematical Tables*, Ed. By M. Abramovitz and I.A. Stegun (Dover, New York, 1964) 1046 p.
13. Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Использование метода диаграммных уравнений для анализа рассеяния на малых частицах сложной формы // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2016, том 10, № 10. С. 38-42.
14. Demin D.B., Kleev A.I., Kyurkchan A.G. Modeling of electromagnetic scattering by thin cylinders using Pattern Equation Method // *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, 2017, Vol. 187, No. 1, pp. 287-292.
15. Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Использование метода диаграммных уравнений для анализа рассеяния электромагнитных волн на тонком цилиндре произвольного поперечного сечения // Радиотехника и электроника, 2018, том 63, № 6. С. 507-514.
16. Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Решение электромагнитных задач дифракции на малых частицах сложной формы методом диаграммных уравнений // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2017, том 11, № 5. С. 26-32.
17. Демин Д.Б., Клеев А.И., Кюркчан А.Г. Построение приближенного решения задач дифракции электромагнитных волн на малых частицах сложной формы при помощи метода диаграммных уравнений. // Радиотехника и электроника, 2019, том 64, № 1. С. 15-21.
18. Farafonov V.G. Light scattering by multilayer ellipsoid in the Rayleigh approximation // *Optics and Spectroscopy*. 2000. Vol. 88. No. 3, pp. 441-443.
19. Фарафонов В.Г. Новое рекурсивное решение задачи рассеяния электромагнитного излучения многослойными сфероидальными частицами // Опт. и спектр. 2001. Т. 90. № 5. С. 826-835.
20. Posselt V., Farafonov V.G., Ill'in V.B., Prokobjeva M.S. Light scattering by multi-layered ellipsoidal particles in the quasistatic approximation // *Measurement Sci. Technol.* 2002. V. 13, pp. 256-262.

### Информация об авторах:

**Демин Дмитрий Борисович**, Московский технический университет связи и информатики, доц., к.ф.-м.н. Москва, Россия

**Клеев Андрей Игоревич**, Институт физических проблем им. П.Л.Капицы РАН, зам. дир., д.ф.-м.н., Москва, Россия

**Кюркчан Александр Гаврилович**, Московский технический университет связи и информатики; ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН; ФГУП Центральный научно-исследовательский институт связи, зав. каф., д.ф.-м.н., Москва, Россия

# PHOTON SWITCH OF FULL OPTICAL NETWORKS

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10301

**Mehman Huseyn Hasanov,**  
Azerbaijan Technical University,  
Baku, Azerbaijan,  
[mhasanovnew@gmail.com](mailto:mhasanovnew@gmail.com)

**Keywords:** optical fiber networks, photon switches, microelectromechanical systems, optical channel, wavelength

The future development of OFTN is due to the creation of complete optical photon networks and optical communication lines. In such systems, without the use of electronic devices and electronic processes, signal transmission, reception and processing will be fully photonized. For this purpose, optically controlled optical switches, new high-capacity optical cross-switches, remote optical feeder optical amplifiers, optical pulse generators, optical passive elements: optical level channel separators, couplers, optical vents, chromatic dispersion compensators, optical filters, polarizers and circulators, multiplexers and demultiplexors, optical processors, etc. new optical devices are created along with optical devices. Thus, it is advisable to look at the application of all components of the new generation OFTN, including the creation of new photon switches based on theoretical, experimental, and computer modeling. The article discusses the principles and methods of layout, routing and methods for constructing compressed information channels over fiber-optic networks, as well as the parameters of the photon switches used. In principle, a new controllable photon switch for high capacity photo switches is proposed.

#### Information about author:

**Mehman Huseyn Hasanov,** Candidate of Technical Sciences, PhD, Department of "Telecommunication systems and information security", Azerbaijan Technical University, Baku, Azerbaijan

#### Для цитирования:

Гасанов М.Г. Фотонный коммутатор полностью оптических сетей // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 47-50.

#### For citation:

Hasanov M.H. (2019). Photon switch of full optical networks. *T-Comm*, vol. 13, no.8, pp. 47-50.

**Introduction**

Extensive research of various levels of optical fiber transmission networks (OFTN) requires the creation of new methods and architectures for switching and routing of information streams. Due to the demand for new multimedia communications services in addition to existing communications services, in keeping with the amount of information that is rapidly transmitted to growing users, a significant increase in the number of optical network equipment, including optical switching devices requires the development of new commutational technologies. These technical issues are successfully solved on the basis of the physical principles of optical-quantum, electro-optical, magneto-optical, acousto-optic, microelectro-optical and other semiconductor, micromechanical optical structures [1, 3-7].

**Optical photon switches in optical networks**

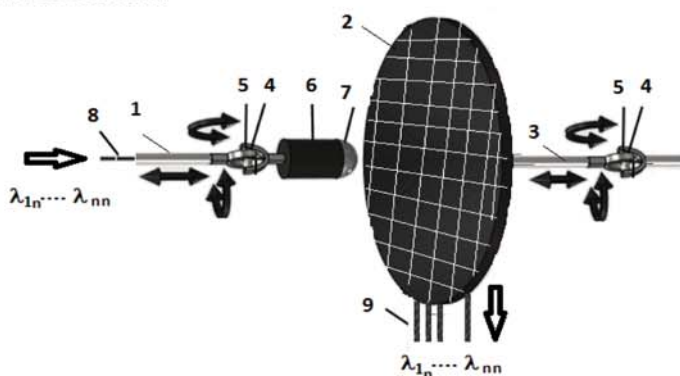
In modern optical networks, the optical photon switches used for optical channel switching are mainly used:

- thermo-optical;
- electro-optic;
- liquid crystal;
- acoustic optical;
- interferometric;
- Micro Electro Mechanical System (MEMS);
- diffraction;
- nonlinear optical fiber base;
- on the basis of semiconductor optical crystal, etc.

Modern photon switching technology uses non-lockable and non-blocking switches based on MEMS, electro-optical, optical fiber and semiconductor materials [1, 3-7]. At the same time, many different photon switches using photonic crystals based on thermo-optic, electro-optic, liquid crystal matrices based on different physical quantum-optical properties are also investigated.

**The construction of a new photon switch**

Figure 1 shows the general design of the new photon switch and its elements.



**Fig. 1.** General scheme of the photon switch model:

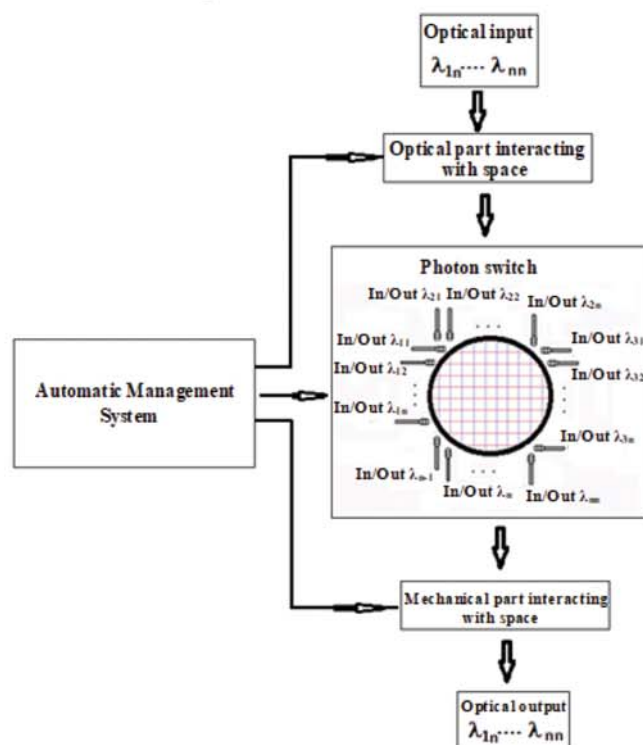
- 1 – fiber optic unit capable of interacting in space; 2 – half-spherical switching surface; 3 – mechanical part capable of interacting in space; 4 – crystalline; 5 – microprocessors; 6 – scanning lasers; 7 – focusing lens; 8 – optical wavelength transmitter; 9 – switchable photon channels

As shown in Figure 2, the design of the photon switch is simple but its sizes are also regulated by the size of the micrometer. Electromagnetic, packet and differential piezomorphs such as micromotive engine [7], piezoelectric

deflectors, reversible motors [5] and other microelectromechanical and piezoceramic motifs, including interferometric, optical, dielectric, and crystalline optical based on optical multicomponent systems [6] and so on. can be used. Piezomeric motors are considered to be based on semi-transparent mirrors in channel switching considering the ability of piezomeric motors to work with submicrometers and microseconds and their frequency range within the first electromechanical frequency range to move the working bodies in the presented version.

The semi-transparent mirror surfaces of the 2-and-a-half spherical commutation surfaces of the matrix form are located at DL distance. DL distance mirrors are adjusted to the micromotive motors that provide reversible non-linear 7D directions.

A block diagram for the management of the photon switching channels shows in Figure 2.



**Fig. 2.** A block diagram for the management of the photon switching channels

**Work principle of photon switch**

For switching and managing photon channels in a photon switch, each of the used microcontrollers is individually operated by micromotive motors based on the control demands included in the automatic control system (Figure 3).

As shown in Figure 1 and Figure 2, the photon switch has input/output ports of  $\lambda_{nm}$  from the input/output  $\lambda_{11}$ . Each port has the ability to perform the input and output functions.

The optical part of the photon switching interconnected 1 space contains “n” number signals from the  $\lambda_{nm}$  wavelength optical photon channels compressed by the spectrum.

With the help of 5 micromobiles, the 6 scanning lasers tend to interact the channels needed to be able to move 7D in space which is based on an appropriate command given by the automatic control system attached to 4 crystals in order to switch to the other 9 switchable optical photon output channels by



selecting the required  $\lambda_{mn}$  for wavelengths from optical channels from 8 optical wavelength transmissions

$$\sum_{i=1}^n \lambda_{nn} = \lambda_{11} + \lambda_{12} + \lambda_{13} + \dots + \lambda_{1n} + \lambda_{21} + \lambda_{22} + \lambda_{23} \dots + \lambda_{2n} + \lambda_{31} + \lambda_{32} + \lambda_{33} + \dots + \lambda_{3n} + \lambda_{n-1} + \lambda_n + \dots + \lambda_{nn}$$

and are guided to a semi-transparent mirror through 7 lenses. Channel switching is carried out with the help of a translucent mirror located at the crossing point and a stream of optical information is transmitted to 9 dial-up optical photon channels.

Each translucent mirror that performs optical channel switching can have two situations. One of the situations is the initial or passive state of semi-transparent mirrors. In this case, a translucent mirror does not prevent optical light flooding and the beam of light reflects on the channel. In the second case, the translucent mirror is upward [2, 5]. In this case, the translucent mirror interrupts the optical torque and directs the optical pole to separate optical fibers, dividing each other in two directions perpendicular to each other. Active working parts of semi-transparent mirrors are covered in layers that reflect and transmit part of the optical light flood. The status of the semiconductor mirror is controlled by a command given by the automatic control system, which corresponds to the network flood status. The surface of two and a half spherical commutations of the proposed photon switch consists of n number vertical lines in the form of a matrix and a translucent mirror moving k number in the line of the n number horizontal column lines. In this case, it is possible to switch the number of channels corresponding to the combination of  $2 \cdot (2^{n-1} - 1) + 2$  in the switch  $n \times n$  and the direction of incoming optical input flooding can be oriented in different directions, including the opposite direction (suitable for wavelength selection and control program).

With the help of a photon switch interferometric, diffraction, poor parameterization of optical fiber, photon switching of channels can also be carried out using the physical properties of semiconductor optical crystals instead of semi-transparent mirrors for switching channels at the intersection of optical channels with the help of a photon switch.

Optical photon switching is provided in 2 directions for increasing switching speed and optimum movement: 1 – micromechanical part of a fiber optic unit capable of interacting in space 1 and 2 – space interconnected micromechanical units. With the help of 5 micromotive motors, which are integrated into the moving ends of 4 crystals, 2 and a half spherical switching surfaces, (with matrix, consists of  $n \times n$  number input and output motion photon channels) and 6<sup>th</sup> scanning laser selects the closest distance from bottom-top to the right-left or at different angles and provides optical channel switching in microns.

All conditions of the 2 and a half spherical switching surfaces are controlled and controlled by the automatic control system of the optical photon switching channels. Comparative analysis of optical switches switching channels is shown in Figure 3.

The main parameters characterizing photon switches in optical networks are the number of port-channels and the switching time of channels. Comparative analysis results show that although the switching period is over, it is possible to switch n number  $n \times n$  channels to n number output channels because MEMS type photon switches are small (30 times) and at the same time row power consumption (approximately 100 times

less power on other switches) [4]. However, currently there are various designs of optical photon switching models in 3D, with the type of switch between the constructors and the port/channel capacity due to the switching speeds of the channels.

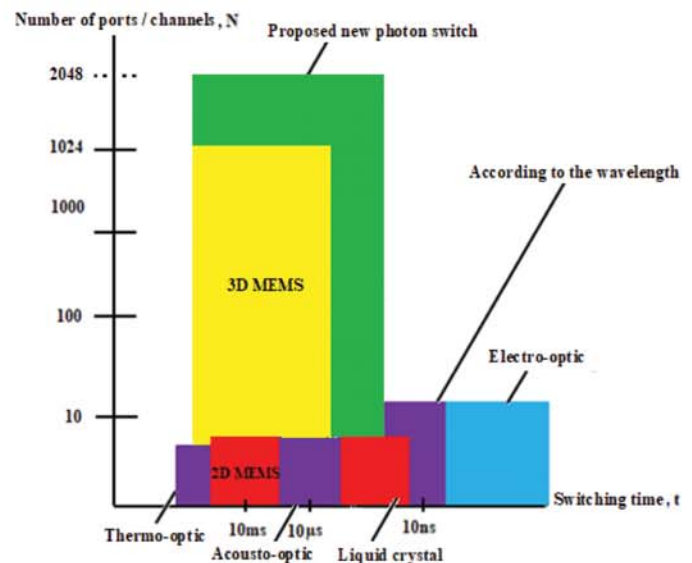


Fig. 3. Comparative analysis of port-channel number of photon switches in full optical networks, channel switching time

In order to enhance the technical capabilities of MEMS type optical photon switches, the number of ports/channels in the new optical photon switch can be many times higher than the existing switches and such switches are of great importance for optical-photon cross-switches with high capacity.

**Conclusion**

As a result of the analysis optical photon switches carried out in the article, the principle of the construction of a new optical photon switch has been substantiated and its architecture and working principle given. A number of ports/channels in the new optical photon switch can be many times higher than the existing switches and such switches are of great importance for optical-photon cross-switches with high capacity.

**Reference**

1. Gaivorovskaya G.S., Ryabtsov A.V. (2011). Features of the use of optical switches in modern information networks. *Applicable Information Models*. Sofia. ITHEA, no. 22, pp. 169-181.
2. Hasanov M.H. (2017). Multichannel piezoelectric switch for adaptive optical networks. *Bulletin of the Azerbaijan Engineering Academy*. Vol. 9, no. 4, pp. 107-113.
3. Hasanov M.H., Hajiyeva K.R., Godjaeva S.F. (2018). Multifunctional adaptive piezoelectric switch of optical channels. *T-Comm*. Vol. 13, no. 29.
4. Vladimir Makkaveev. (2006). Photon switches. *Components And Technologies*. No. 2, 2006, pp. 142-146.
5. Maharramov V.A., Hasanov M.H. (2017). "Principles of dataflow commutation of optical networks", *Intenational Journal of Research-Granthaalayah*. Volume 5 (Iss.12): December, pp. 348-356.
6. Barabanova E.A. (2018). Optical two-stage switching system for processing large amounts of data. *Informatics, computer engineering and management. Scientific Bulletin of NSTU*, Vol. 70, no. 1, pp. 7-18.
7. Ryabtsov A.V. (2013). Piezo-optical scanning switches. *International Journal "Information Theories and Applications"*, Vol. 20, no. 3, pp. 295-299.

## ФОТОННЫЙ КОММУТАТОР ПОЛНОСТЬЮ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

**Мехман Гусейн оглы Гасанов,**

Азербайджанский Технический Университет, г. Баку, Азербайджан,  
[mhasanovnew@gmail.com](mailto:mhasanovnew@gmail.com)

**Аннотация**

Рассматриваются методы маршрутизации и архитектура, в том числе, принципы построения и анализ параметров коммутаторов оптических каналов уплотненный по длине волны в волоконно-оптических сетях. Обоснованы и предложены новый управляемый фотонный коммутатор. В результате проведенного в статье анализа оптических фотонных коммутаторов был обоснован принцип построения нового оптического фотонного коммутатора, даны его архитектура и принцип работы. Число портов/каналов в новом оптическом фотонном коммутаторе может быть во много раз больше, чем в существующих коммутаторах, и такие коммутаторы имеют большое значение для оптических фотонных кросс-коммутаторов с высокой пропускной способностью.

**Ключевые слова:** *оптоволоконные сети, фотонные переключатели, микроэлектромеханическая система, оптический канал, длина волны.*

**Литература**

1. Гайворовская Г.С., Рябцов А.В. Особенности применения оптических коммутаторов в современных информационных сетях. *Applicable Information Models*. Sofia. ITNEA, 2011. № 22. С. 169-181.
2. Гасанов М.Г. Многоканальный пьезоэлектрический коммутатор адаптивных оптических сетей // *Вестник Азербайджанской Инженерной Академии*. 2017. Том 9, № 4. С. 107-113.
3. Мехман Г. Гасанов, Конул Р. Гаджиева, Шалала Ф. Коджаева. Многофункциональный адаптивный пьезоэлектрический переключатель оптических каналов. *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. Том 13, № 29. 2018.
4. Владимир Маккавеев. Фотонные коммутаторы. *Компоненты и Технологии*. № 2, 2006. С. 142-146.
5. Магеррамов В.А., Гасанов М.Г. Принципы коммутации потоков данных оптических сетей // *Международный журнал исследований-Granthaalayah*. Том 5 (Вып. 12): декабрь 2017. С. 348-356.
6. Барабанова Е.А. Оптическая двухкаскадная коммутационная система для обработки больших объемов данных // *Информатика, вычислительная техника и управление*. Научный вестник НГТУ, Том 70, № 1, 2018. С. 7-18.
7. Рябцов А.В. Пьезооптические сканирующие коммутаторы // *International Journal "Information Theories and Applications"*, Vol. 20, № 3, 2013. С. 295-299.

**Информация об авторе:**

**Мехман Гусейн оглы Гасанов**, к.т.н., доцент, кафедры "Телекоммуникационные системы и информационные безопасности", Азербайджанский Технический Университет, г. Баку, Азербайджан

# METHOD OF AUTOMATIC PEDESTRIAN RECOGNITION IN ROAD SCENE BY MICRO-DOPPLER SIGNAL FOR SELF-DRIVING VEHICLE RADAR SYSTEMS

DOI 10.24411/2072-8735-2018-10302

**Andrey V. Pluchevskiy,**  
JSC "Cognitive", Moscow, Russia;  
Tomsk State University of Control Systems and  
Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia,  
[pluch.andry@gmail.com](mailto:pluch.andry@gmail.com)

**Keywords:** micro-Doppler, Fourier transform, automatic target recognition, pedestrian recognition, cadence diagram, threshold, automotive radar.

This paper represents the method of automatic pedestrian recognition by a high-resolution Doppler spectrogram unique characteristic. The recognition is performed in a road scene with moving cars on the background. The Doppler spectrogram is regarded as a two-dimensional radar image. Taking into consideration the features of a pedestrian micro-Doppler signal, the processing of a two-dimensional radar image is reduced to a one-dimensional threshold. The algorithm has been developed for operating in a sliding window mode alongside the continuous acquisition of data on the target Doppler spectrum. The proposed technique has been developed analytically and does not require the use of machine learning and deep learning algorithms. Experimental research was conducted on two types of road scene objects: pedestrians and automobiles. The experiment results showed that the proposed method can distinguish a pedestrian from a moving automobile even if a Doppler bandwidth is similar. The work investigates the detection probability of the proposed method according to the signal-to-noise ratio and the false alarm probability. It enables to set requirements for a radar system on a design stage or to evaluate the possibility of applying the method in existing systems. The method is suitable for application in the radar and computer vision fields. The proposed technique was developed for use in driver assistance systems and the automotive vehicle industry to recognize pedestrians and take necessary measures for collision avoidance.

#### Information about author:

**Pluchevskiy Andrey Vladimirovich**, Junior development engineer, radiolocation department, JSC "Cognitive", Moscow, Russia  
graduate student, assistant, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia

#### Для цитирования:

Плучевский А.В. Метод автоматического распознавания пешеходов в дорожной сцене по сигналу микро-Доплера для радиолокационных систем беспилотного автотранспорта // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Том 13. №8. С. 51-59.

#### For citation:

Pluchevskiy A.V. (2019). Method of automatic pedestrian recognition in road scene by micro-Doppler signal for self-driving vehicle radar systems. *T-Comm*, vol. 13, no.8, pp. 51-59.

**Introduction**

In recent years, there has been a steady trend of radar application in the development of self-driving car systems [1,2]. Radars are generally applied for target range and velocity estimation. Also, radars are used for surrounding area mapping as a part of a complex sensor system, providing different multi-dimensional information about a road scene [3,4]. Herewith, digital methods are used both in the radar systems and computer vision systems for signal processing and automatic target recognition (ATR). Detection of pedestrians against other road scene objects on the background is one of the important problems for a collision-avoidance system.

According to [5], the development of the radar target recognition method consists of three stages:

1. The selection of objects and scenarios for recognition;
2. The selection of a feature extraction algorithm and a measurement technique;
3. The selection of the decision-making criterion.

This paper continues the previous work [6] and concludes the consideration of all three stages.

The European New Car Assessment Programme (EURO NCAP) considers four main classes of road scene objects: a vehicle, a pedestrian, a cyclist, and a motorcyclist. This research is focused on pedestrian recognition when observing a road scene with moving vehicles and pedestrians. A cyclist and a motorcyclist are not studied to simplify the analysis of target features. Nevertheless, the proposed technique is supposed to be a part of a complex recognition system.

Methods based on Doppler signatures [7,8] and RCS signatures [9] are commonly used to recognize a pedestrian against the background of other road scene objects by one frame. These techniques provide recognition results in a short time (milliseconds, dozens of milliseconds). Besides, there are techniques that extract additional information from the signal slowly varying characteristics obtained by high-resolution measurements of the micro-Doppler (m-D) effect [10-22]. Radar sensor application involves the use of known radar signal processing methods and the established terminology. Thus, for radar target signal detection in a background interference, the following basic concepts are used: the probability of detection ( $P_D$ ), the probability of false alarm ( $P_F$ ), and signal-to-noise ratio (SNR). The performance of signal detection is traditionally represented as  $P_D$  dependence on the SNR and  $P_F$  [23].

The recognition task is solved by machine learning and deep learning approaches in the significant list of publications [11-22]. The performance of these algorithms is determined by accuracy, correct classification rate, and confusion matrix obtained in experiments.

It should be noted that some algorithms have quite a high accuracy of about 99% [12]. However, there has been insufficient research into the accuracy dependence on the SNR and  $P_F$  and requires additional studies.

The application of automotive radar sensors for unmanned vehicles implies restrictions on the cost and the hardware computational load [1,2]; also, there are strict requirements for the transparency of decision-making algorithms [7] and unambiguity of target recognition regardless of a road scene conditions.

Therefore, this paper represents the pedestrian recognition method wherein the processing of a Doppler spectrogram as a two-dimensional (2D) radar image is consequently reduced to the

one-dimensional (1D) threshold, calculated according to the Neyman-Pearson criterion, which characteristics are well-studied.

**1. General description of the recognition task**

Fig. 1 represents an example of a dangerous road scenario, showing the necessity of recognition. The pedestrian has to bypass some irregular obstacle (e.g., a puddle, repair works, a dog, etc.) on a sidewalk. The unmanned vehicle must recognize the moving target as a «pedestrian» and considering their ability to move unpredictably avoid possible collision and ensure safety.

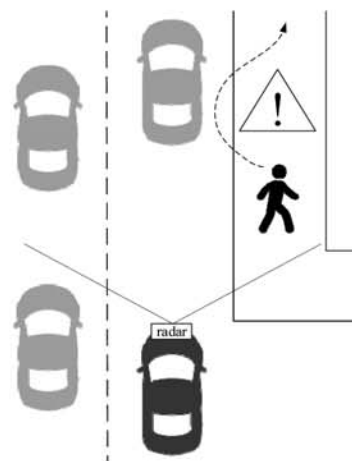


Fig. 1. The road scenario where a pedestrian has to step on a roadway to avoid an obstacle

In mathematical terms, the recognition task is defined as follows. Let  $b = \{b_1, b_2, \dots, b_n\}$  be a plurality of objects. Suppose  $A = \{A_1, A_2, \dots, A_m\}$  is a predefined class alphabet that object  $b$  belongs to and  $x = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$  is a dictionary of features that describes objects of plurality  $b$ . According to these terms, recognition is function  $F$  that matches given object  $b_i$  by its features  $x$  to class  $A$

$$A_i = F(b_j | x = (x_1, x_2, \dots, x_k)), i = 1..M \quad (1)$$

For the developed method, objects belonging to plurality  $b$  denote radar targets. The predefined classes are «pedestrian» and «automobile». Features  $x$  are a set of spectral components extracted from a micro-Doppler signal, which allows distinguishing a pedestrian from an automobile in a road scene. The essential features are 2D spectrum components that represent the periodicity of a radar image over the time axis (Fig. 2).

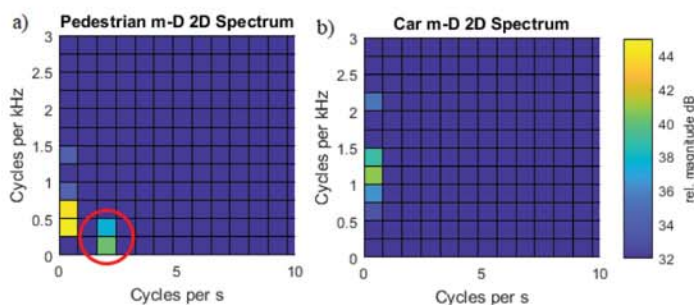


Fig. 2. (a) Spectrum of a pedestrian m-D Signal; (b) Spectrum of an automobile m-D signal

A Doppler spectrogram is regarded as a 2D radar image and considered as a micro-Doppler signal. To obtain a 2D spectrum, a 2D fast Fourier transform (FFT) of a Doppler spectrogram is used:

$$S[k, l] = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} s[n, m] e^{-j2\pi(\frac{kn}{N} + \frac{lm}{M})}, \quad (2)$$

where  $k, l$  are spatial frequencies in  $n$  and  $m$  directions, respectively;  $S[k, l]$  – a 2D spectrum of a 2D radar image  $s[n, m]$ ;  $N$  and  $M$  are the number of samples in  $n$  and  $m$  directions, respectively.

The horizontal axis of 2D spectrum  $S[k, l]$  (Fig. 2a) shows the periodicity of a micro-Doppler signal, and its physical meaning is a frequency of arm and leg swing.

**2. Recognition algorithm**

Let us reduce a recognition process to a signal detection process including a background interference, where the interference is a response from a vehicle and noise. Further, the probability of detection  $P_D$  will define the correctness of mapping a given radar target  $b_j$  to class  $A_l$  – «pedestrian» (1), if the target is a pedestrian. In other words, the  $P_D$  is considered as a recognition probability in terms of recognition. Let us apply the principles of the optimum signal detecting from [24]. A quadrature receiver should be used to detect a stochastic signal with a random phase in the background noise, and to detect a signal with the presence of interfering signals, a filter must be used.

Since the essential feature is a spectral component that lies only on one axis of the 2D spectrum, it is sufficient to perform a 1D Fourier transform for all the Doppler frequency slices and then to average the result over each slice of the cadence frequency.

**Step 1.**



Fig. 3. Step 1: Fourier transform for all the Doppler frequency slices, where  $n$  is time,  $m$  – Doppler frequency,  $k$  – cadence frequency

For each  $m$ -th Doppler frequency slice of spectrogram  $s[n, m]$ , the mean value of the slice is subtracted, then FFT in time direction  $n$  is executed. An FFT from the spectrum is called a cepstral analysis and result image  $C[k, m]$  is called a cadence diagram.

**Step 2.**

Considering that the periodicity in each Doppler frequency slice would remain virtually unchanged for the constant pedestrian speed [6], cadence diagram  $C[k, m]$  can be averaged over each slice of a cadence frequency  $k$ . The result is a 1D cadence frequency vector.

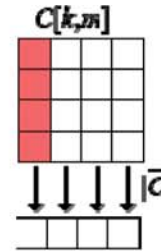


Fig. 4. Step 2: The averaging of cadence frequency slices, where  $k$  is a cadence frequency and  $m$  is a Doppler frequency

**Step 3.**

The threshold can be applied to the resulting 1D vector. The threshold is defined by the Neyman-Pearson criterion. If a Doppler spectrogram belongs to a pedestrian, then within a 1D spectrum, a response is observed on the frequencies from 1 to 2.5 Hz.

The detection threshold value is defined by  $P_F$  [25] and it is calculated as follows:

$$h = \sqrt{-2LnP_F}, \quad (3)$$

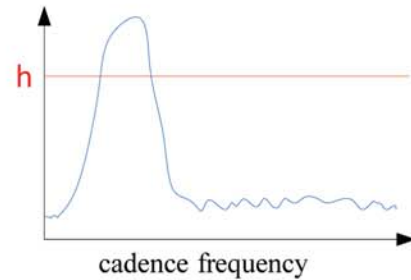


Fig. 5. The thresholding of a 1D cadence frequency vector, where  $h$  is a defined threshold level

Figure 6 represents the flowchart of the algorithm, uniting all the steps.

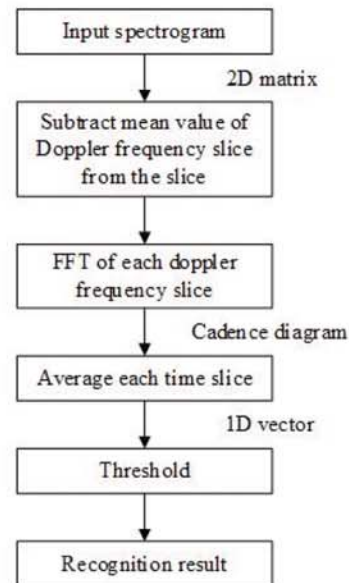


Fig. 6. The recognition algorithm flowchart

The mean value of arm swing frequency is 0.5 Hz, while a pedestrian moves at 1 km/h speed, according to [26]. The arm swing frequency is 1.25 Hz for 7 km/h speed. The swinging of both arms is observed in the spectrogram without distinguishing the left hand from the right one. This means that a cadence frequency is doubled: 1 and 2.5 Hz for 1 and 7 km/h, respectively. Consequently, the observation time should be no less than 1s.

**3. Conditions of the algorithm**

Since the recognition algorithm is based on the changing of Doppler frequency periodicity, the radar velocity resolution is the most important parameter that determines the possibility of applying the method.

$$\delta v = \frac{c}{T_F 2 f_c} \tag{4}$$

where  $c$  is the speed of light,  $T_F$  is the period of the frame, and  $f_c$  is the carrier frequency.

The velocity resolution should be such that it was possible to distinguish limb movements from the body movement. The peak velocity of arms and legs movements is approximately equal to the double body velocity. This can be seen in velocity profiles in [27-28]. Thus, the velocity resolution should be no lower than the minimum defined pedestrian velocity (e.g.: if  $v_{P,min}=1$  km/h, then  $\delta v < 1$  km/h).

The power level of the signal reflected from limbs is about 15-20 dB lower than of the one from a body; hence, the resolution should be increased by 2 times.

The radial component of a target velocity is measured in order to obtain a Doppler spectrogram. The radial velocity is defined as  $v_r = v \cos \theta$ . An angle  $\theta$  is the angle between a target velocity vector and a radar radius vector. In case a target moves in parallel to a radar sightline,  $\theta$  is also a radar target direction of arrival (DOA), which is shown in Fig. 7. If  $\theta=60^\circ$ , then  $v_r = 1/2 v$  and taking into account the above-mentioned, the velocity resolution should be additionally increased by 2 times.

Since the observation time is about 1-2s, overtaking or oncoming traffic leads to rapid DOA changing and causes a significant change of a Doppler spectrogram form.

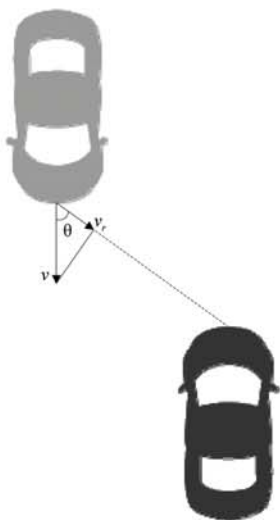


Fig. 7. A typical road scene where automobiles move toward each other

Figure 7 illustrates the situation showing how under the conditions of oncoming traffic the observed velocity of a grey vehicle decreases and becomes zero when passing a vertical radar antenna plate. In other words, the radial acceleration is observed. The velocity change of the front, middle, and back parts of a car happens non-uniformly because a car is a distributed target. This is shown in Fig. 8.

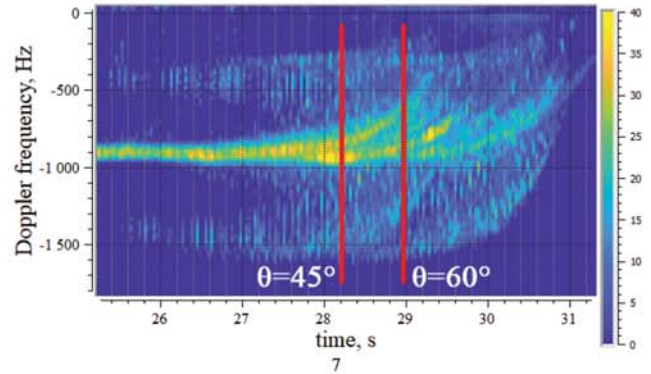


Fig. 8. The Doppler spectrogram of the automobile that crosses the radar antenna plate. The red lines show the car front part DOA  $\theta$  at different moments

This spectrogram (Fig. 8) has periodicity over the time axis, and it leads to errors on the decision-making step because the cadence diagram has the same spectral components as a pedestrian one. Also, acceleration influence on a Doppler spectrogram form is discussed in [6].

Based on the foregoing, the following conditions have to be met in order to obtain a correct recognition result:

- a) The velocity resolution of a radar should be 4 times higher than the defined minimum pedestrian velocity:  $\delta v < 1/4 v_{min}$ .
- b) The operating range of the target azimuth should be limited by  $-60^\circ < \theta < 60^\circ$ , where the characteristics of the cosine are close to the linear.

**4. Analytical characteristics and simulation result**

The detection probability of a stochastic signal with a random phase in the background noise [25] is calculated according to the following analytical expression:

$$P_D = Q(\sqrt{2SNR}, h) \tag{5}$$

where  $h$  is the detection threshold, SNR is the signal-to-noise ratio, and  $Q(a, b)$  is a Marcum Q-function [25] defined by

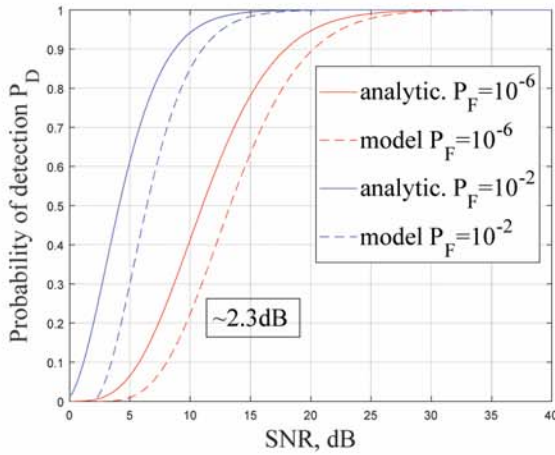
$$Q(a, b) = \int_a^b r \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2}\right) I_0(ar) dr,$$

where  $I_0(x)$  is a modified Bessel function.

The curves calculated by (5) are shown in Fig. 11 with the solid lines.

The model used for the simulation is a Doppler spectrogram calculated by the velocity profiles from [27]. An additive white Gaussian noise (AWGN) was added to a spectrogram to provide a defined the SNR. A window with the length of 1.5s slides along the spectrogram and sets the input data for the recognition algorithm (Fig. 6). For the given  $P_F$ , the threshold is computed, and the decision on whether the target is a pedestrian or not is made for each step of the slide window.

A Doppler spectrogram for a vehicle is calculated according to the simplified model described in [6]. This model has disadvantages: it does not account for changes in signal amplitude depending on a distance and DOA change. Different types of a human gait and its non-uniform nature are not considered either.



**Fig. 11.** The performance of the developed method. The solid line depicts analytical  $P_D$  calculated by (5); the dashed line shows  $P_D$  obtained by the simulation. Red colour stands for  $P_F=10^{-6}$ ; blue colour stands for  $P_F=10^{-2}$

The result of the simulation is represented in Fig. 11. The simulated curves do not fully match analytical curves calculated by (5). The curves obtained by the simulation follow the shape of analytical ones but lay 2.3 dB to the right. This shift can be interpreted as a  $P_D$  decrease at the constant SNR. Or, alternatively, the proposed algorithm requires an increase of the SNR to maintain the same  $P_D$  value. This decrease is explained by the fact that an FFT uses a sine wave and cosine wave forms and matches them. Since a slice of a Doppler spectrogram is not a harmonic signal and closer to a pulse signal with  $\sin(x)/x$  form, there is inconsistency with the analytical calculation conditions, and hence, the  $P_D$  decreases. Despite the discrepancy, the proposed method performance can be calculated by (5), taking into account the SNR decrease (-2.3dB).

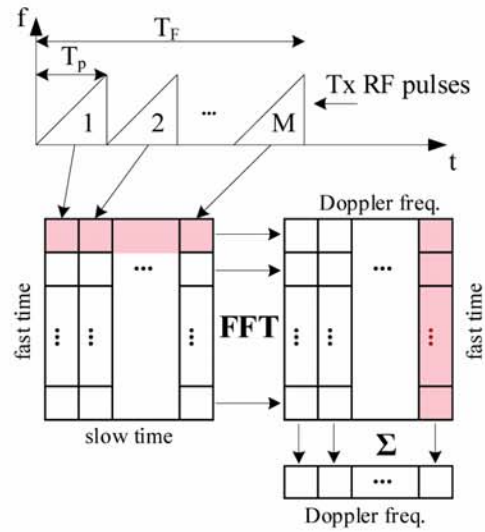
**5. Experimental research**

In the experiment, the radar evolution board AWR1243Boost of Texas Instruments was used. The technical description is provided in [29]. The LFMCW fast-ramp technique was used for measurement with the following parameters: 79 GHz carrier frequency, 4 GHz sweep bandwidth, 5 MHz sample rate of complex point ADC, 256 complex samples per chirp, 40  $\mu$ s chirp duration  $T_p$ , 156  $\mu$ s chirp repetition interval, 256 chirps per one frame, 40ms total frame duration  $T_F$ , and 25 frames per second.

**Signal pre-processing**

To obtain a Doppler spectrogram, the algorithm represented in Fig. 12 was used. Beat signals obtained by each sweep are stored in the matrix for the whole frame. After the frame ends, the mean value of each fast time slice is subtracted from the slice to remove static clutter. Then FFT for each fast time slice is computed to estimate a Doppler frequency. The averaging of each Doppler frequency slice is applied to the obtained matrix. The result is an instantaneous Doppler spectrum, which is used

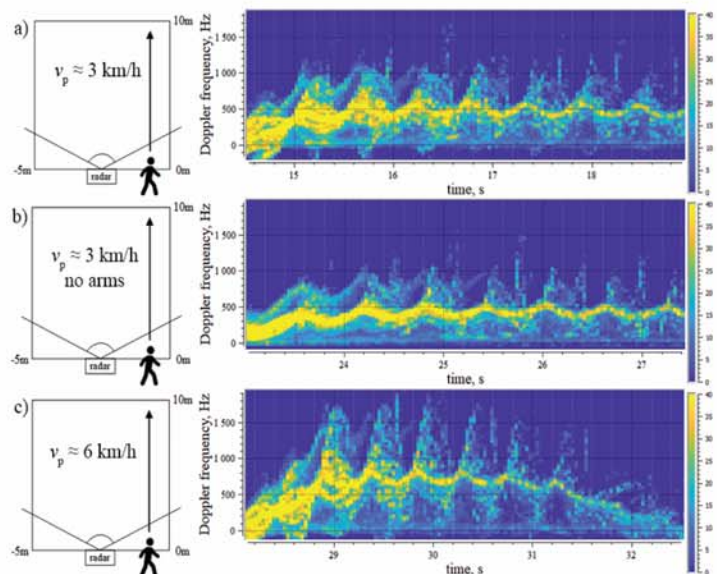
to form a Doppler spectrogram. There is no range resolution in this case, but it is permissible due to a significant simplification of the signal pre-processing algorithm in the laboratory conditions.



**Fig. 12.** The signal pre-processing algorithm used to obtain a Doppler spectrogram

**Scenarios**

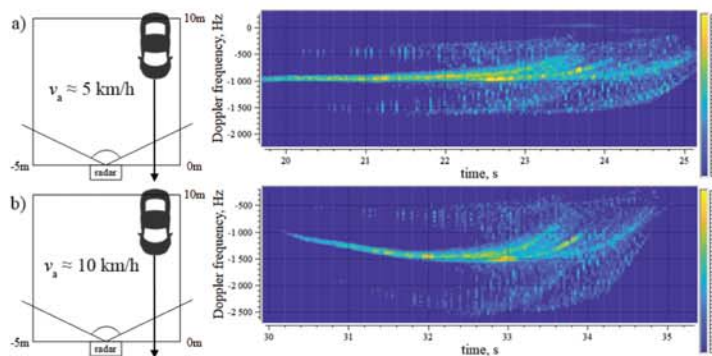
Two types of road scene objects were studied in the experiment: a pedestrian (Fig. 13) and an automobile (Fig. 14). The pedestrian moves uniformly straight along the radar sight line with 3 different velocities:  $\approx 3, 4.5,$  and  $6$  km/h. Two types of a gait were studied: a normal type with natural arm swing and the one without swinging, when arms are pulled close to the body. The pedestrian started to move while being out of the radar field of view. Some of the representative experimental data of the pedestrian are shown in Fig. 13.



**Fig. 13.** On the left – the experimental scenarios for the pedestrian and the corresponding spectrograms are on the right side of the picture

Even without arm swing, the pedestrian Doppler spectrogram has a periodical structure formed by leg movements as it is shown in Fig. 13b. This allows using the proposed method when a human carries bags without swinging arms.

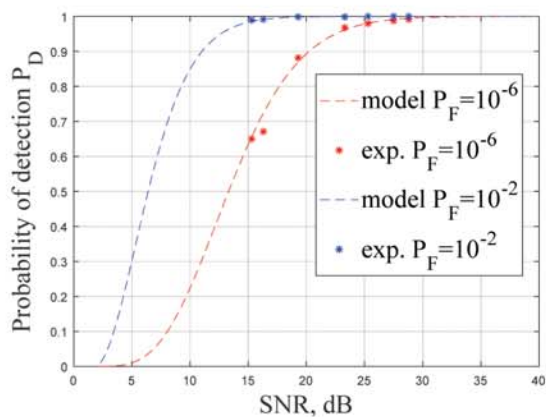
The automobile also moved uniformly straight along the radar sight line with 3 different velocities:  $\approx 5, 10, \text{ and } 20 \text{ km/h}$ . The automobile started to move in front of the radar and then comes out of the radar view field as shown in Fig. 14.



**Fig. 14.** On the left – the experimental scenarios for the automobile and the corresponding spectrograms are on the right side of the picture

**Experiment results**

The data obtained during the experiment is a set of Doppler spectrograms. The field of interest has been cut out of the whole spectrogram manually. The proposed recognition method was applied to each spectrogram as shown in Fig. 6.



**Fig. 15.** The performance of the proposed recognition method: the dashed lines depict  $P_D$  obtained by the simulation; the asterisks show  $P_D$  obtained experimentally. Red colour stands for  $P_F=10^{-6}$ ; blue colour stands for  $P_F=10^{-2}$

The SNR for the experimental data was calculated as the mean value of all target signal points within a single spectrogram.

As a result of the experiment, the performance chart (Fig. 15) was obtained. The asterisks show the characteristics obtained by experimental data processing. The experimental data have been obtained not for a wide range of the SNR. Nevertheless, the experimental points lie on the simulated curves. This makes it possible to suppose that the detection performance of the proposed method is determined by (5) with an equivalent reduction of the SNR by 2.3 dB.

**Conclusion**

This paper provides the method of automatic pedestrian recognition in the road scene by a micro-Doppler signal for self-driving vehicle radar systems. An automobile and a pedestrian are treated as objects of the road scene. An input for the recognition technique is a segment of a Doppler spectrogram with duration not less than 1s and with all target micro-Doppler signal bandwidth. The probability of recognition  $P_D$  is 0.9 with  $P_F=10^{-6}$  and  $\text{SNR} \Rightarrow 20$ . The  $P_D$  is estimated according to the SNR and  $P_F$ . The method considers features of a moving target Doppler spectrum; namely, a Doppler spectrum bandwidth of a moving automobile is comparable with a Doppler spectrum bandwidth of a pedestrian. Also, the conditions of the method are discussed. The velocity resolution of the radar must be not lower than  $1/4$  of the defined minimum pedestrian velocity. The target DOA must be limited by  $\pm 60^\circ$ .

The signal processing is reduced to the 1D detection threshold defined by the Neyman-Pearson criterion. Machine learning and deep learning algorithms are not used within the method. The proposed method is considered to be used jointly with other recognition techniques, which provide a quick recognition result by one frame ( $\sim 20\text{ms}$ ). This method can be improved by using CFAR algorithms which provides an estimation of the threshold in the current conditions. The developed method can be applied in self-driving vehicle radar systems and driver assistance systems. The method advances the micro-Doppler signal analysis, improves the characteristics of the existing pedestrian recognition techniques, extends an application field of radar recognition systems and establishes the role of radars among other sensors in complex computer vision systems.

The future research supposes the development of a complex automatic recognition method for all four road scene object classes: a vehicle, a pedestrian, a cyclist, and a motorcyclist.

**Acknowledgement**

The author thanks C-Pilot team, Manokhin Gleb, Velikanova Elena, Kostarev Aleksey for their contributions and especial thanks to Popov Yuriy for this research organizing.

**References**

1. Patole, S. M., Torlak, M., Wang, D., & Ali, M. (2017). Automotive radars: A review of signal processing techniques. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 34, no. 2, pp. 22-35.
2. Hasch, J. (2015). Driving towards 2020: Automotive radar technology trends. *The 2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, pp. 1-4.
3. Kim, J., Han, D. S., & Senouci, B. (2018). Radar and vision sensor fusion for object detection in autonomous vehicle surroundings. *The 2018 Tenth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, pp. 76-78.
4. Steinbaeck, J., Steger, C., Holweg, G., & Druml, N. (2017). Next generation radar sensors in automotive sensor fusion systems. *The 2017 Sensor Data Fusion: Trends, Solutions, Applications (SDF)*, pp. 1-6.
5. Gorelik A.L., Barabash Ju.L., Krivosheev O.V. (1990). *Selekcija i raspoznavanie na osnove lokacionnoj informacii* [Radar information based recognition and selection]. Moscow: Radio i svjaz, 240p. (in Russian)
6. Pluchevskiy A.V. (2019). Micro-Doppler feature extraction of pedestrian and automobile using two-dimensional fast Fourier transform. *T-Comm*, vol. 13, no.5, pp. 61-68.



7. Bartsch, A., Fitzek, F., & Rasshofer, R. H. (2012). Pedestrian recognition using automotive radar sensors. *Advances in Radio Science*, vol. 10, no. 2, pp. 45-55.
8. Nanzer, J. A., & Rogers, R. L. (2009). Bayesian classification of humans and vehicles using micro-Doppler signals from a scanning-beam radar. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 5, pp. 338-340.
9. Lee, S., Yoon, Y. J., Lee, J. E., & Kim, S. C. (2017). Human-vehicle classification using feature-based SVM in 77-GHz automotive FMCW radar. *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 11, no. 10, pp. 1589-1596.
10. Mesloub, A., Abed-Meraim, K., & Belouchrani, A. (2017). Ground moving target classification based on micro-Doppler signature using novel spectral information features. *The 2017 European Radar Conference (EURAD)*, pp. 255-258.
11. Zenaldin, M., & Narayanan, R. M. (2016). Radar micro-Doppler based human activity classification for indoor and outdoor environments, Proc. SPIE, [online] vol. 9829, no. 98291. Available at: <http://dx.doi.org/10.1117/12.2228397> (Accessed 18 Feb.2019)
12. Cao, P., Xia, W., & Li, Y. (2018). Classification of Ground Targets Based on Radar Micro-Doppler Signatures Using Deep Learning and Conventional Supervised Learning Methods. *Radioengineering*, vol. 27, no. 3, pp. 835-845.
13. Erol, B., Amin, M. G., & Gurbuz, S. Z. (2018). Automatic data-driven frequency-warped cepstral feature design for micro-Doppler classification. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 54, no. 4, pp. 1724-1738.
14. Tivive, F. H. C., Phung, S. L., & Bouzerdoum, A. (2015). Classification of micro-Doppler signatures of human motions using log-Gabor filters. *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 9, no. 9, pp. 1188-1195.
15. Björklund, S., Petersson, H., & Hendeby, G. (2015). Features for micro-Doppler based activity classification. *IET radar, sonar & navigation*, vol. 9, no. 9, pp. 1181-1187.
16. Kim, Y., & Moon, T. (2015). Human detection and activity classification based on micro-Doppler signatures using deep convolutional neural networks. *IEEE geoscience and remote sensing letters*, vol. 13, no. 1, pp. 8-12.
17. Erol, B., & Gürbüz, S. Z. (2016). Hyperbolically-warped cepstral coefficients for improved micro-Doppler classification. *The 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, pp. 1-6.
18. Björklund, S., & Rydell, J. (2017). Micro-Doppler classification with boosting in perimeter protection. Belfast, UK. *The International Conference on Radar Systems*, pp. 23-26.
19. Gürbüz, S. Z., Erol, B., Çağlıyan, B., & Tekeli, B. (2015). Operational assessment and adaptive selection of micro-Doppler features. *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 9, no. 9, pp. 1196-1204.
20. Du, R., Fan, Y., & Wang, J. (2018). Pedestrian and Bicyclist Identification Through Micro Doppler Signature With Different Approaching Aspect Angles. *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 9, pp. 3827-3835.
21. Li, W., Xiong, B., & Kuang, G. (2017). Target classification and recognition based on micro-Doppler radar signatures. *The 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL)*, pp. 1679-1684.
22. Fan, Y., Du, R., & Wang, J. (2018). Identification of Pedestrian and Bicyclist through Range Micro Doppler Signatures. *IEICE Transactions on Information and Systems*, vol. 101, no. 2, pp. 552-555.
23. Naka, F. R., & Ward, W. W. (2000). Distant early warning line radars: The quest for automatic signal detection. *Lincoln Laboratory Journal*, vol. 12, no. 2, pp. 181-204.
24. Perov A.I. (2003). *Statisticheskaja teorija radiotekhnicheskikh sistem* [Statistical theory of radio technical systems]. Moscow: Radiotekhnika, 400p. (in Russian)
25. Grishin, U.P., Ipatov, V.P. and Kazarynov, U.M. (1990). *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radar systems], in Kazarynov, U.M. (ed.). Moscow: Vysshaja shkola, 496p. (in Russian)
26. Punt, M., Bruijn, S. M., Wittink, H., & van Dieën, J. H. (2015). Effect of arm swing strategy on local dynamic stability of human gait. *Gait & posture*, vol. 41, no. 2, pp. 504-509.
27. Ghaleb, A., Vignaud, L., & Nicolas, J. M. (2008). Micro-Doppler analysis of pedestrians in ISAR imaging. *The IET Signal Processing*, vol. 2, no. 3, pp. 301-311.
28. Garcia-Rubia, J. M., Kilic, O., Dang, V., Nguyen, Q. M., & Tran, N. (2014). Analysis of moving human micro-Doppler signature in forest environments. *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 148, pp. 1-14.
29. AWR1243 76-GHz to 81-GHz high-performance automotive MMIC evaluation module (2019). [online] Available at: <http://www.ti.com/tool/AWR1243BOOST> (Accessed 7 Jun.2019).

## МЕТОД АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ ПЕШЕХОДОВ В ДОРОЖНОЙ СЦЕНЕ ПО СИГНАЛУ МИКРО-ДОПЛЕРА ДЛЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ БЕСПИЛОТНОГО АВТОТРАНСПОРТА

**Плучевский Андрей Владимирович**, АО "КОГНИТИВ", г. Москва, Россия;  
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Россия,  
[pluch.andry@gmail.com](mailto:pluch.andry@gmail.com)

### Аннотация

Предложен метод распознавания пешехода по уникальной характеристике спектрограммы Доплера, измеренной с высоким разрешением. Задача распознавания решается в дорожной сцене на фоне движущихся автомобилей. Доплеровская спектрограмма рассматривается как двумерное радиолокационное изображение. Учитывая особенности сигнала микро-Доплера пешехода, обработка двумерного изображения сведена к одномерному пороговому. Алгоритм разработан для использования в режиме скользящего окна, при непрерывном поступлении информации о доплеровском спектре цели. Метод получен при аналитическом решении задачи и не требует применения подходов машинного обучения и нейронных сетей. Экспериментальное исследование проводилось на двух типах объектов дорожной сцены: пешеходах и автомобилях. Показано, что метод способен отличить пешехода от автомобиля даже при сопоставимой мгновенной полосе Доплеровского спектра цели. Исследована вероятность правильного обнаружения цели разработанного метода в зависимости от отношения сигнал/шум и вероятности ложной тревоги. Это позволяет задать требование к радиолокационной системе на этапе проектирования и оценить возможность использования метода в уже существующих радиолокационных комплексах. Метод подходит для применения как в области радиолокации, так и в области компьютерного зрения. Метод разрабатывался для применения в индустрии беспилотного автотранспорта и систем помощи водителю для распознавания пешеходов и принятия необходимых мер для предотвращения столкновений в непредвиденных ситуациях.

**Ключевые слова:** микро-Доплер, преобразование Фурье, автоматическое распознавание целей, распознавание пешеходов, каденсная диаграмма, автомобильный радиолокатор.

### Литература

1. Patole, S. M., Torlak, M., Wang, D., & Ali, M. (2017). Automotive radars: A review of signal processing techniques. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 34, no. 2, pp. 22-35.
2. Hasch, J. (2015). Driving towards 2020: Automotive radar technology trends. *The 2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, pp. 1-4.
3. Kim, J., Han, D. S., & Senouci, B. (2018). Radar and vision sensor fusion for object detection in autonomous vehicle surroundings. *The 2018 Tenth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, pp. 76-78.
4. Steinbaeck, J., Steger, C., Holweg, G., & Druml, N. (2017). Next generation radar sensors in automotive sensor fusion systems. *The 2017 Sensor Data Fusion: Trends, Solutions, Applications (SDF)*, pp. 1-6.
5. Горелик А.Л., Барабаш Ю.Д., Кривошеев О.В. (1990). Селекция и распознавание на основе локационной информации. М.: Радио и связь, 240 с.
6. Pluchevskiy A.V. (2019). Micro-Doppler feature extraction of pedestrian and automobile using two-dimensional fast Fourier transform. *T-Comm*, vol. 13, no.5, pp. 61-68.
7. Bartsch, A., Fitzek, F., & Rasshofer, R. H. (2012). Pedestrian recognition using automotive radar sensors. *Advances in Radio Science*, vol. 10, no. 2, pp. 45-55.
8. Nanzer, J. A., & Rogers, R. L. (2009). Bayesian classification of humans and vehicles using micro-Doppler signals from a scanning-beam radar. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 5, pp. 338-340.
9. Lee, S., Yoon, Y. J., Lee, J. E., & Kim, S. C. (2017). Human-vehicle classification using feature-based SVM in 77-GHz automotive FMCW radar. *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 11, no. 10, pp. 1589-1596.
10. Mesloub, A., Abed-Meraim, K., & Belouchrani, A. (2017). Ground moving target classification based on micro-Doppler signature using novel spectral information features. *The 2017 European Radar Conference (EURAD)*, pp. 255-258.

11. Zenaldin, M., & Narayanan, R. M. (2016). Radar micro-Doppler based human activity classification for indoor and outdoor environments, Proc. SPIE, [online] vol. 9829, no. 98291. Available at: <http://dx.doi.org/10.1117/12.2228397> (Accessed 18 Feb.2019)
12. Cao, P., Xia, W., & Li, Y. (2018). Classification of Ground Targets Based on Radar Micro-Doppler Signatures Using Deep Learning and Conventional Supervised Learning Methods. Radioengineering, vol. 27, no. 3, pp. 835-845.
13. Erol, B., Amin, M. G., & Gurbuz, S. Z. (2018). Automatic data-driven frequency-warped cepstral feature design for micro-Doppler classification. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 54, no. 4, pp. 1724-1738.
14. Tivive, F. H. C., Phung, S. L., & Bouzerdoum, A. (2015). Classification of micro-Doppler signatures of human motions using log-Gabor filters. IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 9, no. 9, pp. 1188-1195.
15. Bjrkklund, S., Petersson, H., & Hendeby, G. (2015). Features for micro-Doppler based activity classification. IET radar, sonar & navigation, vol. 9, no. 9, pp. 1181-1187.
16. Kim, Y., & Moon, T. (2015). Human detection and activity classification based on micro-Doppler signatures using deep convolutional neural networks. IEEE geoscience and remote sensing letters, vol. 13, no. 1, pp. 8-12.
17. Erol, B., & Gurbuz, S. Z. (2016). Hyperbolically-warped cepstral coefficients for improved micro-Doppler classification. The 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf), pp. 1-6.
18. Bjrkklund, S., & Rydell, J. (2017). Micro-Doppler classification with boosting in perimeter protection. Belfast, UK. The International Conference on Radar Systems, pp. 23-26.
19. Gurbuz, S. Z., Erol, B., Cagliyan, B., & Tekeli, B. (2015). Operational assessment and adaptive selection of micro-Doppler features. IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 9, no. 9, pp. 1196-1204.
20. Du, R., Fan, Y., & Wang, J. (2018). Pedestrian and Bicyclist Identification Through Micro Doppler Signature With Different Approaching Aspect Angles. IEEE Sensors Journal, vol. 18, no. 9, pp. 3827-3835.
21. Li, W., Xiong, B., & Kuang, G. (2017). Target classification and recognition based on micro-Doppler radar signatures. The 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL), pp. 1679-1684.
22. Fan, Y., Du, R., & Wang, J. (2018). Identification of Pedestrian and Bicyclist through Range Micro Doppler Signatures. IEICE Transactions on Information and Systems, vol. 101, no. 2, pp. 552-555.
23. Naka, F. R., & Ward, W. W. (2000). Distant early warning line radars: The quest for automatic signal detection. Lincoln Laboratory Journal, vol. 12, no. 2, pp. 181-204.
24. Перов А. И. (2003). Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 400 с.
25. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. (1990). Радиотехнические системы. Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высш. шк., 496 с.
26. Punt, M., Bruijn, S. M., Wittink, H., & van Dieen, J. H. (2015). Effect of arm swing strategy on local dynamic stability of human gait. Gait & posture, vol. 41, no. 2, pp. 504-509.
27. Ghaleb, A., Vignaud, L., & Nicolas, J. M. (2008). Micro-Doppler analysis of pedestrians in ISAR imaging. The IET Signal Processing, vol. 2, no. 3, pp. 301-311.
28. Garcia-Rubia, J. M., Kilic, O., Dang, V., Nguyen, Q. M., & Tran, N. (2014). Analysis of moving human micro-Doppler signature in forest environments. Progress In Electromagnetics Research, vol. 148, pp. 1-14.
29. AWR1243 76-GHz to 81-GHz high-performance automotive MMIC evaluation module (2019). [online] Available at: <http://www.ti.com/tool/AWR1243BOOST> (Accessed 7 Jun.2019)

#### **Информация об авторе:**

**Плучевский Андрей Владимирович**, Младший инженер разработчик, департамент радиолокации, АО "КОГНИТИВ", Москва, Россия;

аспирант, ассистент кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР), Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Россия

### III INTERNATIONAL CONFERENCE

# "2020 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications"

19-20 марта 2020 года, г. Москва, Конгресс-центр МТУСИ

Конференция внесена в официальный перечень конференций IEEE  
(IEEE Conference Record #48371)

Доклады участников конференции будут включены в Программу Публикаций Конференций IEEE  
(IEEE Conference Publication Program (CPP)) – **IEEE Explore**,  
возможна индексация в **Scopus** и **WoS**

**Оргвзнос: 10 000 руб.**

The main areas of the conference «Systems of signals generating and processing in the field of on board communications» include modern digital transportation systems design and technical operation, radio waves propagation, transmitting, receiving and processing signals in television and radio broadcasting devices, information technologies in transport.

**The papers which are discussed at the conference can be divided into the following chapters:**

1. Antennas and Radio Waves Propagation
2. Navigation and Mathematical Algorithms of an Object Space Orientation.
3. Radiofrequency Applications.
4. Wire and Optical Communication and Control Systems.

**Field of interest:**

- Components, Circuits, Devices and Systems
- General Topics for Engineers
- Signal Processing and Analysis

Заочное участие в конференции и в индексе IEEE не предусмотрено!

**Оргкомитет конференции:**

111024, Москва, ул. Авиамоторная, д. 8, корп. 1, офис 512

Тел.: +7 (495) 957-77-43; +7(926) 218-82-43

[boardconf@media-publisher.ru](mailto:boardconf@media-publisher.ru)