

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ и РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

2026

Том 9

№ 2

Журнал основан в 2018 г.

Выходит 6 раз в год

Почетный главный редактор

Гуляев Юрий Васильевич — научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, академик, член Президиума РАН (Москва, Россия)

Главный редактор

Вольвач Александр Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе Крымской астрофизической обсерватории РАН (Крым, Россия)

Заместитель главного редактора

Ермолов Павел Петрович — кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» инженерного факультета Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Редакционная коллегия

Абрамов Игорь Иванович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры микро- и нанoeлектроники, заведующий научно-исследовательской лабораторией «Физика приборов микро- и нанoeлектроники» Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Афонин Игорь Леонидович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» инженерного факультета Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Белкин Михаил Евсеевич — доктор технических наук, профессор, заведующий научно-технологической лабораторией и профессор МИРЭА — Российского технологического университета (Москва, Россия)

Бичурин Мирза Имамович — доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой проектирования и технологии радиоэлектронной аппаратуры Новгородского государственного университета (Великий Новгород, Россия)

Богатырёв Юрий Владимирович — доктор технических наук, главный научный сотрудник Научно-практического центра НАН Беларуси по материаловедению (Минск, Беларусь)

Борисова Нина Александровна — доктор исторических наук, доцент, заместитель директора по науке и технике Центрального музея связи им. А. С. Попова, профессор кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского университета телекоммуникаций им. профессора М. А. Бонч-Бруевича (Санкт-Петербург, Россия)

Громов Дмитрий Викторович — доктор технических наук, профессор отделения нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике офиса образовательных программ, главный научный сотрудник центра экстремальной прикладной электроники института нанотехнологий в электронике, спинтронике и фотонике Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ» (Москва, Россия)

Гудков Александр Григорьевич — доктор технических наук, профессор кафедры «Технология приборостроения» МГТУ им. Н. Э. Баумана (Москва, Россия)

Запарий Владимир Васильевич — доктор исторических наук, профессор Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина (Екатеринбург, Россия)

Запевалов Владимир Евгеньевич — доктор физико-математических наук, заведующий лабораторией гиротронов для управляемого термоядерного синтеза Института прикладной физики РАН (Нижний Новгород, Россия)

Иванов Вячеслав Элизбарович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Ipeev Dimov Stojce — Professor at University of Johannesburg (South Africa)

Ипатов Александр Васильевич — доктор технических наук, профессор, научный руководитель Института прикладной астрономии РАН (Санкт-Петербург, Россия)

Касьянов Александр Олегович — доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Инженерно-технологической академии Южного федерального университета (Таганрог, Россия)

Колосов Станислав Васильевич — доктор физико-математических наук, профессор кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Криворучко Юрий Тимофеевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации (Санкт-Петербург, Россия)

Ларионов Михаил Григорьевич — доктор физико-математических наук, заместитель руководителя Астрокосмического центра Физического института им. П. Н. Лебедева (Москва, Россия)

Малютин Николай Дмитриевич — доктор технических наук, профессор кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры, директор НИИ систем электрической связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (Томск, Россия)

Носков Владислав Яковлевич — доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий — РТФ Уральского федерального университета им. первого Президента России Б. Н. Ельцина» (Екатеринбург, Россия)

Обухов Илья Андреевич — доктор физико-математических наук, заместитель генерального директора по научной работе НПП «Радиотехника» (Москва, Россия)

Овчинникова Елена Викторовна — доктор технических наук, профессор кафедры 406 Национального исследовательского университета «Московский авиационный институт» (Москва, Россия)

Пестриков Виктор Михайлович — доктор технических наук, профессор кафедры аудиовизуальных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения (Санкт-Петербург, Россия)

Пестряков Александр Валентинович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиооборудование и схемотехника», руководитель научно-исследовательского отдела «Радиотехнические системы и устройства» Московского технического университета связи и информатики (Москва, Россия)

Руденко Константин Васильевич — доктор физико-математических наук, руководитель лаборатории физики и технологий приборов нанoeлектроники НИЦ «Курчатовский институт» — ФТИАН им. К. А. Валиева, профессор НИУ МФТИ (Москва, Россия)

Совлуков Александр Сергеевич — доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (Москва, Россия)

Старостенко Владимир Викторович — доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиофизики и электроники Физико-технического института Крымского федерального университета им. В. И. Вернадского» (Симферополь, Россия)

Чаусов Денис Николаевич — доктор физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией фотоники и органической электроники Центра биофотоники Института общей физики им. А. М. Прохорова Российской академии наук (Москва, Россия)

Широков Игорь Борисович — доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» инженерного факультета Высшей технологической школы «Севастопольский приборостроительный институт» федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Международный редакционный совет

Богущ Вадим Анатольевич — доктор физико-математических наук, профессор, ректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (Минск, Беларусь)

Евстигнеев Максим Павлович — доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной деятельности федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Севастопольский государственный университет» (Севастополь, Россия)

Nemai Chandra Karmakar — associate professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Новиков Владимир Витальевич — доктор технических наук, профессор кафедры ракетного вооружения надводных кораблей Черноморского высшего военно-морского ордена Красной Звезды училища им. П. С. Нахимова» (Севастополь, Россия)

Содержание

Физические науки (1.3)

Григорян А. Г., Баранов А. А., Вольвач А. Е., Канониди К. Х.

Локальные вариации компонентов геомагнитного поля
как возможные предвестники землетрясений в Параване и Спитаке 195

Аверина Л. И., Беликов Д. И.

Комбинированный метод отбора признаков для моделей машинного обучения
при решении задачи прогнозирования состояния помеховой обстановки 216

Электроника, фотоника, приборостроение и связь (2.2)

Обухов И. А., Обухов И. И.

Зависимость электрических характеристик релаксационного
квантового транзистора от размеров его областей 229

Дегтярев А. Н., Зеленкевич Д. Ю., Поляков А. Л., Афонин И. Л.

Согласованный фильтр для приема сигналов
в условиях межсимвольной интерференции 247

Афонин И. Л., Ивановский Н. В., Макаренко Е. О.

Разработка аппаратного комплекса измерения характеристик электромагнитных
волн от судовых и береговых станций района А1 ГМССБ 257

Карпов В. Н.

Оценка степени разреженности сигналов для применения теории
сжатой дискретизации в отношении частотно-разреженных сигналов 273

Карлусов В. Ю., Кудрявченко И. В.

Модель канала связи на базе нерекурсивного цифрового фильтра 287

История науки и техники (5.6.6)

Носов Н. В.

История технического воплощения всемасштабности Цифровой Земли 302

Пестриков В. М.

Зарождение и развитие радиоламповых технологий в Нидерландах 317

Ермолов П. П.

История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте.
Навигационные РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчики РЛС 350

INFOCOMMUNICATIONS and RADIO TECHNOLOGIES

2026

Vol. 9

No. 2

The journal was founded in 2018
Published 6 times a year

Honorary Chief Editor

Gulyaev Yuri Vasilievich – Scientific Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics n. a. V. A. Kotelnikov RAS, academician, member of the Presidium of the Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)

Editor-in-Chief

Volvach Alexander Evgenyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Director for Research of the Crimean Astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences (Crimea, Russia)

Deputy Editor-in-Chief

Yermolov Pavel Petrovich – Candidate of Technical Sciences, Professor of the Department “Radio electronics and telecommunications” of Faculty of Engineering Higher Technological School “Sevastopol Instrument-Making Institute” of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Editorial Board

Abramov Igor Ivanovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, Head of the Research Laboratory “Physics of Micro- and Nanoelectronics Devices” of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Afonin Igor Leonidovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the “Radio electronics and telecommunications” of Faculty of Engineering Higher Technological School “Sevastopol Instrument-Making Institute” of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Belkin Mikhail Yevseyevych – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Scientific and Technological Laboratory and Professor of MIREA — Russian Technological University (Moscow, Russia)

Bichurin Mirza Imamovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Head of the Department of Design and Technology of Radio-Electronic Equipment of Novgorod State University (Veliky Novgorod, Russia)

Bogatryov Yuri Vladimirovych – Doctor of Technical Sciences, Chief researcher of the Scientific and Practical Center of the National Academy of Sciences of Belarus for Materials Science (Minsk, Belarus)

Borisova Nina Aleksandrovna – Doctor of Historical Sciences, Associate Professor, Deputy director for science and technology of the Central Museum of Communications n. a. A. S. Popov, Professor of the department of information communication systems of the St. Petersburg University of Telecommunications n. a. Professor M. A. Bonch-Bruevich (St. Petersburg, Russia)

Gromov Dmitry Viktorovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the Office of Educational Programs, Chief Researcher of the Center for Extreme Applied Electronics Institute of Nanotechnologies in Electronics, Spintronics and Photonics of the National Research Nuclear University “MEPhI” (Moscow, Russia)

Gudkov Aleksandr Grigoryevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department “Technology of Instrumentation” of Bauman Moscow State Technical University (Moscow, Russia)

Zaparyi Vladimir Vasilyevich – Doctor of Historical Sciences, Professor of the Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia)

Zapevalov Vladimir Yevgenyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory of Gyrotrons for Controlled Thermonuclear Fusion at the Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences (Nizhny Novgorod, Russia)

Ivanov Vyacheslav Elizbarovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia)

Ilcev Dimov Stojce — Professor at University of Johannesburg (South Africa)

Ipatov Aleksandr Vasilyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Scientific Supervisor of the Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences (St. Petersburg, Russia)

Kasyanov Aleksandr Olegovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Engineering and Telecommunication Systems of the Engineering and Technology Academy of the Southern Federal University (Taganrog, Russia)

Koloso Stanislav Vasilyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Computing Methods and Programming of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Krivoruchko Yuri Timofeyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio-Electronic Systems of the St. Petersburg State University of Civil Aviation (St. Petersburg, Russia)

Larionov Mikhail Grigoryevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy Head of the Astrocosmic Center of the Physical Institute n. a. P. N. Lebedev (Moscow, Russia)

Malyutin Nikolay Dmitriyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Designing Components and Parts of Radioelectronic Equipment, Director of the Research Institute of Electrical Communication Systems at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (Tomsk, Russia)

Noskov Vladislav Yakovlevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies – RTF of Ural Federal University n. a. first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia)

Obukhov Ilya Andreyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Deputy General Director for Research, Radiotekhnika Co. (Moscow, Russia)

Ovchinnikova Yelena Viktorovna – Doctor of Technical Sciences, Professor of Department 406 of the National Research University “Moscow Aviation Institute” (Moscow, Russia)

Pestrikov Victor Mikhaylovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Audiovisual Systems and Technologies of St. Petersburg State Institute of Film and Television (St. Petersburg, Russia)

Pestryakov Alexandr Valentinovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Equipment and Circuitry, Head of the Research Department of Radio Engineering Systems and Devices of Moscow Technical University of Communications and Informatics (Moscow, Russia)

Rudenko Konstantin Vasilyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Laboratory of Physics and Technologies of Nanoelectronics Devices of the National Research Center “Kurchatov Institute – K. A. Valiev Institute of Physics and Technology of the Russian Academy of Sciences, Professor of the National Research University Moscow Institute of Physics and Technology (Moscow, Russia)

Sovlukov Alexandr Sergeyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Chief Researcher of the Institute of Control Problems n. a. V. A. Trapeznikov of the Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)

Starostenko Vladimir Viktorovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor of the Department of Radiophysics and Electronics of the Physico-Technical Institute of Crimean Federal University n. a. V. I. Vernadsky (Simferopol, Russia)

Chausov Denis Nikolayevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor, Head of the Laboratory of Photonics and Organic Electronics of the Biophotonics Center of the Institute of General Physics named after. A. M. Prokhorov Russian Academy of Sciences (Moscow, Russia)

Shirokov Igor Borisovich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department “Radio electronics and telecommunications” of Faculty of Engineering Higher Technological School “Sevastopol Instrument-Making Institute” of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

International Editorial Council

Bogush Vadim Anatolyevich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Rector of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Belarus)

Evstigneyev Maksim Pavlovich – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Vice-Rector for Research, of Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education “Sevastopol State University” (Sevastopol, Russia)

Nemai Chandra Karmakar – Associate Professor at Department of Electrical and Computer Systems Engineering Monash University (Australia)

Novikov Vladimir Vitalyevich – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Missile Weapons of Surface Ships of Black Sea Higher Naval School n. a. P. S. Nakhimov (Sevastopol, Russia)

Address:

Sevastopol State University
33, Universitetskaya str., Sevastopol, 299053, Russian Federation
E-mail: icrt.mail@mail.ru
Website: <https://www.sevsu.ru/icrt>

Contents

Physical sciences

- A. G. Grigorian, A. A. Baranov, A. E. Volvach, and K. Kh. Kanonidi**
Local Variations of the Geomagnetic Field Components as Possible
Precursors of the Paravan and Spitak Earthquakes 195
- L. I. Averina and D. I. Belikov**
Combined Method of Feature Selection for Machine Learning Models
in Solving the Problem of Forecasting the State of Interference Environment 216

Electronics, photonics, instrumentation and communications

- I. A. Obukhov and I. I. Obukhov**
Dependence of the Relaxation Quantum Transistor Electrical Characteristics
from the Sizes of its Regions 229
- A. N. Degtyaryov, D. Yu. Zelenkevich, A. L. Polyakov, and I. L. Afonin**
The Matched Filter for Receiving a Signals
in the Presence of Intersymbol Interference 247
- I. L. Afonin, N. V. Ivanovsky, and Ye. O. Makarenko**
Development of a Hardware Complex for Measuring the Characteristics of
Electromagnetic Waves from Ship and Coastal Stations of the A1 GMDSS Area 257
- V. N. Karpov**
Estimation of the Degree of Signal Sparseness for the Application
of Compressed Sampling Theory to Frequency-Sparse Signals 273
- V. Yu. Karlusov and I. V. Kudryavchenko**
Model of a Communication Channel Based on FIR Digital Filter 287

History of science and technology

- N. V. Nosov**
The History of the Technical Implementation of the Omnipresence of Digital Earth 302
- V. M. Pestrikov**
The Origin and Development of Radio Tube Technology in the Netherlands 317
- P. P. Yermolov**
History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet.
Navigation Radars, Identification Radars and Radar Transceivers 350

Local Variations of the Geomagnetic Field Components as Possible Precursors of the Paravan and Spitak Earthquakes

A. G. Grigorian¹, A. A. Baranov¹, A. E. Volvach², and K. Kh. Kanonidi³

¹ Schmidt Institute of Physics of the Earth of the RAS, Moscow, Russia

² Radio Astronomy and Geodynamics Department of CrAO, Yalta, Russia

³ Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radiowave Propagation of the RAS, Moscow, Russia

volvach@bk.ru

Received: February 2, 2026

Peer-reviewed: February 12, 2026

Accepted: February 12, 2026

Abstract: We analyze variable geomagnetic field δT which characterizes the change in electrical conductivity in the Earth's crust for the Armenia from 1986 to 1993. Possible geomagnetic precursors of the Paravan (13.05.1986, $M=5.4$) and Spitak (07.12.1988, $M=7.0$) earthquakes were obtained. About half a year before the Spitak earthquake, the parameters of the ratios of bay-like variations (30–60 and 5–25 min) of the horizontal and vertical components of the geomagnetic field δT decreased by about 30%. An analysis of the data two months before the Paravan earthquake also shows a sharp drop in the values of this parameter by 20–25%. In the interval between two earthquakes, the ratios of bay-like variations lie in the range of $\pm 10\%$ with an average value of 1. For the Sq variations of the δD , δH , and δZ components of the geomagnetic field δT , a sharp drop was observed about a month before the Paravan earthquake from 1.2 to 0.8. After the Paravan earthquake, all three components partially returned to their pre-earthquake parameters (~ 1.2) within a few months. Further, a monotonous decrease in all three components of the geomagnetic field was observed up to the Spitak earthquake from 1.2 to 0.54. After this earthquake, the bay-like and Sq variations returned to normal values between 1 and 1.2 within a few months. The difference in the behavior for the bay-like and Sq variations in the period between two earthquakes is possibly associated with the beginning of the preparation of the Spitak earthquake a few months after the Paravan earthquake.

Keywords: Earth, magnetic field, earthquake, precursors, Türkiye.

For citation (APA): Grigorian, A. G., Baranov, A. A., Volvach, A. E., & Kanonidi, K. Kh. (2026). Local Variations of the Geomagnetic Field Components as Possible Precursors of the Paravan and Spitak Earthquakes. *Infocommunications and Radio Technologies*, 9(1), 195–215, doi: 10.21227/11az-yh45

1. Introduction

The seismotectonic process, which is considered as a change in the stress-strain state of the geological environment, which contributes to the emergence of heterogeneities in this environment, is complex e.g. [1]. Heterogeneities that have arisen in the geological environment are reflected in natural fields, in particular in the geomagnetic field, and cause variations of a certain type [2].

Although the magnitude of the alternating magnetic field is insignificant compared to the magnitude of the constant field of the Earth, nevertheless, its study is of great scientific interest. The local variations of this field carry information about changes in the electrical conductivity of the geological environment associated with geodynamic processes in the earth's crust [3].

The electromagnetic induction created in the Earth by Sq- and bay-like variations of the magnetic fields characterizes the state of the medium, since the magnitude of the local magnetic response of the medium to external variations depends on the electrical conductivity, dielectric and magnetic permeability of its constituent structures. Variations in the geomagnetic field (solar-diurnal, bay-like, etc.) caused by external sources, such as ionospheric currents in the E layer, currents flowing in the upper layers of the atmosphere, contain important information about geodynamic processes in the earth's crust.

Although the nature of geomagnetic variations is not always obvious, but using them it is possible to reveal spatio-temporal changes in electromagnetic induction in the earth's crust, which is a kind of sign of changes in the physical parameters of the geological environment. Of greatest interest for geophysical applications are low-frequency electromagnetic fields, which are associated with large-scale tectonic processes that lead to deformations and destruction of local crustal volumes e.g. [4, 5].

In turn, the parameters of the medium strongly depend on the fluids and gases present in it. So, due to the introduction of hydrogen into the crystal lattice and the diffusion of hydrogen along the crystal lattice of the rock to a certain zone in front of the fault, local destruction can occur when the critical hydrogen concentration in this zone is reached. In addition, hydrogen greatly changes the electrical conductivity of a substance due to the greater mobility of ions. Helium can also be found in the geological environment. In laboratory studies of the interaction of hydrogen and helium with rocks in the samples, a change in the structure and its amorphization under the action of helium, as well as the restoration of a single-crystal structure during the extraction of rocks from this medium, were found.

During the experiments, the destruction of materials occurred due to the formation of chains of micropores, which was due to the peculiarities of the crystal lattices. When helium and hydrogen were implanted in them, physical parameters, in particular electrical conductivity, changed greatly in rocks. Features of changes in the properties of samples during the implementation and release of light gases from them are reflected in the properties of the geological environment, but on a large scale e.g. [6].

The development of geodynamic processes, which are accompanied by a change in the stress-strain state of the earth's crust and the accumulation of seismic energy, is manifested in changes in the physical parameters of various geophysical fields available to our observation. Changes in the amplitude-frequency composition of the magnetic field variations occur both due to fluctuations of an external source and due to changes in the magnetic and electrical properties of the geological environment. Fluctuations of an external source are associated with the formation of new current systems. The interaction of solar corpuscular streams with the Earth's magnetic field generates complex current systems, which are one of the sources of local geomagnetic variations observed on the Earth's surface.

In this study, for the territory of Armenia, a method was developed and tested for assessing changes in the local geomagnetic field of external origin (alternating magnetic field) at different depths of the earth's crust and upper mantle due to the development of heterogeneities that arose during the activation of the geodynamic process. Changes in the parameters of the geomagnetic field for the period from 1986 to 1993, measured at three magnetic variation stations, in the study area of Armenia are analyzed. The results of the analysis of geomagnetic field variations created by an external source are presented. It is shown that the identified anomalous changes in the local geomagnetic field are caused by changes in electromagnetic induction or electrical conductivity in the study area and can be used as a medium-term precursor of strong earthquakes.

2. Data and methods

2.1. The Equations.

To study local changes in electromagnetic induction, the calculated parameter $N(A)$ (proposed by Professor Yu. P. Skovorodkin) was applied, which is the ratio of the amplitudes of synchronously measured variations of the field components δT , created by an external source, at different pairs of stations:

$$N(A) = A_i / A_j \quad (1)$$

where A_i and A_j are the amplitudes of variations in the geomagnetic field components at points i and j [5, 7]. Using the $N(A)$ parameter, one can not only de-

tect anomalous changes in the local geomagnetic field of external origin δT , but also evaluate these changes. The periods of geomagnetic variations used by us are sufficiently large, which allows us to neglect displacement currents in what follows. Then the basic equations of electromagnetism are:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = 4\pi \vec{i}, \operatorname{rot} \vec{E} = \frac{\partial H}{\partial t}, \vec{i} = \partial E \operatorname{rot} \vec{H} = 4\pi \vec{i}, \operatorname{rot} \vec{E} = \frac{\partial H}{\partial t}, \vec{i} = \partial E \quad (2)$$

For an isotropic medium:

$$\vec{H} = \frac{\beta}{\mu}, \quad (3)$$

where $\vec{H}$ is the magnetic field strength, $\vec{E}$ is the electric field strength, $\vec{i}$ is the current density, β is the magnetic induction, μ is the magnetic permeability, ∂ is the electrical conductivity.

It follows from these equations that a change in the induced field δH^i can be caused by changes in $\vec{E}, \vec{i}, \partial, \mu$. The question arises: what processes could cause, sufficient in magnitude, local changes in these parameters in (real time) over periods from months to several years.

2.2. Study area.

In order to study the geodynamic process in fault-block structures using magnetometry, in 1986 in Armenia, magnetovariational monitoring was organized and a network of stations for geomagnetic observations was created (Fig.1). Three-component analog magnetovariation stations of the Bobrov MVS-3 system were installed in the areas of the settlements of Jradzor, Tovuz and Garni, which provided round-the-clock observations of the spatial components of the alternating magnetic field δT . The instrument resolution was about 0.5–0.8 nT.

The studied territory of Armenia is characterized by a complicated geological and tectonic structure. It experiences a differential nature of uplift and mountain building [8]. Areas of increased seismic activity are characterized by the presence of highly magnetic crystalline rocks and a variety of structures of electrotelluric fields [9, 10].

Faults of northwestern orientation, especially Pambak-Sevan, which is considered the eastern continuation of the North Anatolian deep fault, and Bazum-Sevan, control seismicity and play a major role in the formation of geological and structural features of the western part of the study area. These faults have traces of Pleistocene and Holocene seismic movements [11], whereas this area is a potential source of seismic hazard.

In the central part of the study area, there are the North Anatolian and Garni deep faults. This part of Armenia is also one of the seismically active regions e.g. [12]. Less active, from a seismic point of view, is the north-east area

where the Tovuz station is located. Based on the above, the selected area is very promising for studying spatiotemporal changes in the natural alternating magnetic field using magnetometry methods.

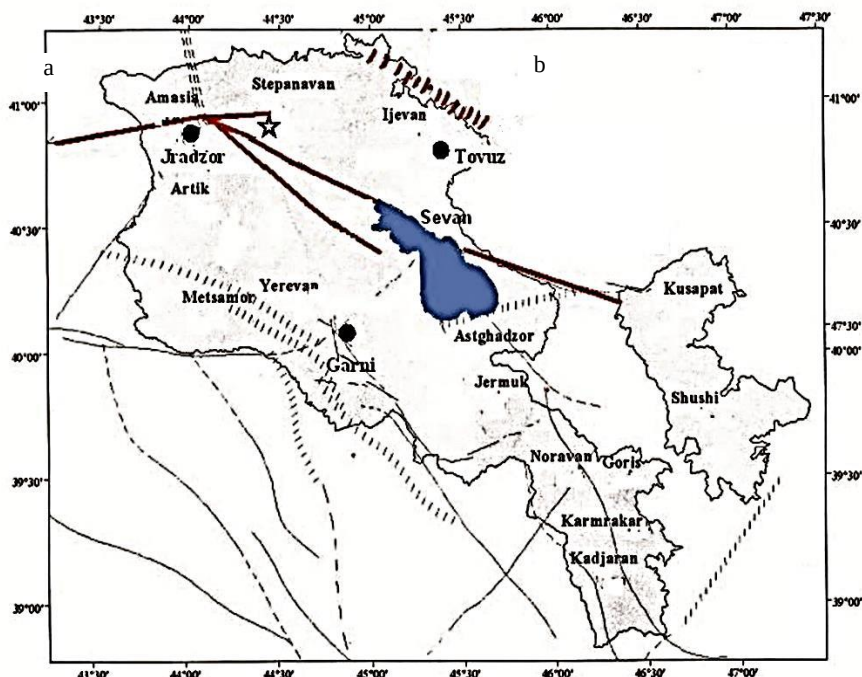


Fig. 1. Location of geomagnetic-variation stations on the territory of the Republic of Armenia.
 The black circles indicate geomagnetic-variation stations

2.3. Sources of field variation δT .

To solve many scientific and applied problems related to the study of the geomagnetic field, it is necessary to divide it into parts due to different sources. It has been established that electric currents flow in the E layer of the ionosphere at altitudes between 90 and 130 km, which cause quiet-type magnetic field variations. Their effects are clearly visible on the Earth's surface in middle and low latitudes. These current systems are called external sources – δH^e . A variable magnetic field of external origin in the entire spectrum of geomagnetic variations induces electric currents inside the conducting Earth, which, in turn, they become sources of a change in the magnetic field. Variations of the fields of these sources are usually called internal – δH^i . It has been shown that, on average, 2/3 of the amplitude of geomagnetic field variations on the Earth's surface are due to external, and 1/3 internal sources [13].

2.4. Estimation of the contribution of the external field to the spatiotemporal variations of the parameter $N(A)$.

Variations of the alternating magnetic field registered on the earth's surface δH^H are the sum of the external inducing δH^e and internal induced δH^i components:

$$\delta H^H = \delta H^e + \delta H^i \quad (4)$$

The effect of the δH^e field on changes in δH^H is estimated. Ultimately, the question was reduced to considering the relationship of external field variations with geographic latitude and local time. To reveal differences in the amplitudes of variations at different stations, variations in δH_X , δH_Y , and δH_Z are calculated for each of the spatial components of the total vector δH_T of the geomagnetic field [14].

For the first time such calculations were carried out under the guidance of Professor Yu. P. Skovorodkin for 38–40°N on the territory of Tajikistan, with full coverage of observation points in spherical angular coordinates $\Delta\theta = (\theta - \theta_0) = 2.5^\circ$. The relationship of Sq variations with geographic latitude and local time has been considered in detail. Calculations show that the space-time structure of the field of Sq-variations (fields of external origin) of the study area (Tajikistan) can be considered homogeneous.

Based on this, it can be assumed that the inhomogeneity of the external field does not introduce noticeable distortions in the variations of the geomagnetic field δH^H recorded on the Earth's surface, and, consequently, in the calculation of the $N(A)$ parameter. The x-component δH_X had the maximum discrepancy, no more than 3.0 nT, while δH_Y reached 0.28 nT and δH_Z reached 0.34 nT. These discrepancies correspond to the pair of the most remote stations, taking into account the actual observed amplitude of Sq variations.

2.5. Solar-diurnal geomagnetic variations.

Solar-diurnal variations (S) are caused by the rotation of the Earth in the magnetic field of ionospheric vortices. There are two types of solar-diurnal variations: calm (Sq) and disturbed (Sd). The current system that creates Sq variations consists of northern and southern eddies, whose centers are located near the noon meridian at geomagnetic latitude of about 30°N, S. The diameter of the eddies reaches 5–10 thousand kilometers [15]. The strength and direction of the induced currents depend on the illumination of the earth's atmosphere by the sun. One third of the variations in the geomagnetic field are of induced origin. The daily course of Sq variations is different at different latitudes of the northern and southern hemispheres. They depend on geographic latitude, i.e., local time, on the season of the year, on the 11-year cycle of solar activity, and on the level of solar activity [13]. If we bear in mind that the latitude coordinates of

stations in Armenia are close to the latitude coordinates of stations in Tajikistan, then the method of calculating Sq-variations described above can be applied in Armenia as well. The performed calculations confirmed this fact [16, 17]. Table 1 presents changes in the calculated parameter $N(A)$ due to the external component δH^e for the geomagnetic field components $N(A)_H$ and $N(A)_Z$ between all observation stations in Armenia.

Table 1. Possible changes in the calculated parameter $N(A)$ due to the external component δH^e for the geomagnetic field components $N(A)_H$ and $N(A)_Z$ between all observation points in Armenia

$N(A)$	<i>Jradzor–Tovuz</i>	<i>Jradzor–Garni</i>	<i>Garni–Tovuz</i>
$N(A)_H$	0,997	1,05	0,95
$N(A)_Z$	0,999	1,0257	0,9739

It follows from the results obtained that this technique can be applied in Armenia, since the inhomogeneity of the external field (δH^e) does not introduce noticeable distortions in the variations of the variable geomagnetic field of the study area.

2.6. Bay-shaped variations.

To obtain more detailed information about the changes in electromagnetic induction at different horizons of the earth's crust, in addition to Sq variations, we also studied bay-like variations (D_b) of different periods of the δZ , δH and δD components [5, 18]. Figure 2 shows examples of writing $S(q)$ and bay-shaped variations.

Bay-shaped variations (according to Hotokeyama) are caused by a special system of electric currents in the ionosphere. With an increase in ionospheric currents flowing along the aurora zone, in the range of geomagnetic latitudes of $65\text{--}70^\circ$, a polar electrojet is formed, the length of which reaches 2–3 thousand km. These substorms appear as bay-shaped variations (D_b). Duration (D_b) ranges from several minutes to 2–3 hours. (D_b), flowing simultaneously at all stations of the globe, have a maximum intensity in the auroral zone after a change in sign caused by the influence of spreading currents, where the amplitude δH^H is ten times greater (50 A/km) than in low latitudes [13]. Due to such values, it is not possible to perform a spherical, harmonic analysis for bays. Such an analysis is possible only for low latitudes, as well as for the poles, where the graphs of the amplitudes δZ , δH are similar in shape to the magnetic field of a magnet located with its axis parallel to the meridian at latitude 70° .

2.7. Assessment of external influence on geomagnetic field variations δT .

To estimate the contribution of the external source field to the change in the $N(A)$ parameter, for bay-like variations arising due to δH^e , calculations

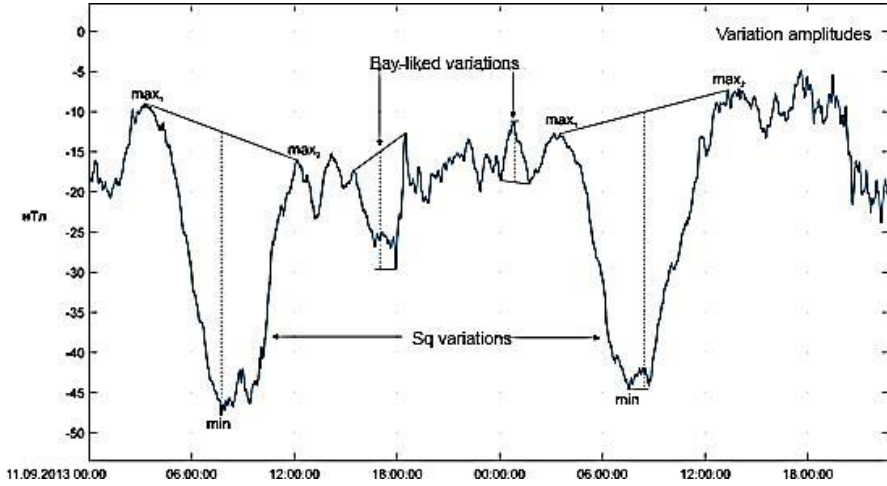


Fig. 2. Example of the Sq and bay-shaped variations of the δH component of geomagnetic field. The dashed lines indicate the amplitudes of the selected variations

were carried out taking into account the coordinates of stations in Armenia [16]. The magnetic field created by linear currents at a distance h from the Earth is determined by the Biot-Savart law:

$$\delta H_T = \frac{2I}{c} \frac{[lr]}{r^3} \quad (5)$$

where l is the unit vector in the direction of the current I , r is the distance from the considered point P to the streamline. The vertical and horizontal components of this field are determined by the formulas:

$$\delta H = \frac{2I}{c} \frac{h}{h^2 + x^2}, \quad \delta Z = \frac{2I}{c} \frac{x}{h^2 + x^2}. \quad (6)$$

Graphs of D_b variations of the magnetic field components at all stations located near the same meridian, at different latitudes, almost coincide. The linear current height h is easy to find, assuming that the bay-like variations are caused solely by the current flowing in the upper atmosphere (Fig. 2). To determine the height h , the field strength vectors are constructed at points located along the meridian near the 70th parallel, and perpendiculars are drawn to them. The intersection point of the perpendiculars gives the height h of the linear current. The current strength I is determined from formulas (6), setting $x = 0$ (Fig. 3).

$$\frac{I}{c} = \frac{\delta H_T h}{2} \quad (7)$$

DPI-index denote the class of magnetic disturbances with maximum intensity manifested in the auroral zone ($\Phi \sim 67^\circ$) in the form of positive and nega-

tive deviations from the quiet level – the so-called magnetic bays) [13]. As a result, for the current strength, the value $I \sim 10^5$ A (one hundred thousand) was obtained, and for the height $H > 100$ km. The above calculations are valid when the distance between the points P and Q is small compared to the contour dimensions. With known current and height, the values taking into account the coordinates of the Armenian stations are determined in accordance with formulas (Eq.6) and (Eq.7) [16]. Further, the values of δH and δZ are calculated for all stations.

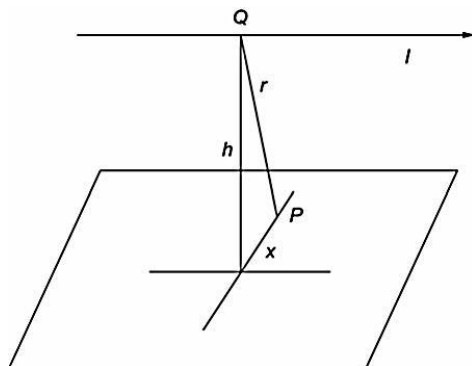


Fig. 3. Derivation of the linear current field. For explanations of notations, see the text

The results of these calculations are shown below:

$$H_{\text{Jradzor}} = 24.4 \text{ nT},$$

$$H_{\text{Tovuz}} = 24.47 \text{ nT},$$

$$H_{\text{Garni}} = 23.21 \text{ nT}.$$

Using these values, the parameter $N(A)_H$ between all stations is determined:

$$N(A)_{H1} = H_{\text{Jradzor}} / H_{\text{Tovuz}} = 24.4 / 24.47 = 0.997,$$

$$N(A)_{H2} = H_{\text{Jradzor}} / H_{\text{Garni}} = 24.4 / 23.21 = 1.05,$$

$$N(A)_{H3} = H_{\text{Garni}} / H_{\text{Tovuz}} = 23.21 / 24.47 = 0.95.$$

$N(A)_Z$ between all stations was calculated in the same way [19]. The results obtained for bay-shaped variations are given in Table.3.

2.8. Method of primary data processing.

Data processing was carried out in the following stages:

1. Selection of variations of a certain type and period, synchronous measurement at different stations, for the components δZ , δH and δD , from magnetograms.

2. Grouping selected variations by certain periods a) 2–25 minutes, b) 30–60 minutes, c) 5–10 hours (Sq-variations).

3. Determination of the amplitudes of the selected variations, which were carried out according to the formula:

$$A_{\delta H} = (\delta H_{\max 1} + \delta H_{\max 2} - 2\delta H_{\min})/2 \quad (8)$$

Where $\delta H_{\max 1}$, $\delta H_{\max 2}$ and $\delta H_{\min}$ are the extreme values of the selected variations in mm (similarly for the components δD and δZ).

4. The amplitudes obtained in mm were converted to nT.

5. Using formula (1) the array of obtained data was used to determine the average monthly values of the parameter $N(A)$:

$$N(A) = A_i/A_j \quad (9)$$

where A_i and A_j are the amplitudes of variations of the geomagnetic field components at points i, j . During processing, it turned out that the ratio of the amplitudes of variations with a positive or negative sign have the same values.

The average monthly values of the parameter are determined by the formula:

$$N(A)_{i,j} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m N_k(A)_{i,j} \quad (10)$$

where m is the number of cases in a month of Sq-variations on calm days or bay-like variations.

6. Construction of time series using monthly average values of $N(A)$ for all pairs of stations. For Armenia, the time interval 1986–1993 was studied.

3. Results

Using the method of primary data processing, the following results were obtained. Table 2 shows the minimum and maximum values of the parameter $N(A)$ for Sq variations for the period 1986–1988 for the δH and δZ components of the geomagnetic field.

Table 2. Actual results of observations: minimum and maximum values of the parameter $N(A)$ for Sq variations due to the induced δH^i component for the period 1986–1988 for the δH and δZ components of the geomagnetic field

$N(A)Sq$	$N(A)_H - max$	$N(A)_H - min$	$N(A)_Z - max$	$N(A)_Z - min$
Jradzor – Tovuz	1.22	0.54	1.25	0.59
Jradzor – Garni	1.09	0.72	0.99	0.58
Garni – Tovuz	1.2	0.93	1.27	0.93

Table 3 shows the results of calculations of the parameter $N(A)$ for bay-shaped variations due to the induced δH^i component for the period 1986–1988 for the δH and δZ components of the geomagnetic field.

The results obtained in graphical form, for all components and for all periods for 1986–1993 are presented in Figures 4–8. Figure 4 presents change of

Table 3. Actual results of observations: minimum and maximum values of the parameter $N(A)$ for bay-shaped variations due to the induced δH^i component for the period 1986-1988 for the δH and δZ components of the geomagnetic field

$N(A)$ for bay-shaped variations between Jradzor and Tovuz stations				
$N(A)$ 30–60 min	1.33 ± 0.09	0.73 ± 0.08	1.34 ± 0.09	0.54 ± 0.09
$N(A)$ 10–25 min	1.28 ± 0.18	0.68 ± 0.1	1.37 ± 0.26	0.53 ± 0.16

average monthly values of the $N(A)$ parameter for Sq-variations of the δZ component between all stations, in accordance with the released seismic energy for the period 1986–1988 (Jradzor – Tovuz [$N_1(A)$], Jradzor – Garni [$N_2(A)$], Garni – Tovuz [$N_3(A)$]).

Figure 5 shows the variability of monthly average values of parameter $N(A)$ for Sq variations of components δD , δH and δZ of geomagnetic field between Jradzor-Tovuz stations for the period 1986-1993. The main local minimum corresponds with Spitak (1988, $M=7.0$) seismic event (0.54), whereas Paravan (1986, $M=5.4$) earthquake corresponds with another sharp local minimum (0.8). After these strong events parameter $N(A)$ for Sq variations of components δD , δH and δZ increases sharply and recovers to the values 1.1-1.2 after Paravan earthquake and 1.05-1.15 after Spitak earthquake respectively.

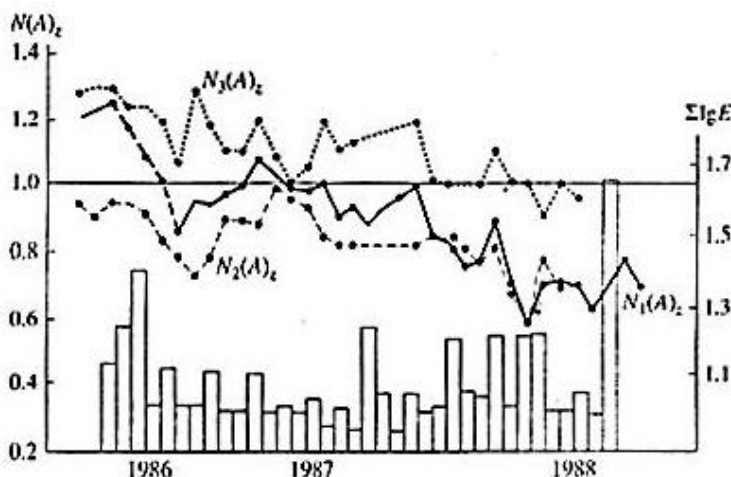


Fig. 4. Change of average monthly values of the $N(A)$ parameter for Sq-variations of the δZ component between all stations, in accordance with the released seismic energy for the period 1986–1988: Jradzor – Tovuz [$N_1(A)$], Jradzor – Garni [$N_2(A)$], Garni – Tovuz [$N_3(A)$]

Figure 6 presents change in the average monthly values of the parameter $N(A)$ for bay-like variations with periods of 5–25 min and 30–60 min for the components δH , δZ of the geomagnetic field δN_T .

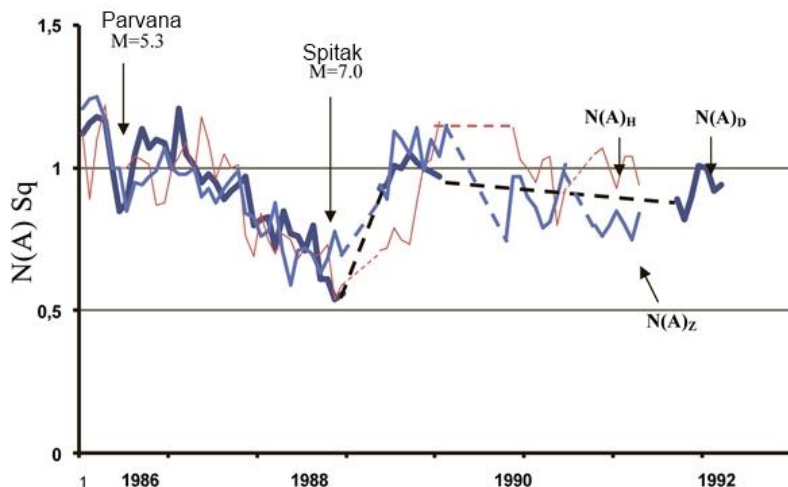


Fig. 5. Change of monthly average values of parameter $N(A)$ for Sq variations of components δD , δH and δZ of geomagnetic field between Jradzor – Tovuz stations for the period 1986–1993

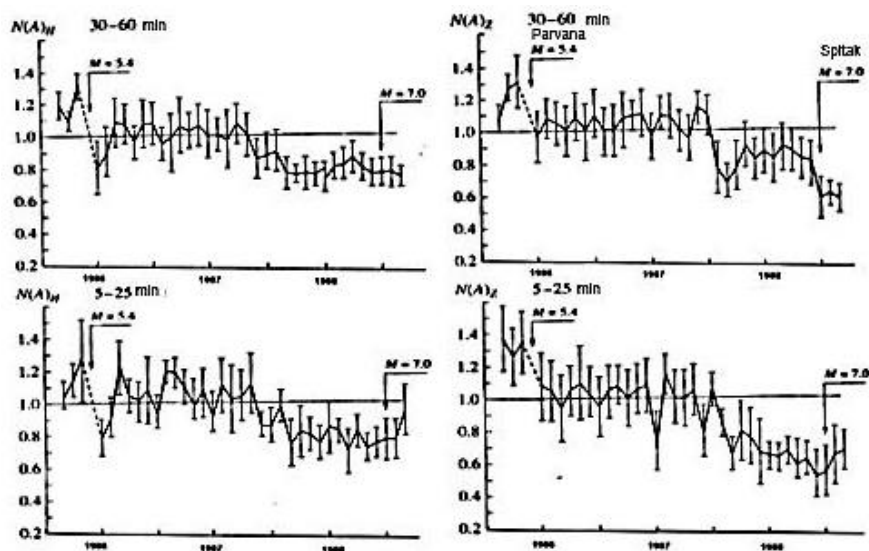


Fig. 6. Change in the average monthly values of the parameter $N(A)$ for bay-like variations with periods of 5–25 min and 30–60 min for the components δH , δZ of the geomagnetic field δN_T

To compare the obtained results, the mean monthly values of the synchronous difference $\Delta\delta T$ were simultaneously calculated for the same pairs of stations. Obviously, the difference values of the geomagnetic field $\Delta\delta T(t) = \delta T_i(t) - \delta T_j(t)$ are correlated with the time course of the parameter $N(A)$ (Figure 7).

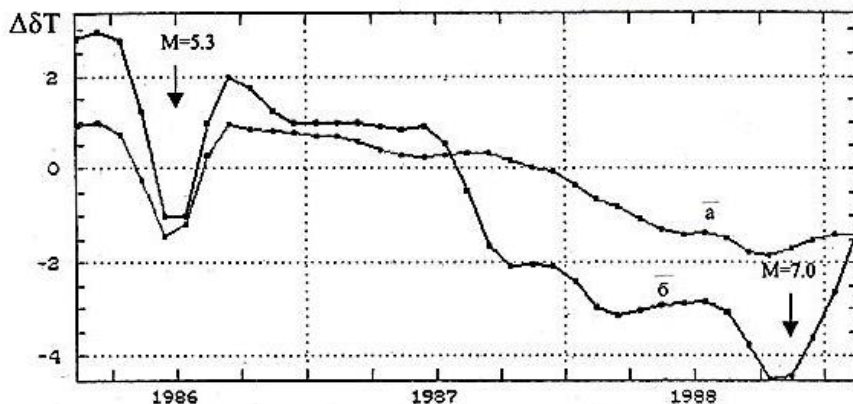


Fig. 7. Smoothed time series of average monthly values of the synchronous difference $\Delta\delta T$ between Jradzor and Tovuz stations, for variations with periods of a) 5–25, b) 30–60 minutes for the period 1986–1988

Results of observations by other methods.

Since the main changes in magnetic parameters are associated with Jradzor stations, the results of gravimetric observations for this area were used for discussion. The materials covering the period 1983–1990 were kindly provided by A. O. Oganessian. The results of repeated gravity observations for the study area of Armenia, for a given period, showed that within the active faults, an unstable pulsating nature of the change in gravity is observed. The gravity changes in these zones exceed $100 \cdot 10^{-8} \text{ m/sec}^2$ per year, which is 3–5 times higher than the changes observed in the areas of development of stable blocks. Spatiotemporal relationships between the gravity changes and seismicity have been established [19].

To explain the process taking place in the earth's crust, the results of a study of geochemical and seismic observations of this territory were used [20, 21]. During this observation period, geochemical variations of various kinds were also recorded in the study area. It should be noted that all observation wells are located on different active faults, which makes it possible to observe the geochemical reaction throughout the territory of Armenia and neighboring countries. In the well, which is located in the Pambak-Sevan fault system, during the observation period, variations in geochemical components (HCO_3 , Cl, Ca, pH, etc.) were recorded. These variations appear sharply only before strong earthquakes. Helium variations appeared approximately 40 days before the Spitak earthquake. These variations are accompanied by a monotonous decrease in water pressure and sharp pulsations of gases. As a result of comparing the time series obtained by the author of the work with gravimetric and geochemi-

cal data, it can be seen that the most contrasting changes in $N(A)$, $\Delta\delta T$, gravity and helium coincide in time. These changes are timed to the moments of strong earthquakes [22].

4. Analysis and discussion of the obtained results

The applied methods allowed:

- a) To identify and evaluate anomalous changes in the local geomagnetic field during the preparation of the 1988 Spitak earthquake;
- b) To fix the direction of the process that took place in the earth's crust of the study area (in this case from bottom to top);
- c) To show the reversibility of the process,
- d) To identify the most geodynamic active zones in the study areas, as well as identify the precursors of strong earthquakes.

Analyzing the results obtained for the northern part of Armenia, where the changes in electromagnetic induction for 1986–1993 were estimated using the $N(A)$ parameter, the authors come to the conclusion that before and after the Spitak earthquake, significant changes in electrical conductivity occurred in the geological environment.

It follows from (Table 2) that the difference between the maximum and minimum values of $N(A)$, within which changes occur, taking into account errors, significantly exceeds the calculated values possible due to the external inducing component (H^e) (see Table 1). Therefore, changes in the parameter $N(A)$ are mainly caused by the induced δH^i component. The most significant changes were recorded between the pairs of Iradzor-Tovuz stations. The maximum changes in the $N(A)$ parameter, taking into account measurement errors, reach 35% [5, 18].

After the Paravan earthquake for almost a year, there is a kind of relative stabilization of the state of the environment. And then an almost monotonous decrease in the values of the $N(A)$ parameter begins, which, as noted above, reflects a change in the conductivity of the medium (Fig. 3, 4). Such noticeable and rapid changes in real time at different depths begin at different times. They first begin at a depth from the crust-mantle boundary (S_q -variations), and after a few months they only appear in the upper layers of the earth's crust (Fig. 3, 4). After reaching the maximum, after a while, the Spitak earthquake occurs. Further, the real-time environment slowly returns to almost its previous state (Fig. 4). Since these significant changes in the environment occurred in real time, they are not the result of slow tectonic movements.

It should be noted here that magnetic variation stations under the guidance of Professor Yu. P. Skovorodkin, were installed very competently: two

stations – in the seismically active zones of Armenia (Jradzor, Garni), and the 3rd station (Tovuz) in a moderately calm zone. The correct location of the stations later made it possible to detect anomalous changes in the magnetic field during the preparation of a strong Spitak earthquake in December 1988.

Comparing the calculated and actually observed values, it can be assumed that the difference in the values of the $N(A)$ parameter is mainly due to local changes in the induced component at the stations. Rapid variations in environmental parameters, seismic and deformation processes are assumed to be associated with the degassing of the Earth [6]. This process takes place in a limiting energy-saturated environment. A number of scientists also assumed that the cause of such changes in the environment is the Earth's gas respiration, especially hydrogen and helium degassing.

A change in the induction field δH^i can also occur due to the appearance of local additional electric fields (which can be caused by a change in the hydro regime) and, as a consequence, the occurrence of electrokinetic effects [23].

However, as follows from the results of field observations, full-scale modeling and theoretical constructions, even in the limiting case, the contribution of the current currents at depths from meters to kilometers to the amplitudes of the variations used by us can hardly be recorded [24]. If we proceed from the phenomenon of changes in magnetic permeability due to changes in the stress state of rock masses (piezomagnetic effect), then here, in the limiting case, there will be no significant changes in the amplitudes of variations [6].

The most acceptable mechanism seems to be the change in electrical conductivity as a result of the degassing of the Earth and the emergence of fluid filtration flows [25]. The results obtained allow us to assume that changes in the induced field δH^i in natural conditions and on a real-time scale could be carried out:

a) during intensive filtration of a large amount of fluids into the upper sedimentary cover;

b) the introduction of hydrogen and helium into the geological environment, i.e. into the upper sedimentary cover [23, 25].

5. Conclusions

In this study changes in the variable geomagnetic field δT were analyzed using the ratio of the amplitudes of synchronously measured variations in the δT field components created by an external source, which characterizes the change in electrical conductivity in the Earth's crust due to the development of geodynamic processes at different pairs of stations in the northern part of Armenia from March 1986 to 1993. To assess the change in the state of the geological environment, the parameter $N(A)$ was used – the ratio of the amplitudes of ge-

omagnetic field variations caused by an external source and measured synchronously at different pairs of stations.

The calculated parameter $N(A)$ made it possible to estimate spatio temporal changes in the local response of the geomagnetic field and changes in electrical conductivity, identify zones where the geodynamic process develops most actively, and subsequently determine the areas of preparation of sources of large earthquakes.

The study of local changes in the $N(A)$ parameter made it possible to evaluate changes in the electrical conductivity of the medium, which are associated with the development of geodynamic processes in the earth's crust. Both natural ascending fluid flows and the penetration of hydrogen and helium into the geological environment are one of the main factors, one might even say the main one, influencing seismic deformations in the mechanism of earthquakes and have a trigger effect.

Using variations of the geomagnetic field of external origin for different periods (10–25 min., 25–60 min. and 60–90 min. and Sq-variations), anomalous changes in the local geomagnetic field of external origin were recorded at different depths of the earth's crust and upper mantle for the study area Armenian Republic.

An analysis of the data two months before the Paravan earthquake shows a sharp drop in the values of the ratios of bay-like variations (30–60 and 5–25 min) from about 1.3 to 1. In the interval between two earthquakes, the ratios of bay-like variations lie in the range of 0.9–1.2 with an average value of 1. Several months before the Spitak earthquake, the parameters of the ratios of bay-like variations (30–60 and 5–25 min) of the horizontal and vertical components of the geomagnetic field δT decreased from about 1.3 to 1.

Sq variations of the δD , δH , and δZ components of the geomagnetic field δT sharply drops at about a month before the Paravan earthquake from 1.2 to 0.8. After the Paravan earthquake δD , δH , and δZ components partially reached their pre-earthquake values (~ 1.2) within a few months. Before the Spitak earthquake monotonous decrease in all three components of the geomagnetic field from 1.2 to 0.54 was observed. After this strong event, the bay-like and Sq variations returned to normal values between 1 and 1.2 within a few months.

The causes of anomalous changes in the local geomagnetic field of external origin are different, since the sources created by these changes are also different.

Based on the obtained results, significant changes in the geomagnetic field of the study area make it possible to use the ratio of geomagnetic field amplitudes to identify strong earthquake precursors. Anomalous changes in the parameter $N(A)$ for the period 1986–1988 for the studied territory of Armenia can be considered the precursors of two major earthquakes: Paravan ($M = 5.4$, 1986) and Spitak ($M = 7.0$, 1988).

Acknowledgments

The work is carried out within the framework of the state assignment of the IPE RAS.

References

1. Dobrovolsky, I.P. (1984). *Earthquake preparation mechanics*. Moscow, IFZ AN SSSR. [In Russ.].
2. Bezuglaya, L.S., Prokhorov, A.A., Skovorodkin, Yu.P., & Tonoyan, E. P. (1986). The Use of Sq Variations for Studying the Seismotectonic Process // *Dokl. Akad. Nauk Arm. SSR*, 82(1), 33–37.
3. Berdichevsky, M.N. & Dmitriev, M.I. (1992). *Magnetotelluric sounding of horizontally homogeneous media*. Moscow, Nedra. [In Russ.].
4. Vanyan, L.L. & Hindman, R.D. (1996). On the Origin of Electrical Conductivity in the Consolidated Crust. *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*, 32(4), 266–271.
5. Grigorian, A.G. (2007). Local geomagnetic field variations of external origin: A case study of Armenia. *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*, 43(6), 88–95.
6. Gufeld, I.L. (2012). Geological consequences of amorphization of the lithosphere and upper mantle structures caused by hydrogen degassing. *Geodynamics & Tectonophysics*, 3(4), 417–435.
7. Vanyan, L.L. & Hindman, R.D. (1996). On the Origin of Electrical Conductivity in the Consolidated Crust. *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*, 32(4), 266–271.
8. Adamia, S., Zakariadze, G., Chkhotua, T., Sadradze, N., Tsereteli, N., Chabukiani, A., & Gventsadze, A. (2011). Geology of the Caucasus: A review. *J. Earth Sci.*, 20, 489–544.
9. Burmin, V.Yu., Shemeleva, I.B., Fleyfel, L.D., Avetisyan, A.M., & Kazaryan, K.S. (2019). Spatial distribution of crustal earthquakes in the Caucasus. *Seism. Instrum.*, 55, 84–91.
10. Lukk, A.A. & Shevchenko, V.I. (2019). Seismicity, tectonics, and GPS geodynamics of the Caucasus. *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*, 55, 626–648.
11. Karakhanian, A., Djrbashian, R., Trifonov, V., Philip, H., Arakelian, S., & Avagian, A. (2002). Holocene-historical historical volcanism and active faults as natural risk factor for Armenia and Adjacent Countries. *J. Volcanol. Geotherm. Res.*, 113(1-2), 319–344.
12. Karakhanian, A. & Abgaryan, Y. (2004). Evidence of historical seismicity and volcanism in the Armenian Highland (from Armenian and other sources). *Ann. Geophys.*, 47, 793–810.
13. Karakhanian, A., Djrbashian, R., Trifonov, V., Philip, H., Arakelian, S., & Avagian, A. (2002). Holocene-historical volcanism and active faults as natural risk factor for Armenia and Adjacent Countries. *J. Volcanol. Geotherm. Res.*, 113(1-2), 319–344.
14. Burmin, V.Yu., Shemeleva, I.B., Fleyfel, L.D., Avetisyan, A.M., & Kazaryan, K.S. (2019). Spatial distribution of crustal earthquakes in the Caucasus. *Seism. Instrum.*, 55, 84–91.
15. Kissin, I.G. (2011). Influence of fluid systems of the consolidated crust on degassing of the earth and oil formation. *Dokl. Earth Sc.*, 440(1), 1202–1206.
16. Rikitake, T. (1976). *Earthquake prediction*. Amsterdam etc., Elsevier.
17. Skovorodkin, Y.P. & Grigoryan, A.G. (1998). *Magnetic variation monitoring in the territory of Armenia for 1986–1988*. Moscow, Geoinform-mark. [In Russ.].
18. Grigorian, A.G. & Likhodeev, D. V. (2021). On the problem of identification of possible precursors of strong seismic events in local variations of components of the vector of the geomagnetic field. *Geophysical Research*, 22(3), 5–25.
19. Oganessian A.O., Oganessian S.M., & Babadzhanyan A.G. (1989). On the results of the studies carried out on non-tidal changes in gravity at the Shirak geodynamic test site. *International Symposium*, Abstracts, Yerevan, p. 135–136.

20. Biagi, P.F., Bella, F., Cozzi, E., Ermini, A., Martinelli, G., Khatkevich, Y.M., Gordeev, E.I., & Zilpimiani, D. (1999). Groundwater helium content related to the Spitak (Armenia) and Karymski (Russia) earthquakes. *IL Nuovo Cimento*, 22C, 399–406.
21. Burmin, V.Yu., Shemeleva, I.B., Fleyfel, L.D., Avetisyan, A.M., & Kazaryan, K.S. (2017). Results of seismological data processing for the territory of Armenia, *Seism. Instrum.*, 53(2), 103–110.
22. Igumnov, V.A. & Stepanyan, Z.G. (1989). Some hydrogeochemical aspects of the Spitak earthquake. *Izv. AN Arm. SSR, Earth Sciences*, XL(3), 24–33.
23. Kormiltsev, V. & Ratushnyak, A. (1997). Electric and magnetic field during fluid flow in porous medium with local inhomogeneities of filtration and electrical properties. *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*, 8, 81–87.
24. Bezuglaya, L.S. & Skovorodkin, Y.P. (1983). Tectonomagnetic research in the USSR 1976–1981. In *The current state in the field of geomagnetism*. Moscow, Nauka, 120–127. [In Russ.].
25. Kissin, I.G. (2016). Fluid mode of the source and the area of preparation of the earthquake. *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*, 5, 102–119.

Information about the authors

Alina G. Grigorian, PhD. Sci., Schmidt Institute of Physics of the Earth of the RAS, Russia.

Alexej A. Baranov, PhD. Sci., Schmidt Institute of Physics of the Earth of the RAS, Russia.

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBIS “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Crimea.

Konstantin Kh. Kanonidi, PhD. Sci., Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radiowave Propagation of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

УДК 550.344.385

Локальные вариации компонентов геомагнитного поля как возможные предвестники землетрясений в Параване и Спитаке

¹ Григорян А. Г., ¹ Баранов А. А., ² Вольвач А. Е., ³ Канониди К. Х.

¹ Институт физики Земли имени О. Ю. Шмидта РАН
Б. Грузинская ул., 10, стр. 1, Москва, Россия, 123995, Российская Федерация

² Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория РАН, Ялта, 298688, Российская Федерация

³ Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкова Российской академии наук (ИЗМИРАН)
Калужское шоссе, д. 4, г. Троицк МО, 108840, Российская Федерация

volvach@bk.ru

Получено: 2 февраля 2026 г.

Отрецензировано: 12 февраля 2026 г.

Принято к публикации: 12 февраля 2026 г.

Аннотация: Проанализировано переменное геомагнитное поле, характеризующее изменение электропроводности земной коры для Армении в период с 1986 по 1993 год. Получены возможные геомагнитные предвестники землетрясений в Параване (13.05.1986, $M = 5,4$) и Спитаке (07.12.1988, $M = 7,0$). Примерно за полгода до землетрясения в Спитаке параметры отношения байесоподобных вариаций (30—60 и 5—25 мин) горизонтальной и вертикальной компонент геомагнитного поля уменьшились примерно на 30 %. Анализ данных за два месяца до землетрясения в Параване также показывает резкое падение значений этого параметра на 20—25 %. В интервале между двумя землетрясениями отношение вариаций в форме залива находится в диапазоне $\pm 10\%$ со средним значением 1. Для вариаций S_q компонент δD , δH и δZ геомагнитного поля наблюдалось резкое падение примерно за месяц до землетрясения в Параване с 1,2 до 0,8. После землетрясения в Параване все три компоненты частично вернулись к своим параметрам до землетрясения ($\sim 1,2$) в течение нескольких месяцев. Далее, до землетрясения в Спитаке наблюдалось монотонное уменьшение всех трех компонент геомагнитного поля с 1,2 до 0,54. После этого землетрясения вариации в форме залива и S_q вернулись к нормальным значениям от 1 до 1,2 в течение нескольких месяцев. Различие в поведении вариаций в форме залива и S_q в период между двумя землетрясениями, возможно, связано с началом подготовки землетрясения в Спитаке через несколько месяцев после землетрясения в Параване.

Ключевые слова: Земля, магнитное поле, землетрясение, предвестники, Турция.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Grigorian A. G., Baranov A. A., Volvach A. E., Kanonidi K. Kh. Local Variations of the Geomagnetic Field Components as Possible Precursors of the Paravan and Spitak Earthquakes // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 2. С. 195—215.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Grigorian, A. G. Local Variations of the Geomagnetic Field Components as Possible Precursors of the Paravan and Spitak Earthquakes / A. G. Grigorian, A. A. Baranov, A. E. Volvach, K. Kh. Kanonidi // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 195—215.

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания ИФЗ РАН.

Список литературы

1. Добровольский И. П. Механика подготовки тектонического землетрясения. Москва : Ин-т физики Земли им. О. Ю. Шмидта АН СССР, 1984. 189 с.
2. Безуглая Л. С., Прохоров А. А., Сковородкин Ю. П., Тоноян Е. П. Использование Sq вариаций для изучения сеймотектонического процесса // Докл. АН Арм. ССР. 1986. Т. 82, № 1. С. 33—37.
3. Бердичевский М. Н. Магнитотеллурическое зондирование горизонтально-однородных сред. Москва : Недра, 1992. 249 с.
4. Vanyan L. L., Hindman R. D. On the Origin of Electrical Conductivity in the Consolidated Crust // Izvestiya. Physics of the Solid Earth. 1996. Vol. 32, no 4. P. 266—271.
5. Grigorian A. G. Local geomagnetic field variations of external origin : A case study of Armenia // Izvestiya. Physics of the Solid Earth. 2007. Vol. 43, no. 6. P. 88—95.
6. Gufeld I. L. Geological consequences of amorphization of the lithosphere and upper mantle structures caused by hydrogen degassing // Geodynamics & Tectonophysics. 2012. Vol. 3, no. 4. P. 417—435.
7. Vanyan L. L., Hindman R. D. On the Origin of Electrical Conductivity in the Consolidated Crust // Izvestiya. Physics of the Solid Earth. 1996. Vol. 32, no. 4. P. 266—271.
8. Adamia S., Zakariadze G., Chkhotua T., Sadradze N., Tsereteli N., Chabukiani A., Gventsadze, A. Geology of the Caucasus : A review // Turk. J. Earth Sci. 2011. Vol. 20. P. 489—544.
9. Burmin V. Yu., Shemeleva I. B., Fleyfel L. D., Avetisyan A. M., Kazaryan K. S. Spatial distribution of crustal earthquakes in the Caucasus // Seism. Instrum. 2019. Vol. 55. P. 84—91.
10. Lukk A. A., Shevchenko V. I. Seismicity, tectonics, and GPS geodynamics of the Caucasus // Izvestiya. Physics of the Solid Earth. 2019. Vol. 55. P. 626—648.
11. Karakhanian A., Djrbaşian R., Trifonov V., Philip H., Arakelian S., Avagian A. Holocene-historical volcanicism and active faults as natural risk factor for Armenia and Adjacent Countries // J. Volcanol. Geotherm. Res. 2002. Vol. 113, no. 1-2. P. 319—344.
12. Karakhanian A., Abgaryan Y. Evidence of historical seismicity and volcanicism in the Armenian Highland (from Armenian and other sources) // Ann. Geophys. 2004. Vol. 47. P. 793—810.
13. Karakhanian A., Djrbaşian R., Trifonov V., Philip H., Arakelian S., Avagian A. Holocene-historical volcanicism and active faults as natural risk factor for Armenia and Adjacent Countries // J. Volcanol. Geotherm. Res. 2002. Vol. 113, no. 1-2. P. 319—344.
14. Burmin V. Yu., Shemeleva I. B., Fleyfel L. D., Avetisyan A. M., Kazaryan K. S. Spatial distribution of crustal earthquakes in the Caucasus // Seism. Instrum. 2019. Vol. 55, P. 84—91.

15. Kissin I. G. Influence of fluid systems of the consolidated crust on degassing of the earth and oil formation // *Dokl. Earth Sc.* 2011. Vol. 440, no. 1. P. 1202–1206.
16. Рикитаке Т. Предсказание землетрясений / Пер. с англ. А. Л. Петросяна и Н. И. Фроловой ; под ред. Е. Ф. Саваренского. Москва : Мир, 1979. 388 с.
17. Григорян А. Г., Сковородкин Ю. П. Магнитовариационный мониторинг на территории Армении за 1986—1988 гг. В сб. : Научно-практическая конференция «Опыт комплексного изучения геофизических полей для целей сейсмопрогноза», 13—15 мая 1998 г. Москва : Геоинформмарк, 1998. С. 39—40.
18. Grigorian A. G., Likhodeev D. V. On the problem of identification of possible precursors of strong seismic events in local variations of components of the vector of the geomagnetic field // *Geophysical Research*. 2021. Vol. 22, no. 3. P. 5–25.
19. Oganessian A. O., Oganessian S. M., Babadzhanyan A. G. On the results of the studies carried out on non-tidal changes in gravity at the Shirak geodynamic test site. In : *International Symposium, Abstracts*. Yerevan, 1989. P. 135–136.
20. Biagi P. F. et al. Groundwater helium content related to the Spitak (Armenia) and Karymski (Russia) earthquakes // *IL Nuovo Cimento*. 1999. Vol. 22C. P. 399–406.
21. Burmin V. Yu. et al. Results of seismological data processing for the territory of Armenia // *Seism. Instrum.* 2017. Vol. 53, no. 2. P. 103–110.
22. Игумнов В. А., Степанян З. Г. Некоторые гидрогеохимические аспекты Спитакского землетрясения // *Изв. АН Арм. ССР. Науки о Земле*. 1989. Том. XL, № 3). С. 24—33.
23. Kormiltsev V., Ratushnyak A. Electric and magnetic field during fluid flow in porous medium with local inhomogeneities of filtration and electrical properties // *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*. 1997. Vol. 8. P. 81–87.
24. Безуглая Л. С., Сковородкин Ю. П. Тектономагнитные исследования в СССР 1976—1981 гг. В. кн. : Современное состояние в области геомагнетизма. М. : Наука, 1983. С. 120—127.
25. Kissin I. G. Fluid mode of the source and the area of preparation of the earthquake // *Izvestiya. Physics of the Solid Earth*. 2016. Vol. 5. P. 102–119.

Информация об авторах

Григорян Алина Гришаевна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник Института физики Земли им. О. Ю. Шмидта РАН, Российская Федерация.

Баранов Алексей Андреевич, кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник Института физики Земли им. О. Ю. Шмидта РАН, Российская Федерация.

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», Российская Федерация.

Канониди Константин Харлампиевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник Института земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкова Российской академии наук (ИЗМИРАН), Российская Федерация.

УДК 621.391.82:004.8

Комбинированный метод отбора признаков для моделей машинного обучения при решении задачи прогнозирования состояния помеховой обстановки

Аверина Л. И., Беликов Д. И.

Воронежский государственный университет

Университетская пл., 1, г. Воронеж, 394018, Российская Федерация

averina@phys.vsu.ru, belikov_di@phys.vsu.ru

Получено: 5 декабря 2025 г.

Отрецензировано: 12 декабря 2025 г.

Принято к публикации: 12 декабря 2025 г.

Аннотация: В работе предложен метод комплексной модификации пространства параметров при синтезе моделей машинного обучения для задач прогнозирования помеховой обстановки, основанный на замене наименее релевантной группы признаков их линейной комбинацией. На основе экспериментальных данных проведена оценка эффективности предложенного подхода и его сравнение с другими алгоритмами с точки зрения вычислительной сложности и точности моделирования. Определено, что предложенный метод позволяет существенно уменьшить вычислительную сложность моделей на этапе обучения при незначительном росте ошибки на тестовом множестве данных.

Ключевые слова: отбор признаков, машинное обучение, прогностические модели, сигнально-помеховая обстановка.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Аверина Л. И., Беликов Д. И. Комбинированный метод отбора признаков для моделей машинного обучения при решении задачи прогнозирования состояния помеховой обстановки // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 216—228.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Аверина, Л. И. Комбинированный метод отбора признаков для моделей машинного обучения при решении задачи прогнозирования состояния помеховой обстановки / Л. И. Аверина, Д. И. Беликов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 216—228.

1. Введение

Одним из подходов, используемых для создания устойчивых каналов передачи информации в условиях сложной электромагнитной обстановки, является организация радиосвязи на наименее зашумленных частотах в доверительные интервалы времени, заданные на основе анализа и прогнозирования помеховой обстановки. Воздействие природных, антропоморфных и техногенных факторов существенно усложняет задачу эффективного предсказания уровня непреднамеренных помех в заданном диапазоне частот. Стремительное развитие систем искусственного интеллекта, удешевление вычислительных мощностей, а также тенденция к цифровизации средств сбора и мониторинга информации о состоянии радиоаппаратуры и окружающей среды позволяют вести поиск эффективного решения обозначенной проблемы.

Для того чтобы успешно бороться с помехами или избегать их, необходимо разрабатывать модели, успешно предсказывающие их уровень. Одним из типов предсказательных моделей являются модели, основанные на алгоритмах машинного обучения. Они обладают различными архитектурами и вычислительной сложностью, используют различные методы обучения. В работе [1] была предложена одна из таких моделей для прогнозирования помеховой обстановки в радиоканале, показавшая свою эффективность.

Отбор признаков является ключевой операцией предварительной обработки данных в машинном обучении, направленный на выбор наиболее значимых и информативных признаков из пространства параметров. Устранение избыточных и нерелевантных параметров позволяет прогнозистическим моделям на основе машинного обучения более эффективно использовать данные, что в теории повышает точность моделей и их устойчивость к переобучению.

Методы отбора признаков без модели не зависят от алгоритма глубокого обучения и ранжируют признаки в соответствии с их статистическими свойствами, такими как взаимная информация, коэффициент корреляции, дисперсия и т. д. Статистические методы обычно характеризуются более низкой стоимостью вычислений и высокой гибкостью, не требуя априорных знаний. Эти методы обычно ранжируют признаки в соответствии с их внутренними свойствами, а основным недостатком является направленность на выявление линейных взаимосвязей между признаками и целевой группой, что приводит к потере информации, содержащейся в нелинейных взаимосвязях параметров и целевой переменной.

Целью данной работы было разработать комплексный метод отбора признаков, включающий различные подходы, и произвести оценку его эффективности и влияния на вычислительную сложность для различных моделей прогнозирования, основанных на алгоритмах машинного обучения.

2. Методы оценки пространства параметров

Для первичной оценки признаков часто используют методы «жадного» перебора с ресинтезом модели при добавлении или редуцировании параметров, а также гребневую и логистическую регуляризацию, первоначальная задача которых — штрафовать наименее релевантные параметры, содержащиеся в данных.

Последовательные алгоритмы отбора, применяемые в моделях с ранжированием, каждый раз заново обучают модель с новым набором признаков путем добавления или удаления случайного признака. После этого признаки ранжируются, отбираются наиболее релевантные и модель переобучается на проранжированном наборе признаков. Все это может потенциально снизить итоговую точность прогноза и требует значительных вычислительных затрат.

Гребневая регуляризация накладывает штраф на функцию потерь за большие индивидуальные веса модели. Увеличивая силу регуляризации с помощью параметра регуляризации, веса смещаются в сторону нуля, уменьшая зависимость модели от обучающих данных. Логистическая регуляризация изначально устремляет вес большинства параметров к нулю, тем самым формируя разреженные векторы признаков. Однако операция регуляризации для некоторых моделей машинного обучения и алгоритмов оптимизации является неприменимой.

Для уменьшения размерности входных данных и их косвенной оценки используют метод главных компонент, который преобразует исходное пространство признаков в новое сжатое пространство меньшей размерности, т. е. стремится найти направления максимальной дисперсии в многомерных данных и проецирует данные на новое подпространство равными или меньшими измерениями, чем исходное.

В данной работе предлагается комбинированный подход, который позволяет осуществить оценку признаков без привязки к модели, в отличие от традиционной регуляризации, без изменения наиболее значимых признаков, в отличие от метода главных компонент и без длительного переобучения прогностических моделей, в отличие от итерационных алгоритмов отбора.

Для оценки значимости информационного вклада параметров был использован ряд методов математической статистики, а также косвенные

методы оценки, взвешивающие вклад признака после синтеза математической модели.

Случайный лес [2] — широко используемый для оценки признаков алгоритм ансамблевого обучения, основанный на древовидной структуре. После тренировки на множестве $D_n = \{(X_i, Y_i)\}_{i=1}^n$ для каждого элемента множества записывается ошибка неотобранных элементов. Затем для каждого дерева такая ошибка усредняется по всему случайному лесу. Для того чтобы оценить ранг j -го параметра после тренировки, его значения перемешиваются для всех записей множества и ошибка неотобранных элементов вычисляется заново. Важность параметра оценивается путем усреднения по всем деревьям разности показателей ошибок неотобранных элементов до и после перемешивания значений. При этом значения таких ошибок нормализуются на стандартное отклонение. Недостатком метода является то, что, если два или более параметра окажутся сильно коррелированы, один из них может получить очень высокий ранг, в то время как информация о других может быть утеряна.

Метод *Regression ReliefF* [3] определяет важность признаков на основании оценки разности соседних образцов текущего и соседнего класса признаков. В частности, если наблюдается разница в значениях признака для двух ближайших соседей одного класса, его важность снижается, а если наблюдается различие между значениями признака для объектов разных классов, то важность, соответственно, повышается:

$$W(X) = \frac{P_{(Y|X)P_X}}{P_{diffY}} - \frac{(1 - P_{(Y|X)})P_X}{1 - P_Y}$$

$$P_Y = P(\hat{Y}_i | Y_i)$$

$$P_{Y|X} = P(\hat{Y}_i | (X_i, Y_i))$$

Взаимная информация (*Mutual information*) [4] — статистическая функция двух случайных величин, описывающая количество информации, содержащееся в одной случайной величине относительно другой. Определяется через энтропию и условную энтропию двух случайных величин:

$$I(X, Y) = H(X) - H(X|Y);$$

$$H(X) = - \sum_x p(x) \log p(x) = -E[\log(p(x))];$$

$$H(X|Y) = - \sum_{x,y} p(x, y) \log p(x|y) = -E[\log(p(x|y))].$$

Симметричная неопределенность [5] — мера корреляции между признаками и целевой переменной:

$$SU(X, Y) = 2 * \frac{I(X, Y)}{H(X) + H(Y)},$$

где $H(X)$ и $H(Y)$ — энтропии, основанные на вероятностях, связанных с каждым признаком и значением целевой переменной соответственно, а $I(X, Y)$ — взаимная информация.

F -тест или критерий Фишера [6] — это статистический метод, основанный на измерении внутриклассовых и межклассовых различий. Для случая линейной регрессии с нормально распределенными случайными ошибками статистика определяется выражениями:

$$F = \frac{\frac{R^2}{k-1}}{\frac{1-R^2}{n-k}};$$

$$R^2 = 1 - \frac{D[y|x]}{D[y]};$$

$$D[y|x] = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2;$$

$$D[y] = \sum_{i=1}^n \left(y_i - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \right)^2;$$

где k — количество параметров модели, n — объем выборки, R — коэффициент детерминации, $y_i, \hat{y}_i$ — фактические и расчетные значения объясняемой переменной.

Коэффициент корреляции Пирсона [7], известный также как коэффициент парной корреляции, или коэффициент корреляции произведения моментов, представляет собой статистику, которая измеряет величину линейной связи между двумя переменными:

$$r = \frac{\sum (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2 \sum (y_i - \bar{y})^2}}$$

В методе $LASSO$ [8] значимость признака оценивается соответствующими коэффициентами модели линейной регрессии, которые находятся из решения задачи минимизации среднеквадратичной ошибки. При этом в функцию потерь добавляется штраф на величину коэффициентов:

$$Y = X\hat{\beta} + \varepsilon$$

$$\hat{\beta} = \operatorname{argmin} \left(\sum_{i=1}^n (y_i - \sum_{j=1}^p \beta_j x_{ij})^2 + \lambda |\beta| \right)$$

где λ — параметр регуляризации, имеющий смысл штрафа за сложность.

3. Комбинированный метод отбора признаков

Операция отбора параметров может быть сформулирована следующим образом.

Берется наблюдаемый набор входных данных $X \in R^{p \times n}$, где p — количество признаков, n — количество выборок. $x_{i,j}$ представляет i -й признак j -й выборки, а X_i обозначает i -й признак по всем выборкам. Для задачи регрессии метки обозначаются как $Y \in R^n$ и представляют собой дискретные переменные. Используем $S \subseteq \{1, 2, \dots, p\}$ для обозначения индексов подмножества признаков. Цель отбора параметров заключается в нахождении такого подмножества признаков $X_S = \{X_i : i \in S\}$, чтобы $L(f_\theta(X_S), Y)$ было минимизировано настолько, насколько это возможно. Здесь L — это функция потерь, а $f_\theta(\cdot)$ — модель обучения.

Подделками для множества признаков $X = (X_1, \dots, X_p)$ называется новое множество случайных переменных $\tilde{X} = (\tilde{X}_1, \dots, \tilde{X}_p)$ удовлетворяющих следующим условиям: для любого подмножества $S \subset \{1, \dots, p\}$

$$(X, \tilde{X})_{\text{swap}(S)} \stackrel{d}{=} (X, \tilde{X}),$$

где $\stackrel{d}{=}$ — обозначение равенности в распределении, $\tilde{X}$ выбирается условно независимым от вектора целевой переменной Y . Вектор $(X, \tilde{X})_{\text{swap}(S)}$ получается из вектора $(X, \tilde{X})$ перестановкой входящих X_j и $\tilde{X}_j$ для любого $j \in S$; например, если $p = 3$ и $S = \{2, 3\}$, то

$$(X, \tilde{X}) \sim N(0, G), \text{ где } (X_1, X_2, X_3, \tilde{X}_1, \tilde{X}_2, \tilde{X}_3)_{\text{swap}(\{2,3\})} \stackrel{d}{=} (X_1, \tilde{X}_2, \tilde{X}_3, \tilde{X}_1, X_2, X_3).$$

Оригиналы и подделки признаков попарно взаимозаменяемы. Любое подмножество оригиналов при перестановке с подделками не изменяет совместного распределения.

Предположим, что $X \sim N(0, \Sigma)$. Тогда совместное распределение

$$(X, \tilde{X}) \sim N(0, G), \quad G = \begin{pmatrix} \Sigma & \Sigma - \text{diag}(s) \\ \Sigma - \text{diag}(s) & \Sigma \end{pmatrix},$$

где $\text{diag}(s)$ — диагональная матрица, выбранная так, что совместная ковариационная матрица G положительна, а распределение, полученное при пере-

становке оригиналов и подделок, является гауссовым. Таким образом, возможно генерировать подделки путем выборки из условного распределения

$$\tilde{X}|X \stackrel{d}{=} N(\mu, V),$$

где μ и V берутся из классических формул для регрессии:

$$\mu = X - X\Sigma^{-1}diag(s)$$

$$V = 2diag(s) - diag(s)\Sigma^{-1}diag(s)$$

Для поиска релевантных признаков вычисляют статистику W_j для каждого $j \in \{1, \dots, p\}$. Высокий положительный уровень W_j свидетельствует о том, что признак X_j является значимым. Эта статистика зависит не только от целевой переменной, но и от подделок

$$W_j = w_j\{(X, \tilde{X}), y\}$$

для некоторой функции w_j , а также обладает свойством изменения знака при перестановке оригиналов и подделок так, что:

$$w_j\{(X, \tilde{X})_{swap(S)}, y\} = \begin{cases} w_j\{(X, \tilde{X}), y\}, & j \notin S, \\ -w_j\{(X, \tilde{X}), y\}, & j \in S. \end{cases}$$

где $(X, \tilde{X})_{swap(S)}$ — матрица, полученная путем перестановки оригиналов множества S [9]. В качестве функции оценки w_j были использованы методы подсчета статистики, описанные в предыдущем разделе. Суть предлагаемого комбинированного метода состоит в следующем. Сначала производится расширение пространства признаков при помощи метода генерации подделок. Затем полученное множество признаков оценивается совокупностью описанных выше статистических методов. Полученные оценки нормируются и усредняются. Признаки с порогом значимости менее 10 % заменяются комбинированным признаком («Comb»), полученным как результат их линейной комбинации с весовыми коэффициентами, равными ранговой значимости соответствующего признака. Далее выделяется оптимизированное подмножество, состоящее из комбинированного признака и признаков с уровнем значимости, больше порогового значения.

4. Результаты сравнительного анализа на основе экспериментальных данных

В работе под моделью помеховой обстановки подразумевается зависимость значения уровня спектральной плотности мощности помехи, обусловленной различными физическими факторами, от времени и частоты.

Оценка эффективности применения разработанного комбинированного метода отбора признаков производилась для различных прогностических моделей на основе машинного обучения: *SARIMAX*, *RandomForest*, *XGBoost*, *MLP*, *RNN*, *LSTM*, *TCN*, *TFT*. Синтезированные модели оценивались при фиксированном времени обучения в 12 часов для моделей *GPU* и 79 часов для *CPU* моделей (*SARIMAX* и *RandomForest*) с акцентом на минимизацию ошибки предсказания на интервале времени — «горизонте», составляющем 60 минут для данных с разрешением в одну минуту (краткосрочное прогнозирование). Подбор гиперпараметров производился методом байесовской оптимизации по алгоритму древовидной оценки Парзена (*TPE*). Оптимизатор использовал 500 попыток подбора с максимумом по 500 эпохам обучения на попытку, а модели синтезировались с использованием *CPU* с производительностью *FP32*: 1696 *GFLOPS* и *GPU* с производительностью *FP32*: 11340 *GFLOPS*. В качестве методов оптимизации для модели выбирался один из методов: адаптивной оценки, стохастический градиентный спуск и метод Бройдена — Флетчера — Гольдфарба — Шанно для ограниченной памяти.

Для проведения эксперимента в качестве набора данных использовались данные об амплитуде спектральной плотности мощности шума на двух различных частотах КВ диапазона ($F_1 < F_2$), которые были экспериментально измерены на протяжении 15 месяцев с ежеминутной частотой отсчетов [1]. В качестве признаков использовались метеорологические данные, информация о состоянии солнечной активности, авторегрессионные компоненты. Весь набор данных был нормализован и приведен к размерности от 0 до 1, а также разделен на три последовательных непересекающихся множества: для обучения, для валидации и для тестирования модели. Обучение различных моделей с фиксированными гиперпараметрами проводилось на исходном (*Full*) и оптимизированных множествах признаков с валидацией на соответствующем наборе данных. Построение прогноза происходило на тестовом наборе данных с последующей оценкой по метрикам *MSE*, определяемой соотношением:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2$$

Здесь $\hat{y}_i$ — экспериментально измеренное значение уровня спектральной плотности мощности помехи, y_i — значение уровня спектральной плотности мощности помехи, полученное по предсказательной модели.

На рис. 1 показано сравнение условной оценки значимости параметров, выделенных методом главных компонент (*PCA*) и комбинированным методом (*Comb*). Из полученных результатов видно, что в отличие от метода

главных компонент, который наиболее выделяет несколько авторегрессионных параметров, оценка комбинированным методом более равномерна.

Помимо компонент авторегрессии, комбинированный метод выделяет такие признаки, как облачность и влажность воздуха, а также эффективнее учитывает календарные данные о выходных и праздниках, имеющих реальную физическую корреляцию с шумовой картиной. Это свидетельствует об извлечении предложенным методом большего количества информации о нелинейных зависимостях между параметрами и целевой переменной — экспериментально измеренное значение уровня спектральной плотности мощности помехи.

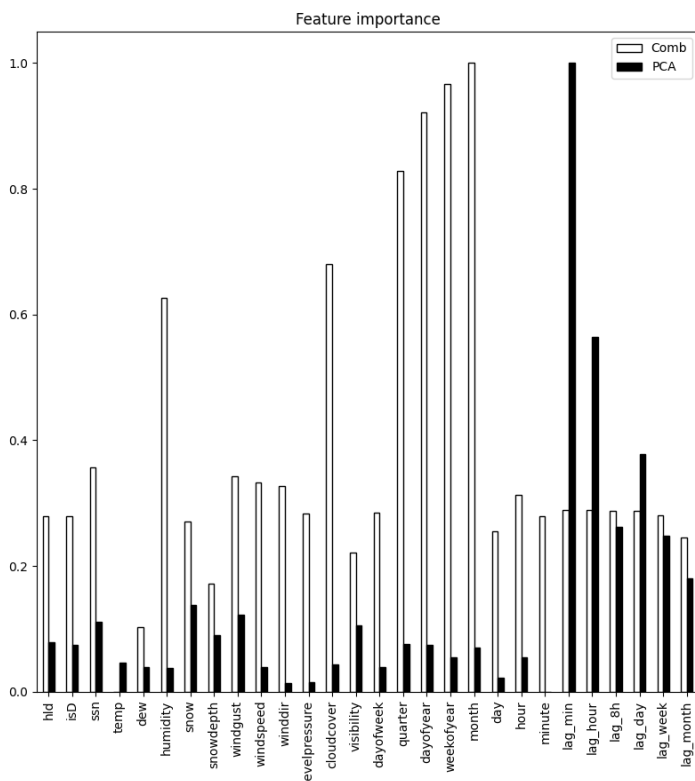


Рис. 1. Условная оценка вклада значимости признака.

Fig. 1. Conditional assessment of the feature importance

В таблице 1 представлены сравнительные результаты оценки прогностической ошибки моделей, обученных на трех наборах признаков: полном, оптимизированном методом *PCA* и оптимизированном комбинированным методом.

Полученные результаты демонстрируют, во-первых, преимущество применения методов отбора признаков для достижения более точных результатов при синтезе предиктивных моделей помеховой обстановки, а, во-вторых, преимущество применения комбинированного метода, который в среднем повысил точность моделей с модифицированным пространством параметров относительно метода главных компонент.

Таблица 1. Сравнение точности моделей в зависимости от метода отбора признаков.

Table 1. Comparison of model accuracy depending on the feature selection method

Тип модели	F_1			F_2		
	<i>Full</i>	<i>PCA</i>	<i>Comb</i>	<i>Full</i>	<i>PCA</i>	<i>Comb</i>
<i>SARIMAX</i>	0.032	0.028	0.019	1.1e-03	7.3e-04	6.3e-04
<i>Random forest</i>	0.021	0.017	0.015	3.9e-04	2.4e-04	3.1e-04
<i>XGBoost</i>	0.010	0.009	0.008	1.7e-04	1.4e-04	1.2e-04
<i>MLP</i>	0.017	0.014	0.014	4.4e-04	2.9e-04	2.9e-04
<i>RNN</i>	0.013	0.011	0.011	2.5e-04	2.2e-04	1.8e-04
<i>LSTM</i>	0.019	0.016	0.014	5.5e-04	4.2e-04	3.6e-04
<i>TCN</i>	0.022	0.018	0.026	6.8e-04	6.3e-04	6.0e-04
<i>TFT</i>	0.011	0.014	0.012	1.6e-04	2.1e-04	1.9e-04

Стоит отметить, что современные модели глубокого обучения (*TFT*) показывают лучшие результаты на неоптимизированном пространстве параметров, так как их внутренние механизмы осуществляют векторную декомпозицию данных более совершенно, но требуют значительных вычислительных ресурсов. Это позволяет применять методы отбора как компромиссной вариант для экономии вычислительных ресурсов при поиске необходимой архитектуры модели.

Также в процессе исследований было установлено, что применение комбинированного метода уменьшения размерности пространства признаков позволило снизить время синтеза моделей на основе экспериментальных данных до сопоставимой точности в среднем на 30 % и объем использования памяти на 40 %. Благодаря отбору признаков удалось синтезировать модели, более устойчивые к переобучению и менее подверженные шуму во входных данных при использовании фиксированного вычислительного бюджета. При высокой размерности входного вектора операция отбора признаков позволяет значительно снизить время обучения с незначительным ухудшением точности модели.

5. Заключение

Проведенные исследования продемонстрировали эффективность предложенного метода модификации пространства признаков с последующей оценкой их значимости и заменой наименее релевантной группы

признаков их линейной комбинацией. Во-первых, предложенный комбинированный метод позволяет достичь точности синтезируемых моделей в среднем на 9 % выше относительно метода главных компонент благодаря использованию «метода подделок», позволяющего выявлять нелинейные взаимосвязи между параметрами и целевой переменной. Во-вторых, предложенный подход не требует повторного обучения прогностических моделей, как в последовательных алгоритмах отбора. Это делает его эффективным для быстрой оценки применения той или иной архитектуры модели при фиксированном вычислительном бюджете. Также стоит отметить, что комбинированный метод применим для синтеза и подбора архитектурно простых моделей, интерпретируемых на энергоэффективных аппаратных платформах, так как позволяет за счет снижения размерности входного вектора данных при незначительном ухудшении точности значительно снизить количество вычислительных операций.

Благодарности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>

Список литературы

1. Аверина Л. И., Беликов Д. И. Прогнозирование состояния сигнально-помеховой обстановки на основе машинного обучения // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 2. С. 5—12.
2. Breiman L. Random Forests // Machine learning. 2001. Vol. 45, no. 1. P. 5–32.
3. Robnik-Sikonja M., Kononenko I. Theoretical and empirical analysis of Relief and RRelief // Machine learning. 2003. Vol. 53, no. 1. P. 23–69.
4. Kraskov A., Stogbauer H., Grassberger P. Estimating mutual information // Phys. Rev. E. 2004. No. 6. Art. 066138.
5. Sosa-Cabrera G. et al. A multivariate approach to the symmetrical uncertainty measure : Application to feature selection problem // Information Sciences. 2019. Vol. 494. P. 1–20.
6. Gu Q., Li Z., Han J. Generalized fisher score for feature selection. In : Proceedings of the Twenty-Seventh Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence, Barcelona, Spain, July 14–17, 2011. P. 266–273.
7. Sedgwick P. Pearson's Correlation Coefficient // British Medical Journal. 2012. Art. e4483.
8. Tibshirani R. Regression Shrinkage and Selection via the Lasso // Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological). 1996. Vol. 58, no. 1. P. 267–288.
9. Barber R. F., Candès E. J. Controlling the false discovery rate via knockoffs // Ann. Statist. 2015. Vol. 43, no. 5. P. 2055–2085.

Информация об авторах

Аверина Лариса Ивановна, д. ф.-м. н., профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация. ORCID: 0000-0002-5908-5032.

Беликов Дмитрий Игоревич, аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация.

Combined Method of Feature Selection for Machine Learning Models in Solving the Problem of Forecasting the State of Interference Environment

L. I. Averina and D. I. Belikov

Voronezh State University
University Square, 1, Voronezh, 394018, Russian Federation

averina@phys.vsu.ru, belikov_di@phys.vsu.ru

Received: December 5, 2025

Peer-reviewed: December 12, 2025

Accepted: December 12, 2025

Abstract: The paper proposes a method for comprehensive modification of the parameter space when synthesizing machine learning models for noise ratio prediction tasks, based on replacing the least relevant group of features with their linear combination. Based on experimental data, the effectiveness of the proposed approach was evaluated and compared with other algorithms in terms of computational complexity and modeling accuracy. It was determined that the proposed method significantly reduces the computational complexity of models at the training stage with a slight increase in error on the test data set.

Keywords: interference environment, forecasting, machine learning, feature selection.

For citation (IEEE): L. I. Averina and D. I. Belikov, "Combined Method of Feature Selection for Machine Learning Models in Solving the Problem of Forecasting the State of Interference Environment," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 216–228, 2026, doi: 10.21227/ 757h-v417. (In Russ.).

References

- [1] L. I. Averina and D. I. Belikov, "Forecasting of the state of signal and interference environment with machine learning," *Common issues of radio communication theory*, no. 2, pp. 5–12, 2024.
- [2] L. Breiman, "Random Forests," *Machine learning*, vol. 45, no. 1, pp. 5–32, 2001.
- [3] M. Robnik-Sikonja and I. Kononenko, "Theoretical and empirical analysis of Relief and RRelief," *Machine learning*, vol. 53, no. 1, pp. 23–69, 2003.
- [4] A. Kraskov, H. Stogbauer, and P. Grassberger, "Estimating mutual information," *Phys. Rev. E*, no. 6, art. 066138, 2004.
- [5] G. Sosa-Cabrera, et al., "A multivariate approach to the symmetrical uncertainty measure: Application to feature selection problem," *Information Sciences*, vol. 494, pp. 1–20, 2019.
- [6] Q. Gu, Z. Li, and J. Han, "Generalized fisher score for feature selection," in *Proceedings of the Twenty-Seventh Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence*, Barcelona, Spain, July 14–17, 2011, pp. 266–273, 2011.

- [7] P. Sedgwick, “Pearson’s Correlation Coefficient,” *British Medical Journal*, art. e4483, 2012.
- [8] R. Tibshirani, “Regression Shrinkage and Selection via the Lasso,” *Journal of the Royal Statistical Society. Series B (Methodological)*, vol. 58, no. 1, pp. 267–288, 1996.
- [9] R. F. Barber and E. J. Candès, “Controlling the false discovery rate via knockoffs,” *Ann. Statist.*, vol. 43, no. 5, pp. 2055–2085, 2015.

Information about the authors

Larisa I. Averina, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Professor, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation. ORCID: 0000-0002-5908-5032.

Dmitry I. Belikov, post-graduate student, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation.

Зависимость электрических характеристик релаксационного квантового транзистора от размеров его областей

^{1,2}Обухов И. А., ³Обухов И. И.

¹ Научно-производственное предприятие «Радиотехника»
ул. акад. Челомея, д. 3, корп. 2, г. Москва, 117630, Российская Федерация

² Филиал РТУ МИРЭА в г. Фрязино
ул. Вокзальная, д. 2а, Московская область,
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

ia@npprt.ru

³ МГУ им. М. В. Ломоносова, Физический факультет,
Ленинские горы, д. 1, стр. 2, Москва, 119991, Российская Федерация

ilio002@mail.ru

Получено: 6 января 2026 г.

Отрецензировано: 13 января 2026 г.

Принято к публикации: 13 января 2026 г.

Аннотация: Рассчитаны статические характеристики релаксационного квантового транзистора, сформированного из нанопроводов антимонида индия. Показано, что варьируя геометрические размеры областей структуры можно целенаправленно изменять электрические характеристики прибора. Согласно сделанным оценкам, транзистор может функционировать в терагерцовом диапазоне частот. Расчетное энергопотребление прибора в режиме отсечки составляет несколько нВт, а в активном режиме и режиме насыщения — менее 50 нВт. Отношение сил токов при этом около 10^{-5} . Полученные результаты указывают на возможность применения релаксационного квантового транзистора в качестве базового элемента сверхбыстродействующих цифровых схем с низким энергопотреблением.

Ключевые слова: нанопровод, антимонид индия, цифровая электроника, низкое энергопотребление, высокое быстродействие, терагерцовый диапазон, генерация.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Обухов И. А., Обухов И. И. Зависимость электрических характеристик релаксационного квантового транзистора от размеров его областей // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 229—246.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Обухов, И. А. Зависимость электрических характеристик релаксационного квантового транзистора от размеров его областей / И. А. Обухов, И. И. Обухов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 229—246.

1. Введение

Конструкция релаксационного квантового транзистора (РКТ) впервые предложена в статье [1]. Там же кратко описано его функционирование и рассчитаны вольтамперные характеристики (ВАХ), которые оказываются аналогичными характеристикам биполярного транзистора. В отличие от последнего, РКТ является униполярным прибором, а рекомбинацию электронов и дырок заменяет релаксация термодинамически неравновесных квазичастиц одного типа к состоянию равновесия.

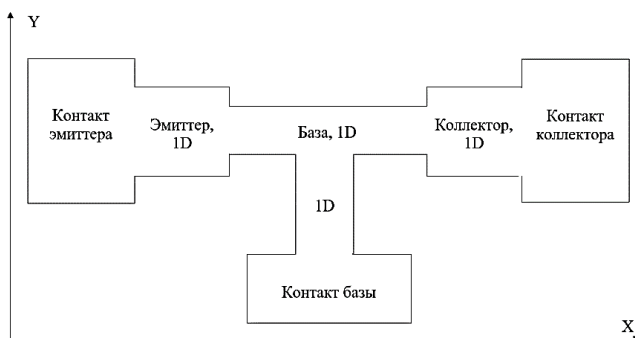


Рис. 1. Релаксационный квантовый транзистор, вид сверху.

Fig. 1. Relaxation quantum transistor, top view

Как показано на рис. 1, РКТ имеет три контакта, которые могут быть выполнены в виде объемных (3D) или двумерных (2D) структур, а также эмиттер, базу и коллектор, представляющие собой нанопровода — одномерные (1D) структуры различного поперечного сечения.

При протекании тока через прибор на переходах эмиттер — база и база — коллектор образуются неравновесные квазичастицы [2], длину релаксации которых к равновесию можно оценить [3], используя выражение

$$L_{rel(e,h)} = (\hbar\mu_{e,h}/e)^{1/2}, \quad (1)$$

где: $\hbar$ — приведённая постоянная Планка, $\mu_{e,h}$ — подвижность электронов или дырок, e — элементарный электрический заряд.

Для носителей заряда переходы эмиттер — база и база — коллектор представляют собой потенциальные барьеры. Примеры потенциальных рельефов для электронов в РКТ из нанопроводов антимонида индия n -типа показаны на рис. 2.

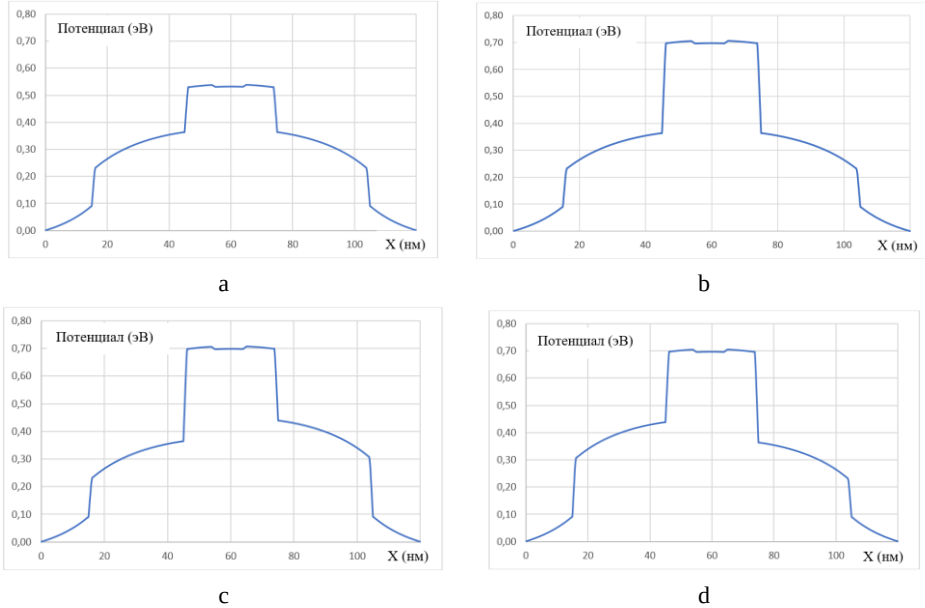


Рис. 2. Потенциальные рельефы для электронов в *InSb* PKT с $L_{ex} = L_{bx} = L_{cx} = 30$ нм и:
 а – $L_{ey} = L_{cy} = 15$ нм, $L_{by} = 10$ нм; б – $L_{ey} = L_{cy} = 15$ нм, $L_{by} = 8$ нм;
 с – $L_{ey} = 15$ нм, $L_{cy} = 12$ нм, $L_{by} = 8$ нм; д – $L_{ey} = 12$ нм, $L_{cy} = 15$ нм, $L_{by} = 8$ нм;
 при нулевых напряжениях на контактах.

Fig. 2. Potential reliefs for electrons in *InSb* RQT with $L_{ex} = L_{bx} = L_{cx} = 30$ nm and:
 а – $L_{ey} = L_{cy} = 15$ nm, $L_{by} = 10$ nm; б – $L_{ey} = L_{cy} = 15$ nm, $L_{by} = 8$ nm;
 с – $L_{ey} = 15$ nm, $L_{cy} = 12$ nm, $L_{by} = 8$ nm; д – $L_{ey} = 12$ nm, $L_{cy} = 15$ nm, $L_{by} = 8$ nm;
 under condition of zero voltage on contacts

Высоты барьеров и концентрация электронов в различных областях структуры зависят от поперечных размеров нанопроводов, образующих эмиттер, коллектор и базу [4]. Барьеры должны быть существенно выше, чем энергия тепловых флуктуаций $k_B T$ (k_B — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура), что может быть обеспечено, если поперечные размеры нанопровода базы меньше длины размерного квантования [2]

$$L_{dq(e,h)} = \pi \hbar (3/2 m_{e,h} k_B T)^{1/2} \quad (2)$$

в области температур функционирования прибора. Величина $L_{dq(e,h)}$ зависит от температуры и эффективных масс квазичастиц $m_{e,h}$, и, следовательно, от материала нанопровода. Например, для электронов проводимости в антимониде индия при изменении температуры от 100 °К до 600 °К длина изменяется от 100 нм до 42 нм, а в кремнии — от 23 нм до 10 нм.

Чтобы РКТ мог усиливать электрические сигналы, квазичастицы должны оставаться термодинамически неравновесными на всей длине базы L_{bx} (L_{bx} — длина базы в направлении оси X на рис. 1), что обеспечивается условием [1—3]

$$L_{bx(e,p)} < L_{rel(e,p)}. \quad (3)$$

Предельно достижимое быстродействие РКТ определяется временем пролета квазичастиц через базу τ_b . С учетом неравенства (3) справедливо соотношение

$$\tau_b = L_{bx}/v_b < L_{rel}/v_b. \quad (4)$$

Здесь и далее индексы e и h будем опускать, если без них однозначно понятен смысл формул. Для скоростей диффузии неравновесных квазичастиц v_b справедливо выражение

$$v_b = \mu k_B T / e L_{rel}. \quad (5)$$

Тогда для предельной частоты транзистора f_T при выполнении условия (3) найдем

$$f_T = 1/\tau_b > f_{rel}, \quad (6)$$

где

$$f_{rel} = v_b/L_{rel} = k_B T / \hbar = 1/\tau_{rel}. \quad (7)$$

Формула для времени релаксации термодинамически неравновесных квазичастиц в мезоскопических структурах

$$\tau_{rel} = \hbar / k_B T$$

следует из уравнений переноса заряда [2]. Величины τ_{rel} и f_{rel} не зависят от параметров структур и являются функциями только температуры. При изменении T от 100 °К до 600 °К значения f_{rel} изменяются от 13 ТГц до 79 ТГц, что позволяет надеяться на функционирование РКТ на частотах до десятков ТГц в широком диапазоне температур.

Молекулярно-лучевая эпитаксия позволяет контролируемо формировать слои полупроводниковых материалов с толщинами вплоть до межатомных расстояний в кристаллах, то есть порядка 0,5 нм. Предельные планарные размеры структур определяются возможностями литографии и травления и составляют сегодня для кремния около 2 нм. Для материалов A_3B_5 относительно надежно можно сформировать планарные структуры с размерами до 5 нм.

Из приведенных формул следует, что для создания РКТ, функционирующих при комнатных температурах, и для обеспечения технологической возможности варьировать размеры областей этих приборов в относительно широких пределах необходимы материалы с максимальной по-

движностью и минимальной эффективной массой носителей заряда. Желательно, чтобы значения L_{rel} и L_{dq} составляли при комнатных температурах десятки нанометров. Из известных полупроводников на роль такого материала более всего подходит антимонид индия n -типа [5, 6]. В настоящей работе будет теоретически исследовано влияние размеров областей $InSb$ PKT на характеристики этого прибора.

2. Размеры областей и статические характеристики PKT

Расчеты характеристик PKT, представленных в этой статье, проводились численно в одномерном приближении. Полагалось, что $T = 300^\circ K$. В рамках многокомпонентной модели переноса заряда, подробно описанной в работах [2, 7], самосогласованно решались уравнения Шредингера, Пуассона и переноса. Граничные условия ставились в точках на контактах, расположенных на расстояниях в 100 нм от эмиттера, коллектора и базы.

Рассматривался PKT на основе нанопроводов из антимонида индия с электронной проводимостью, сформированных в гетероструктуре [2, 3, 6], применяемой для создания полевых транзисторов с каналом в виде квантовой ямы ($QWFET$) [8, 9]. Предполагалось, что подвижность электронов в них будет, как минимум, на порядок выше, чем у одномерных структур, размещенных или выращенных непосредственно на поверхности подложки [10—13]. В расчетах принималось, что $\mu_e = 19500 \text{ см}^2 \text{В}^{-1} \text{с}^{-1}$ при комнатной температуре, что обеспечивает $L_{rel} = 36 \text{ нм}$ [6].

При моделировании считалось, что нанопровода имеют прямоугольное сечение. Их размер L_z в направлении, перпендикулярном плоскости рис. 1, определяется режимами выращивания гетероструктуры. Вслед за [8, 9] полагалось, что $L_z = 20 \text{ нм}$. Продольные и поперечные размеры эмиттера (L_{ex}, L_{ey}), базы (L_{bx}, L_{by}) и коллектора (L_{cx}, L_{cy}) определяются литографией и могут изменяться в относительно широких пределах. В качестве контактов были выбраны площадки двумерного электронного газа с поперечными размерами в 100 нм.

Для обеспечения максимальной гладкости потенциала ширина нанопровода, соединяющего базу с контактом, полагалась равной L_{by} . Расстояния от этого нанопровода до эмиттера и коллектора принимались одинаковыми. Считалось, что $L_{ex} = L_{cx} = 30 \text{ нм}$, а размеры L_{bx}, L_{by}, L_{ey} и L_{cy} варьировались.

Зададим $L_{bx} = 30 \text{ нм}$ и $L_{by} = 10 \text{ нм}$ и рассмотрим сначала симметричную структуру с $L_{ey} = L_{cy} = 15 \text{ нм}$. Потенциальный рельеф для электронов в ней представлен на рис. 2 а. Будем далее называть ее PKTa. Видно, что разница в ширинах нанопроводов эмиттера, коллектора и базы все-

го в 5 нм приводит к формированию потенциальных барьеров на границах эмиттер — база и база — коллектор, высоты которых равны примерно 0,17 эВ, то есть близки к ширине запрещенной зоны в 3D антимониде индия при комнатной температуре [4]. На рис. 3 показан коэффициент прохождения электронов через этот рельеф при нулевых приложенных напряжениях. Структура оказывается туннельно непрозрачной, в ней возможен только надбарьерный перенос электронов.

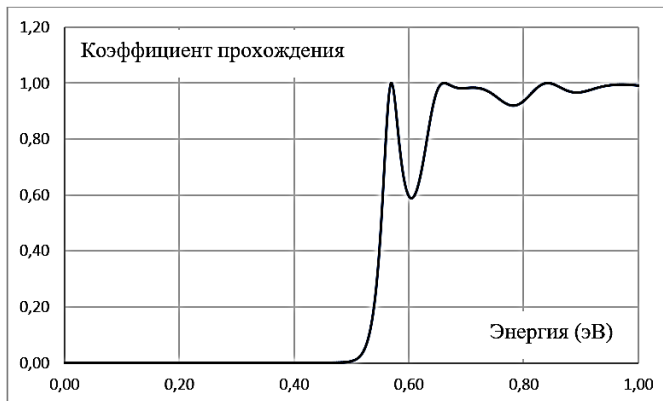


Рис. 3. Коэффициент прохождения электронов через потенциальный рельеф, представленный на рис. 2 а при нулевых напряжениях на контактах.

Fig. 3. Electrons transition coefficient through potential relief shown in fig. 2 a under condition of zero voltage on contacts

На рис. 4 и 5 показаны вольтамперные характеристики РКТа при схеме включения с общим эмиттером в активном режиме, режимах отсечки и насыщения. Приняты следующие обозначения: J_e, J_c и J_b — плотности токов эмиттера, коллектора и базы; V_{be} — разность потенциалов между базой и эмиттером; V_{ce} — разность потенциалов между коллектором и эмиттером.

ВАХ, представленные на рис. 4 и 5 б, аналогичны характеристикам биполярных транзисторов. Наличие экстремумов на графиках, показанных на рис. 5 а, связано с тем, что в режиме отсечки при малых отрицательных смещениях переходов эмиттер — база и база — коллектор значительный вклад в ток дают неравновесные электроны эмиттера и коллектора. С увеличением напряжения их количество убывает экспоненциально (см. рис. 6 а), и вызванное этим падение абсолютной величины плотности тока превышает ее рост за счет роста напряжения. ВАХ в режиме отсечки оказывается аналогичной ВАХ обращенного диода при прямом смещении [14, 15].

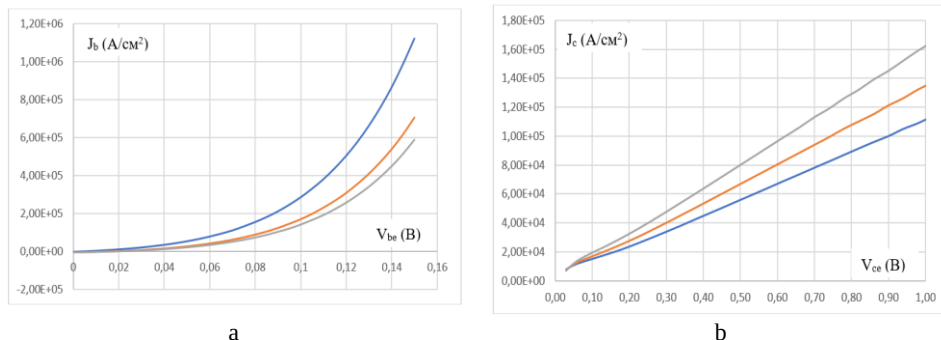


Рис. 4. BAX PКТa при схеме включения с общим эмиттером в активном режиме:
 а — входные BAX при $V_{ce} = 0$ В; 0,05 В; 0,1 В (кривые сверху вниз);
 б — выходные BAX при $V_{be} = 0$ В; 0,01 В; 0,02 В (кривые снизу вверх).

Fig. 4. RQTa CVC in circuit with common emitter under active mode:
 а — input CVC when $V_{ce} = 0$ V; 0,05 V; 0,1 V (curves from top to bottom);
 б — output CVC when $V_{be} = 0$ V; 0,01 V; 0,02 V (curves from bottom to top)

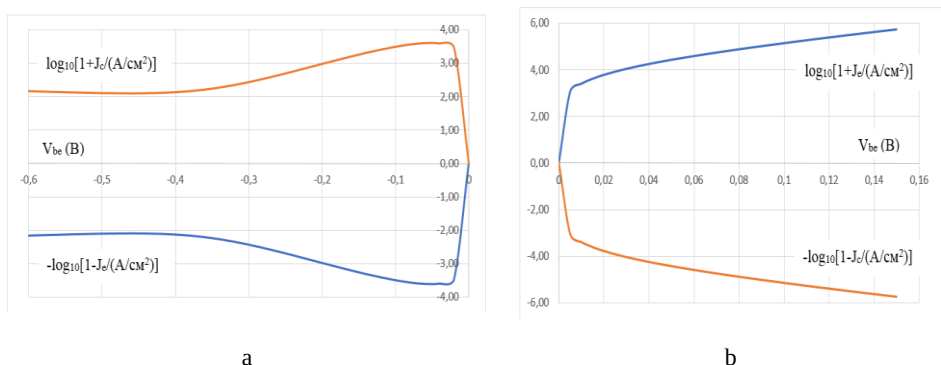


Рис. 5. BAX PКТa при схеме включения с общим эмиттером в режиме отсечки (а) и режиме насыщения (б) при $V_{ce} = 0$ В.

Fig. 5. RQTa CVC in circuit with common emitter under cut-off mode (a) and under saturation mode (b) when $V_{ce} = 0$ V

Пространственные распределения отношения концентрации электронов в приборе к ее равновесному значению в разных режимах функционирования показано на рис. 6. Для большей наглядности на рисунках штрихпунктирной линией в различных масштабах отображен потенциальный рельеф. Видно, что источниками неравновесности являются переходы эмиттер — база и база — коллектор, а также, но в меньшей степени, переходы между областями контактов и нанопроводами эмиттера и коллектора.

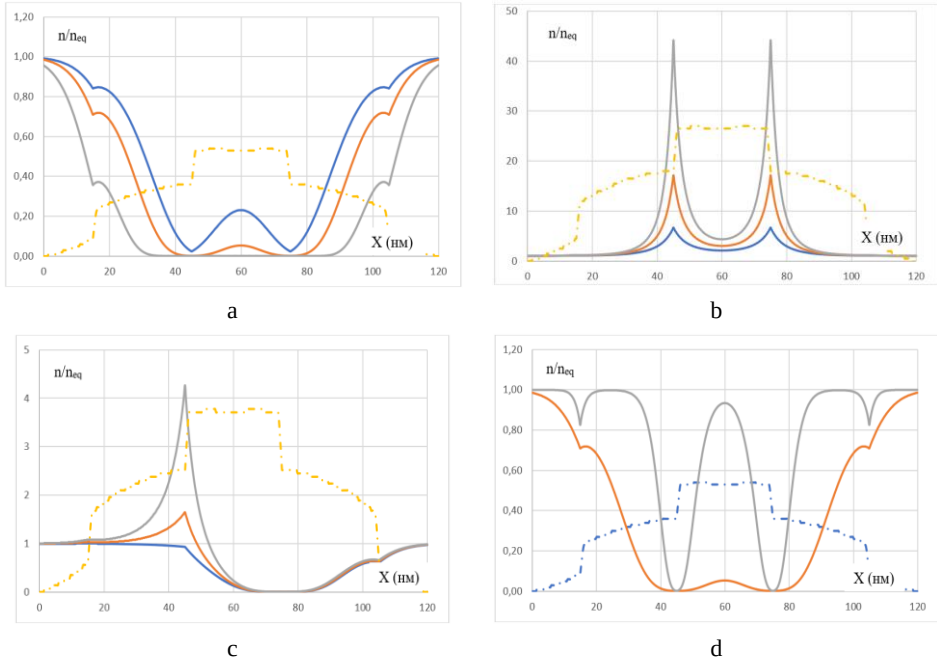


Рис. 6. Распределение неравновесных электронов в РКТА: а — в режиме отсечки при $V_{be} = -0.1$ В, -0.2 В и -0.6 В (кривые сверху вниз); б — в режиме насыщения при $V_{be} = 0.05$ В, 0.075 В и 0.1 В (кривые снизу вверх); в — в активном режиме при $V_{ce} = 0.3$ В и $V_{be} = 0.01$ В, 0.025 В и 0.05 В (кривые снизу вверх); д — в режиме отсечки при $V_{be} = -0.2$ В и расстояниях между омическими контактами и переходами эмиттер — база и база — коллектор в 160 нм и 110 нм (кривые снизу вверх).

Fig. 6. Distributions of nonequilibrium electrons in RQTA: а – cut-off mode when $V_{be} = -0.1$ V, -0.2 V and -0.6 V (curves from top to bottom); б – saturation mode when $V_{be} = 0.05$ V, 0.075 V and 0.1 V (curves from bottom to top); в – circuit with common emitter under active mode when $V_{ce} = 0.3$ V and $V_{be} = 0.01$ V, 0.025 V and 0.05 V (curves from bottom to top); д – cut-off mode when $V_{be} = -0.2$ V and distances between ohmic contacts and junctions emitter–base and base–collector are 160 nm and 110 nm (curves from bottom to top)

У рассматриваемого транзистора размеры не только базы, но и эмиттера и коллектора одного порядка с длиной релаксации неравновесных электронов L_{rel} . Поэтому их концентрация в различных областях прибора сильно зависит от расстояний между омическими контактами к эмиттеру и коллектору и переходами эмиттер — база и база — коллектор [2], что демонстрируют кривые на рис. 6 д. При слишком близком размещении омических контактов к этим переходам прибор может стать неработоспособным из-за повышения концентрации электронов в базе и уменьшения размеров областей неравновесности.

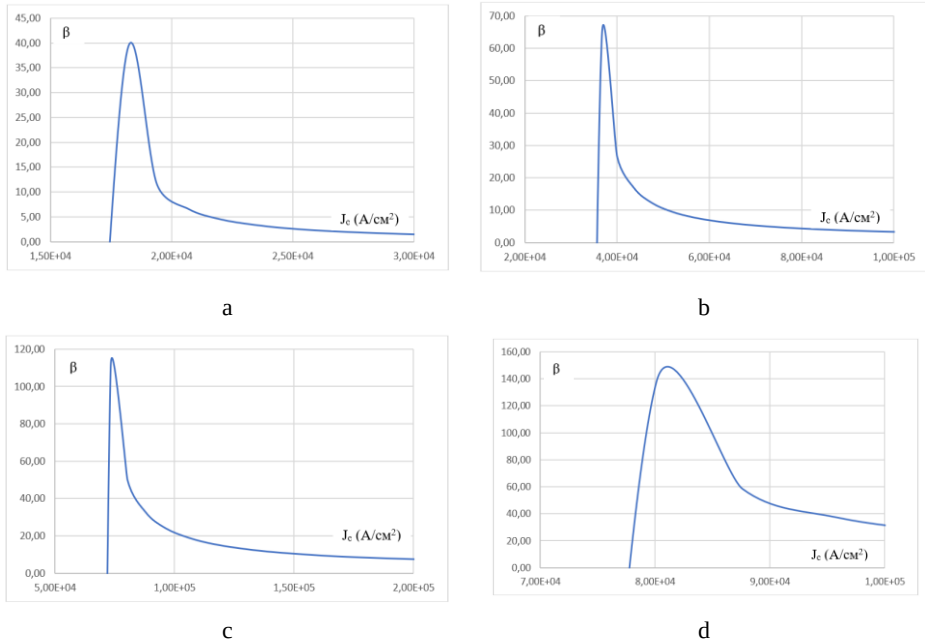


Рис. 7. Коэффициент усиления РКТа по току при схеме включения с общим эмиттером β при $L_{bx} = 30$ нм: а — $V_{ce} = 0.1$ В; б — $V_{ce} = 0.3$ В; в — $V_{ce} = 0.6$ В; а также д — при $L_{bx} = 15$ нм и $V_{ce} = 0.3$ В.

Fig. 7. Current gain factor for RQT in circuit with common emitter β when $L_{bx} = 30$ nm: а — $V_{ce} = 0.1$ V; б — $V_{ce} = 0.3$ V; в — $V_{ce} = 0.6$ V and д — $L_{bx} = 15$ nm, $V_{ce} = 0.3$ V

Зависимость коэффициента усиления РКТа по току в схеме включения с общим эмиттером

$$\beta = dI_c/dI_b \quad (8)$$

от плотности тока коллектора J_c при различных напряжениях V_{ce} представлена на рис. 7 а — в. На рис. 7 д показана эта зависимость при $V_{ce} = 0.3$ В и вдвое уменьшенной длине базы $L_{dx} = 15$ нм. В формуле (8) I_c и I_b — силы токов коллектора и базы.

При $L_{bx} = 30$ нм усиление не очень велико. Если $V_{ce} = 0.1$ В, то величина β достигает в максимуме сорока (см. рис. 7 а). С ростом напряжения на коллекторе усиление возрастает и становится порядка 100 при $V_{ce} = 0.6$ В (см. рис. 7 б и в). В отличие от обычного биполярного транзистора, область значений плотности тока J_c , при которых β достигает высоких значений, оказывается весьма узкой при фиксированном напряжении V_{ce} . С ростом напряжения на коллекторе она расширяется.

Как и следовало ожидать [1—3], уменьшение длины базы приводит к возрастанию β . При $V_{ce} = 0,3$ В коэффициент усиления у РКТа с $L_{bx} = 15$ нм в два раза больше, чем у транзистора с $L_{bx} = 30$ нм (см. рис. 7 б и д). Интервал значений плотности тока коллектора, в котором β превышает единицу, также увеличивается с уменьшением L_{bx} . Он составляет $0,8 \cdot J_{cmax}$ при $L_{bx} = 30$ нм и $3,37 \cdot J_{cmax}$ при $L_{bx} = 15$ нм.

У современных полевых транзисторов, используемых в цифровых схемах, отношение силы тока в открытом состоянии к силе тока утечки

$$\kappa = I_{on}/I_{off}. \quad (9)$$

составляет четыре и более порядка [16—18]. Этим обеспечивается высокая различимость логических нуля и единицы на фоне шумов.

Примем для РКТ в качестве I_{on} абсолютное значение силы тока в режиме насыщения при $V_{be} = 0,1$ В, а в качестве I_{off} — абсолютное значение силы тока в режиме отсечки при $V_{be} = -0,6$ В. Тогда для РКТа κ составит только 10^3 , а $I_{off} \approx 430$ пА. Энергопотребление при $V_{be} = -0,6$ В и $0,1$ В составит 260 пВт и 43 нВт соответственно. Из этих показателей наилучшим по сравнению с *Si-FinFET*, *Si-GAAFET* и *Si-Ge-GAAFET* оказывается последний — энергопотребление в открытом состоянии. Значение κ желательно повысить, как минимум, на порядок, а величину I_{off} — на порядок понизить.

Из физических соображений следует, что для улучшения указанных показателей можно повысить высоту потенциальных барьеров на переходах эмиттер — база и база — коллектор. Для этого достаточно уменьшить ширину нанопровода базы. На рис. 2 б показан потенциальный рельеф структуры РКТb с теми же, что и у РКТа размерами, за исключением L_{by} , которая уменьшена всего на 2 нм. При этом высоты потенциальных барьеров на рассматриваемых переходах увеличились до 0,34 эВ, то есть в два раза по сравнению с РКТа.

Для РКТb κ составляет уже $9,9 \cdot 10^4$, а $I_{off} \approx 4$ пА. Энергопотребление в режиме отсечки при $V_{be} = -0,6$ В уменьшится до 3 пВт, а в режиме насыщения при $V_{be} = 0,1$ В останется прежним — 43 нВт. Эти показатели существенно лучше, чем у *Si-FinFET* и *Si-GAAFET*, и только κ меньше, чем у *Si-Ge-GAAFET* [16—18].

На рис. 8 показаны графики энергопотребления РКТb в режимах отсечки и насыщения в зависимости от приложенного напряжения между базой и эмиттером. Используя их, можно выбрать оптимальные напряжения смещения, обеспечивающие требуемый энергетический режим работы прибора.

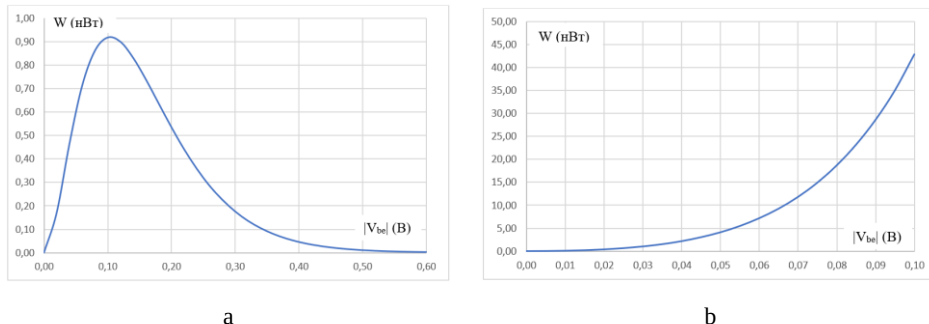


Рис. 8. Энергопотребление РКТb в режиме отсечки (а) и насыщения (b).
 Fig. 8. Energy consumption of RQTb under cut-off mode (a) and under saturation mode (b)

Вольтамперные характеристики РКТb аналогичны характеристикам РКТа, показанным на рис. 5. Примерно так же, как на рис. 7, выглядят и графики для коэффициента усиления по току β . Максимальные расчетные значения β у РКТb оказываются примерно на десять единиц больше, чем у РКТа.

Для повышения коэффициента усиления и быстродействия прибора эмиттер и коллектор биполярного транзистора легируют по-разному [15]. В РКТ можно изменять концентрации электронов в эмиттере и коллекторе, уменьшая или увеличивая их поперечные размеры. Если в РКТb уменьшить L_{cy} до 12 нм, то получим потенциальный рельеф, показанный на рис. 2 с, а если положить $L_{ey} = 12$ нм, получится потенциал, изображенный на рис. 2 d. В РКТс концентрация электронов в коллекторе на порядок меньше, чем в эмиттере, а в РКТd — наоборот.

Вольтамперные характеристики РКТс мало отличаются от характеристик РКТb. Но максимальный коэффициент усиления оказывается примерно на 10 единиц меньше. Отношение токов κ составляет $9,4 \cdot 10^4$ при $I_{off} \approx 3$ пА. Энергопотребление в режимах отсечки и насыщения уменьшается до 2 пВт и 25 нВт соответственно.

Входные и выходные ВАХ РКТd, показаны на рис. 9. Выходные характеристики имеют участки с отрицательной дифференциальной проводимостью, что является следствием особенностей поведения неравновесных электронов в обратно смещенном переходе база — коллектор (см. рис. 6 а). Плотности токов базы на входных ВАХ уменьшились примерно в два раза по сравнению с РКТа и РКТb, а плотности токов коллектора на выходных характеристиках снизились почти в двадцать раз.

Максимальные значения коэффициентов усиления β при одинаковых V_{ce} оказываются такими же, как у РКТb, но при меньших значениях

плотности тока коллектора. Отношение токов η составляет $9,4 \cdot 10^4$ при $I_{off} \approx 2$ пА. Энергопотребление в режимах отсечки и насыщения равно примерно 2 пВт и 31 нВт.

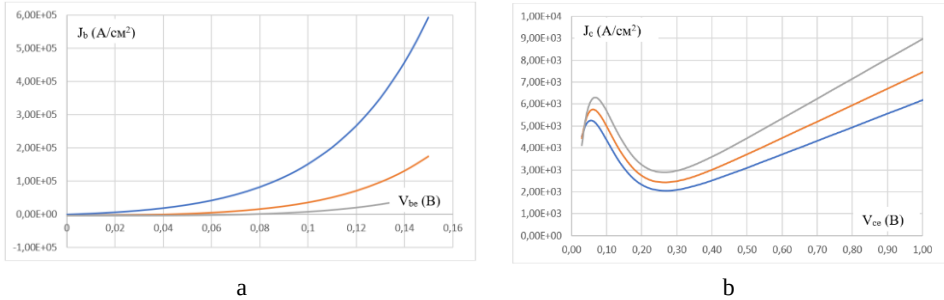


Рис. 9. BAX PKTd при схеме включения с общим эмиттером в активном режиме:
а — входные BAX при $V_{ce} = 0$ В; 0,05 В; 0,1 В (кривые сверху вниз);
б — выходные BAX при $V_{be} = 0$ В; 0,01 В; 0,02 В (кривые снизу вверх).

Fig. 9. RQTD CVC in circuit with common emitter under active mode:
а — input CVC when $V_{ce} = 0$ V; 0,05 V; 0,1 V (curves from top to bottom);
б — output CVC when $V_{be} = 0$ V; 0,01 V; 0,02 V (curves from bottom to top)

Статические характеристики рассмотренных транзисторов представлены в таблице 1. Уменьшение ширины нанопровода базы всего на два нанометра приводит к увеличению отношения I_{on}/I_{off} на два порядка. Также на два порядка снижаются ток в режиме отсечки I_{off} и соответствующее энергопотребление W_{off} .

Непосредственной причиной таких значительных изменений характеристик прибора является повышение высот потенциальных барьеров для электронов на переходах эмиттер — база и база — коллектор. Столь сильное влияние поперечного размера нанопровода базы на потенциальный рельеф связано, как показано в статье [4], с малой площадью его поперечного сечения $S_{\perp}$, удовлетворяющей неравенству

$$S_{\perp} < S_b = (\pi\hbar)^2 / m^* E_g^{3D}, \quad (10)$$

где:

$$m^* = m_e m_h / (m_e + m_h), \quad (11)$$

E_g^{3D} — ширина запрещенной зоны в объемном материале. Для антимонида индия при комнатной температуре S_b составляет около 350 нм^2 , а площади сечений нанопроводов баз исследуемых транзисторов составляют 200 нм^2 и 160 нм^2 . Не превышают 300 нм^2 и площади сечений остальных нанопроводов, образующих рассматриваемые PKT.

Таблица 1. Статические характеристики РКТ с различными размерами областей.

Table 1. Static characteristics of RQT with different sizes of regions

Показатель	PKTa	PKTb	PKTc	PKTd
	$L_{ey} = L_{cy} = 15 \text{ нм},$ $L_{by} = 10 \text{ нм}$	$L_{ey} = L_{cy} = 15 \text{ нм},$ $L_{by} = 8 \text{ нм}$	$L_{ey} = 15 \text{ нм}, L_{cy} = 12 \text{ нм},$ $L_{by} = 8 \text{ нм}$	$L_{ey} = 12 \text{ нм}, L_{cy} = 15 \text{ нм},$ $L_{by} = 8 \text{ нм}$
$(I_{on}/I_{off}) \cdot 10^{-5}$	0,01	0,99	0,94	0,94
I_{off} (пА)	430	4	3	4
W_{on} (нВт)	43	43	25	31
W_{off} (пВт)	260	3	2	2
β_{max} при $L_{bx}=30 \text{ нм},$ $V_{ce}=0,6 \text{ В}$	117	122	110	122
β_{max} при $L_{bx}=15 \text{ нм},$ $V_{ce}=0,6 \text{ В}$	233	260	208	266

Энергопотребление в режиме насыщения W_{on} практически не изменяется при уменьшении только ширины базы. Существенное снижение этого параметра происходит при уменьшении ширины нанопровода коллектора.

Ширина нанопровода эмиттера практически не влияет на параметры транзистора в режимах отсечки и насыщения. Однако ее уменьшение приводит к качественным изменениям выходных вольтамперных характеристик в активном режиме — они становятся N -образными.

Как и следовало ожидать, от длины нанопровода базы существенно зависит коэффициент усиления РКТ по току β . Согласно результатам работ [1, 2]

$$\beta \sim \exp\{-L_{bx}/L_{rel}\},$$

что подтверждают проведенные численные расчеты.

3. Быстродействие РКТ

Во Введении дана оценка максимально достижимого быстродействия релаксационного квантового транзистора, ограниченного временем пролета неравновесных электронов через базу. Если длина базы меньше длины релаксации электронов L_{rel} , то при комнатной температуре это время меньше, чем $\tau_{rel}(300^\circ K) \approx 0,03 \text{ пс}$, а соответствующая частота больше, чем $f_{rel}(300^\circ K) \approx 40 \text{ ТГц}$. Расчеты, представленные в работе [19], показывают, что близкой к предельной оказывается частота отсечки однокаскадного усилителя на РКТ.

Быстродействие цифровых схем на РКТ определяется временем переключения τ_{sw} из режима отсечки в режим насыщения или активный режим [3, 19]. Для оценки этой величины нужно знать зависимости удельного сопротивления и емкости прибора от напряжения при переключении. Для случая схемы включения с общим эмиттером и $V_{ce} = 0$ В соответствующие графики показаны на рис. 10.

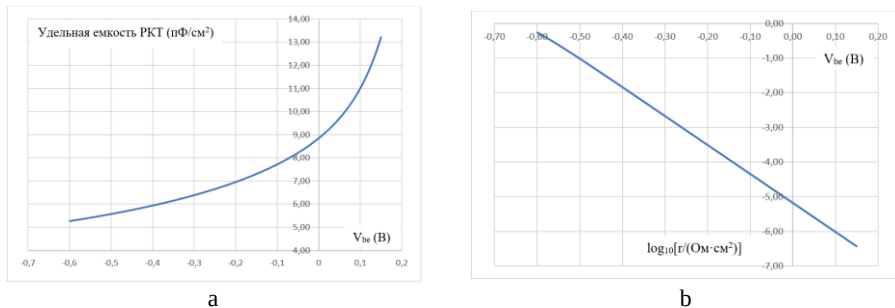


Рис. 10. Удельная емкость (а) и логарифм удельного сопротивления (б) РКТб при схеме включения с общим эмиттером при $V_{ce} = 0$ В, как функции V_{be} .

Fig. 10. Specific capacity (a) and logarithm of specific resistance (b) of RQTB in circuit with common emitter when $V_{ce} = 0$ V as the functions of V_{be}

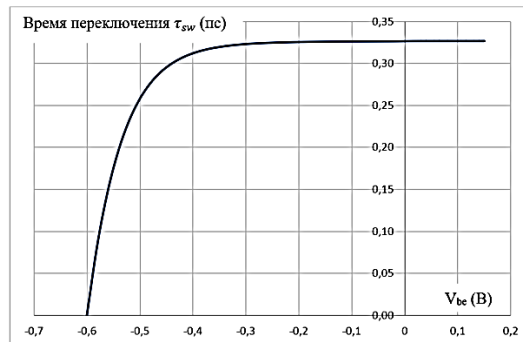


Рис. 11. Время переключения τ_{sw} РКТб при схеме включения с общим эмиттером при $V_{ce} = 0$ В из состояния $V_{be} = -0,6$ В в состояния с большими V_{be} .

Fig. 11. Switching time τ_{sw} of RQTB in circuit with common emitter when $V_{ce} = 0$ V from state with $V_{be} = -0,6$ V to states with more V_{be}

На рис. 11 представлена зависимость от V_{be} времени τ_{sw} переключения РКТб из состояния с $V_{be} = -0,6$ В в состояния с большими значениями этого напряжения при фиксированном $V_{ce} = 0$ В. Переход между значениями $V_{be} = -0,6$ В и $V_{be} = 0,1$ В, соответствующими принятым условиям силам токов I_{off} и I_{on} , занимает 0,33 пс, что на порядок больше, чем

$\tau_{rel}(300^\circ K)$. Отметим, что и при расчетах цифровых схем на основе РКТ в работах [3, 19] получены длительности фронтов импульсов порядка десятых долей пикосекунд, то есть порядка τ_{sw} .

Таким образом, максимальная частота переключения РКТ

$$f_{sw} = 1/\tau_{sw} \quad (12)$$

составит примерно 3 ТГц, что на порядок меньше предельной частоты отсечки. Снижение частоты обусловлено относительно медленными процессами перезаряда емкостей, сформированных областями пространственного заряда вблизи переходов эмиттер — база и база — коллектор.

4. Заключение

Представленный теоретический анализ работы релаксационного квантового транзистора на основе нанопроводов антимонида индия показывает, что этот прибор мог бы стать базовым элементом будущей сверхбыстродействующей цифровой электроники с низким энергопотреблением.

Расчетная частота переключения транзистора из закрытого состояния (режим отсечки) в открытое состояние (активный режим или режим насыщения) составляет при комнатной температуре 3 ТГц. На основе такого элемента могут быть созданы процессоры с тактовой частотой до 100 ГГц, то есть в двадцать раз более быстродействующие, чем современные.

Энергопотребление транзистора составляет в закрытом состоянии 3 пВт, а в открытом — 40 нВт. Эти показатели в сотни раз меньше, чем у полевых транзисторов, используемых в цифровых схемах [16—18] в настоящее время.

Расчетное отношение токов РКТ в открытом и закрытом состояниях превышает $9 \cdot 10^4$. У некоторых перспективных полевых транзисторов этот показатель выше и доходит до 10^8 [18]. Однако и полученного для РКТ значения вполне достаточно для различения логических нуля и единицы.

В работе показано, что, изменяя размеры активных областей РКТ, можно в широких пределах изменять его электрические характеристики. Можно добиться и качественных изменений — получить прибор с N -образными выходными ВАХ, пригодный для создания управляемого напряжением генератора терагерцового диапазона частот.

Список литературы

1. Обухов И. А. О возможности создания релаксационных квантовых приборов // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19, вып. 17. С. 12—16.
2. Обухов И. А. Неравновесные эффекты в электронных приборах. Москва — Киев — Минск — Севастополь : «Вебер», 2010. 303 с.

3. Балабанов В. М., Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Смирнова Е. А. Цифровые схемы на основе квантовых транзисторов // Микроэлектроника. 2021. Т. 50, № 3. С. 190—198.
4. Обухов И. А., Обухов И. И. Размерное квантование энергии электронов и потенциальный рельеф // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 2. С. 195—207.
5. Обухов И. А. Материалы нанoeлектроники. В сб. : 7-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'97 (Севастополь, 15—18 сент. 1997 г.). 1997. С. 383—385.
6. Обухов И. А. Сверхбыстродействующая электроника с низким энергопотреблением // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 72—93.
7. Обухов И. А. Многокомпонентная модель переноса заряда в квантовых полупроводниковых приборах // Нано- и микросистемная техника. 2021. Т. 23, № 1. С. 24—31.
8. Ashley T., Barnes A. R., Buckle L. et al. InSb-based Quantum Well Transistors for High Speed, Low Power Applications. In : 2005 GaAs MANTECH Conf. Dig. ppr., 2005.
9. Datta S., Ashley T., Brask J. et al. 85nm Gate Length Enhancement and Depletion mode InSb Quantum Well Transistors for Ultra High Speed and Very Low Power Digital Logic Applications. In : IEDM Technical Digest, 2005. P. 763—766.
10. Das S. R. et al. Room temperature device performance of electrodeposited InSb nanowire field effect transistors // Apl. Phys. Lett. 2011. Vol. 98. P. 243504-1—243504-3.
11. Khan M. I. et al. Electrochemical Growth of InSb Nanowires and Report of a Single Nanowire Field Effect Transistor // J. Nanoelectronics and Optoelectronics. 2008. Vol. 3. P. 199—202.
12. Zhang C., Miao X., Mohseni P. K et al. Site-Controlled VLS Growth of Planar Nanowires : Yield and Mechanism // Nano Letters. 2014. Vol. 14, no 12. P. 6836—6841.
13. Божьев И. В., Горох Г. Г., Карушкин Н. Ф. и др. Электрические характеристики нанопроводов антимонида индия в пористых матрицах анодного оксида алюминия. В сб. : 28-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2018 (Севастополь, 9—15 сент. 2018 г.). 2018. С. 1041—1046.
14. Гаряинов С. А., Тиходеев Ю. С. Физические модели полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением. М. : «Радио и связь», 1997. 276 с.
15. Лебедев А. И. Физика полупроводниковых приборов. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2008. 488 с.
16. Жалнин В. П., Власов А. И., Коробенко И. С., Шадрин Ю. А. Анализ тенденций развития полевых транзисторов // Труды МЭС-2022. 2022. С. 53—60.
17. Красников Г. Я. Возможности микроэлектронных технологий с топологическими размерами менее 5 нм // Наноиндустрия. 2020. Т. 13, № S5-1 (102). С. 13—19.
18. Tripathi S. L. et al. (ed.). Nanodevices for Integrated Circuit Design. John Wiley & Sons, 2023. 275 p.
19. Обухов И. А., Балабанов В. М. Некоторые возможности квантовых интегральных схем. В сб. : 9-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'99 (Севастополь, 13—16 сент. 1999 г.). 1999. С. 76—77.

Информация об авторах

Обухов Илья Андреевич, доктор физико-математических наук, технический директор АО «НПП «Радиотехника», г. Москва, Российская Федерация; профессор филиала РТУ МИРЭА в г. Фрязино, г. Фрязино, Российская Федерация

Обухов Илья Ильич, студент физического факультета МГУ им. М. В. Ломоносова, г. Москва, Российская Федерация.

Dependence of the Relaxation Quantum Transistor Electrical Characteristics from the Sizes of its Regions

I. A. Obukhov^{1,2} and I. I. Obukhov³

¹Scientific-Industrial Company “Radiotechnika”, Moscow, Russian Federation

²Filial RTU MIREA v g. Fiazino, Fiazino, Russian Federation

ia@npprt.ru

³Lomonosov Moscow State University, Physical Faculty, Moscow, Russian Federation

ilio002@mail.ru

Received: January 6, 2026

Peer-reviewed: January 13, 2026

Accepted: January 13, 2026

Abstract: The static characteristics of a relaxation quantum transistor formed from indium antimonide nanowires have been calculated. It is shown that by varying the geometric sizes of the structure regions, it is possible to purposefully change the electrical characteristics of the device. According to the estimates made, the transistor can function in the terahertz frequency range. The calculated power consumption of the device in the cut-off mode is several pW, and in the active mode and saturation mode it is less than 50 nW. Corresponding currents ratio is about 10^{-5} . The obtained results indicate the possibility of using a relaxation quantum transistor as a basic element of ultrafast digital circuits with low power consumption.

Keywords: nanowire, indium antimonide, digital electronics, low power consumption, high performance, terahertz range, generation.

For citation (IEEE): I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, “Dependence of the Relaxation Quantum Transistor Electrical Characteristics from the Sizes of its Regions,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 229–246, 2026, doi: 10.21227/9j23-kv67. (In Russ.).

References

- [1] I. A. Obukhov, “About the Possibility of Relaxation Quantum Devices Creation”, *Tech. Phys. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 537–538, 1993.
- [2] I. A. Obukhov, *Nonequilibrium effects in electron devices*, Moscow–Kiev–Minsk–Sevastopol: Weber, 2010. (In Russ.).
- [3] V. M. Balabanov, N. F. Karushkina, I. A. Obukhov, and E. A. Smirnova, “Digital Circuits Based on Quantum Transistors,” *Russian Microelectronics*, vol. 50, no. 3, pp. 161–169, 2021.
- [4] I. A. Obukhov and I. I. Obukhov, “Dimensional Quantization of Electron Energy and Potential Relief,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 2, pp. 195–207, 2025. (In Russ.).

- [5] I. A. Obukhov “Materials of Nanoelectronics”, in *7th Int. Crimean conf. “Microwave and telecommunication technology” – CriMiCo ’1997*, Sevastopol, 1997, pp. 383–385, 1997. (In Russ.).
- [6] I. A. Obukhov, “Ultra-High-Speed Low-Power Electronics,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 72–93, 2025.
- [7] I. A. Obukhov, “Multicomponent Model of Charge Transport in Quantum Semiconductor Devices,” *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, vol. 23, no. 1, pp. 24–31, 2021. (In Russ.).
- [8] T. Ashley, A. R. Barnes, L. Buckle, et al., “InSb-based Quantum Well Transistors for High Speed, Low Power Applications,” in *2005 GaAs MANTECH Conf. Dig.*, 2005.
- [9] S. Datta, T. Ashley, J. Brask, et al., “85nm Gate Length Enhancement and Depletion mode InSb Quantum Well Transistors for Ultra High Speed and Very Low Power Digital Logic Applications,” in *IEDM Technical Digest*, pp. 763–766, 2005.
- [10] S. R. Das, C. J. Delker, D. Zakharov, et al., “Room Temperature Device Performance of Electrodeposited InSb Nanowire Field Effect Transistors,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, p. 243504-1–243504-3, 2011.
- [11] M. I. Khan, et al., “Electrochemical Growth of InSb Nanowires and Report of a Single Nanowire Field Effect Transistor,” *J. Nanoelectronics and Optoelectronics*, vol. 3, pp. 199–202, 2008.
- [12] C. Zhang, X. Miao, P. K. Mohseni, et al., “Site-Controlled VLS Growth of Planar Nanowires: Yield and Mechanism,” *Nano Letters*, vol. 14, no 12, pp. 6836–6841.
- [13] I. V. Bozh’ev, G. G. Gorokh, N. F. Karushkin, et al., “Electrical characteristics of indium antimonide nanowires in porous matrices of anodic aluminum oxide”, in *28th Int. Crimean conf. “Microwave and telecommunication technology” – CriMiCo ’2018*, Sevastopol, 2018, vol. 4, pp. 1041–1046, 2018. (In Russ.).
- [14] S. A. Gariainov and Yu. S. Tikhodeev, *Fizicheskie modeli poluprovodnikovich priborov s otritsatel’nim soprotivleniem*, Moscow: “Radio i Sviaz”, 1977. (In Russ.).
- [15] A. I. Lebedev, *Fizika poluprovodnikovikh priborov*, Moscow: FIZMATLIT, 2008. (In Russ.).
- [16] V. P. Zhalnin, A. I. Vlasov, I. S. Korobenko, and Y. A. Shadrin, “Analysis of trends in the development of field-effect transistors,” in *Proceedings of MES-2022*, pp. 53–60, 2022. (In Russ.).
- [17] G. Ya. Krasnikov, “The Capabilities of Microelectronic Processes with 5 nm Critical Dimension and Less,” *Nanoindustry*, vol. 13, no. S5-1 (102), pp. 13–19, 2020. (In Russ.).
- [18] Tripathi S. L. et al. (ed.). *Nanodevices for Integrated Circuit Design*. John Wiley & Sons, 2023.
- [19] I. A. Obukhov and V. M. Balabanov, “Some possibilities of quantum integrated circuits,” in *9th Int. Crimean conf. “Microwave and telecommunication technology” – CriMiCo ’99*, Sevastopol, 1999, pp. 76–77. (In Russ.).

Information about the authors

Ilya A. Obukhov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Technical Director of JSC NPP Radiotekhnika, Moscow, Russian Federation; professor of Filial RTU MIREA v g. Friazino, Friazino, Russian Federation.

Ilya I. Obukhov, student of Moscow State University, Faculty of Physics, Moscow, Russian Federation.

Согласованный фильтр для приема сигналов в условиях межсимвольной интерференции

Дегтярев А. Н., Зеленкевич Д. Ю., Поляков А. Л., Афонин И. Л.

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

degtyaryov1966@yandex.ru

Получено: 3 января 2026 г.

Отрецензировано: 12 января 2026 г.

Принято к публикации: 12 января 2026 г.

Аннотация: Для создания линейного фильтра, предназначенного для приема сигнала в условиях межсимвольной интерференции, предлагается критерий оптимальности, состоящий в обеспечении минимума мощности помехи на выходе этого фильтра при заданном отсчетном значении полезной составляющей выходной смеси. Полученные аналитические выражения позволяют представить структурную схему такого линейного фильтра в виде каскадного соединения фильтра, согласованного с принимаемым канальным символом, и устройства с отрицательной обратной связью. В прямую ветвь устройства с отрицательной обратной связью входит фильтр с комплексным коэффициентом передачи, обратно пропорциональным спектральной плотности мощности канальной помехи, а в цепь обратной связи включен фильтр с ККП, который зависит от спектральной плотности мощности помехи, вызванной МСИ.

Ключевые слова: критерий оптимальности, согласованный фильтр, межсимвольная интерференция, канальный символ, комплексный коэффициент передачи.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Дегтярев А. Н., Зеленкевич Д. Ю., Поляков А. Л., Афонин И. Л. Согласованный фильтр для приема сигналов в условиях межсимвольной интерференции // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 247—256.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Дегтярев, А. Н. Согласованный фильтр для приема сигналов в условиях межсимвольной интерференции / А. Н. Дегтярев, Д. Ю. Зеленкевич, А. Л. Поляков, И. Л. Афонин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 247—256.

1. Введение

Повышение помехоустойчивости систем передачи информации (СПИ) является одной из важных проблем теории и техники связи. В со-

временных СПИ на помехоустойчивость существенно влияет межсимвольная интерференция (МСИ). В работах [1—5] рассмотрены классические методы борьбы с МСИ: использование эквалайзера; нелинейной обработки сигналов, в частности, прием с обратной связью по решению и т. д. Общим недостатком классических методов является то, что нарушение синхронизации приводит к существенному росту МСИ, и, следовательно, к повышению вероятности ошибки при приеме бита сообщения.

Кроме того, при аддитивном белом гауссовском шуме применяются алгоритмы, минимизирующие вероятность ошибки при приеме сигнальной последовательности на основе алгоритма Витерби, вычислительная сложность которого находится в экспоненциальной зависимости от длительности импульсной характеристики канала связи [5, 6, 7].

Все известные методы борьбы с МСИ включают в себя выбор формы сигнала конечной продолжительности и с ограниченным спектром [5]. При этом под шириной спектра понимают частотную полосу, в которой сосредоточено 90 % энергии сигнала. Такой подход приводит к необходимости искать компромисс между длительностью сигнала, шириной его спектра и вычислительной сложностью принимающего устройства.

В работе [8] для снижения уровня МСИ предлагается осуществить ортогонализацию интерферирующих и принимаемого канальных символов. Предполагается, что указанный метод ортогонализации позволит одновременно снизить уровень МСИ и межканальных помех и не требует от приемника больших вычислительных возможностей. В качестве приемника используется коррелятор. Однако использование коррелятора требует наличие синхронизации передатчика и приемника.

Целью настоящей работы является разработка метода построения согласованного фильтра, позволяющего снизить уровень МСИ.

2. Обоснование метода синтеза фильтра

Пусть в момент времени $T_0 = 0$ на вход линейного фильтра поступает аддитивная смесь

$$z(t) = S(t) + x(t) = s_0(t) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} s_n(t - T_n) + x(t), \quad (1)$$

где $x(t)$ — реализация аддитивной канальной помехи, $S(t)$ — сигнал, содержащий принимаемый канальный символ $s_0(t)$ и интерферирующие канальные символы $s_n(t - T_n)$, T_n — время задержки интерферирующих символов относительно $s_0(t)$.

Возьмем прямое преобразование Фурье от выражения (1) и получим спектральную плотность аддитивной смеси $z(t)$

$$Z(j\omega) = S(j\omega) + X(j\omega) = S_0(j\omega) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega)e^{-j\omega T_n} + X(j\omega),$$

где $S(j\omega)$, $S_0(j\omega)$, $S_n(j\omega)$ — спектральные плотности сигнала $S(t)$ и канальных символов $s_0(t)$ и $s_n(t)$, соответственно, $X(j\omega)$ — спектральная плотность реализации аддитивной канальной помехи $x(t)$.

Спектральная плотность $Y(j\omega)$ выходной смеси $y(t)$ линейного фильтра равна

$$Y(j\omega) = K(j\omega)[S(j\omega) + X(j\omega)] = K(j\omega) \left[S_0(j\omega) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega)e^{-j\omega T_n} + X(j\omega) \right],$$

где $K(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи (ККП) линейного фильтра.

Заметим, что спектральная плотность $Y(j\omega)$ реакции фильтра на смесь $z(t)$ является случайной функцией. Спектральная плотность реакции фильтра на принимаемый канальный символ $K(j\omega)S_0(j\omega)$ может рассматриваться как математическое ожидание $Y(j\omega)$.

Сформулируем задачу определения ККП линейного фильтра следующим образом.

Необходимо определить ККП линейного фильтра, который в момент окончания длительности принимаемого канального символа минимизирует мощность помехи на выходе фильтра при заданном отсчетном значении полезной составляющей выходной смеси.

Отсчетное значение полезной составляющей выходной смеси $y(t)$ в момент окончания длительности T принимаемого канального символа представляет собой обратное преобразование Фурье от математического ожидания спектральной плотности $Y(j\omega)$, рассматриваемое в момент времени T , поэтому можно записать

$$u(T) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega)S_0(j\omega)e^{j\omega T} d\omega = A = \text{const}, \quad (2)$$

где $u(T)$ — отсчетное значение полезной составляющей выходной смеси, которое считается равным A .

Мощность помехи на выходе линейного фильтра в общем виде имеет вид

$$P_y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_y(\omega) d\omega,$$

где $W_y(\omega)$ — спектральная плотность мощности помеховой составляющей выходной смеси.

Вычислим $W_y(\omega)$.

$$W_y(\omega) = M \{Y^2(\omega)\} - M^2 \{Y(j\omega)\},$$

где $M \{...\}$ — оператор взятия математического ожидания.

С учетом принятого выше допущения математическое ожидание выходной смеси $y(t)$ линейного фильтра определяется как

$$M \{Y(j\omega)\} = K(j\omega)S_0(j\omega).$$

Средний квадрат спектральной плотности выходной смеси $y(t)$ линейного фильтра имеет вид

$$\begin{aligned} M \{Y^2(j\omega)\} &= M \left\{ K^2(\omega) \left[S_0(j\omega) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{j\omega T_n} + X(j\omega) \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[S_0^*(j\omega) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} + X^*(j\omega) \right] \right\} = \\ &= K^2(\omega) \left[S_0^2(\omega) + M \left\{ S_0(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \right\} + M \left\{ S_0^*(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n} \right\} + \right. \\ &\quad \left. + M \left\{ \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n} \right\} + M \{X^2(\omega)\} \right]. \end{aligned}$$

Спектральная плотность мощности выходной помехи определяется как

$$\begin{aligned} W_y(\omega) &= M \{Y^2(j\omega)\} - M^2 \{Y(j\omega)\} = \\ &= K^2(\omega) \left[M \left\{ S_0(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \right\} + M \left\{ S_0^*(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n} \right\} + \right. \\ &\quad \left. + M \left\{ \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n} \right\} \right] + K^2(\omega) W_x(\omega). \end{aligned}$$

Здесь учтено, что спектральная плотность аддитивного входного шума имеет вид

$$W_x(\omega) = M\{X^2(\omega)\}.$$

Обозначим спектральную плотность мощности помехи, вызванной межсимвольной интерференцией, как

$$W_{\text{МСИ}}(\omega) = M\left\{S_0(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n}\right\} + M\left\{S_0^*(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n}\right\} + M\left\{\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n}\right\}. \quad (3)$$

Запишем спектральную плотность мощности выходной помехи с учетом принятых обозначений

$$W_y(\omega) = K^2(\omega)[W_{\text{МСИ}}(\omega) + W_x(\omega)].$$

Мощность выходной помехи определяется как

$$P_y = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega)[W_{\text{МСИ}}(\omega) + W_x(\omega)]d\omega. \quad (4)$$

Поставленная задача решается путем определения минимума функционала (4) при условии (2). Эта задача является изопериметрической задачей вариационного исчисления [8].

Для ее решения составляем функцию Лагранжа

$$L = K^2(\omega)[W_{\text{МСИ}}(\omega) + W_x(\omega)] - \lambda K(j\omega)S_0(j\omega)e^{j\omega T}$$

и приравняем к нулю ее производную по $K(j\omega)$

$$\frac{dL}{dK(j\omega)} = K^*(\omega)[W_{\text{МСИ}}(\omega) + W_x(\omega)] - \lambda S_0^*(j\omega)e^{j\omega T} = 0.$$

Из последнего выражения определяем

$$K(j\omega) = \lambda \frac{S_0^*(j\omega)e^{j\omega T}}{W_{\text{МСИ}}^*(\omega) + W_x^*(\omega)}. \quad (5)$$

Множитель Лагранжа λ вычисляется после подстановки (5) в (2)

$$\lambda = \frac{2\pi A}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_0^2(\omega)}{W_{\text{МСИ}}(\omega) + W_x(\omega)} d\omega}.$$

Отношение сигнал/помеха на выходе линейного фильтра определяется как

$$q_0 = \frac{A}{\sqrt{P_y}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_0^2(\omega)}{W_{\text{МСИ}}(\omega) + W_x(\omega)} d\omega}.$$

Преобразуем выражение (5).

$$K(j\omega) = \lambda S_0^*(j\omega) e^{-j\omega T} \frac{\frac{1}{W_x(\omega)}}{1 + \frac{1}{W_x(\omega)} W_{\text{МСИ}}(\omega)} = K_0(j\omega) \frac{K_1(j\omega)}{1 + K_1(j\omega) K_{\text{oc}}(j\omega)}, \quad (6)$$

где $K_1(j\omega) = \frac{1}{W_x(\omega)}$, $K_{\text{oc}}(j\omega) = W_{\text{МСИ}}(\omega)$, $K_0(j\omega) = \lambda S_0^*(j\omega) e^{-j\omega T}$.

Выражение (6) позволяет представить структурную схему линейного фильтра в виде каскадного соединения фильтра с комплексным коэффициентом передачи $K_0(j\omega)$ (согласованного с принимаемым канальным символом $s_0(t)$) и устройства с отрицательной обратной связью (рис. 1). В прямую ветвь устройства с отрицательной обратной связью входит фильтр с комплексным коэффициентом передачи $K_1(j\omega)$, а в цепь обратной связи включен фильтр с ККП $K_{\text{oc}}(j\omega)$.

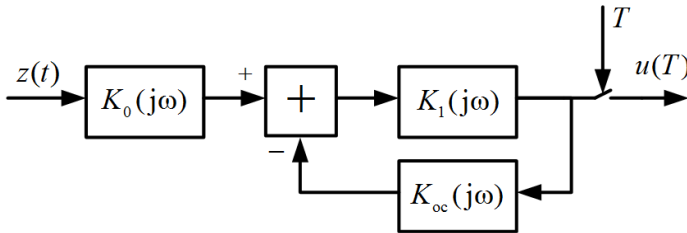


Рис. 1. Структурная схема линейного фильтра.

Fig. 1. Structural diagram of a linear filter

ККП $K_{\text{oc}}(j\omega)$ зависит от вида спектральной плотности мощности $W_{\text{МСИ}}(\omega)$ помехи, вызванной МСИ.

Рассмотрим случай, когда МСИ возникает в результате многопутевого распространения сигнала, а интерферирующие канальные символы являются статистически независимыми.

Спектральная плотность мощности помехи (3), вызванной МСИ запишется как

$$W_{\text{МСИ}}(\omega) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^2(\omega).$$

Здесь учтено, что

$$M \left\{ S_0(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \right\} = M \left\{ S_0^*(j\omega) \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n} \right\} = 0,$$

$$M \left\{ \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^*(j\omega) e^{j\omega T_n} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n(j\omega) e^{-j\omega T_n} \right\} = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^2(\omega).$$

Тогда

$$K_1(j\omega) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^2(\omega).$$

Отношение сигнал/помеха на выходе линейного фильтра определяется как

$$q_0 = \frac{A}{\sqrt{P_y}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_0^2(\omega)}{\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} S_n^2(\omega) + W_x(\omega)} d\omega}.$$

3. Заключение

Для создания линейного фильтра, предназначенного для приема сигнала в условиях межсимвольной интерференции, предлагается критерий оптимальности, состоящий в обеспечении минимума мощности помехи на выходе этого фильтра при заданном отсчетном значении полезной составляющей выходной смеси.

Полученные аналитические выражения позволяют представить структурную схему такого линейного фильтра в виде каскадного соединения фильтра, согласованного с принимаемым каналным символом и устройства с отрицательной обратной связью. В прямую ветвь устройства с отрицательной обратной связью входит фильтр с комплексным коэффициентом передачи, обратно пропорциональным спектральной плотности мощности канальной помехи, а в цепь обратной связи включен фильтр с ККП, который зависит от спектральной плотности мощности помехи, вызванной МСИ.

Список литературы

- [1] Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М. : Радио и связь, 1985. 272 с.

- [2] Бельфиоре К. А., Парк Дж. Х. Компенсация посредством решающей обратной связи // Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1979. Т. 67, № 8. С. 67—83.
- [3] Кловский Д. Д., Николаев Б. И. Инженерная реализация радиотехнических схем. М. : Связь, 1975. 200 с.
- [4] Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М. : Связь, 1979. 592 с.
- [5] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. 1099 с.
- [6] Хабаров Е. О. Анализ характеристик ряда алгоритмов демодуляции в каналах с межсимвольной интерференцией // Электросвязь. 2008. № 5. С. 50—54.
- [7] Мартышевская Д. А. Повышение помехоустойчивости высоскоростной передачи цифровых сигналов с помощью подавления межсимвольной интерференции : дис. ... канд. техн. наук : 07.00.10. Владимир, 2017. 141 с.
- [8] Дегтярев А. Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. Москва : Инфра-М, 2019. 152 с.

Информация об авторах

Дегтярев Андрей Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Зеленкевич Дмитрий Юрьевич, аспирант кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Поляков Александр Леонидович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Афонин Игорь Леонидович, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

The Matched Filter for Receiving a Signals in the Presence of Intersymbol Interference

A. N. Degtyaryov, D. Yu. Zelenkevich, A. L. Polyakov, and I. L. Afonin

Sevastopol State University
33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation

andegtyarev@mail.sevsu.ru

Received: January 3, 2026

Peer-reviewed: January 12, 2026

Accepted: January 12, 2026

Abstract: To create a linear filter designed to receive a signal in the presence of intersymbol interference, an optimality criterion is proposed that ensures a minimum of interference power at the output of this filter for a given reference value of the useful component of the output mixture. The obtained analytical expressions allow us to represent the block diagram of such a linear filter as a cascade connection of a filter matched to the received channel symbol and a negative feedback device. The direct branch of the negative feedback device includes a filter with a complex transmission coefficient that is inversely proportional to the spectral power density of the channel interference, and the feedback circuit includes a filter with a transmission coefficient that depends on the spectral power density of the interference caused by the MSI.

Keywords: optimality criterion, matched filter, intersymbol interference, channel symbol, complex transmission coefficient.

For citation (IEEE): A. N. Degtyaryov, D. Yu. Zelenkevich, A. L. Polyakov, and I. L. Afonin, "The Matched Filter for Receiving a Signals in the Presence of Intersymbol Interference," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 247–256, 2026, doi: 10.21227/70jc-7436. (In Russ.).

References

- [1] A. G. Zyuko, [Noise immunity and efficiency of information transmission systems], Moscow, Radio i svyaz', 1985. (In Russ).
- [2] K. A. Bel'fiore and D. Kh. Park, "Compensation through decisive feedback," [Proceedings of the Institute of Electrical and Radio Electronics Engineers], vol. 67, no. 8, pp. 67–83, 1979. (In Russ).
- [3] D. D. Klovsky and B. I. Nikolaev, [Engineering implementation of radio engineering circuits]. Moscow, Svyaz', 1975. (In Russ).
- [4] D. Spilker, [Digital satellite communications], Moscow, Svyaz', 1979. (In Russ).
- [5] B. Sklyar, [Digital communications. Fundamentals and Applications], Moscow: "Wiliams", 2003. (In Russ).
- [6] E. O. Chabarov, [Analysis of the characteristics of a number of demodulation algorithms in channels with intersymbol interference], *Electrosvyaz'*, no. 5, pp. 50–54, 2008. (In Russ).

- [7] D. A. Martyshevskaya, [Increasing the noise immunity of high-speed transmission of digital signals using intersymbol interference suppression]. Dissertation for the degree of candidate of technical sciences. Vladimir, 2017. (In Russ.).
- [8] A. N. Degtyarev, [*Orthogonalization of functions and increasing noise immunity of high-speed information transmission systems*]. Moscow: Infra-M. 2019. (In Russ).

Information about the authors

Andrey N. Degtyaryov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Dmitriy Yu. Zelenkevich, Graduate student of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Aleksandr L. Polyakov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Igor L. Afonin, Doctor of Technical Sciences, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

УДК 621.396.933:629.735.05

Разработка аппаратного комплекса измерения характеристик электромагнитных волн от судовых и береговых станций района А1 ГМССБ

¹Афонин И. Л., ²Ивановский Н. В., ²Макаренко Е. О.

¹*Севастопольский государственный университет*

ул. Университетская, д. 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

²*Керченский государственный морской технологический университет*

ул. Орджоникидзе, д. 82, г. Керчь, 298309, Республика Крым, Российская Федерация

igor_afonin@inbox.ru

Получено: 3 января 2026 г.

Отрецензировано: 12 января 2026 г.

Принято к публикации: 12 января 2026 г.

Аннотация: Представлен аппаратный комплекс для дистанционного измерения напряженности электромагнитного поля на частоте 160 МГц в районе А1 Глобальной морской системы связи при бедствии и для обеспечения безопасности. Комплекс включает беспилотный летательный аппарат, калиброванную антенну, измеритель и вычислительный модуль. Дальность работы составляет до 10 километров. Приведены расчетные формулы распространения электромагнитных волн.

Ключевые слова: ГМССБ, электромагнитные волны, БПЛА, измеритель, район А1, VHF.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Афонин И. Л., Ивановский Н. В., Макаренко Е. О. Разработка аппаратного комплекса измерения характеристик электромагнитных волн от судовых и береговых станций района А1 ГМССБ // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 257—272.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Афонин, И. Л. Разработка аппаратного комплекса измерения характеристик электромагнитных волн от судовых и береговых станций района А1 ГМССБ / И. Л. Афонин, Н. В. Ивановский, Е. О. Макаренко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 257—272.

1. Введение

Глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности (ГМССБ) представляет комплекс технических средств, обес-

печивающих оперативную передачу сигналов бедствия и координацию спасательных операций. Район А1 ГМССБ охватывает акватории в зоне покрытия береговых УКВ-радиостанций с непрерывным цифровым избирательным вызовом, обычно в пределах 20 морских миль от населенных побережий. Судовые и береговые радиостанции района А1 работают в диапазоне очень высоких частот (VHF) 156—174 МГц, при этом частота 160 МГц находится в пределах рабочего диапазона морской радиосвязи и используется для служебных коммуникаций.

Мониторинг электромагнитной обстановки в районах интенсивного судоходства требует применения дистанционных средств измерения, способных работать над акваторией без использования стационарных платформ. Традиционные наземные методы измерения напряженности поля ограничены необходимостью физического доступа к точкам наблюдения и не позволяют проводить трехмерное картирование распределения электромагнитных волн над водной поверхностью. Применение беспилотных летательных аппаратов для электромагнитных измерений открывает возможности высокоточного позиционирования датчиков в заданных пространственных координатах с минимальными временными затратами.

Разработка специализированного аппаратного комплекса на базе БПЛА для измерения параметров электромагнитных волн от судовых и береговых станций является актуальной научно-технической задачей. Комплекс должен обеспечивать точность измерений, сопоставимую со стационарными средствами, при дальности работы до 10 километров от точки базирования. Частота 160 МГц выбрана как репрезентативная для VHF-диапазона, используемого в морской радиосвязи.

2. Архитектура аппаратного комплекса

Разработанный аппаратный комплекс состоит из четырех взаимосвязанных подсистем: платформы беспилотного летательного аппарата, антенной системы, измерителя напряженности электромагнитного поля и вычислительного модуля с системой телеметрии. Интеграция компонентов обеспечивает автономное выполнение измерительных миссий в заданных географических координатах с передачей данных на наземную станцию управления в режиме реального времени.

2.1. Платформа БПЛА

Для обеспечения стабильной работы на дистанции до 10 километров выбрана платформа гексакоптера с грузоподъемностью не менее 3 килограммов. Конструктивная схема аппаратного комплекса представлена на

рис. 1. Гексакоптер обладает избыточностью двигательной системы, что повышает надежность полета при отказе одного из силовых модулей. Шесть моторов (3) с двухлопастными винтами (1) закреплены на лучах композитной рамы (4), обеспечивающей жесткость конструкции при минимальной массе. Время автономного полета при полной нагрузке составляет 25—30 минут, что достаточно для выполнения измерений в нескольких точках маршрута.

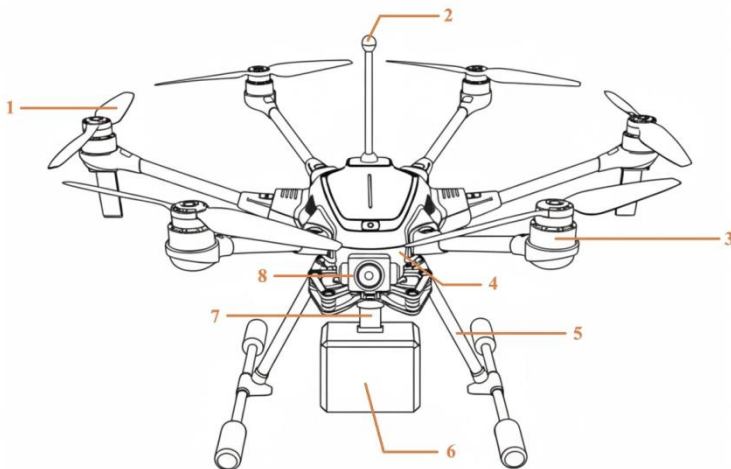


Рис. 1. Конструктивная схема аппаратного комплекса на базе гексакоптера: 1 — винт; 2 — антенна измерительного комплекса; 3 — мотор; 4 — рама; 5 — посадочный механизм; 6 — измерительный комплекс; 7 — крепление измерительного комплекса; 8 — FPV-камера.

Fig. 1. Structural diagram of the hexacopter-based hardware system: 1 – propeller; 2 – antenna of the measuring system; 3 – motor; 4 – frame; 5 – landing mechanism; 6 – measuring system; 7 – measuring system mount; 8 – FPV camera

Измерительный комплекс (6) размещен в центральной части фюзеляжа на специализированном креплении (7), обеспечивающем виброизоляцию и возможность оперативного демонтажа для калибровки. Для минимизации влияния металлических элементов конструкции на измеряемое поле антенна измерительного комплекса (2) установлена на немагнитной мачте на высоте 0,6 метра от геометрического центра БПЛА. Посадочный механизм (5) выполнен в виде амортизирующих стоек, поглощающих ударные нагрузки при контакте с поверхностью. FPV-камера (8) обеспечивает визуальный контроль окружающего пространства в режиме реального времени для навигации и мониторинга препятствий.

Система позиционирования БПЛА реализована на базе приемника глобальных навигационных спутниковых систем с кинематической кор-

рекцией в реальном времени (*GNSS RTK*). Точность определения координат в горизонтальной плоскости при наличии корректирующих сигналов от базовой станции составляет 2—5 сантиметров. Интеграция инерциальной навигационной системы обеспечивает стабилизацию положения при кратковременной потере сигналов спутников.

Критическим аспектом применения БПЛА для электромагнитных измерений является экранирование собственных источников помех. Двигатели постоянного тока, контроллеры скорости и элементы авионики генерируют широкополосные электромагнитные помехи в диапазоне от сотен килогерц до гигагерц. Для минимизации влияния помех измерительная аппаратура размещена в алюминиевом корпусе толщиной 2 миллиметра, обеспечивающем затухание не менее 40 децибел на частоте 160 МГц. Кабельные соединения экранированы с применением ферритовых элементов, подавляющих высокочастотные токи утечки.

Антенная система. Для частоты 160 МГц длина волны в свободном пространстве составляет $\lambda = c/f = 3 \cdot 10^8 / (160 \cdot 10^6) \approx 1,88$ метра. Полуволновый диполь имеет физическую длину приблизительно 0,94 метра и обеспечивает всенаправленную диаграмму направленности в плоскости, перпендикулярной оси проводника.

Для изотропных измерений напряженности электрического поля применена система из трех ортогональных дипольных элементов, расположенных вдоль осей координат X , Y и Z . Суммарная чувствительность системы к полю произвольной поляризации определяется выражением:

$$E_{total} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2}$$

где E_x , E_y , E_z — измеренные значения напряженности по каждой из трех ортогональных осей. Калибровка антенной системы выполнена в безэховой камере в диапазоне частот 100—200 МГц с использованием эталонного генератора известной мощности.

Антенна установлена на немагнитном подвесе из углепластика на расстоянии 0,6 метра от геометрического центра БПЛА. Виброизоляция реализована с применением эластомерных демпферов с коэффициентом демпфирования 0,15, что обеспечивает подавление механических колебаний в диапазоне 5—500 герц на 20—25 децибел.

Измеритель напряженности электромагнитного поля ПЗ-34. В качестве измерителя применен прибор ПЗ-34 с антенной-преобразователем АП 3-34 Е УКВ, внесенный в Государственный реестр средств измерений Российской Федерации под номером 64925-16. Технические характеристики измерителя приведены в таблице 1.

Таблица 1. Метрологические характеристики измерителя ПЗ-34 с антенной АП 3-34 Е УКВ.

Table 1. Metrological characteristics of the PЗ-34 meter with the AP 3-34 E VHF antenna

Параметр	Значение
Диапазон частот	30—300 МГц
Диапазон измерений напряженности поля	1—150 В/м
Пределы допускаемой относительной погрешности	±30 %
Масса антенны-преобразователя	320 г
Масса блока управления	430 г
Время непрерывной работы	8 часов
Интерфейс связи	<i>Bluetooth 2.0 + EDR</i>
Радиус действия <i>Bluetooth</i>	до 30 м

Измеритель ПЗ-34 представляет собой широкополосный приемник с изотропными датчиками, измеряющими среднеквадратическое значение напряженности электрического поля. Беспроводная связь между антенной-преобразователем и блоком управления по протоколу *Bluetooth* исключает влияние кабельных соединений на результаты измерений. Частота работы *Bluetooth* (2,4—2,5 ГГц) значительно отличается от рабочей частоты 160 МГц, что минимизирует взаимные помехи.

Время интегрирования среднеквадратичного значения установлено равным 1 секунде, что соответствует рекомендациям Международной комиссии по защите от неионизирующего излучения для частот выше 100 МГц. При скорости движения БПЛА 3 метра в секунду пространственное разрешение измерений составляет 3 метра.

Вычислительный модуль и система телеметрии. Вычислительный модуль реализован на базе 32-битного микроконтроллера архитектуры *ARM Cortex-M4* с тактовой частотой 168 МГц. Модуль выполняет функции сбора данных от измерителя ПЗ-34, синхронизации с координатами *GNSS*, предварительной обработки и передачи на наземную станцию управления.

Система телеметрии обеспечивает двунаправленную передачу данных на дистанцию до 10 километров в условиях прямой видимости. Применена технология *TD-LTE* с прямым последовательным расширением спектра (*DSSS*) для повышения помехоустойчивости. Технические параметры системы телеметрии представлены в таблице 2.

Таблица 2. Характеристики системы телеметрии.

Table 2. Telemetry system characteristics

Параметр	Значение
Диапазон частот	902—928 МГц (<i>ISM</i>)
Дальность связи воздух-земля	20—30 км
Скорость передачи данных	30 Мбит/с
Мощность передатчика	2 Вт (33 дБм)
Задержка передачи данных	≤ 30 мс
Протоколы данных	<i>MAVLink, MQTT</i>
Шифрование	<i>AES-256</i>

Синхронизация временных меток выполняется приемником *GNSS* с точностью 20 наносекунд относительно всемирного координированного времени. Частота дискретизации данных составляет 10 измерений в секунду, что обеспечивает детальное пространственное разрешение при скорости полета до 5 метров в секунду.

3. Математическая модель распространения электромагнитных волн

Напряженность электрического поля в точке наблюдения зависит от характеристик передатчика, расстояния, условий распространения и рельефа местности. Для *VHF*-диапазона основными механизмами распространения являются прямая видимость и отражение от поверхности.

3.1. Модель свободного пространства

Напряженность электрического поля от изотропного источника в свободном пространстве определяется формулой:

$$E = \frac{\sqrt{30 * P * G}}{d}$$

где E — напряженность электрического поля (В/м), P — излучаемая мощность (Вт), G — коэффициент усиления антенны передатчика относительно изотропного излучателя, d — расстояние от источника (м).

Для эффективной излучаемой мощности $EIRP = P * G$ выражение упрощается:

$$E = \frac{\sqrt{30 * EIRP}}{d}$$

Потери при распространении в свободном пространстве на частоте 160 МГц рассчитываются по формуле Международного союза электросвязи:

$$L_p = 32,45 + 20 \log_{10}(f_{MHz}) + 20 \log_{10}(d_{km})$$
$$L_p = 32,45 + 20 \log_{10}(160) + 20 \log_{10}(d_{km}) = 75,6 + 20 \log_{10}(d_{km})$$

где L_p — потери распространения (дБ), f_{MHz} — частота (МГц), d_{km} — расстояние (км).

Для дистанции 10 километров потери составляют:

$$L_p = 75,6 + 20 \log_{10}(10) = 75,6 + 20 = 95,6 \text{ дБ.}$$

3.2. Модель двухлучевого распространения

Над водной поверхностью существенное влияние оказывает отражение от границы раздела воздух — вода. Результирующее поле в точке приема представляет векторную сумму прямого и отраженного лучей:

$$E_{total} = E_{direct} + E_{reflected}$$

Коэффициент отражения от морской воды на частоте 160 МГц при вертикальной поляризации составляет приблизительно $-0,9$ для углов падения, близких к горизонту. Фазовый сдвиг между прямым и отраженным лучами определяется разностью хода:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r$$

где Δr — разность расстояний прямого и отраженного лучей (м), λ — длина волны (м).

При конструктивной интерференции усиление может достигать 6 децибел, при деструктивной — ослабление превышает 20 децибел. Для минимизации влияния многолучевости измерения проводятся на высотах, где разность фаз обеспечивает стабильное сложение компонент поля.

3.3. Влияние атмосферы и тропосферы

На частоте 160 МГц поглощение в атмосфере незначительно и составляет менее 0,1 децибела на 10 километров при нормальных условиях.

Рефракция радиоволн в тропосфере приводит к искривлению траектории луча с эффективным радиусом Земли $k \cdot R_0$, где $k \approx 4/3$, $R_0 = 6371$ км — средний радиус Земли.

Горизонт радиовидимости для антенны, поднятой на высоту h_1 метров над поверхностью, определяется выражением:

$$d_{horizon} = 3,57\sqrt{h_1}$$

где $d_{horizon}$ — дальность прямой видимости (км), h_1 — высота антенны (м). Для высоты 100 метров дальность видимости составляет приблизительно 35,7 километра, что превышает требуемую дальность работы комплекса.

4. Методика проведения измерений

Измерительная миссия выполняется в соответствии с заранее разработанным полетным заданием, включающим координаты точек измерений, высоту полета, скорость перемещения и время зависания над каждой точкой.

4.1. Планирование траектории полета

Траектория полета формируется в программном обеспечении наземной станции управления с учетом препятствий, зон ограничения полетов и метеорологических условий. Маршрут представляет последовательность путевых точек (x_i, y_i, z_i) , где $i = 1, 2, \dots, N$. Для каждой точки задается время зависания t_{hover} , в течение которого выполняется серия из 10 измерений с последующим усреднением.

Оптимальная высота полета выбирается исходя из требований безопасности и минимизации влияния отражений от земной поверхности. Для измерений над акваторией рекомендуемая высота составляет 50—100 метров. При необходимости детального вертикального профилирования поля выполняется серия измерений на высотах от 10 до 150 метров с шагом 10 метров.

4.2. Калибровка и верификация системы

Перед выполнением измерений проводится калибровка аппаратного комплекса в контролируемых условиях. Источником известной мощности служит калиброванный генератор сигналов, подключенный к эталонной антенне с документированными характеристиками. Измеряемая напряженность поля сравнивается с расчетной, полученной по формуле свободного пространства.

Относительная погрешность измерений определяется как:

$$\delta = \frac{|E_{measured} - E_{calculated}|}{E_{calculated}} * 100\%$$

Для измерителя ПЗ-34 паспортная погрешность составляет $\pm 30\%$, что соответствует классу приборов для оценочных измерений электромагнитной обстановки. Использование усреднения по серии из 10 измерений снижает случайную составляющую погрешности в $\sqrt{10} \approx 3,16$ раза.

4.3. Обработка результатов измерений

Данные, полученные в ходе измерительной миссии, представляют множество триплетов $\{(x_i, y_i, z_i, E_i)\}$, где E_i — измеренная напряженность поля в точке с координатами (x_i, y_i, z_i) . Для построения непрерывного поля применяется метод обратных взвешенных расстояний (IDW):

$$\hat{E}(x_0, y_0, z_0) = \frac{\sum_{i=1}^N w_i * E_i}{\sum_{i=1}^N w_i}$$

где весовые коэффициенты определяются как:

$$w_i = \frac{1}{d_i^\beta}$$

$$d_i = \sqrt{(x_0 - x_i)^2 * (y_0 - y_i)^2 * (z_0 - z_i)^2}$$

Параметр степени β выбирается равным 2, что соответствует физической модели убывания поля точечного источника. Результаты интерполяции визуализируются в виде двумерных карт изолиний напряженности поля на заданных высотах или трехмерных поверхностях.

4.4. Экспериментальная валидация комплекса

Экспериментальная валидация выполнена в два этапа: стендовые испытания в контролируемых условиях и натурные измерения в зоне действия судовой радиостанции VHF-диапазона.

Стендовые испытания. Стендовые испытания проведены на полигоне площадью 1 гектар без высотных препятствий в радиусе 500 метров. Источником излучения служил генератор сигналов с выходной мощностью 10 ватт, подключенный к вертикальной полуволновой антенне на высоте 5 метров. Частота излучения установлена 160,5 МГц.

БПЛА выполнил измерения в 15 точках на расстояниях от 100 до 1000 метров от источника на высоте 50 метров. Результаты измерений представлены в таблице 3.

Таблица 3. Результаты стендовых измерений напряженности поля.

Table 3. Results of bench measurements of field strength

Расстояние, м	Расчетное значение, В/м	Измеренное значение, В/м	Относительная погрешность, %
100	5,48	5,20	–5,1
200	2,74	2,95	+7,7
300	1,83	1,65	–9,8
400	1,37	1,52	+10,9
500	1,10	1,25	+13,6
600	0,91	0,78	–14,3
700	0,78	0,89	+14,1
800	0,69	0,58	–15,9
900	0,61	0,71	+16,4
1000	0,55	0,48	–12,7

Среднеквадратическое отклонение измеренных значений от расчетных составило 12,3 %, что укладывается в паспортную погрешность измерителя ПЗ-34. Наблюдаемый разброс обусловлен влиянием многолучевого распространения и флуктуациями поля вследствие изменения метеорологических условий.

Анализ погрешностей измерений. Суммарная погрешность измерений определяется комбинацией инструментальных, методических и внешних факторов.

Инструментальная погрешность измерителя ПЗ-34 согласно метрологическим характеристикам составляет ± 30 %. Данная погрешность включает нестабильность чувствительности датчиков, нелинейность амплитудной характеристики и дрейф калибровочных коэффициентов.

Погрешность позиционирования БПЛА с системой *GNSS RTK* составляет 2—5 сантиметров в горизонтальной плоскости и 5—10 сантиметров по вертикали. При интенсивности поля, изменяющейся обратно пропорционально расстоянию, погрешность 5 сантиметров на расстоянии 1000 метров приводит к относительной погрешности менее 0,01 %.

Методическая погрешность обусловлена влиянием конструкции БПЛА на измеряемое поле. Металлические элементы фюзеляжа и элек-

тронные компоненты изменяют локальное распределение поля вблизи антенны измерителя. Моделирование методом конечных элементов показало, что при размещении антенны на расстоянии 0,6 метра от корпуса БПЛА искажение поля не превышает 5 %.

Собственное излучение двигателей и системы управления БПЛА на частоте 160 МГц подавлено экранированием до уровня –80 дБм, что эквивалентно напряженности поля менее 0,01 В/м на расстоянии 1 метр. При измерении полей напряженностью более 1 В/м влияние собственного излучения пренебрежимо мало.

Внешние факторы. Внешние факторы включают атмосферные явления, изменение проводимости подстилающей поверхности и наличие посторонних отражающих объектов. Флуктуации амплитуды поля вследствие турбулентности атмосферы на частоте 160 МГц не превышают 1—2 децибела.

Отражения от водной поверхности приводят к интерференционным максимумам и минимумам, положение которых зависит от высоты антенны и угла падения луча. Усреднение измерений по пространственной области размером несколько длин волн снижает влияние мелкомасштабных флуктуаций.

4.5. Другие возможности аппаратного комплекса.

Контроль зон покрытия береговых станций. Измерение фактической напряженности поля на границах зоны обслуживания береговых станций позволяет верифицировать расчетные модели покрытия и выявить участки с недостаточным уровнем сигнала. Рекомендуемая минимальная напряженность поля для надежного приема сигналов цифрового избирательного вызова составляет 10 мкВ/м (–100 дБм при импедансе 50 Ом).

Трехмерное картирование поля позволяет оценить влияние рельефа береговой линии и высотных препятствий на распространение радиоволн. Полученные данные используются для оптимизации размещения антенн береговых станций и выбора оптимальных частотных каналов.

Локализация источников несанкционированного излучения. Обнаружение судов, работающих с нарушением установленных регламентов, требует пространственной локализации источников излучения по результатам измерений в нескольких точках. Применение метода триангуляции с использованием направленных антенн позволяет определить координаты источника с точностью 50—100 метров на дистанции 5 километров.

Автоматическое сканирование частотного диапазона 156—174 МГц с записью спектрограмм обеспечивает выявление передач, не соответствующих частотно-территориальному плану. База данных зарегистриро-

ванных станций позволяет идентифицировать легитимные источники и выделить потенциально несанкционированные передачи.

Исследование аномалий распространения радиоволн. Аномальное распространение радиоволн в VHF-диапазоне возникает при формировании тропосферных волноводов, обусловленных инверсией температуры и градиентом влажности. Измерения на различных высотах позволяют обнаружить наличие волновода и оценить его параметры.

Сезонные изменения электрических характеристик водной поверхности влияют на коэффициент отражения и интерференционную картину поля. Многолетние наблюдения формируют базу данных для уточнения моделей распространения и прогнозирования качества радиосвязи в различных гидрометеорологических условиях.

5. Перспективы развития комплекса

Дальнейшее совершенствование аппаратного комплекса направлено на расширение функциональных возможностей и повышение точности измерений.

5.1. Расширение частотного диапазона

Применение широкополосных измерителей на базе программно-определяемых радиосистем позволяет выполнять одновременные измерения во всем диапазоне VHF (30—300 МГц) с разрешением по частоте 1 кГц. Спектральный анализ в режиме реального времени обеспечивает идентификацию типа модуляции и оценку параметров излучения.

Интеграция дополнительных измерительных модулей для диапазонов УВЧ (300—3000 МГц) и микроволнового диапазона расширяет область применения комплекса на системы спутниковой связи и радиолокационные средства.

5.2. Повышение автономности системы

Увеличение времени полета до 60—90 минут достигается применением литий-ионных аккумуляторов повышенной энергоемкости (250—300 Вт·ч/кг) или гибридных силовых установок с двигателем внутреннего сгорания. Автоматическая замена аккумуляторов на наземной станции обеспечивает выполнение продолжительных миссий без участия оператора.

Интеграция искусственного интеллекта для адаптивного планирования траектории полета позволяет оптимизировать размещение точек измерений в зависимости от предварительных результатов. Алгоритмы машинного обучения обеспечивают автоматическую классификацию источников излучения по характеристикам сигналов.

5.3. Создание распределенной сети измерительных БПЛА

Применение группы БПЛА, выполняющих синхронные измерения в пространственно разнесенных точках, повышает производительность системы и обеспечивает непрерывный мониторинг обширных акваторий. Когерентная обработка данных от нескольких БПЛА позволяет реализовать методы синтеза апертуры для повышения углового разрешения при локализации источников.

Взаимодействие БПЛА в составе роя требует надежных алгоритмов предотвращения столкновений и координации траекторий. Распределенная база данных с синхронизацией через облачные сервисы обеспечивает агрегирование результатов измерений от всех БПЛА в единую картину электромагнитной обстановки.

6. Заключение

Разработанный аппаратный комплекс для измерения электромагнитных волн от судовых и береговых станций района А1 ГМССБ обеспечивает дистанционные измерения напряженности поля на частоте 160 МГц с дальностью работы до 10 километров. Комплекс включает гексакоптер с системой точного позиционирования *GNSS RTK*, калиброванную изотропную антенну, измеритель ПЗ-34 и вычислительный модуль с телеметрией на базе *TD-LTE*.

Экспериментальная валидация подтвердила соответствие измеренных значений напряженности поля расчетной модели распространения в свободном пространстве с погрешностью не более 16,4 %. Методика обработки результатов с применением метода обратных взвешенных расстояний обеспечивает построение карт распределения электромагнитного поля с пространственным разрешением 3 метра.

Применение беспилотных летательных аппаратов для электромагнитных измерений представляет эффективную альтернативу традиционным наземным методам при мониторинге акваторий и труднодоступных территорий. Полученные результаты применимы для контроля зон покрытия береговых станций ГМССБ, локализации источников несанкционированного излучения и исследования аномалий распространения радиоволн.

Дальнейшее развитие комплекса связано с расширением частотного диапазона, повышением автономности и созданием распределенных систем на базе роя взаимодействующих БПЛА. Интеграция методов искусственного интеллекта для автоматической обработки данных и адаптивного планирования миссий повысит эффективность мониторинга электромагнитной обстановки в районах интенсивного судоходства.

Список литературы

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов. М. : Высшая школа, 2000. 462 с.
2. Береговые станции морских районов А1 и А2 ГМССБ филиала ФГУП «Росморпорт». СПб. : Росморпорт, 2019. 12 с.
3. Венедиктов М. Д., Литвак А. Г. Нелинейные волны и солитоны в плазме. Нижний Новгород : ИПФ РАН, 2011. 536 с.
4. Кочемасов В. Н., Белов Л. А. Системы радиосвязи. М. : Горячая линия-Телеком, 2008. 352 с.
5. Основы ГМССБ. М. : Морские вести России, 2014. 248 с.
6. Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы. М. : Советское радио, 1968. 468 с.
7. Скляров О. К. Современные волоконно-оптические системы передачи, аппаратура и элементы. М. : Солон-Пресс, 2004. 288 с.
8. Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М. : Радио и связь, 1981. 288 с.
9. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М. : Радио и связь, 2000. 520 с.

Информация об авторах

Афонин Игорь Леонидович, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Ивановский Н. В., канд. техн. наук, доцент, ФГБОУ ВО «Керченский государственный морской технологический университет», г. Керчь, Российская Федерация.

Макаренко Е. О., младший научный сотрудник, ФГБОУ ВО «Керченский государственный морской технологический университет», г. Керчь, Российская Федерация.

Development of a Hardware Complex for Measuring the Characteristics of Electromagnetic Waves from Ship and Coastal Stations of the A1 GMDSS Area

I. L. Afonin¹, N. V. Ivanovsky², and Ye. O. Makarenko²

¹Sevastopol State University

33, Universitetskaya st., Sevastopol, 299053, Russian Federation

²Kerch State Marine Technological University

Build. 82, Ordzhonikidze St., Kerch, 298309, Republic of Crimea, Russian Federation

igor_afonin@inbox.ru

Received: January 3, 2026

Peer-reviewed: January 12, 2026

Accepted: January 12, 2026

Abstract: A hardware system for remotely measuring electromagnetic field strength at a frequency of 160 MHz in the A1 region of the Global Maritime Distress and Safety System is presented. The system includes an unmanned aerial vehicle, a calibrated antenna, a measuring device, and a computing module. The operating range is up to 10 kilometers. Calculation formulas for electromagnetic wave propagation are provided.

Keywords: GMDSS, electromagnetic waves, UAV, measuring device, area A1, VHF.

For citation (IEEE): I. L. Afonin, N. V. Ivanovsky, and Ye. O. Makarenko, "Development of a Hardware Complex for Measuring the Characteristics of Electromagnetic Waves from Ship and Coastal Stations of the A1 GMDSS Area," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 257–272, 2026, doi: 10.21227/nv5t-br03. (In Russ.).

References

- [1] S. I. Baskakov, *Radiotechnical Circuits and Signals: A Textbook for Universities*. Moscow: Vysshaya Shkola, 2000. (In Russ).
- [2] *Coastal Stations of Sea Areas A1 and A2 of the GMDSS Branch of FSUE Rosmorport*. St. Petersburg: Rosmorport, 2019. (In Russ).
- [3] M. D. Venediktov and A. G. Litvak, *Nonlinear Waves and Solitons in Plasma*. Nizhny Novgorod: IAP RAS, 2011. (In Russ).
- [4] V. N. Kochemasov and L. A. Belov, *Radio Communication Systems*. Moscow: Goryachaya Liniya – Telecom, 2008. (In Russ).
- [5] *GMDSS Fundamentals*. Moscow: Morskie Vesti Rossii, 2014. (In Russ).
- [6] V. B. Pestryakov, *Phase Radiotechnical Systems*. Moscow: Sovetskoye Radio, 1968. (In Russ).
- [7] O. K. Sklyarov, *Modern Fiber-Optic Transmission Systems, Equipment, and Elements*. Moscow: Solon-Press, 2004. (In Russ).

- [8] S. E. Falkovich and E. N. Khomyakov, *Statistical Theory of Measuring Radio Systems*. Moscow: Radio i Svyaz, 1981. (In Russ).
- [9] K. Feher, *Wireless Digital Communications. Modulation and Spread Spectrum Applications*, Prentice Hall – PTR, 1995.

Information about the authors

Igor L. Afonin, Doctor of Technical Sciences, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Nikolay V. Ivanovsky, Cand. of Technical Sciences, Associate Professor, Kerch State Marine Technological University, Kerch, Russian Federation.

Yevgeny O. Makarenko, Junior Researcher, Kerch State Marine Technological University, Kerch, Russian Federation.

Оценка степени разреженности сигналов для применения теории сжатой дискретизации в отношении частотно-разреженных сигналов

Карпов В. Н.

НИУ МИЭТ

пл. Шокина, д. 1, г. Зеленоград, г. Москва, 124498, Российская Федерация

vadimkarpov@icloud.com

Получено: 29 декабря 2025 г.

Отрецензировано: 5 января 2026 г.

Принято к публикации: 12 января 2026 г.

Аннотация: Применение теории сжатой дискретизации для обработки частотно-разреженных сигналов вызывает значительный интерес в области цифровой обработки сигналов. Известен подход, основанный на использовании архитектуры случайного демодулятора, который позволяет применить теорию сжатой дискретизации для существенного снижения требования к аналого-цифровому преобразованию при условии разреженности обрабатываемого сигнала. В данной статье представлены результаты исследования, в котором определены условия достижимой степени разреженности сигналов для эффективного применения теории сжатой дискретизации. На примере сигнала с типичными параметрами показано, что частоту дискретизации можно значительно уменьшить без потери информации. На основе математического моделирования предложена практическая методика расчета степени разреженности. Таким образом, работа демонстрирует, что применение теории сжатой дискретизации на основе случайного демодулятора в системах сбора данных позволяет оптимизировать процесс дискретизации, но требует определения требуемой степени разреженности входного сигнала.

Ключевые слова: частота дискретизации, сжатая дискретизация, случайный демодулятор, частотно-разреженные сигналы.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Карпов В. Н. Оценка степени разреженности сигналов для применения теории сжатой дискретизации в отношении частотно-разреженных сигналов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 2. С. 273—286.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Карпов, В. Н. Модель канала связи на базе нерекурсивного цифрового фильтра / В. Н. Карпов, // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 273—286.

1. Введение

В настоящее время особую актуальность приобретают исследования, направленные на сокращение информационного потока между аналого-цифровыми преобразователями и вычислительными устройствами в современных радиолокационных системах. Эта проблема особенно остро стоит при обработке данных в многоканальных системах, где традиционные методы дискретизации сталкиваются с существенными ограничениями, в основном связанными с тем, что существующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП) обладают ограниченной полосой пропускания, что непосредственно влияет на качество оцифровки сигналов и снижает разрешающую способность таких радиосистем. При этом увеличение частоты дискретизации, с одной стороны, может помочь решить эти проблемы, а с другой — приводит к резкому росту объемов данных, требующих обработки и хранения. В результате существенно возрастают требования к вычислительным ресурсам, что повышает сложность и стоимость всей системы в целом.

Эффективным решением указанных проблем может стать применение теории сжатой дискретизации [1—3]. Суть данного подхода заключается в возможности значительного снижения частоты дискретизации за счет предварительного сжатия сигнала на этапе аналоговой обработки. В отличие от классического критерия Котельникова — Найквиста, этот метод позволяет восстанавливать сигнал по существенно меньшему количеству отсчетов, чем удвоенная максимальная частота входного сигнала. Принципиальное отличие от традиционных методов сжатия данных состоит в том, что процесс уменьшения объема информации происходит непосредственно в момент дискретизации, а не после нее. Это позволяет одновременно снизить как требования к частоте дискретизации, так и к объему памяти для хранения данных. Однако для успешного применения данного метода необходимо, чтобы входной сигнал обладал свойством разреженности, то есть содержал ограниченное число информационно значимых компонент в частотном или временном представлении. Типичным примером таких сигналов являются радиолокационные отклики в радарх с непрерывной частотной модуляцией (*FMCW*), которые в частотной области характеризуются небольшим количеством пиков, соответствующих целям на разных дальностях [4].

Поскольку эффективность сжатой дискретизации напрямую зависит от степени разреженности сигнала, ключевой задачей становится разработка критериев, позволяющих численно оценить минимально допустимый уровень разреженности, при котором возможно достоверное восстановление сжатых данных.

В рамках данного исследования предлагается оценка допустимой степени разреженности входных сигналов для систем сбора данных, построенных на основе случайного демодулятора (СД) (рис. 1) [5, 6].

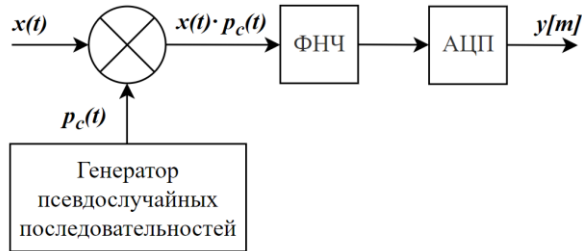


Рис. 1. Структурная схема случайного демодулятора.

Fig. 1. Block diagram of a random demodulator

Принцип работы данного устройства основан на умножении входного сигнала на псевдослучайную последовательность (ПСП), что позволяет равномерно распределить информационные компоненты по всему спектру. Ключевым аспектом является то, что каждый символ последовательности генерируется с символьной скоростью, по крайней мере, равной максимальной частоте входного сигнала. Во избежание эффекта алиасинга сигнал, полученный в результате умножения, обрабатывается фильтром нижних частот. Затем отфильтрованный сигнал поступает на низкочастотный АЦП с существенно меньшей частотой дискретизации, чем удвоенная максимальная частота входного сигнала. Полученные таким образом сжатые данные могут быть эффективно переданы или сохранены, а затем восстановлены с использованием специальных алгоритмов [7, 8].

Важно отметить, что для разреженных сигналов на практике минимально допустимая частота дискретизации определяется не удвоенным значением максимальной частоты спектра, а суммарной шириной полос, занимаемых значимыми спектральными составляющими, которая может быть существенно меньше полной полосы сигнала. Ключевым требованием при этом является предотвращение взаимного наложения узкополосных спектральных компонент, что при классической дискретизации неизбежно приводит к потере информации. Однако применение архитектуры случайного демодулятора позволяет обойти это ограничение: благодаря предварительному умножению на псевдослучайную последовательность и последующей низкочастотной фильтрации информационные компоненты сигнала равномерно распределяются по всему спектру, что делает алгоритм восстановления устойчивым к эффекту наложения спектральных составляющих. Таким образом, применение теории сжатой дискретизации не

только снижает частоту дискретизации, но и обеспечивает корректное восстановление даже в условиях, когда классическая дискретизация в других зонах Найквиста приводит к необратимым искажениям.

Таким образом, целью исследования является оценка минимально допустимой степени разреженности радиолокационных сигналов, обеспечивающей корректное восстановление данных при использовании сжатой дискретизации на основе случайного демодулятора. В работе предполагается провести теоретический анализ и численное моделирование для определения разреженности входных сигналов, при которой сохраняется возможность их достоверного восстановления с заданной точностью.

2. Методика оценки допустимого уровня разреженности

Основу методики оценки допустимого уровня разреженности сигнала в сжатой дискретизации составляет комплексный подход, начинающийся с подготовки измерительной системы. Ключевыми параметрами являются размерность исходного сигнала N , определяющая разрешающую способность системы, количество измерений M , задающее степень сжатия данных, а также характеристики шумовой составляющей, включая уровень шумов и их статистические свойства.

Классический подход к оценке числа значимых компонент K частотно-разреженного сигнала включает пороговую обработку спектра этого сигнала, полученного посредством дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с последующим подсчетом компонент, превышающих некоторый заданный порог ε . Выбор оптимального значения порога ε может осуществляться на основе различных критериев. В случае наличия априорной информации о характеристиках шумовой составляющей применяется статистический подход, при котором порог определяется как $\varepsilon = c\sigma$, где σ представляет собой среднеквадратическое отклонение (СКО) шума, а коэффициент c обычно принимает значения в диапазоне 2,5—3,5 в соответствии с критерием Донохо [9].

В качестве исходных данных необходимо сформировать входной частотно-разреженный сигнал с варьируемым уровнем разреженности. Начальное значение степени разреженности устанавливается как отношение M/N . Также необходимо учесть шумовую составляющую этого сигнала, поэтому в генерируемые сигналы добавляется гауссов шум с нулевым средним значением и заданным уровнем дисперсии. Величина шума подбирается таким образом, чтобы с вероятностью 99.7 % его значения не выходили за заданный диапазон $[-\varepsilon, \varepsilon]$, что соответствует трехсигмовому интервалу для нормального распределения [10].

Процедура измерений реализуется через операцию сжатого считывания в соответствии с теорией сжатой дискретизации, после чего полученные измерения подвергаются процедуре квантования, параметры которого определяются разрядностью используемого АЦП. На этапе восстановления сигнала решается оптимизационная задача поиска разреженного представления с применением специальных алгоритмов восстановления. Для задач сжатого измерения с ограниченной размерностью и наличием шума широкое применение находят методы, основанные на минимизации l_1 -нормы, такие как *Basis Pursuit Denoising (BPDN)* или *Lasso* [11]. В данной работе использовался алгоритм *Orthogonal Matching Pursuit (OMP)* как обеспечивающий компромисс между вычислительной сложностью и точностью восстановления при умеренном уровне разреженности [12].

Итеративная процедура оценки OMP-предельного уровня разреженности представляет собой циклический процесс, в котором последовательно уточняется степень разреженности тестового сигнала. После каждого цикла восстановления проводится оценка качества полученного результата. Если восстановление оказывается успешным, степень разреженности входного сигнала уменьшается, а в случае неудачного восстановления степень разреженности увеличивается. Критерием остановки итерационного процесса служит достижение такого уровня разреженности, при котором система еще способна обеспечить удовлетворительное качество восстановления, но любое дальнейшее уменьшение разреженности приводит к недопустимому ухудшению результатов.

Оценка качества восстановления осуществляется по комплексу показателей:

- спектр восстановленного сигнала содержит все частотные составляющие исходного сигнала;
- отклонение амплитуд восстановленных гармоник от исходных не превышает 3 дБ;
- уровень паразитных гармоник как минимум на 3 дБ ниже минимальной амплитуды полезного сигнала.

Для проверки этих условий выполняется сравнительный анализ спектров исходного и восстановленного сигналов.

3. Математическое моделирование

Для численной оценки качества восстановления сигнала от степени его разреженности была составлена начальная математическая модель, которая наглядно может представить сравнение спектров исходного и восстановленного сигналов, подверженного сжатой дискретизации на основе случайного демодулятора.

В качестве входного сигнала $x(t)$ был взят частотно-разреженный сигнал с несколькими спектральными составляющими на пяти произвольных частотах в диапазоне до 2 МГц, представляющих собой радиолокационные отклики от целей. Амплитуды гармоник выбирались случайным образом из равномерного распределения в диапазоне [0,5; 1,5] В, что моделирует различную эффективную площадь рассеяния целей. Фазы гармоник также были случайными и равномерно распределенными в интервале $[0, 2\pi]$, что соответствует отсутствию когерентности между откликами от разных целей.

В качестве ПСП была выбрана M -последовательность длительностью 1024, генерируемая полиномом [10010000001] и частотой 4 МГц. Данная частота ПСП удовлетворяет критерию, согласно которому она должна быть не меньше максимальной частоты входного сигнала (2 МГц). Выбор именно M -последовательности обусловлен ее хорошими автокорреляционными свойствами и простотой генерации, что обеспечивает необходимое свойство расширения спектра входного сигнала [13]. После перемножения входного сигнала и ПСП получившийся сигнал был отфильтрован фильтром нижних частот (ФНЧ) на базе КИХ фильтра 25-го порядка, обеспечивающим необходимую амплитудно-частотную характеристику. Частота среза фильтра была установлена на уровне 0,5 МГц, что соответствует половине частоты дискретизации последующего АЦП и предотвращает алиасинг после дискретизации.

Затем сигнал был дискретизирован низкочастотным АЦП с частотой дискретизации 1 МГц, что в четыре раза меньше, чем удвоенная максимальная частота входного сигнала. Полученные результаты моделирования представлены на рис. 2.

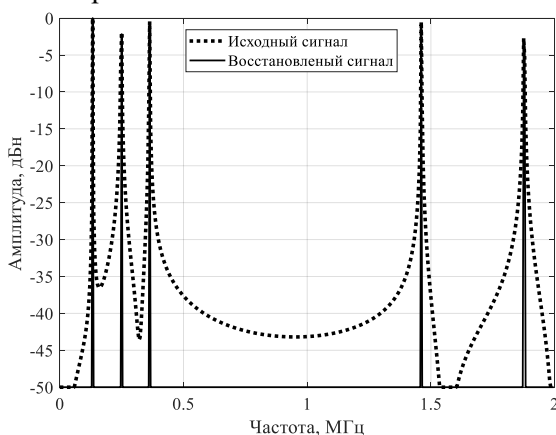


Рис. 2. Результат моделирования для пяти радиолокационных откликов.

Fig. 2. Simulation result for five radar responses

Здесь показаны спектры исходного сигнала (пунктирная линия) и восстановленного сигнала (сплошная линия). Как видно, все пять спектральных компонент успешно восстановлены с минимальным уровнем ложных гармоник. Небольшие расхождения в амплитудах обусловлены влиянием конечного порядка фильтра и дискретизацией.

Пример невосстановленного сигнала показан на рис. 3. На нем видно, что восстановленный сигнал не содержит всех частотных гармоник исходного сигнала, а также уровень паразитных гармоник восстановленного сигнала в некоторых случаях превышает амплитуду исходного сигнала. Данный результат был искусственно получен для демонстрации границы работоспособности метода путем значительного увеличения степени сжатия при сохранении исходного количества спектральных компонент.

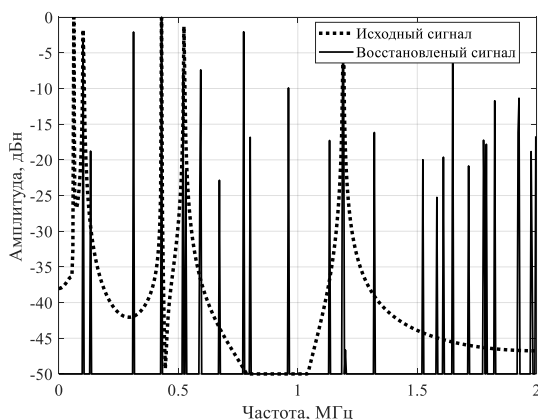


Рис. 3. Результат моделирования для пяти радиолокационных откликов с заведомо неудачным исходом.

Fig. 3. Simulation result for five radar responses with a clearly unsuccessful outcome

Для оценки степени разреженности исходная математическая модель была дополнена таким образом, что при фиксированных исходных значениях полосы, параметрах M -последовательности, параметрах ФНЧ, а также частоты дискретизации АЦП, количество спектральных составляющих K последовательно увеличивалось, начиная от $K = 1$ до $K = 40$ с шагом 1.

Для каждого значения K случайным образом генерировались наборы частот, амплитуд и фаз гармоник, описанные выше. Это позволило исследовать зависимость вероятности успешного восстановления не от конкретной конфигурации сигнала, а от его обобщенной характеристики — степени разреженности.

Результат математического моделирования такой оценки представлен на рис. 4

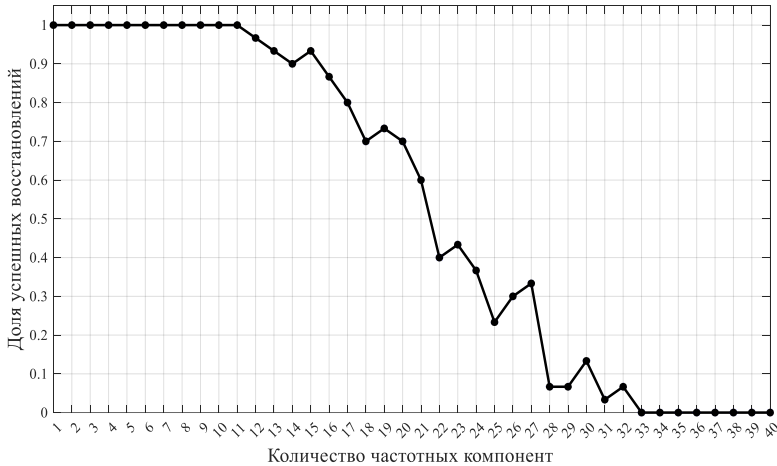


Рис. 4. Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для длины сигнала $N=1024$.

Fig. 4. Dependence of signal recoverability on the number of spectral components for signal length $N=1024$

Усреднение результатов здесь проводилось по тридцати независимым испытаниям для каждого значения параметра, определяющего количество частотных компонент. Такой подход к формированию выборки основан на фундаментальных принципах математической статистики, в частности на положениях центральной предельной теоремы. Согласно этой теореме, при количестве испытаний от тридцати и более, среднее выборочное демонстрирует распределение, близкое к нормальному, независимо от характера распределения исходной генеральной совокупности, тем самым обеспечивая оптимальный баланс между точностью получаемых результатов и вычислительной эффективностью. С одной стороны, такой объем выборки позволяет снизить случайные колебания оценок до приемлемого уровня, а с другой — не приводит к неоправданному увеличению времени расчетов. В каждом отдельном испытании формировался уникальный набор случайных частот в заданной полосе, что обеспечивало статистическую независимость результатов и их репрезентативность для всего множества возможных конфигураций сигнала. Процедура усреднения заключалась в вычислении среднего арифметического для бинарных показателей успешности восстановления, что соответствует оценке вероятности успешного восстановления методом статистического моделирова-

ния. Такой подход позволяет минимизировать влияние случайных отклонений и выявить устойчивую зависимость между сложностью сигнала, определяемой количеством частотных компонент, и надежностью его восстановления.

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что сигналы с количеством спектральных составляющих, равным 20, восстанавливаются с вероятностью в 70 % при прохождении через систему сжатой дискретизации. Такой порог является оптимальным, поскольку такая доля успешных восстановлений обеспечивает достаточную статистическую мощность для выводов и обеспечивает границу, за которой метод перестает быть практически полезным.

Данный порог успешности был выбран как компромисс между требованием высокой достоверности восстановления и неизбежным ростом ошибок по мере увеличения сложности сигнала. Следует отметить, что в реальных условиях наличие шума и неидеальность измерений могут потребовать установки более высокого порога для обеспечения приемлемого качества.

Поскольку исходный сигнал $x(t)$ имеет длину $N = 1024$ отсчета, уровень разреженности S такого сигнала, определяемый как отношение числа ненулевых гармоник к общей длине сигнала, будет равным 2 % при количестве собранных данных $M = 256$ отсчетов.

Минимальное количество собранных данных M , необходимое для корректного восстановления исходного частотно-разреженного сигнала, для системы сбора данных, построенной на архитектуре СД, определяется следующим выражением [14, 15]:

$$M \geq C \cdot K \cdot \log\left(\frac{N}{K}\right), \quad (1)$$

где K — число значимых спектральных компонент сигнала, N — общее число отсчетов в исходном сигнале, C — константа, зависящая от свойств системы. Для архитектуры СД обычно $C \approx 6$, однако на практике ввиду [16] значение C может достигать 8—12 единиц. Для значений, представленных в данной модели, значение константы получается $C = 7,5$, что сходится с представленными выше значениями.

Для рассмотрения более реального случая в сигнал был добавлен аддитивный белый гауссовский шум таким образом, что отношение сигнал/шум (ОСШ) стало равным 13 дБ. Полученный результат математического моделирования представлен на рис. 5.

По представленному графику видно, что в таком случае 70-процентная вероятность восстанавливаемости исходного сигнала достига-

ется при количестве спектральных составляющих, равном 14, что дает уровень разреженности, равный 1,4 %, а значение константы $C = 10$, что говорит о соответствии результатов с расчетными значениями для реальных систем.

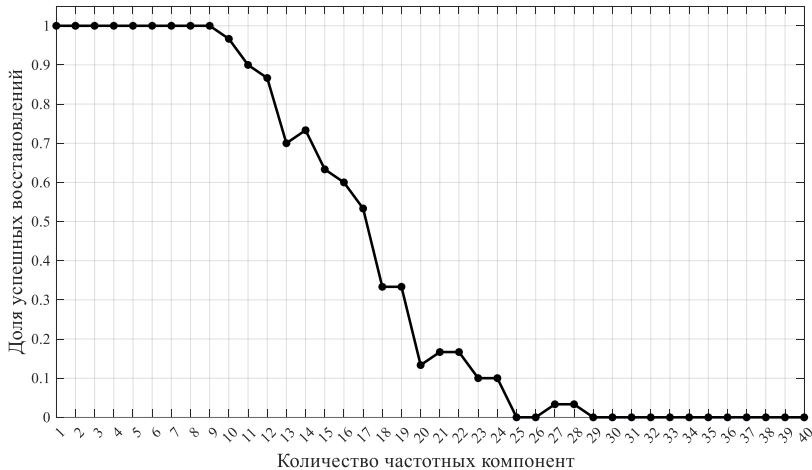


Рис. 5. Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для длины сигнала $N=1024$ при ОСШ=13 дБ.

Fig. 5. Dependence of signal recoverability on the number of spectral components for signal length $N=1024$ at SNR=13 dB

4. Заключение

Проведенное исследование позволило разработать эффективную методику оценки предельной степени разреженности сигналов в системах сжатой дискретизации на базе случайного демодулятора. Было получено практическое значение минимальной разреженности, необходимой для корректного восстановления исходного частотно-разреженного сигнала, которая составила 1,4 % от полосы для реальных сигналов с учетом шумовой обстановки. На модели подтверждено, что предложенный подход обеспечивает 4-кратное снижение частоты дискретизации АЦП при сохранении требуемого качества восстановления радиолокационных сигналов. Особое значение имеет разработанный итеративный алгоритм анализа, который позволяет точно определять допустимый уровень разреженности для конкретных условий работы системы. Полученные результаты открывают новые возможности для оптимизации параметров аналого-цифрового преобразования в современных радиолокационных системах.

Практическая ценность исследования заключается в существенном сокращении объемов передаваемых и обрабатываемых данных при сохранении в сигналах полезной информации. Это особенно актуально для многоканальных радиолокационных систем, где традиционные методы дискретизации приводят к чрезмерной нагрузке на вычислительные ресурсы и память. Разработанная методика позволяет находить оптимальный баланс между степенью разреженности входных сигналов и качеством их последующего восстановления, что значительно повышает эффективность работы всей системы в целом.

Список литературы

1. Candes E. J., Romberg J., Tao T. Robust uncertainty principles : Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information // IEEE Trans. Inf. Theory. 2006. Vol. 52, no. 2. P. 489–509.
2. Donoho D. L. Compressed sensing // IEEE Trans. Inf. Theory. 2006. Vol. 52, no. 4, P. 1289–1306.
3. Candes E., Romberg J. Sparsity and incoherence in compressive sampling // Inverse Problems. 2007. Vol. 23, no. 3. P. 969–986.
4. Применение аналого-информационного преобразователя в FMCW MIMO радиолокаторе / В. Н. Карпов, Ю. М. Мелешин, В. К. Цветков, И. А. Кузьмин // Проектирование и технология электронных средств. 2024. № 3. С. 8—14.
5. Kirolos S. et al. Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation. In : 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software. Richardson, TX, USA, 2006. P. 71–74.
6. Application Of An Analog-to-Information Converter Algorithm In FMCW MIMO Radar / Y. M. Meleshin, V. N. Karpov, M. S. Khasanov, E. V. Ushakova, I. A. Kuzmin/ In : 2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2024. P. 163–165.
7. Donoho D. L., Elad M. Optimally sparse representation in general (nonorthogonal) dictionaries via ℓ_1 minimization // Proceedings of the National Academy of Sciences. 2003. Vol. 100, no. 5. P. 2197–2202.
8. Candes E. J., Wakin M. B. People Hearing Without Listening : An Introduction To Compressive Sampling // IEEE Signal Processing Magazine. 2007. P. 21–30.
9. Donoho D. L. High-dimensional centrally-symmetric polytopes with neighborliness proportional to dimension // Discr. Comput. Geom. 2006. Vol. 35, no. 4. P. 617–652.
10. Papoulis A., Pillai S. U. Probability, Random Variables and Stochastic Processes (4th ed.). McGraw-Hill, 2002. Chapter 4. P. 86–88.
11. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the lasso // Journal of the Royal Statistical Society : Series B (Methodological). 1996. Vol. 58, no. 1. P. 267–288.
12. Tropp J. A., Gilbert A. C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit // IEEE Transactions on information theory. 2007. Vol. 53, no. 12. P. 4655–4666.
13. Golomb S. W., Gong G. Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography, and Radar. Cambridge University Press, 2005. 456 p.
14. Duarte M. F., Eldar Y. C. Structured compressed sensing : From theory to applications // IEEE Transactions on Signal Processing. 2011. Vol. 59, no. 9. P. 4053–4085.

15. Signal processing with compressive measurements / M. A. Davenport, P. T. Boufounos, M. B. Wakin, R. G. Baraniuk // *Journal of Selected Topics in Signal Processing*. 2010. Vol. 4, no. 2. P. 445–460.
16. Mishali M., Eldar Y. C. From theory to practice : Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals // *IEEE J. Sel. Topics Signal Process*. 2010. Vol. 4, no. 2. P. 375–391.

Информация об авторе

Карпов Вадим Николаевич, аспирант Института микроприборов и систем управления имени Л. Н. Преснухина Национального исследовательского университета «МИЭТ», г. Москва, г. Зеленоград, Российская Федерация.

Estimation of the Degree of Signal Sparseness for the Application of Compressed Sampling Theory to Frequency-Sparse Signals

V. N. Karpov

National Research University of Electronic Technology (MIET)
Shokina Square, Building 1, Zelenograd, Moscow, 124498, Russian Federation

vadimkarpov@icloud.com

Received: December 29, 2025

Peer-reviewed: January 5, 2026

Accepted: January 12, 2026

Abstract: The application of compressed sampling theory for processing frequency-sparse signals is of considerable interest in the field of digital signal processing. An approach based on the use of a random demodulator architecture is known, which allows applying the compressed sampling theory to significantly reduce the requirement for analog-to-digital conversion under the condition of sparseness of the processed signal. This paper presents the results of a study that defines the conditions for an acceptable degree of signal sparseness for the effective application of compressed sampling theory. Using a signal with typical parameters as an example, it is shown that the sampling frequency can be significantly reduced without loss of information. Based on mathematical modeling, a practical method for calculating the degree of sparseness is proposed. Thus, the work demonstrates that the application of compressed sampling theory based on a random demodulator in data acquisition systems allows optimizing the sampling process, but requires determining the required degree of sparseness of the input signal.

Keywords: sampling frequency, compressed sampling, random demodulator, frequency-sparse signals.

For citation (IEEE): V. N. Karpov, "Estimation of the Degree of Signal Sparseness for the Application of Compressed Sampling Theory to Frequency-Sparse Signals," *Informations and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 273–286, 2026, doi: 10.21227/a9v0-j890. (In Russ.).

References

- [1] E. J. Candes, J. Romberg, and T. Tao, "Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, Feb. 2006.
- [2] D. L. Donoho, "Compressed sensing," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1289–1306, Apr. 2006.
- [3] E. Candes and J. Romberg, "Sparsity and incoherence in compressive sampling," *Inverse Problems*, vol. 23, no. 3, pp. 969–986, 2007.

- [4] V. N. Karpov, Yu. M. Meleshin, V. K. Tsvetkov, and I. A. Kuzmin, "Application of an analog-to-data converter in an FMCW MIMO radar," *Design and technology of electronic means*, no. 3, pp. 8–14, 2024. (In Russ.).
- [5] S. Kirolos et al., "Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation," in *2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software*, Richardson, TX, USA, pp. 71–74, 2006.
- [6] Y. M. Meleshin, V. N. Karpov, M. S. Khasanov, E. V. Ushakova, and I. A. Kuzmin, "Application Of An Analog-to-Information Converter Algorithm In FMCW MIMO Radar," in *2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*, Yekaterinburg, Russian Federation, pp. 163–165, 2024.
- [7] D. L. Donoho and M. Elad, "Optimally sparse representation in general (nonorthogonal) dictionaries via ℓ_1 minimization," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 100, no. 5, pp. 2197–2202, 2003.
- [8] E. J. Candes and M. B. Wakin, "People Hearing Without Listening: An Introduction To Compressive Sampling," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 21–30, 2007.
- [9] D. L. Donoho, "High-dimensional centrally-symmetric polytopes with neighborliness proportional to dimension," *Discr. Comput. Geom.*, vol. 35, no. 4, pp. 617–652, 2006.
- [10] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes* (4th ed.), McGraw-Hill, Chapter 4, pp. 86–88, 2002.
- [11] R. Tibshirani, "Regression shrinkage and selection via the lasso," *Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Methodological)*, vol. 58, no 1, pp. 267–288, 1996.
- [12] J. A. Tropp and A. C. Gilbert, "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit," *IEEE Transactions on information theory*, vol. 53, no. 12. pp. 4655–4666, 2007.
- [13] S. W. Golomb and G. Gong, *Signal Design for Good Correlation: For Wireless Communication, Cryptography, and Radar*. Cambridge University Press, 2005.
- [14] M. F. Duarte and Y. C. Eldar, "Structured compressed sensing: From theory to applications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no 9, pp. 4053–4085, 2011.
- [15] M. A. Davenport, P. T. Boufounos, M. B. Wakin, and R. G. Baraniuk, "Signal processing with compressive measurements," *Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 4, no 2, pp. 445–460, 2010.
- [16] M. Mishali and Y. C. Eldar, "From theory to practice: Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 4, no. 2, pp. 375–391, Apr. 2010.

Information about the author

Vadim N. Karpov, graduate student at the L. N. Presnukhin Institute of Microdevices and Control Systems, MIET, Moscow, Zelenograd, Russian Federation.

Модель канала связи на базе нерекурсивного цифрового фильтра

Карлусов В. Ю., Кудрявченко И. В.

Севастопольский государственный университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация

IVKudryavchenko@sevsu.ru

Получено: 6 декабря 2025 г.

Отрецензировано: 12 декабря 2025 г.

Принято к публикации: 12 декабря 2025 г.

Аннотация: Представлена модель канала связи, ориентированного на передачу прямоугольных дискретных сигналов, основанная на алгоритме линейной цифровой фильтрации. Полученная модель построена на основании метода, позволяющего учитывать требуемые характеристики канала связи и статистические свойства передаваемого сигнала. Выведены математические выражения в общем виде, на основании которых представляется возможным получить вектор коэффициентов цифрового фильтра для моделирования физического канала связи, используемого для передачи данных в вычислительной технике при организации инфокоммуникационных сетей. Выполнены вычислительные эксперименты по определению порядка моделирующего нерекурсивного цифрового фильтра и его коэффициентов. Показано, что при конечном порядке фильтра представляется возможным достичь минимальной среднеквадратической погрешности моделирования, которую в дальнейшем нельзя улучшить при заданных условиях, определяемых характером передаваемых данных и частотой временной дискретизации.

Ключевые слова: канал связи, нерекурсивный цифровой фильтр, автокорреляционная функция сигнала, нормы на смонтированные линии связи, импульсная характеристика системы, характерный временной масштаб случайного процесса.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Карлусов В. Ю., Кудрявченко И. В. Модель канала связи на базе нерекурсивного цифрового фильтра // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 287—301.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Карлусов, В. Ю. Модель канала связи на базе нерекурсивного цифрового фильтра / В. Ю. Карлусов, И. В. Кудрявченко // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 287—301.

1. Введение

Статистическое и имитационное моделирование каналов связи является нетривиальной задачей, как с позиций математического описания объекта [1], так и последующей компьютерной реализацией выбранной математической модели. Вместе с тем, наряду с математически строгим описанием каналов связи существует их упрощенные версии, ориентированные на инженерно-техническое применение в ходе эксплуатации. К таковым следует отнести всевозможные таблицы, содержащие значения параметров, которые могут быть сопоставлены с фактическими результатами измерений на предмет соответствия требованиям. Отсюда возникает задача построения упрощенной имитационной модели канала связи на базе таблиц контрольных параметров и вычислительных процедур минимальной алгоритмической сложности.

В статье моделируется проводная линия, конструктивно оформленная в виде скрутки (витой пары). Предполагается отсутствие шумов и межсимвольных искажений. Тип передаваемого сигнала – телеграфный, представляющий собой последовательность импульсов прямоугольной (или близкой к таковой) формы.

Параметры канала задаются в табличной форме на фиксированной сетке частот как функции затухания и волнового сопротивления.

Статистические свойства передаваемого сигнала описываются соответствующей корреляционной функцией, в предположении о пуассоновском характере переходов между уровнями единицы и нуля телеграфного сигнала.

В данной работе представлена модель канала связи, функционирующая на базе цифрового нерекурсивного фильтра. При расчете коэффициентов указанного фильтра учитывается статистическая модель случайного двоичного сигнала, передаваемого по каналу, и требования к амплитудно-частотной характеристике, задаваемые таблично.

В статье приводится вывод выражений, позволяющих синтезировать модель произвольного порядка и оценить ее качество по критерию минимума среднеквадратической ошибки.

2. Общий подход к построению модели

Пусть канал связи, как и всякая линейная система, описывается интегралом свертки:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau, \quad (1)$$

где

$y(t)$ — сигнал на выходе канала;

$x(t)$ — сигнал на входе канала;

$h(\tau)$ — весовая (аппаратная) функция (импульсная характеристика), которая имеет в качестве изображения Фурье амплитудно-частотную характеристику (АЧХ).

Отдельно отметим, что линейная система может быть не реализуема физически.

Математическую модель системы (1), предназначенную для реализации средствами вычислительной техники, можно записать следующим образом:

$$z(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k x[t - (k - m)T_0]. \quad (2)$$

Вычислительный процесс, описываемый (2), получил название алгоритма нерекурсивной цифровой фильтрации, а устройство, которое его реализует — нерекурсивным цифровым фильтром (НЦФ). Случайный процесс $z(t)$, описываемый (2), представляет собой непрерывную функцию времени.

В выражении (2) обозначено:

N — число коэффициентов НЦФ;

$\{a_k\}$ — вектор коэффициентов НЦФ, подлежащих расчету;

$x(t)$ — значения входного процесса, взятые в случайные моменты времени, кратные T_0 ;

T_0 — шаг, изменяемый в процессе моделирования;

m — параметр, характеризующий временное запаздывание фильтра, он также управляет симметрией вектора коэффициентов относительно центрального коэффициента.

Необходимо осуществить процедуру синтеза НЦФ (2), состоящую из определения размерности вектора коэффициентов N и его компонентов $\{a_k\}$ в зависимости от весовой функции $h(\tau)$.

Для обеспечения показателя точности потребуем, чтобы расхождение процессов (1) и (2), на выходах НЦФ и модели канала связи было минимальным в среднеквадратическом смысле:

$$\varepsilon^2 = \langle [y(t) - z(t)]^2 \rangle, \quad (3)$$

где угловые скобки обозначают осреднение по ансамблю реализаций.

При допущении о том, что обрабатываемый сигнал является случайным стационарным эргодическим процессом, минимизация (3) может привести к решению, полученному в [2]:

$$\mathbf{R}\mathbf{A}_0 = \mathbf{W}, \quad (4)$$

$$\varepsilon_{\min}^2 = \sigma_y^2 - \mathbf{A}_0^T \mathbf{W}, \quad (5)$$

$$\varepsilon^2 = \sigma_y^2 - 2\mathbf{A}^T \mathbf{W} + \mathbf{A}^T \mathbf{R} \mathbf{A}. \quad (6)$$

Система линейных уравнений (4) служит для нахождения коэффициентов НЦФ, формула (5) для определения ошибки (3) в том случае, когда вектор коэффициентов цифрового фильтра $\mathbf{A}_0$ получен решением (4), а выражение (6) позволяет оценить погрешность обработки при произвольных значениях коэффициентов $\mathbf{A} = \{a_k\}$.

Компоненты, входящие в выражения (4) — (6), имеют следующий смысл:

$\mathbf{R}$ — матрица, составленная из отсчетов автокорреляционной функции (АКФ) обрабатываемого процесса, симметричная относительно главной диагонали;

$\mathbf{W}$ — вектор взаимной корреляционной функции процессов на входе $x(t)$ и выходе $y(t)$ моделируемого канала связи (1), что соответствует дискретному варианту решения уравнения Винера — Хопфа.

Поэтому синтезируемый фильтр (2) и саму модель можно отнести к классу винеровских фильтров.

Величина σ_y^2 есть дисперсия случайного процесса на выходе моделируемого канала связи. Она может быть вычислена по желанию как во временной, так и в частотной областях:

$$\sigma_y^2 = \int \int_{-\infty-\infty}^{\infty \infty} B(\tau_1 - \tau_2) h(\tau_1) h(\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) |\tilde{h}(\omega)|^2 d\omega, \quad (7)$$

где

$B(\tau)$ — автокорреляционная функция процесса $x(t)$;

$S(\omega)$ — его спектральная плотность мощности.

Эти величины связаны между собой преобразованиями Хинчина — Винера:

$$\begin{cases} S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) \exp\{-j\omega\tau\} d\tau, \\ B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp\{j\omega\tau\} d\omega. \end{cases} \quad (8)$$

Элементы системы (4) — матрицы $\mathbf{R}$ и вектора свободных членов $\mathbf{W}$ определяются следующим образом:

$$\mathbf{R} = [r_{n,k}] = B[(n-k)T_0] = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp\{-j\omega(n-k)T_0\} d\omega, n = \overline{0, N-1}, k = \overline{0, N-1}, \quad (9)$$

$$\mathbf{W} = [w_n] = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau - nT_0)h(\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)\tilde{h}(\omega)\exp\{-j\omega nT_0\}d\omega, n = \overline{0, N-1}, (10)$$

где $\tilde{h}(\omega)$ — изображение по Фурье импульсной характеристики $h(\tau)$, получаемое преобразованием вида:

$$\tilde{h}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\exp\{-j\omega\tau\}d\tau.$$

3. Вывод выражений для расчета моделей

Сигнал, поступающий на вход канала связи, получил название телеграфного сигнала. Он представляет собой случайные (поскольку код, передаваемый по каналу, априори не известен на приемной стороне) переходы между уровнями, соответствующими логическим нулю и единице [3].

Данный сигнал статистически описывается корреляционной функцией¹, которая из-за своего вида называется экспоненциальной корреляционной функцией:

$$R_x(\tau) = C^2 \exp\{-2\lambda|\tau|\}, (11)$$

где

C — величина «перепада» между уровнями логической единицы и нуля;

λ — характеризует интенсивность переходов между логическими уровнями, независимо от направления.

Для функции вида (11) интервал корреляции, он же характерный временной масштаб случайного процесса, равен:

$$\tau_x = \frac{2}{\lambda}.$$

С учетом последнего обозначения, выражение (11) представимо в виде:

$$R_x(\tau) = C^2 \exp\left\{-4\frac{|\tau|}{\tau_x}\right\}. (12)$$

Как показано в [4], для симметричной тёплицевой матрицы с образующей строкой вида $\{1, r, r^2, r^3, \dots, r^{N-1}\}$, существует обратная матрица:

¹ Кумкин С. И., Цветков А. В. Основы теории сигналов. Екатеринбург : Изд-во Уральского федерального университета, 2023. С. 84, формула (7.60).

$$R^{-1} = \frac{1}{1-r^2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -r & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -r & 1+r^2 & -r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -r & 1+r^2 & -r & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -r & 1+r^2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -r \end{bmatrix}.$$

Благодаря этому, общее решение системы (4) может быть получено явно в аналитическом виде:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{w_0 - rw_1}{1-r^2}, \\ a_i &= \frac{-rw_{i-1} + (1+r^2)w_i - rw_{i+1}}{1-r^2}, \quad 1 \leq i < N-1, \\ a_{N-1} &= \frac{-rw_{N-2} + w_{N-1}}{1-r^2}. \end{aligned} \quad (13)$$

В качестве множителя r в приводимом решении выступает выражение (константа при фиксированных τ_x и T_0):

$$r = \exp \left\{ -4 \frac{T_0}{\tau_x} \right\}. \quad (14)$$

Модель километровой линии канала связи задается, согласно существующим ГОСТам², в табличном виде, как характеристика затухания в зависимости от частоты:

$$A(\omega) = 20 \cdot \lg \left\{ \left| \tilde{h}(j\omega) \right|^{-1} \right\} = 10 \cdot \lg L^2(\omega), \quad (15)$$

где

$\left| \tilde{h}(j\omega) \right|$ — модуль комплексного коэффициента передачи (передаточной функции) канала связи;

$L^2(\omega) = \left| \tilde{h}(j\omega) \cdot \tilde{h}(-j\omega) \right|^{-1}$ — величина, обратная квадрату указанного модуля.

Семейство зависимостей, каждая из которых соответствует определенной физической линии, представлено на рис. 1.

² Справочные данные о кабелях связи ТПП и КСПП. Нормы на смонтированные линии связи
— URL: <http://izmer-ls.ru/tab1.html> (дата обращения: 15.09.2025).

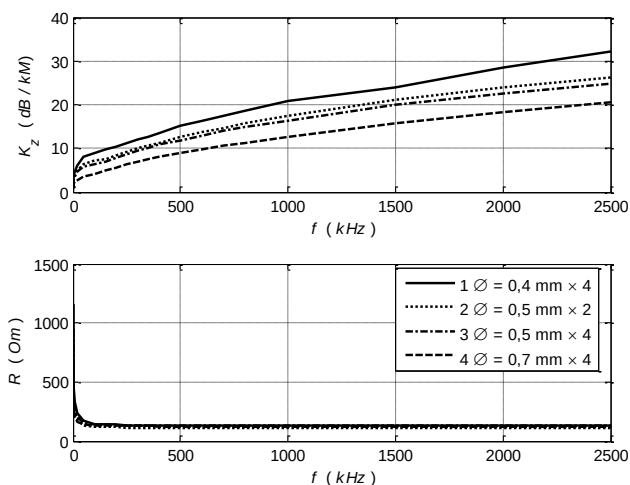


Рис. 1. Коэффициенты затухания и модули волнового сопротивления в физических линиях.

Fig. 1. Attenuation coefficients and wave impedance modules in physical lines

Указанные кривые построены для физических линий со следующими параметрами:

- изоляция сплошная полиэтиленовая, диаметр жил 0,4 мм, четверочная скрутка (линия 1);
- изоляция сплошная полиэтиленовая, диаметр жил 0,5 мм, парная скрутка (линия 2);
- изоляция сплошная полиэтиленовая, диаметр жил 0,5 мм, четверочная скрутка (линия 3);
- изоляция сплошная полиэтиленовая, диаметр жил 0,7 мм, четверочная скрутка (линия 4).

Корреляционной функции процесса (12) соответствует плотность спектра мощности, которая, согласно теореме Хинчина — Винера, описывается выражением:

$$S(\omega) = \frac{C^2}{4\pi} \times \frac{\tau_x}{1 + (\omega\tau_x)^2}. \quad (16)$$

Таким образом, компоненты (10) могут быть рассчитаны по сетке частот, задаваемой в нормативной характеристике, с использованием (15) и (16), после чего определяются оптимальные коэффициенты.

Частотная характеристика $\tilde{h}(\omega)$ может быть получена из (15) элементарным преобразованием:

$$\tilde{h}(\omega) = \exp\left\{-\frac{A(\omega)}{20}\right\} \equiv \tilde{h}(2\pi f) = \exp\left\{-\frac{A(2\pi f)}{20}\right\}, \quad (17)$$

поскольку сетка частот задана в герцах. Поэтому интеграл (10) необходимо привести к этой размерности подстановкой:

$$\omega = 2\pi f \Rightarrow d\omega = 2\pi df \Rightarrow df = \frac{d\omega}{2\pi}.$$

С учетом симметрии частотных характеристик относительно нулевой частоты получено:

$$w_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(f) \tilde{h}(2\pi f) \cos\{2\pi(n-m)T_0 f\} df, \quad (18)$$

где

$$S(f) = \frac{C^2}{4\pi} \times \frac{\tau_x}{1 + (2\pi\tau_x f)^2}.$$

Для проведения вычислений интеграла (18) в конечных пределах, проведем нормировку по оси частот с учетом граничной частоты, которая указана в таблице значений (2500 кГц). Обозначим ее как $f_{\max}$. Выполним замену переменной:

$$x = \frac{f}{f_{\max}} \Rightarrow dx = \frac{df}{f_{\max}} \Rightarrow df = dx \cdot f_{\max}.$$

С учетом такой замены, а также выражений (17) и (19) получено:

$$w_n = \frac{\tau_x f_{\max} C^2}{4\pi^2} \int_0^1 \frac{\cos\{2\pi(n-m)T_0 f_{\max} x\}}{1 + (2\pi\tau_x f_{\max} x)^2} \tilde{h}(2\pi x) dx. \quad (20)$$

Введем безразмерные переменные:

$$\beta = T_0 \cdot f_{\max} = \frac{T_0}{T_{\min}} \quad (21)$$

— соотношение периодов дискретизации и граничной гармоники и аналогичное отношение для характерного временного масштаба:

$$\gamma = \tau_x \cdot f_{\max} = \frac{\tau_x}{T_{\min}}. \quad (22)$$

Использование (21) и (22) в (20) приведет к более компактной записи последнего выражения:

$$w_n = \frac{\gamma C^2}{4\pi^2} \int_0^1 \frac{\cos\{2\pi(n-m)\beta x\}}{1 + (2\pi\gamma x)^2} \tilde{h}(2\pi x) dx. \quad (23)$$

Пусть

$$y = 2\pi(n-m)\beta x, \quad x = \frac{y}{2\pi(n-m)\beta}, \quad dx = \frac{dy}{2\pi(n-m)\beta},$$

тогда (23) будет преобразовано к виду:

$$w_n = \frac{\gamma C^2}{4\pi^2 D} \int_0^D \frac{\cos y}{1 + \left(2\pi \frac{\gamma}{D} x\right)^2} \tilde{h}\left(\frac{2\pi}{D} y\right) dy, \quad (24)$$

где $D = 2\pi|n-m|\beta$, модуль в выражении предопределен фактом четности функции $\cos y$.

Выражение (24) содержит неопределенность вида $0/0$ при $D = 0$, то есть когда $m = n$. Воспользуемся для ее раскрытия измененным выражением (23), которое для данного частного случая преобразуется к записи:

$$w_n = \frac{\gamma C^2}{8\pi^3} \int_0^{2\pi} \frac{\tilde{h}(y)}{1 + (\gamma y)^2} dy. \quad (25)$$

Окончательно выражение для расчета свободных членов системы линейных уравнений выглядит следующим образом:

$$w_n = \gamma C^2 \cdot \begin{cases} \frac{1}{4\pi^2 D} \int_0^D \frac{\cos y}{1 + \left(2\pi \frac{\gamma}{D} y\right)^2} \tilde{h}\left(\frac{2\pi}{D} y\right) dy, & n \neq m; \\ \frac{1}{8\pi^3} \int_0^{2\pi} \frac{\tilde{h}(y)}{1 + (\gamma y)^2} dy, & n = m. \end{cases} \quad (26)$$

Выражение (14) применительно к сложившейся системе обозначений необходимо представить так:

$$r = \exp\left\{-4\frac{\beta}{\gamma}\right\}. \quad (27)$$

Также для удобства вычислений необходимо преобразовать (7). С учетом введенных обозначений (22) указанная формула примет вид:

$$\sigma_y^2 = \frac{\gamma C^2}{8\pi^3} \int_0^{2\pi} \frac{|\tilde{h}(y)|^2}{1 + (\gamma y)^2} dy. \quad (28)$$

Таким образом, представляется возможным численное решение оптимизационных задач по поиску оптимальных значений числа коэффициентов N и параметра β при фиксированном значении γ .

4. Вычислительные эксперименты и расчеты

При проведении расчетов соблюдались следующие принципы и допущения:

- значение параметра перепада уровней между двоичного сигнала C без потери общности было положено равным единице;
- таблично заданная частотная характеристика $\tilde{h}$ была интерполирована с равномерным шагом, обеспечивающим точность приближенного вычисления интегралов;
- шаг интегрирования в формулах выбирался с учетом поведения подынтегральной функции.

При вычислении интегралов вида (25) шаг интегрирования должен удовлетворять условию:

$$\delta \leq \frac{0,2\pi\gamma}{D},$$

а для подынтегральных функций с гармонической компонентой вида (24) или (26):

$$\delta \leq \min \left\{ \frac{0,2\pi\gamma}{D}; 0,1\pi \right\}.$$

Исходными данными для расчета коэффициентов являлись:

- значения β , γ и число коэффициентов N ;
- параметра симметрии m ;
- характеристика затухания $A(\omega)$, связанная с конкретной разновидностью линии связи.

В ходе расчетов компонентов системы линейных уравнений — элементов столбца свободных членов (26) и множителя (27), с использованием (13) были получены наборы коэффициентов НЦФ для каждого набора исходных данных.

На рис. 2 представлен один из рассчитанных векторов коэффициентов, полученный для моделирования физической линии, обладающей следующими свойствами: изоляция сплошная полиэтиленовая, диаметр жил 0,4 мм, четверочная скрутка.

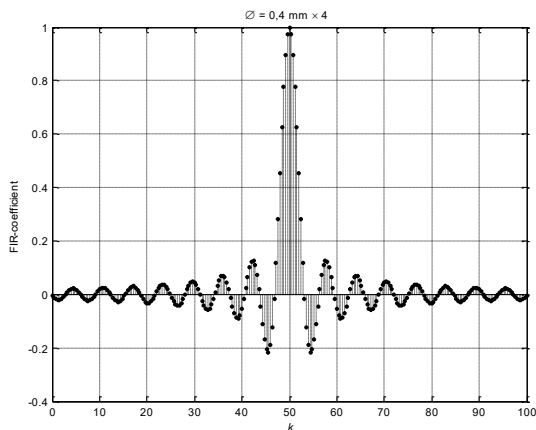


Рис. 2. Огибающая линия коэффициентов модели.

Fig. 2. Envelope line of model coefficients

Их поведение напоминает поведение функции отсчетов Котельникова $\sin x/x$, что присуще для случая широкополосного канала связи. Вид коэффициентов служит подтверждением корректности проведения расчетов.

Результаты расчетов погрешностей моделирования по формуле (5) в зависимости от числа коэффициентов моделирующего НЦФ с симметричной дискретной импульсной характеристикой показаны на рис. 3. Указанные зависимости соответствуют линиям связи с частотными характеристиками, представленными на рис. 1, при фиксированных значениях β , γ , N и m .

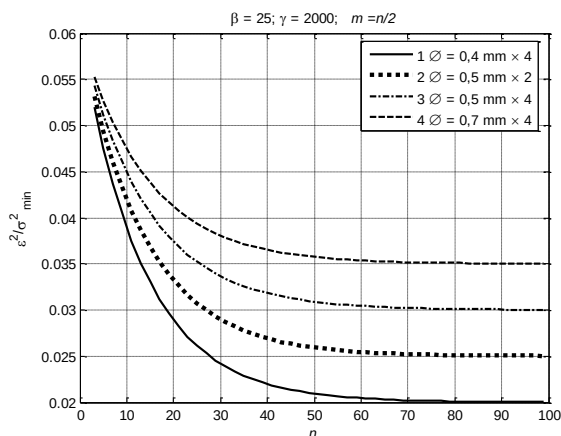


Рис. 3. Поведение среднеквадратической ошибки с ростом порядка моделирующего НЦФ.

Fig. 3. Behavior of the mean square error with increasing order of the modeling FIR-filter

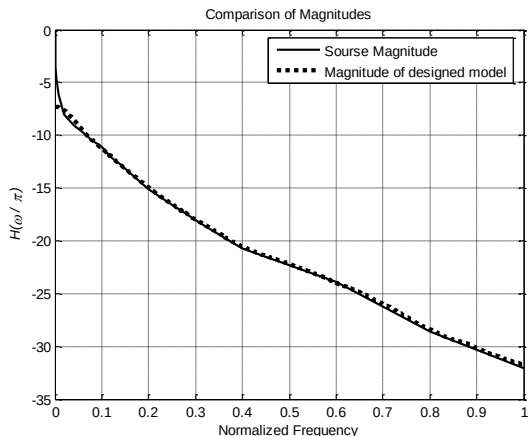


Рис. 4. Модули АЧХ нормативной характеристики и построенной модели.

Fig. 4. Frequency response modules of the standard characteristics and the constructed model

Из полученных результатов следует, что существует число коэффициентов, после которого точность моделирования не повышается. В целом, начальное значение погрешности моделирования определяется значением σ_y^2 , вычисляемым по формуле (28).

В заключение приведем на рис. 4 для сравнения модули частотных характеристик: исходной, для случая диаметра жил 0,5 мм с четверочной скруткой и построенной модели с параметрами $\beta = 25$, $\gamma = 2000$, $N = 100$ и $m = 50$, рассчитанных по формуле (15).

5. Заключение

В статье представлена модель канала связи, ориентированная на проведение имитационного моделирования. В качестве исходных данных для построения модели использованы справочные нормативные частотные характеристики линии связи, представленные таблично. Получены выражения для расчета коэффициентов нерекурсивного цифрового фильтра, моделирующего канал связи. Особенностью построенной модели является обеспечение минимальной среднеквадратической погрешности моделирования. В ходе построения НЦФ необходимо проведение вспомогательных вычислений для определения предельного числа коэффициентов, позволяющих достичь требуемой точности. С использованием указанных выражений выполнена серия вычислений, демонстрирующая корректность предлагаемого подхода и адекватность построенной модели.

Полученные результаты могут быть распространены на различные физические системы связи, описываемые интегралом свертки и имеющие дополнительное описание в виде таблиц, отражающих поведение моделируемой системы в частотной либо временной области.

Благодарности

Авторы выражают признательность дипломированному магистру М. В. Камышову [5] за расчеты, проделанные им в ходе имитационного моделирования.

Список литературы

1. Левин Б. Р. Основы статистической радиотехники. М. : Сов. Радио, кн. 1, 1966. 762 с.; кн. 2, 1968. 504 с.
2. Доценко С. В., Карлусов В. Ю. Синтез алгоритмов цифровой фильтрации с учетом статистических свойств обрабатываемого процесса // Автометрия. 1990. № 2. С. 81—85.
3. Машбиц Л. М. Цифровая обработка сигналов в радиотелеграфной связи. М. : Связь, 1974. 192 с.
4. Мальцев А. А., Патронис Е. Т. Стационарные характеристики адаптивного трансверсального фильтра // Известия вузов. Радиофизика. 1981. Т. 24, № 3. С. 326—334.
5. Kamyshov M. V. Comparison of Theoretical filter channel model and normative parameters of communications cables // Recent Achievements and Prospects of Innovations and Technologies. 2025. No. 2. P. 342–346. URL: https://kgmtu.ru/wp-content/uploads/2025/06/nayka2025_april_Kerch-SevastopolEnglish-Conf.pdf.

Информация об авторах

Карлусов Вадим Юрьевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационные технологии и системы» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Кудрявченко Иван Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационные технологии и системы» Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация.

Model of a Communication Channel Based on FIR Digital Filter

V. Yu. Karlusov and I. V. Kudryavchenko

Sevastopol State University
33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

IVKudryavchenko@sevsu.ru

Received: December 6, 2025

Peer-reviewed: December 12, 2025

Accepted: December 12, 2025

Abstract: A model of a communication channel designed to transmit rectangular discrete signals is presented, based on a linear digital filtering algorithm. The resulting model is constructed using a method that takes into account the required characteristics of the communication channel and the statistical properties of the transmitted signal. General mathematical expressions are derived, based on which it is possible to obtain a vector of digital filter coefficients for modeling a physical communication channel used for data transmission in computing technology for organizing information communication networks. Computational experiments were performed to determine the order of the modeling non-recursive digital filter and its coefficients. It is shown that with a finite filter order, it is possible to achieve a minimum root-mean-square modeling error, which, subsequently, cannot be improved under given conditions determined by the nature of the transmitted data and the sampling frequency.

Keywords: communication channel, non-recursive digital filter, autocorrelation function of a signal, standards for installed communication lines, impulse response of a system, characteristic time scale of a random process.

For citation (IEEE): V. Yu. Karlusov and I. V. Kudryavchenko, “Model of a Communication Channel Based on FIR Digital Filter,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 287–301, 2026, doi: 10.21227/4nms-7564. (In Russ.).

References

- [1] B. R. Levin, *Fundamentals of Statistical Radio Engineering*, Moscow: Sov. Radio, Publ., book 1 – 1966, book 2 – 1968. (In Russ.).
- [2] S. V. Dotsenko and V. Yu. Karlusov, “Synthesis of digital filtering algorithms taking into account the statistical properties of the processed process,” *Avtometriya*, no. 2, pp. 81–85, 1990. (In Russ.).
- [3] L. M. Mashbits, *Digital signal processing in radiotelegraph communication*, Moscow: Svyaz Publ., 1974. (In Russ.).
- [4] A. A. Maltsev and E. T. Patronis, “Stationary characteristics of an adaptive transversal filter”, *Izvestiya Vuzov. Radiofizika*, vol. 24, no. 3, pp. 326–334, 1981. (In Russ.).

- [5] M. V. Kamyshev, "Comparison of Theoretical filter channel model and normative parameters of communications cables," *Recent Achievements and Prospects of Innovations and Technologies*, no. 2, pp. 342–346, 2025. URL: https://kgmtu.ru/wp-content/uploads/2025/06/nayka2025_april_Kerch-SevastopolEnglish-Conf.pdf.

Information about the authors

Vadim Yu. Karlusov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Information Technologies and Systems, Faculty of Information Technologies, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

Ivan V. Kudryavchenko, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Information Technologies and Systems, Faculty of Information Technologies, Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation.

УДК 004

История технического воплощения всемасштабности Цифровой Земли

Носов Н. В.

Институт истории естествознания и техники им. С. И. Вавилова РАН
ул. Балтийская, д. 14, Москва, 125315, Российская Федерация

nosov_nikita@mail.ru

Получено: 2 декабря 2025 г.

Отрецензировано: 9 декабря 2025 г.

Принято к публикации: 9 декабря 2025 г.

Аннотация: Проект Цифровая Земля реализует виртуальный глобус с такими свойствами как всемасштабность и всеракурсность. Воплощение всемасштабности происходит за счет реализации алгоритмов и моделей для составляющих Цифровой Земли. Приведено сравнение евклидового и географического пространств. История подходов реализации масштабирования берет свое начало еще в прошлом веке. Рассматривается суть математических подходов, а также история их возникновения. Отдельное внимание уделяется способам представления трехмерных объектов.

Ключевые слова: всемасштабность, модели данных, нерегулярные триангуляционные сети, Цифровая Земля, четвертичная треугольная сетка.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Носов Н. В. История технического воплощения всемасштабности Цифровой Земли // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 2. С. 302—316.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Носов, Н. В. История технического воплощения всемасштабности Цифровой Земли / Н. В. Носов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 302—316.

1. Введение

Одним из атрибутов тех или иных данных можно назвать геопространственную информацию ввиду того, что наша деятельность связана с пространством и временем. Без использования геопространственных продуктов уже сложно представить жизнь человека. Особенно востребованы сегодня геоинформационные системы (ГИС), однако отмечается и популярность виртуальных глобусов.

Новые возможности применения открывает реализация проекта Цифровая Земля, предложенного в 1998 году вице-президентом США А. Гором. Именно после постановки своего рода «технического задания» этот проект привлек внимание мировых научных сообществ и государств. Для простого представления можно определить Цифровую Землю как трехмерный виртуальный глобус (модель нашей планеты), наполненный геопространственной информацией (зависимой от задач). Одной из отличительных особенностей этого проекта можно назвать одновременную реализацию таких свойств, как всемасштабность и всеракурсность. Уже упомянутые выше ГИС обладают только одним из обозначенных свойств — всемасштабностью, как и привычные нам карты (в данном случае правильнее будет говорить о многомасштабности). В глобусах, например, реализуется второе свойство, без возможности выбора масштаба. Однако именно предоставление этого выбора и позволяет использовать продукт с максимальной пользой — получать ту информацию, которая необходима. За привычной и повседневно используемой нами операцией приближения/отдаления стоит сложный процесс применения математических методов, моделей и алгоритмов. В этой статье обозначим основные направления и достижения для реализации свойства всемасштабности в Цифровой Земле.

2. Модели данных

Возможность изменения масштаба — одна из основных функций Цифровой Земли, описанных А. Гором. Изображения нашей планеты создаются в дискретном масштабе с различным разрешением [1]. Последовательное представление таких снимков создает эффект перехода, зависящий от разницы масштабов в последовательности представления. Однако простой смены изображений недостаточно — необходимо убрать визуальные скачки, что происходит при помощи сглаживания. Такое изменение масштаба и является основой непрерывного масштабирования.

Преобразование масштаба — это моделирование пространственных данных с одного масштаба на другой с применением моделей или алгоритмов, построенных в рамках определенной теории [1].

Одним из вариантов решения задачи стал переменный масштаб — некоторые сервисы предоставляют определенное количество снимков, до 20 уровней масштабов и разрешения. Различные страны имеют собственные стандарты предлагаемых масштабов, каждый из которых подходит для решения определенного круга задач. Такой вид представления обычно называют многомасштабным. В этом случае важной является поддержка единого картографического соотношения для всей карты. При этом бывают ситуации, при которых соотношение или разрешение может варьироваться.

В частности, при представлении наклонного просмотра. Таким образом появляются представления с переменным масштабом или разрешением.

Для евклидова пространства характерна обратимость, т. е. при изменении масштаба аналогично меняются такие параметры как площадь, объем, длина — происходит увеличение или уменьшение, позволяющее восстановить исходный вид. Но географическое пространство работает иначе, оно фрактально. Например, при изменении масштаба на участке отображения береговой линии сложность и уникальность рельефа не сможет быть восстановлена. Существует так называемый «парадокс береговой линии», который отмечается учеными (см., например, [2]). Аналогичная ситуация будет складываться с территориальными границами, а не только с береговыми линиями. Таким образом, масштаб в евклидовом и во фрактальном пространствах преобразуется по-разному.

Основой принципа масштабирования можно назвать следующее утверждение: для масштаба, представляющего интерес в данных условиях, информация о пространстве, превышающая определенные ограничения, может быть не представлена, т. е. этой информацией можно пренебречь. Этот принцип был сформулирован в работе «*A Natural Principle for the Objective Generalization of Digital Maps*» [3]. Эффект масштабирования производится за счет пренебрежения информацией в соответствии с необходимыми пределами ограничения в данных условиях.

Объекты, отображаемые в географическом пространстве, могут быть представлены одной из двух моделей данных:

— растровая — разбиение пространства на ячейки или разделы, которые могут иметь различную форму, но чаще всего представлены квадратами; в этом случае каждая ячейка либо содержит объект, либо нет;

— векторная — пространство можно рассматривать в виде некой «мозаики», в которой происходит определение нахождения того или иного объекта, представленного в виде векторов.

3. Подходы к реализации масштабирования

Концепция мультимасштабности как возможного направления была сформулирована еще в работах прошлого столетия, в 60-е и 70-е годы [4]. Вначале в них отмечалась необходимость создавать различные наборы данных, в которых степень генерализации могли бы изменяться. Основа этого подхода была заложена авторами в середине 1990-х годов, но уже в 2000-е годы основной упор при работе по созданию мультимасштабных карт был сделан именно на графические аспекты и базы данных. Именно в это время и появляются известные примеры, такие как Яндекс.Карты и Google Maps.

В случае рассмотрения модели Земли для представления объектов необходимо использовать сферические координаты — долготу и широту. Эквивалентом растровой модели в таком случае будут являться ячейки с равными значениями сферических координат, они могут быть в виде различных двумерных геометрических фигур.

В таком случае применяется четвертичная треугольная сетка (*the quaternary triangular mesh, QTM*). Этот метод представляет собой разбиение земной поверхности на сетки с различным разрешением [5]. *QTM* обладает преимуществами иерархической структуры, являясь одним из наиболее эффективных методов работы с данными на сферической поверхности, позволяя решать проблемы с искажениями данных и их разрывов. Для трехмерного представления используется элемент объема — воксел, являющийся растровым эквивалентом пространственной тесселяции. Пространство *QTM* разделяется на единичные треугольники. Сферическая поверхность наиболее удобно и эффективно представляется именно таким представлением сетки — разбиением на треугольники.

Еще одним подходом можно считать иерархическую модель с дискретными масштабами, применяемую в пространственном представлении данных (в частности, такая применяется в *Google Maps*). Такая модель иначе называется пирамидальной — количество пикселей (квадратов) на уровне n составляет $4 \times n - 1$. В более общем смысле квадрат $n \times n$ преобразуется в один пиксель и наоборот. Иерархические структуры данных призваны преодолеть проблемы, связанные со сложностью моделирования, т. е. в случаях, когда сетка не является эффективным методом [6].

Каждый уровень масштаба в иерархичной модели может иметь свое разрешение. Наиболее известными примерами таких моделей можно назвать дерево квадрантов и бинарное дерево. Здесь уровни будут фиксированы, а при изменении масштаба переход с одного уровня на другой сравним с лестничными ступенями. Для того чтобы сделать переход между ступенями максимально незаметным, нужно добиться бесконечно малой разницы между ними (в этом приближении лестница превращается в достаточно ровный склон). Иерархия на сферической поверхности представлена так называемой дискретной глобальной системой ячеек (*Global Grid Systems, DGGS*).

Алгоритм дерева квадрантов (*quadtree*) работает следующим образом [6]. Происходит проверка изображения на предмет того, является ли оно простым и требуется ли иерархическая структура для его описания. Если оно не простое, то происходит разбивка на четыре непересекающихся квадратных области (при этом объединение областей должно полностью охватывать исходное изображение). На следующем этапе снова про-

исходит проверка полученных областей, каждая из которых рассматривается как изолированная. После чего при необходимости происходит новое разбиение областей на четыре фрагмента и так далее.

Принцип работы бинарного дерева аналогичен дереву квадрантов, разницей в данном случае является разделение исходной области на две новые. Такой тип представляется довольно эффективным для хранения и поиска данных¹.

Поскольку представление рельефа поверхности Земли требуется при создании ее модели, очень важно передать его особенности. Эффективным с точки зрения вычислительных систем, а также минимальным по потере информации методом является преобразование для нерегулярных триангуляционных сетей, НТС (*Irregular Triangulation Networks, ITN*) [7].

Структура данных НТС является сетью не перекрывающих друг друга треугольных элементов различного размера, которая состоит из линейной (кусочно-линейной) интерполяции набора точек с координатами в трехмерном пространстве (x, y, z). Существуют различные методы триангуляции, однако наиболее эффективной отмечают триангуляцию Делоне. Б. Н. Делоне — советский математик, в 1934 году поставил задачу построения триангуляции [8]. Под триангуляцией понимается планарный граф, в котором все внутренние области представлены треугольниками. Триангуляцией Делоне называют триангуляцию, при которой она удовлетворяет условию Делоне (т. е. ни одна из заданных триангуляционных точек не попадает в окружность, которая описана вокруг любого построенного треугольника) и является выпуклой (т. е. минимальный многоугольник, который охватывает все треугольники, является выпуклым).

Преобразования для нерегулярных триангуляционных сетей, являющихся нерегулярной пространственной тесселяцией, созданной для цифровой модели местности (*Digital Terrain Models, DTMs*), позволяет изменять разрешение по всему пространству [1]. Для воплощения такой возможности необходимо использование специальных моделей. Были предложены четыре базовых модели:

- удаление вершины треугольника — вместо вершины образуются новые треугольники;
- удаление треугольника — вместо треугольника с тремя вершинами образуются новые треугольники;
- сворачивание ребра треугольника — вместо ребра треугольника с двумя вершинами образуются новые треугольники;

¹ Sharma R. Binary Tree in Data Structure: Properties, Types, Representation & Benefits / UpGrad [Электронный ресурс]. URL: <https://www.upgrad.com/blog/binary-tree-in-data-structure/> (дата обращения 16.02.2025).

— сворачивание треугольника — треугольник полностью сворачивается в точку, образуются новые треугольники.

Иерархическая модель, описанная выше, подходит для представления растровых изображений, т. к. они представляют числовые данные, которые и отображают информацию о Земле.

4. Трехмерное представление городов

Отдельно необходимо остановиться на преобразовании масштабов трехмерного представления городов. При работе с трехмерными объектами проводится генерализация, цель которой заключается в уменьшении сложности набора данных — размера и семантического содержания без потери фрагментов информации [9]. Генерализация может проводиться различными операциями: сглаживание, упрощение, объединение, классификация, улучшение, смещение и т. д. Цель — подготовить модель до того уровня, который может быть обработан тем или иным приложением без потери важной информации. Генерализация и представление — основа визуализации трехмерных моделей городов. Отображение производится при помощи модели данных и формата их обмена, одним из которых является *CityGML* (*City Geography Markup Language*, язык географической разметки городов), принятый в 2008 году. Он определяет пять уровней детализации (*levels of detail*, *LOD0-LOD4*): региональный, городской, районный, а также наружная и внутренняя архитектурные модели. *CityGML* позволяет не только определить геометрические и визуальные параметры объекта, но и тематические свойства, позволяя добавлять разнообразную семантическую информацию. Таким образом, для работы с трехмерными моделями необходима автоматическая генерация *LOD*, а также многопользовательские базы данных в режиме реального времени (*MRDB*) [10]. Эти базы позволяют использовать один и тот же объект не только с помощью различных картографических систем, но и с их необходимым уровнем детализации. На сегодняшний день насчитывается довольно много различных компаний, проектирующих трехмерные модели городов.

5. Математическая реализация методов

В данном разделе предлагаются к рассмотрению основные идеи описанных выше методов и алгоритмов, являющихся важными в контексте реализации Цифровой Земли.

Для растровых данных, а именно изображений или цифрового представления местности применяются иерархические модели. Использование иерархического представления дает возможность проводить обработку

объекта, сжимать данные, а также контролировать уровень детализации [11]. Представление, которое сочетает в себе обозначенные свойства, определяют как многомасштабное. В качестве примера можно привести преобразования Лапласа, Гаусса или вейвлет (*wavelet*).

К одним из методов сжатия графических данных можно отнести вейвлет-преобразования, а также пирамидальное представление. Эти методы относятся к многомасштабному анализу [12]. Идея вейвлет-преобразования заключается в том, что при этом происходит раздел функций приближения на две части:

— грубая, при которой временная динамика изменяется медленно (аппроксимирующая);

— точная, при которой изменение временной динамики происходит достаточно быстро (детализирующая).

Уменьшить масштаб растровых данных можно при помощи метода *ATPRK* от зоны к точке, который включает в себя две части — регрессии и кригинга (*Area-to-point kriging, ATP Kriging or ATPK*) [13], особенностью которого является взвешенное усреднение. Принцип этого метода — минимальная дисперсия оценки путем выбора оптимальных весовых коэффициентов.

Первые идеи вейвлет-теории появились еще в прошлом веке². Общий подход наряду с многомасштабным анализом были введены лишь в конце 80-х годов. С этого времени стали развиваться теоретическая основа и практическое применение этого метода; в 1990-х и 2000-х годах выходит ряд работ по этой тематике.

Название произошло от английского *wavelet*, что означает «небольшая волна» [14]. В научной области представляется математической функцией $f(t)$, удовлетворяющей двум условиям: среднее значение указанной функции равно 0, т. е. площади под графиком ниже и выше оси абсцисс равны; функция должна иметь конечную энергию, т. е. она может быть представлена на временной оси. Эти условия могут быть записаны следующим образом:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt = 0 \quad (1)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt < \infty \quad (2)$$

Вейвлет-преобразования нашли свое применение в различных областях, в том числе активно применяются и в обработке изображений. Различают ортогональные, полуортогональные, биортогональные, симмет-

² Киселев А. Основы теории вейвлет-преобразования.

URL: <https://basegroup.ru/community/articles/intro-wavelets/BaseGroup Labs> [Электронный ресурс]. (дата обращения 14.02.2025).

ричные, асимметричные, несимметричные преобразования. Кроме обработки изображений, вейвлет-преобразования могут применяться и для сжатия данных, среди особенностей можно отметить отсутствие механизмов внесения какой-либо дополнительной информации, что позволяет восстановить исходный сигнал. Без каких-то потерь таким образом можно сжимать изображение в 3—10 раз, но если допустить потери, например, убрать несущественные детали, — до 300 раз. Для вейвлет-анализа масштаб можно сравнить с частотой в преобразовании Фурье. При этом каждому конкретному масштабу соответствует множество сдвинутых по отношению друг к другу функций — это основное отличие от Фурье-преобразования. Существуют и другие отличия.

Иерархические модели возможно применять к работе с растровыми изображениями, но для топографических карт этот метод нельзя применять — должного результата достичь не получится. Такой тип карт создается при помощи сложного процесса — абстрагирования, обобщения, исключения и упрощения и т. д. Объекты здесь представляются символами, поэтому работа с такими данными должна строиться иными способами. Например, преобразование данных в наборе точек может производиться с помощью кластеризации пространственных точек, что является одной из основных задач в Цифровой Земле. Существует множество методов кластеризации, в частности, k -усреднение, при котором минимизируется сумма квадратичной ошибки по всем кластерам. Этот метод был предложен практически в одно и то же время польским математиком Гуго Штейнгаузом и Стюартом Ллойдом, сотрудником американской компании *Bell Labs*, в 1957 году [15]. Суть метода состоит в том, что суммарное квадратичное отклонение (V) точек кластеров стремится к минимизации по отношению к их центрам [16].

$$V = \sum_{i=0}^k \sum_{X_j \in C_i} (X_j - \mu_i)^2 \quad (3)$$

где X_j — векторы характеристик, k — количество кластеров, C_i — кластеры, μ_i — центры кластеров.

Однако такой метод нельзя назвать идеальным. Отмечается ряд недостатков, среди которых можно выделить следующие:

- использование разных параметров для одного алгоритма приводит к разным результатам;

- обнаружение алгоритмом кластеров в географическом наборе данных даже в случае отсутствия естественной кластерной структуры.

Как итог в работе [17] был предложен другой алгоритм, в основе которого масштаб является параметром модели кластеризации. В данном случае масштаб пространственной кластеризации должен быть определен с помо-

щью проверки гипотезы, а значимые кластеры выявляются управлением параметрами масштаба. Авторы предлагают записать базовую модель как:

$$C = f(D, A), \quad (4)$$

где C и f — результат и модель кластеризации соответственно, A и D — шкала (значения) анализа и данных соответственно.

При этом в качестве масштаба анализа могут быть приняты размеры кластеров или степень их однородности, а в качестве масштаба данных — разрешение или размер, объем данных. Кластеризация включает в себя две основные задачи: дать оценку плотности для каждой точки и определить наиболее плотные области. Для этого необходимо:

1. Контролировать масштаб данных, для этого требуется определить наименьший видимый размер, основываясь на данных масштабов входных и выходных данных;
2. Определить точки с наивысшей плотностью вероятности набора данных с помощью шкалы (значений) адаптивного анализа. Функция проверяется на соответствие нулевому распределению;
3. Сгруппировать определенные точки с высокой плотностью в кластеры, формирование которых происходит при помощи адаптивного разделения длинных ребер с помощью триангуляции точек с высокой плотностью. Значимость каждого кластера может оцениваться с применением статистики.

Преобразование данных в линиях производится при помощи 8 алгоритмов, два из которых — алгоритмы Рамера — Дугласа — Пекера и Ли — Опеншоу. Первый из обозначенных был предложен американским исследователем Урсом Рамером (*Urs Ramer*) в 1972 году и практически одновременно канадскими исследователями Дэвидом Дугласом (*David Douglas*) и Томасом Пекером (*Tomas Peucker*) в 1973 году³. Суть заключается в том, что при помощи алгоритма Рамера — Дугласа — Пекера определяется иерархия и порядок расположения точек, задается кривая с упорядоченным набором точек, а также допустимое расстояние ε больше 0:

$$C = (P_1, P_2, P_3, \dots, P_n), \varepsilon > 0 \quad (5)$$

Необходимо использовать прямую линию от первой к последней точке, которая будет представлять кривую линию, если ε больше отклонения от всех точек линии до этой прямой. Т. е. с некоторым приближением можно говорить, что C — отрезок прямой P_1P_n . В таком случае информа-

³ Douglas-Peucker Algorithm / Cartography PlayGround [Электронный ресурс]. URL: <https://cartography-playground.gitlab.io/playgrounds/douglas-peucker-algorithm> (дата обращения 17.02.2025).

тивными остаются две крайние точки, в то время как промежуточные могут быть удалены. Сначала алгоритм выбирает две конечные точки (т. е. первую и последнюю точки). Затем он выполняет поиск точки, имеющей наибольшее отклонение от отрезка прямой, соединяющего эти две конечные точки:

$$d_{max} = \max_{i=2 \dots n-1} d(P_i, P_1 P_n) \quad (6)$$

$$d_{max} \leq \varepsilon \quad (7)$$

Если отклонение больше ε , то выбирается эта точка; в противном случае все остальные точки могут быть проигнорированы. Процесс продолжается до тех пор, пока все отклонения не станут меньше ε .

Однако такой алгоритм может привести к существенному искажению формы. В некоторых работах, например, [18], было отмечено, что более эффективным может быть использование не оценки расстояния до точек, а эффективной площади точки, то есть площадь треугольника, в котором эта точка, а также две соседние, являются вершинами. Постепенно происходит удаление точек, которые обладают наименьшей эффективной площадью.

Более точным является алгоритм Ли — Опеншоу, особенно для масштабных преобразований линейных объектов. Алгоритм был предложен в 1992 году, производит имитацию процесса обобщения, при котором наблюдение производится людьми⁴. При отображении с фиксированным разрешением при уменьшении соотношения большой объект становится малым, превращаясь в точку, достигая предельного размера и исчезая. Они предложили три алгоритма — работа с растром, вектором и в растрово-векторном режиме. Рекомендованным стал именно последний вариант.

Отдельного внимания заслуживают математические решения преобразования пространственных объектов. Такие преобразования происходят при помощи методов математической морфологии для преобразования масштаба, которыми предусмотрено объединение областей в группы, а также преобразование в представления в разных масштабах. Математическая модель выглядит:

$$C = (A \oplus B_1) \ominus B_2, \quad (8)$$

где A — изображение с исходными элементами области, B_1 и B_2 — структурные элементы.

⁴ Zhu K.-P., Wu F., Wang H.-L., Zhu Q. Improvement and assessment of Li-Openshaw algorithm / StudyLib [Электронный ресурс]. URL: <https://studylib.net/doc/7636913/improvement-and-assessment-of-li> (дата обращения 17.02.2025).

Под математической морфологией понимается инструмент, с помощью которого производится извлечение компонент изображения, имеющих важность для описания или представления [19]. К таким могут относиться контуры, выпуклые оболочки или остовы. Метод берет свое начало в 1970-х годах, основоположниками считаются французский математик Жорж Матерон (*George Matheron*) и французский инженер и математик Жан Сера (*Jean Serra*). Языком математической морфологии считается язык теории множеств, под множествами понимаются в данном случае объекты изображения.

6. Масштабирование трехмерных объектов

Необходимо остановиться и на работе с трехмерными объектами. Особенность таких объектов заключается в том, что рассмотренные выше методы, например вейвлет-преобразование, игнорируют структуру архитектурных данных — важную особенность для визуализации моделей городов [20]. Для визуализации моделей городов необходимо создавать различные уровни *LOD*. Это позволит уменьшить число объектов без потери структуры. Т.е. необходимо произвести обобщение плана местности и контуров зданий. В работе предлагается алгоритм действий обобщения для трехмерных групп зданий:

1. Определение минимальной рамки, ограничивающей группу зданий;
2. Длина, ширина и высота этой рамки определяют три направления проекции;
3. Создание ортогональных проекций по длине, широте и высоте;
4. Обобщение трех проекций;
5. Вытягивание ортогональных проекций вдоль направлений проекции;
6. Вычисление обобщенной группы трехмерных зданий по пересечению вытянутых геометрических фигур.

Таким образом, показывается, что обобщение трехмерных объектов можно свести к двумерной задаче. В качестве недостатка можно отметить сложность получения результатов при несимметричности группы зданий.

7. Заключение

Проект Цифровая Земля является перспективным и интересным. Во многих странах расширяется пользовательская аудитория, учеными и государственными органами предлагаются новые возможности в рамках проекта. Однако его особенность заключается в воплощении совокупности

уникальных свойств, выгодно отличающих проект от других продуктов для работы с геоданными. Для реализации всех его возможностей он должен отличаться от имеющихся картографических и геоинформационных систем, от глобусов. Для этого, в частности, необходимо воплотить возможности всемасштабности и всеракурсности, способствующие реализации идеи А. Гора. Всемасштабность достигнута благодаря математическим моделям, алгоритмам, история которых заслуживает внимания. Программное обеспечение Цифровой Земли учитывает особенности, рассмотренные в статье, и позволяет пользователю получить необходимый и удобный для работы масштаб.

Список литературы

1. Zhilin L., Haowen Y. Transformation in Scale for Continuous Zooming. In : Manual of Digital Earth. Springer Singapore, 2020. P. 279—324.
2. Еремченко Е. Н., Тикунов В. С., Захарова А. А. Цифровая Земля и «цифровые» инициативы современности. В сб. : Конференция GraphiCon 2018 «Цифровая Земля и большие данные». 2018. Т. 1. С. 304—306.
3. Zhilin L., Openshow S. A Natural Principle for the Objective Generalization of Digital Maps // Cartography and Geographic Information Systems. 1993. Vol. 20, no 1. P. 19—29.
4. Самсонов Т. Е. Мультимасштабное картографирование — новое направление картографии. В сб. : Современная географическая картография. М. : ДАТА+, 2012. С. 21—35.
5. Hou M., Zhao X., Chen J. Describing model of the topological relation in spherical surface quaternary triangular mesh. In : The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. Vol. XXXVII. Part B2. Beijing, 2008. P. 931—936.
6. Samet H., Webber R. E. Data Structures. Hierarchical Data Structures and Algorithms for Computer Graphics // IEEE Computer Graphics and Application. 1988. Vol. 8, iss. 3. P. 48—68.
7. Vivoni E. R., Ivanov V. Y., Bras R. L., Entekhabi D. Generation of Triangulated Irregular Networks Based on Hydrological Similarity // Journal of Hydrologic Engineering. 2004. Vol. 9, no 4. P. 288—302.
8. Сворцов А. В. Триангуляция Делоне и ее применение. Томск : Издательство Томского университета, 2002. 128 с.
9. Uyar A., Ulugtekin N. N. A proposal for generation of 3D models. In : ISPRS Annals of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. 2017. Vol. IV-4/W4. P. 389—392.
10. Son S., Kim Y.-K., Beckinger R. C. MRDB : a Multi-user Real-time DataBase testbed. In : Proceedings of the Twenty-Seventh Hawaii International Conference. 1994. Vol. 2. P. 543—552.
11. Переберин А. В. Многомасштабные методы синтеза и анализа изображений : дис. ... канд. физ.-мат. наук : 05.13.11. Москва, 2002. 138 с.
12. Kolganova E., Savchenko A., Rovtonyuk I. Multiscale adaptive spline transformation in the task of compressing image data // Инженерная геометрия и компьютерная графика. Естественные и технические науки. 2013. № 7/8. С. 11—15.
13. Wang Q., Shi W., Atkinson P. M., Zhao Y. Downscaling MODIS images with area-to-point regression kriging // Remote Sensing of Environment. 2015. No. 166. P. 191—204.
14. Леонидов В. В. Конспект лекции «Вейвлет-преобразование». М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2020. 13 с.

15. Котелина Н. О., Матвийчук Б. Р. Кластеризация изображения методом К-средних // Вестник Сыктывкарского университета. Математика. Механика. Информатика. 2019. № 3 (32). С. 101—112.
16. Тюрин А. Г., Зуев И. О. Кластерный анализ, методы и алгоритмы кластеризации // Вестник МГТУ МИРЭА. 2014. Т. 3, № 2. С. 86—97.
17. Zhilin L., Qiliang L., Jianbo T. Towards a Scale-driven Theory for Spatial Clustering // Acta Geodaetica et Cartographica Sinica. 2017. No. 46 (10). P. 1534—1548.
18. Zhilin L. Algorithmic Foundation of Multi-Scale Spatial Representation. Taylor&Francis Group, 2007. 280 p.
19. Огнев И. В., Сидорова Н. А. Обработка изображений методами математической морфологии в ассоциативной осцилляторной среде // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. Информатика и вычислительная техника. 2007. № 4. С. 87—97.
20. Anders K.-H. Level of detail generation of 3D building groups by aggregation and typification. In : XXII International Cartographic Conference (ICC 2005), 2005. Vol. 2. P. 32.

Информация об авторе

Носов Никита Владимирович, соискатель ученой степени кандидата технических наук Института истории естествознания и техники им. С. И. Вавилова РАН, г. Москва, Российская Федерация.

The History of the Technical Implementation of the Omnipresence of Digital Earth

N. V. Nosov

*S. I. Vavilov Institute for the History of Science and Technology,
Russian Academy of Sciences
14, Baltiyskaya st., Moscow, 125315, Russian Federation*

nosov_nikita@mail.ru

Received: December 2, 2025

Peer-reviewed: December 9, 2025

Accepted: December 9, 2025

Abstract: *The Digital Earth implements a virtual globe with properties such as multiscale and 3D-representation. The realization of multiscale occurs through the implementation of algorithms and models for the components of the Digital Earth. A comparison of Euclidean and geographical spaces is given. The history of scaling approaches dates back to the last century. The essence of mathematical approaches is considered, as well as the history of their origin. Special attention is paid to the ways of representing three-dimensional objects.*

Keywords: *data model, Digital Earth, irregular triangulation networks, multiscale, quaternary triangular grid.*

For citation (IEEE): N. V. Nosov, "The History of the Technical Implementation of the Omnipresence of the Digital Earth," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 302–316, 2026, doi: 10.21227/ap8v-h105. (In Russ.).

References

- [1] L. Zhilin and Y. Haowen, "Transformation in Scale for Continuous Zooming," in *Manual of Digital Earth*, Springer Singapore, pp. 279–324, 2020.
- [2] E. N. Eremchenko, V. S. Tikunov, and A. A. Zakharova, "Digital Earth and modern digital initiatives," in *GraphiCon 2018 Conference "Digital Earth and Big Data,"* vol. 1, pp. 304–306, 2018. (In Russ.).
- [3] L. Zhilin and S. Openshow, "A Natural Principle for the Objective Generalization of Digital Maps," *Cartography and Geographic Information Systems*, vol. 20, iss. 1, pp. 19–29, 1993.
- [4] T. E. Samsonov, "Multiscale mapping – a new direction in cartography," in *Modern Geographical Cartography*, Moscow: DATA+, pp. 21–35, 2012. (In Russ.).
- [5] M. Hou, X. Zhao, and J. Chen, "Describing model of the topological relation in spherical surface quaternary triangular mesh," in *The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences*, Beijing, vol. XXXVII, part B2, pp. 931–936, 2008.
- [6] H. Samet and R. E. Webber, "Data Structures. Hierarchical Data Structures and Algorithms for Computer Graphics," *IEEE Computer Graphics and Application*, vol. 8, iss. 3, pp. 48–68, 1988.

- [7] E. R. Vivoni, V. Y. Ivanov, R. L. Bras, and D. Entekhabi, "Generation of Triangulated Irregular Networks Based on Hydrological Similarity", *Journal of Hydrologic Engineering*, vol. 9, iss. 4, pp. 288–302, 2004.
- [8] A. V. Skvortsov, *Delaunay triangulation and its application*, Tomsk: Tomsk University Publishing House, 2002. (In Russ.).
- [9] A. Uyar and N. N. Ulugtekin, "A proposal for generation of 3D models," in *ISPRS Annals of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences*, vol. IV-4/W4, pp. 389–392, 2017.
- [10] S. Son, Y.-K. Kim, and R.C. Beckinger, "MRDB: a Multi-user Real-time DataBase tested," in *Proceedings of the Twenty-Seventh Hawaii International Conference*, vol. 2, pp. 543–552, 1994.
- [11] A. V. Pereberin, "Multiscale methods of image synthesis and analysis," CSc thesis, Institute of Applied Mathematics n. a. M. V. Keldysh, Moscow, 2002. (In Russ.).
- [12] E. O. Kolganova, A. V. Savchenko, and I. E. Rovtonyuk, "Multiscale adaptive spline transformation in the task of compressing image data," *Modern Science: actual problems of theory and practice*, iss. 7/8, pp. 11–15, 2013. (In Russ.).
- [13] Q. Wang, W. Shi, P. M. Atkinson, and Y. Zhao, "Downscaling MODIS images with area-to-point regression kriging," *Remote Sensing of Environment*, iss. 166, pp. 191–204, 2015.
- [14] V. V. Leonidov, *Wavelet transform*. Moscow: Bauman Moscow State Technical University, 2020. (In Russ.).
- [15] N. O. Kotelina and B. R. Matviychuk, "Image clustering by k-means," *Vestnik Syktyv-karskogo universiteta. Matematika. Mekhanika. Informatika*, iss. 3 (32), pp. 101–112, 2019. (In Russ.).
- [16] A. G. Tyurin and I. O. Zuyev, "Klasternyy analiz, metody i algoritmy klasterizatsii," *Vestnik MGTU MIREA*, vol. 3, iss. 2, pp. 86–97, 2014. (In Russ.).
- [17] L. Zhilin, L. Qiliang, and T. Jianbo, "Towards a Scale-driven Theory for Spatial Clustering," *Acta Geodaetica et Cartographica Sinica*, iss. 46 (10), pp. 1534–1548, 2017.
- [18] L. Zhilin, *Algorithmic Foundation of Multi-Scale Spatial Representation*. Taylor&Francis Group, 2007.
- [19] I. V. Ognev and N. A. Sidorova, "Image processing by means of mathematical morphology in the associative oscillatory medium," *University proceedings. Volga region. Technical sciences*, iss. 4, pp. 87–97, 2007. (In Russ.).
- [20] K.-H. Anders. "Level of detail generation of 3D building groups by aggregation and typification," in *XXII International Cartographic Conference (ICC 2005)*, vol. 2, p. 32, 2005.

Information about the author

Nikita V. Nosov, applicant for a Degree Candidate of Engineering Sciences of S. I. Vavilov Institute for the History of Science and Technology, Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation.

УДК 621.37-621.39(091)

Зарождение и развитие радиоламповых технологий в Нидерландах

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
ул. Правды, 13, Санкт-Петербург, 191119, Российская Федерация*

pvm205@yandex.ru

Получено: 12 октября 2025 г.

Отрецензировано: 19 октября 2025 г.

Принято к публикации: 19 октября 2025 г.

Аннотация: Проведено исследование появления радиоламповых технологий в Нидерландах в период Первой мировой войны. Рассмотрена организация научного исследовательской лаборатории компании *Philips*. Подробно рассмотрен случай 6 августа 1917 г., когда на голландском острове Текселе оказался немецкий гидросамолет с ламповым радиоприемником, к которому проявили интерес нидерландские военные. Благодаря этому было налажено производство немецких ламповых триодов по голландской технологии. Изготовление первых радиоламповых триодов производилось для военного ведомства и было засекречено. Уделено внимание организации Гансом Идзердой первого регулярного радиовещания в мировой практике для широкой аудитории слушателей.

Ключевые слова: Антон и Жерард Филипс, Физическая лаборатория Филипса, Гиллес Хольст, капитан де Блю, Ганс Идзерда, радиолампы *Philips* и *Philips-Ideeet*, начало радиовещания.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Пестриков В. М. Зарождение и развитие радиоламповых технологий в Нидерландах // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 317—349.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Пестриков, В. М. Зарождение и развитие радиоламповых технологий в Нидерландах / В. М. Пестриков // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 317—349.

1. Введение

До 1917 года в Нидерландах, в одной из немногих европейских стран, научных исследований по радиоламповым технологиям не велось. Даже известная компания *Philips* это научное направление игнорировала.

К середине Первой мировой войны ситуация поменялась, случай подарил Нидерландам немецкий ламповый триод, который стал прототипом первой голландской трехэлектродной лампы.

Во времена Первой мировой войны не было ничего, что можно было бы сравнить с радио, каким мы его знаем сегодня. Во время войны прослушивание радио было запрещено, но после войны радиолюбительство стало очень популярным. Благодаря войне техника претерпела значительное развитие и стала доступна любителям. Но слушать было нечего! Большинство беспроводных соединений осуществлялось с помощью азбуки Морзе из почтовых отделений, новостных бюро и, конечно же, шпионов. Организованной радиопередачи речи, а тем более музыки, еще просто не существовало. После Великой войны быстро начался Золотой век радио. Первая регулярная развлекательная радиопрограмма появилась в Нидерландах в ноябре 1919 года. В следующем году в Детройте, штат Мичиган, была запущена радионовостная программа, а вскоре за ней последовали передачи первой студенческой радиостанции в *Union College* в штате Нью-Йорк. С этого момента и до широкого распространения телевидения в 1950-х годах радио произвело революцию в сфере коммуникаций и развлечений по всему миру.

2. Организация научно-исследовательской лаборатории *Philips*

Голландская компания *Philips*¹ вошла в число производителей радиоламп сравнительно поздно. В большинстве европейских стран Первая мировая война была движущей силой развития и мощной производственной базой для этого нового типа радиокомпонентов. Но так как Голландия была нейтральной страной во время Первой мировой войны, то в компании *Philips* этому перспективному направлению радиоэлектроники уделяли мало внимания.

В 1910 году, столкнувшись с конкуренцией американской компании *GE* на рынке электроламп, владельцы *Philips*, Жерард (рис. 1) и Антон Филлипсы (*Gerard and Anton Philips*) поняли, что инновации *General Electric* были результатом фундаментальных научных исследований. Братья реши-

¹ Компания *Philips & Co* была основана Жерардом Филиппсом (*Gerard Leonard Frederik Philips*, 09.10.1858—26.01.1942) для производства осветительных лампочек накаливания в 1891 году в небольшом голландском городке Эйндховен (*Eindhoven*). Жерард Филипс, проживая после учебы в Амстердаме, успел «заболеть» очередной новинкой технического прогресса — электрической лампочкой. И даже кое-что в ней усовершенствовал и запатентовал. Оставалось только запустить новинку в промышленное производство, что молодой изобретатель и осуществил, основав в 1891 году в Эйндховене компанию *Philips & Co*. Финансовую помощь новому предприятию оказал отец-банкир, купивший сыну пустовавшее фабричное здание, где было начато производство ламп накаливания и другого электрооборудования (ныне в этом здании расположен городской Музей световых скульптур).

ли, что для будущего компании очень важно, чтобы компания *Philips* начала свою программу фундаментальных научных исследований. По их замыслу должна быть создана научно-исследовательская лаборатория, в который будут генерировать новые идеи в области радиоэлектроники и электричества. Жерард Филипс за образец исследовательской лаборатории взял прославленную исследовательскую лабораторию *General Electric* в США. В итоге это должно было сделать *Philips* менее зависимой от патентов и разработок других компаний.

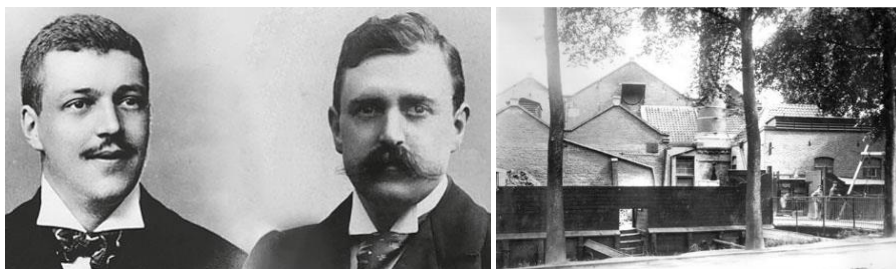


Рис. 1. Антон и Жерард Филипс, основатель компании *Philips & Co.*
Первая фабрика «*Philips & Co*», основанная в Эйндховене в 1891 г.

Fig. 1. Anton and Gerard Philips, founder of Philips & Co.
The first factory “Philips & Co” is founded of Eindhoven in 1891

Найти подходящего человека, который возглавил бы такую лабораторию, было непросто. Жерард Филипс уже связался с несколькими физиками из своей среды, но они отказались от этой чести. В четверг, 23 октября 1913 года, в газете «*Nieuwe Rotterdamsche Courant*» появилось объявление компании *NV Philips Gloeilampenfabrieken* из Эйндховена: «Требуется компетентный молодой доктор, т. е. физик, прежде всего хороший экспериментатор», рис. 2 [1].



Рис. 2. Объявление в «*Nieuwe Rotterdamsche Courant*», на которое ответил Хольст.
23 октября 1913 г. Здание Роттердамской газеты. 1913.

Fig. 2. The advertisement in the to which Holst responded.
23 October 1913. Gebouw Rotterdamsch Nieuwsblad. 1913

На объявление (рис. 2) откликнулся 27-летний Гиллес Хольст (*Holst Gilles*, 20.03.1886—11.10.1968), у которого в Лейдене не складывалась карьера. 25 октября он письменно (рис. 3) попросил о встрече. Жерард Филипс и он быстро достигли соглашения, и 2 января 1914 года Хольст присоединился к *Philips* в качестве первого сотрудника лаборатории, которая впоследствии стала известна как Физическая лаборатория Филипса (*Philips Natuurkundig Laboratorium*), и приступил к ее организации. В том же году научно-исследовательская лаборатория *Philips* (*Philips Research*), или *Natuurkundig Laboratorium* (сокращенно *NatLab*, или лаборатория физики), была создана в Эйндрховене. Хольст был воодушевлен, оказавшись главой лаборатории. В письме к Адриану Фоккеру (*Adriaan Fokker*), коллеге и другу, он написал: «Я обустрою целую лабораторию и буду проводить все виды измерений, показания которых позволят нам вывести формулу лампы накаливания».

Докторскую степень Хольст получил в июле 1914 г. в Швейцарском федеральном технологическом институте в Цюрихе (нидер. *Zürich aan de Eidgenössische Technische Hochschule*) накануне Первой мировой войны. Его диссертация была посвящена уравниванию состояния и термодинамическим свойствам аммиака и метилхлорида. Хольст защитил докторскую диссертацию² (*PhD*) под руководством профессора Хейке Камерлинг-Оннеса (нидер. *Heike Kamerlingh Onnes*, 21.09.1853—21.02.1926) в лаборатории низких температур в Лейдене, рис. 3. История гласит, что сам он не был в восторге от предмета защиты, но и был рад получению степени.

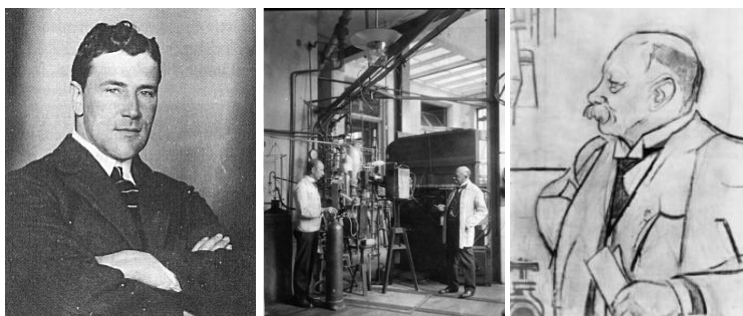


Рис. 3. Гиллес Хольст (1915 г.). Лаборатория низких температур Камерлинг-Оннеса в Лейдене, в которой работал Хольст (1913 г.). Рисунок Оннеса, сделанный его племянником Хармом Камерлингом-Оннесом в 1922 г.

Fig. 3. Gilles Holst (1915). Kamerlingh Onnes Low Temperature Laboratory in Leiden, where Holst worked (1913). Drawing of Onnes was done by his nephew, Harm Kamerlingh Onnes, in 1922

² Тема диссертации Хольста, защищенной в Лейдене в 1914 г., следующая: «Тепловые свойства аммиака и метилхлорида» (нидер. *Les propriétés thermiques de l'ammoniaque et du chlorure de méthyle*).

Гиллес Хольст начал научные исследования с анализа современного состояния электрического освещения. В результате он пришел к выводу, что тратить время на проведение фундаментальных исследований по лампам накаливания не имеет смысла, а лучше начать работы над новыми источниками электрического света, такими как, разрядные лампы.

Переход Хольста в мир бизнеса был необычным. В то время в отрасли работало очень мало ученых. Физики, если и не получали образования, то работали в университете и редко покидали университетские стены. Хольст оказался в мире, где физические исследования преследовали гораздо более практическую цель, чем научные исследования: они должны были привести к созданию новых продуктов или их усовершенствованию, что рано или поздно должно было принести компании деньги. Можно предположить, что он чувствовал себя комфортно в такой атмосфере, исходя из того факта, что оставался связанным с *Natuurkundig Laboratorium* до выхода на пенсию.

Разработать исследовательскую программу после прихода в компанию было несложно: *Philips* производила лампочки, и в продукции и производстве было несколько проблем, ожидающих решения, так что старт был стремительный. В первые годы Хольст проводил собственные исследования, среди прочего, в области фотометрии, свойств вольфрама, распыления металлов, тонких слоев и газовых разрядов. Так как лаборатория и исследовательская программа быстро расширялись, то Хольст постепенно взял на себя роль, которая на самом деле подходила ему гораздо больше, чем роль исследователя, а именно роль руководителя исследования. Вот в чем оказалась его настоящая сила: привлечение и вдохновение молодых исследователей, создание благодатного исследовательского климата и определение курса исследовательской программы. В управлении своей лабораторией Хольст использовал уникальную интуитивную философию, которую один из его более поздних сотрудников, Хендрик Казимир³, суммировал в «Десяти заповедях» (нидер. *De Tien Geboden*) [1, p.18]:

1. Привлекайте симпатичных исследователей, по возможности молодых, но имеющих опыт академических исследований.
2. Не уделяйте слишком много внимания деталям работы, которую вы сделали.
3. Дайте сотрудникам большую свободу и примите их особенности.
4. Позволяйте сотрудникам публиковаться и участвовать в международной научной деятельности.

³ Хендрик Бругт Гэрхард Казимир (*Hendrik Brugt Gerhard Casimir*, 15.07.1909—04.05.2000) — нидерландский физик, известный своими работами по двухжидкостной модели сверхпроводников (совместно с К. Я. Гортером) в 1934 и эффекту Казимира (совместно с Д. Полдером) в 1948 г.

5. Избегайте чрезмерно жесткой организации. Пусть авторитет основывается на реальном опыте.

6. Не делите лабораторию на разные направления, а формируйте многопрофильные команды.

7. Дайте большую свободу в выборе работы, но прежде всего пусть ведущие сотрудники осознают свою ответственность перед компанией.

8. Не планируйте промышленную лабораторию по каждому проекту и не позволяйте бюджетным отделам получать бюджетный контроль над инвестиционными программами.

9. Содействуйте переводу квалифицированных старших научных сотрудников из лаборатории в отдел разработки и производства продукции.

10. Выбор исследовательских проектов определяется не только рыночными возможностями, но и состоянием академической науки.

Эти правила строго соблюдались до 80-х годов XX века, когда появились «контрактные исследования», нарушив тем самым восьмую заповедь. Характер и организация работы в *Philips Research*, безусловно, изменились с тех пор, как Хольст сформулировал свои заповеди, но и мир изменился тоже! Тем не менее, Холсту было бы приятно видеть, что исследователи в его *NatLab* по-прежнему пользуются относительно высокой степенью свободы.

NatLab занималась широким кругом исследований по электрическим источникам света, а вопросам применения радиоламповых технологий по-прежнему не уделялось должного внимания. Обратить внимание на перспективность этих исследований помог случай.

3. Его величество случай

В ситуацию как всегда неожиданно вмешался случай. Утром 6 августа 1917 года, в середине Первой мировой войны, немецкий военный гидросамолет совершил вынужденную посадку на острове Текселе (нидер., *Texel*) около шести часов в голландских территориальных водах на севере Голландии, вблизи Кампена⁴ (*Kampen*), рис. 4 [2].

Самолет вылетел рано утром с немецкой морской станции Нордерней, но экипаж заблудился. Без сомнения, благодаря маяку на Текселе пилот снова находит землю и испытывает облегчение, когда выясняется, что самолет может приземлиться здесь, на небольшой водной глади. Немецкий гидросамолет *Friedrichshafen FF.33J* приземлился на ручей Роггеслут (*Roggeslout*) недалеко от деревни Де Коксдорпа (*De Cocksdorp*), на север-

⁴ Кампен — город в восточных Нидерландах с населением около 50 тысяч человек.



Рис. 4. Немецкий гидросамолет *Friedrichshafen FF.33J* на голландском острове Текселе.
6 августа 1917 г.

Fig. 4. German seaplane *Friedrichshafen FF.33J* on the Dutch island of Texel. August 6, 1917

ной стороне польдера Эйерланд⁵ (*polder Eierland*). Но как только пилот, старший помощник капитана (*Flug Obermaat Hermann*) Герман Вюрц (*Hermann Würz*) и его штурман старший матрос (*Flugmatrose*) Освальд Райтер (*Oswald Reiter*) поняли, что приземлились на острове Тексель в нейтральных Нидерландах, они спешно попытались снова взлететь. Это сделать не получилось. Тогда Вюрцу и его штурману Райтеру пришлось быстро отказаться от попытки взлететь и сдаться, по сообщениям газет, «военной береговой охране». Летчики были интернированы вместе со своим гидросамолетом *Friedrichshafen FF.33J* с немецким номером 1101. Это происходит обычно в годы войны со всеми иностранными солдатами и военными товарами, когда они обнаруживаются в пределах национальных границ государства. Голландское правительство только 21 апреля 1917 года конфисковало новый самолет и купило его у *Kaiserliche Marine* за 20 000 гульденов. Голландские военные, осмотрев самолет, были очень удивлены, обнаружив в нем современный по тем временам радиоприемник. Как оказалось, это был новейший радиоприемник с двухкаскадным усилителем звуковой частоты *EV89* на радиолампах типа *EVN94* производства *Telefunken*.

Голландский военный эксперт капитан де Блю (*De Blauw*), осмотрев радиоаппаратуру самолета, понял ценность находки и при поддержке военных чиновников решил наладить производство аналогичных радиоприемников у себя в стране, рис. 5.

Капитан де Блю от имени Военного министерства (нидерл. *Ministerie van Oorlog*) с просьбой изготовить аналог триода *EVN94* обратился к крупному производителю электроламп в Европе, компании *Philips*. Он записался на прием к Г. Хольсту. Руководитель лаборатории вежливо

⁵ Эйерланд в прошлом — остров в Нидерландах. Сейчас это северная часть острова Тексел. Название означает «яичная земля», названное в честь яиц чаек, которые собирались на острове и отправлялись в Амстердам.



Рис. 5. Немецкий гидросамолет, ламповый триод *Telefunken EVN94* и капитан де Блю. 1917 г.

Fig. 5. German seaplane, Telefunken EVN94 tube triode and captain De Blauw. 1917

принял капитана в Эйндховене. Он выслушал историю с немецким радиоприемником и просьбу помочь в изготовлении образцов радиоламп, подобных EVN94, но ничего при этом не пообещал капитану. Де Блю ушел от Хольста разочарованным.

Незаинтересованность Хольста в изготовлении радиоламп, предложенных де Блю, объясняется просто. Он помнил о том, что владелец компании Жерард Филипс считает радио и радиолампы игрушками военных, и от этого нет большой практической и коммерческой ценности. Поэтому Хольст, который проработал в компании всего 3 года, не хотел идти в разрез с мнением Ж. Филипса, боясь потерять свое место.

Тогда огорченный капитан де Блю решил обратиться в одну из дюжины других производителей электрических лампочек в Голландии. 15 ноября 1917 года Военным министерством Нидерландов были направлены лейтенант армии Толк (*Lieutenant Tolk*) и офицер флота Дюбуа (*Navy Officer DuBois*) в компанию «*de NV Metaalraadlampenfabriek Holland te Utrecht*» в Утрехте (нидерл. *te Utrecht*). Эта компания согласилась помочь де Блю. Офицеры обратились к управляющему К. М. Э. Шуурману ван Стрейену (*K. M. E. Schuurman van Strijen*) с просьбой на условиях секретности изготовить серию радиоламп *Telefunken EVN94*, снятых с немецкого гидроплана. Помимо этого, они попросили его протестировать эти радиолампы и изготовить триоды с похожими электрическими характеристиками. Вся работа по радиолампам была поручена инженеру Ф. Б. А. Принсену (*F. B. A. Prinssen*).

Изготовленный образец *ENV94* содержал две нити накала, одна из которых была запасной. Тест показал, что для нити накала необходим ток 0,53 А при питании от аккумуляторной батареи напряжением 4 В и наличие балластного сопротивления в виде «железная проволока в водороде» (*iron wire in hydrogen*). В эксперименте напряжение на аноде составляло 90 В. Принссен в лабораторном журнале отметил, что основными недостатками триода *ENV94* являются малый срок службы этих ламп и появление «голубого свечения» внутри баллона при подаче слишком высокого анодного напряжения, что указывало на низкий вакуум в лампах. В экспериментах создать необходимый вакуум с помощью ртутного насоса Геде не удалось. Невозможность достижения желаемого вакуума, вероятно, была вызвана газами, выходящими из никелевого анода и сетки. Электроды следующего образца триода были обработаны путем нагревания их в атмосфере водорода при 300 °С, а затем нагрева в вакууме до 715 °С. Был использован ртутный насос Ленгмюра. Второй образец триода имел выводные провода из молибдена, поскольку они не содержали газа. На технологию использования молибденовых токоведущих проводов в электрических лампах накаливания компания *Holland* оформила и получила нидерландский патент [3]. Формула изобретения в патенте звучит следующим образом: «подводящие провода состоят из металла, коэффициент расширения которого составляет менее $\frac{2}{3}$ коэффициента расширения используемого стекла, а его толщина настолько мала, что стекло не трескается».

Преимущества, связанные с использованием таких подводящих проводов, особенно молибденовых, заключаются в том, что можно отказаться от специальных металлических сплавов, защитных проводов и т. д., так как использование в производстве ламп молибденовой проволоки не приводит к образованию газов в лампе, однако это особенно ощущается при использовании никелевых проводов или сплавов, когда они находятся внутри лампы. Благодаря этому изобретению без необходимости можно не использовать специальный тип стекла.

22 ноября 1917 года триод *Holland* успешно прошел испытания при 120 В на аноде без каких-либо признаков синего свечения. Этот триод явился первой нидерландской высоковакуумной лампой. На следующий день этот триод и два других были доставлены лейтенантом Толком в лабораторию Нидерландской почтовой телеграфной и телефонной службы (*Netherlands Postal Telegraph and Telephone laboratory*) в Гааге и испытаны в приемнике *Telefunken*, снятом с немецкого минного тральщика. Триод был испытан в режиме детектора и аудиоусилителя. Затем был построен усилитель с использованием трех триодов *Holland No. 1, No. 2, No. 3* и одного триода *ENV94*. Усилитель был успешно использован в испытании 1

декабря 1917 г. на искусственной линии, имитирующей линию между Гаагой и Берлином. По этому случаю лейтенант Толк отправил восторженную телеграмму в *Holland*.

К началу декабря 1917 года родилась идея изготовить ламповый триод с цилиндрическими сеткой и анодом. На рис. 6 показана один из ранних триодов *Holland*, который более известен как *Holland Lamp*. Эта компания производила *Holland Lamp* для открытого рынка с 1923 года и до прекращения своей деятельности в 1928 году. В 1929 году последний президент *Holland Company*, г-н Богардт (*Mr. Boogardt*), основал *Apex Lamp Works*, которая до сих пор производит лампы накаливания.



Рис. 6. Первая голландская радиолампа (триод) производства компании *Metaal draadlampenfabriek Holland te Utrecht*. 1918 г.

Габариты лампы: диаметр 18 мм, длина 110 мм.

Fig. 6. The first Dutch radio tube (triode) produced by the company “*Metaal draadlampenfabriek Holland te Utrecht*”. 1918. Lamp dimensions: diameter 18 mm, length 110 mm

Нужно заметить, что конструкция голландского лампового триода очень отличалась от немецкого прототипа и была оригинальной. Лампа имела цилиндрический стеклянный корпус. В двух его основаниях располагались контакты в виде осветительных цоколей типа миньон (по современной классификации цоколь *E14*). На один цоколь были выведены контакты нити накала, на другой — контакты от анода и сетки. Установка лампы в радиоустройство с помощью цоколей (рис. 6) решала проблему быстрой замены в случае выхода ее из строя.

К 1 января 1918 года было освоено получение требуемого уровня вакуума в триоде. В течение нескольких недель, благодаря внесенным усовершенствованиям в лампу, в том числе лучшему выбору материалов, удалось наладить изготовление первых промышленных образцов голландских высоковакуумных трехэлектродных радиоламп. В середине января 1918 года первые голландские триоды были поставлены голландскому флоту. Для работы голландского триода требовалось анодное напряжение 24 В, для накала — 4 В. Голландские военные высоко оценили качество триодов и немедленно заказали еще 26 таких радиоламп. Конструкция триодов *Holland* стала для голландских разработчиков трехэлектродных ламп своеобразным эталоном.

Радиолампы в дальнейшем изготавливались для министерства обороны Голландии, и их производство было засекречено. История создания голландского триода, как и французского, показывает, насколько велика роль военной разведки и инициативы военных чиновников в научно-техническом прогрессе.

4. Радиолампы *Philips* и *Philips-Ideezet*

В 1918 году голландский радиолюбитель инженер Ганс Идзерда⁶ (нидер. *Hanso Schotanus à Steringa Idzerda*, 26.09.1885—03.11.1944) основал радиотехническое производство для широкой публики под названием *Nederlandse Radio-Industrie (NRI)*, рис. 7 [4]. В этот момент времени, в отличие от *NRI*, фирма *Philips* выпускала радиотехническую продукцию исключительно для военных целей.



Рис. 7. Ганс Идзерда. Справа — Мемориальный знак в память пионера радио Ганса Идзерда, установленный в Вайдуме в 1969 г.

Fig. 7. Hans Idzerda (нидер. *Hanso Schotanus à Steringa Idzerda*).

Right: Memorial plaque in memory of radio pioneer Hans Idzerd, erected in Weidum in 1969

Компании Идзерды для производства своих радиоприемников требовались постоянные поставки радиоламп, поэтому он, естественно, обратился к единственному производителю радиоламп в Голландии — *Metaaldraadlampenfabriek Holland* в Утрехте. Однако компания *Holland* отказалась от его заказа в связи с тем, что подписала «контракт о секретности» производства радиоламп с военным министерством.

Тогда Г. Идзерда попытался убедить владельца компании *Philips* Жерарда Филипса в экономической значимости своего предприятия и заключить с ним контракт на производство радиоламп, в которых он очень

⁶ Ганс Идзерда родился в деревне Вайдум (нидер. *Weidum*) Фризской области, часто называемой также Фрисландией (нидерл. *Friesland*). Является исторической и культурной областью на севере Нидерландов.

нуждался. Идзерда добился своего. Жерард приказал Хольсту и его сотрудникам изготовить 180 радиоламп в соответствии со спецификациями заказчика. Спецификации Идзерды содержали аналоги ламп *Holland*. Лаборатория Г. Хольста вскоре изготовила необходимые для компании *NRI* трехэлектродные радиолампы под названием “*IDEEZET*”. Название лампы связано с фамилией Г. Идзерда, который часто подписывался просто «*IDZ*», а друзья называли его «*Ideezeet*». Лампы рекламировались под названием «*IDEEZET-lamps*».

К 1 июля 1919 года *Philips Co.*, осознав экономический потенциал радиоламп, стала предлагать для продажи независимо от *Idzerda* три версии триода *Ideezeet*. Они различались в основном характеристиками нити накала.

Анод ламп *Philips* и *Philips-Ideezeet* представлял собой две соединенные металлические пластины размером 10×10 мм, между которыми располагались две сетки и нить накала. Сетки ламп были изготовлены из двух изогнутых проводов, позже стали использовать один изогнутый провод. Выпускались триоды с низким (обозначение *CI*) и высоким (*CII*) вакуумом. Лампы с низким вакуумом были заполнены аргоном. В табл.1 приведены некоторые характеристики триодов *Philips* и *Philips-Ideezeet*.

Табл. 1. Некоторые характеристики триодов *Philips* и *Philips-Ideezeet*.

Table 1. Some characteristics of *Philips* and *Philips-Ideezeet* triodes

Характеристики; characteristics	Тип лампы; Type tubes			
	A	B	C	CI
Коэффициент усиления; Coefficient of amplification	6			
Напряжение анода, В; Anode voltage, V	25—50			24
Напряжение нити накала, В; Filament voltage, V	4	2	4	4
Ток нити накала, А; Filament current, A	0,25	0,5	0,5	0,25
Длина, мм; Length, mm	115			
Диаметр стеклянного баллона, мм; Diameter of the glass cylinder, mm	23,5			

Триод *Philips-Ideezeet* стал первой радиолампой, изготовленной *Philips Company*. Компания *Philips* с 1918 по 1923 гг. производила два типа ламп *Philips* и *Philips-Ideezeet*, рис. 8. Разница между этими лампами заключалась только в разной гравировке названия на стеклянном баллоне лампы. Конструкция выпускавшихся триодов, по сути, была такой, как у аудиона Ли де Фореста.

Все типы ламп *Philips* и *Philips-Ideezeet* выпускались в двух вариантах, в зависимости от конструкции цоколя. Самый распространенный вариант имел два винтовых цоколя типа *Swan-Edison* диаметром 14 мм. Другой ва-

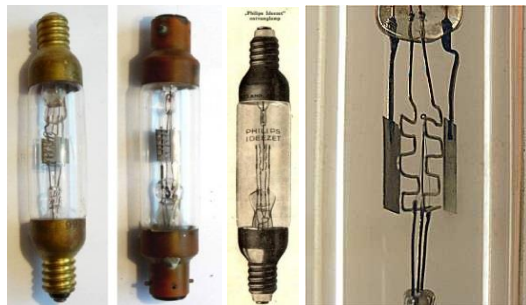


Рис. 8. Ламповые триоды типа *Philips* и *Philips-Ideezeet* и конструкция электродов (анод, сетка и нить накала). 1918 г.

Fig. 8. Tube triodes of the *Philips* and *Philips-Ideezeet* type and the design of the electrodes (anode, grid and filament). 1918

риант лампы имел два штыревых цоколя диаметром 15 мм. В радиоустройствах лампы устанавливались как вертикально, так и горизонтально.

Результаты испытаний [5], проведенные с триодом *Philips-Ideezeet* типа *A*, показали, что нити накала достигали нормальной яркости при токе 0,125 А, в два раза меньше паспортного значения. Триод вполне удовлетворительно работал с таким низким потреблением тока при напряжении 4 В от сухих гальванических элементов. Нормальное напряжение на аноде составляло 24 В, а протестированный образец ионизировался при напряжении несколько ниже 30 В. Было обнаружено, лучше всего триод функционировал как детектор при анодном напряжении 19 В, при этом значении ток анода со свободной сеткой составлял приблизительно 400 мкА. Вакуум в лампе был довольно низкий, и, как и следовало ожидать, она оказалась очень хорошим детектором. Триод *Philips-Ideezeet* типа *A* был нестабилен в работе и имел малую чувствительность. По этим характеристикам он уступал американскому триоду *AudioTron*. Данные о среднем сроке службы триода отсутствовали, но считалось, что он не очень велик из-за яркости нити накала и низкого вакуума. Испытанный образец не удалось заставить генерировать электрические колебания из-за небольшого коэффициента усиления, что также не позволяло его использовать в усилителе радиочастоты. В лаборатории *QST* был протестирован всего один образец триода *Philips-Ideezeet* типа *A* и говорить на основе полученных результатов в целом о качестве этих ламп некорректно. Нет того количества испытаний, при котором можно получить статистически достоверные результаты. Не исключено, что протестированный образец был дефектный, поэтому полученные результаты можно рассматривать как случайные.

5. Маркетинг вакуумных триодов

В феврале 1919 года состоялась Утрехтская торговая ярмарка (нидер. *Utrechtse jaarbeurs*). На ярмарке компания Идзерды *NRI* в сотрудничестве с *Philips* продемонстрировала (имея временную лицензию на вещание) радиопередатчик на специальной генераторной трехэлектродной лампе. Обмен сообщениями между стендом *Philips* во Вреденбурге (нидер. *Vredenburg*) и стендом *Nederlandsche Radio Industrie* в Лукасе Больверке (нидер. *Lucas Bolwerk*) осуществлялся по беспроводной связи. Идзерде удалось передать информацию на расстояние 1200 метров. Первый звук, который раздался в эфире в Нидерландах, исходил из музыкальной шка-тулки, которую Идзерда привез из дома. Свидетельницей первой радиопередачи фризского ученого стала королева Нидерландов Вильгельмина (*koningin Wilhelmina*). Генераторная лампа была изготовлена специально для данного события сотрудниками *Philips* доктором Оослерхейсом (*Ooslerhuis*) и доктором Хольстом (*Holst*). Напряжение на аноде лампы составляло 400—500 В при токе приблизительно 20 мА. Выходная мощность лампы составляла около 8 Вт.

К июлю 1919 года *Philips* разработала жесткую передающую лампу, известную как *Zendlampe*. Нить накала этого триода работала при токе 1,6 А и напряжении 6 В. Напряжение на аноде было 400—500 В, выходная мощность при этом составляла от 5 до 10 Вт.

Лампы *Philips-Ideezet* продавались компанией *Nederlandsche Radio Industrie* в Гааге с 1 июня 1918 года до конца 1924 года. Идзерда имел исключительное право продавать любителям ламповые триоды по цене 12,50 гульденов. Лампы, продаваемые им, имели на стекле надпись *PHILIPS IDEEZET*. В 1918 году компания Г. Идзерды была единственным поставщиком этих вакуумных триодов для торговой сети, но с начала 1919 года появились уже и другие продавцы радиоламп, в частности, *Bal Company* из города *Bredá* (нидерл. *Breda*). В начале 1920 года вакуумные триоды *Ideezet* стали продаваться в Соединенных Штатах Америки.

Для продвижения своей продукции на рынке, Г. Идзерда регулярно размещал рекламу о лампах *Philips-Ideezet* в журнале «*Radio Nieuws*». Первая реклама с изображением ламп *Philips-Ideezet* появилась в номере *Radio Nieuws* от 1 декабря 1918 г. В январском номере этого журнала за 1919 г. с гордостью приводится информация о уже свершившейся продаже 1450 ламп *IDEEZET*, рис. 9. С 1918 по 1922 гг. было выпущено примерно 4000 ламп *Philips* и *Philips-Ideezet*.

Ламповые триоды *Philips* и *Philips-Ideezet* могли быть использованы в качестве детектора для затухающих и незатухающих радиоволн, в уси-

лителях высокой и низкой частоты, а также в генераторах электромагнитных колебаний.



Рис. 9. Реклама радиоламп IDEEZET в журнале *Radio-Nieuws* (1919 г.).

Устройства для вертикального и горизонтального монтажа триодов Идзерда.

Общий вид трехлампового радиоприемника конструкции Г. Идзерда 1920/21 гг.

Fig. 9. Advertising of “IDEEZET” radio tubes in the magazine “Radio-Nieuws” (1919).

Devices for vertical and horizontal mounting of Idzerda triodes.

General view of a three-tube radio receiver designed by Hans Idzerda, 1920/21

6. Вакуумные триоды *Bal Company* из Бреды

В марте 1918 года Нидерландская ассоциация радиотелеграфии (нидер. *Nederlandsche Vereeniging voor Radiotelegrafie*, сокращенно *NVVR*) в Гааге организовала Первую радиотелеграфную выставку (нидер. *Radiotelegrafische Tentoonstelling*). На выставке помимо большого количества радиолюбительских устройств было представлено более десяти производителей радиоаппаратуры, в том числе *Nederlandsche Seintoestellen Fabriek (NSF)*, основанная в 1916 году и связанная с компанией *Marconi*. Организация *NSF* была инициативой группы голландских судовладельцев, объединенных в *NV Nederlandsche Telegraafmaatschappij Radio Holland*, с одной стороны, и *Bataafsche Petroleum Maatschappij*, с другой. [6]

Во время выставки фабрикант из Бреды Леонард Бал (*Leonard Bal*, 07.08.1881—03.02.1946) произвел настоящий фурор, представив вакуумный триод собственного изготовления, который можно было купить в Нидерландах (рис. 10. [7]). Он не только представил рабочую радиолампу, но и продемонстрировал работающие радиоприемники с обратной связью. Это само по себе явилось большим достижением, с которым в то время никто в Нидерландах не мог сравниться.

Фактическое происхождение ламп *Bal*, в частности, что касалось разработчиков и производителей, было окутано определенной тайной. Лампы *Company Bal* были буквально и образно окружены дымкой тайны.

Буквально потому, что стекло было матовым, так что нельзя было увидеть «внутренности», за исключением случаев, когда матовое стекло делалось немного прозрачным при прикосновении мокрым пальцем. А образно потому, что никто не знал и никогда не знал наверняка, кто на самом деле производил эти лампы.

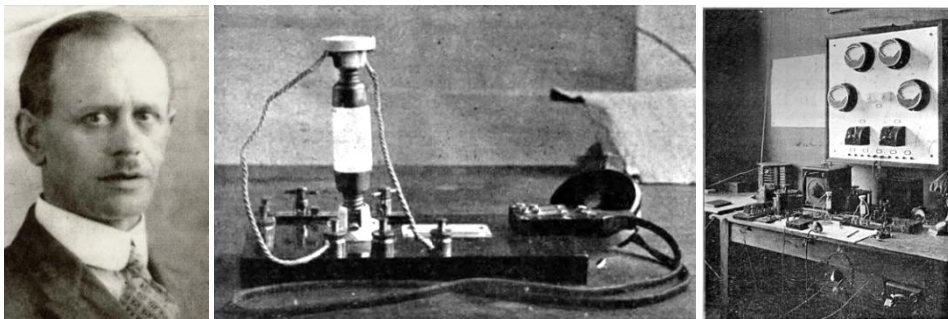


Рис. 10. Леонард Бал. Ламповый триод компании *Bal* из города Бреда. 1918 г.
Лаборатория *Bal Company*.

Fig. 10. Leonard Bal. Tube triode of the Bal Company from Breda. 1918.
Bal Company Laboratory

Конструкция ламп *Bal* указывала на то, что они были разработаны и изготовлены на обычной фабрике по производству осветительных ламп без каких-либо теоретических знаний об их использовании для радио. На оба конца стеклянного цилиндра длиной 5 см и диаметром 2 см наклеивались винтовые соединения «миньон» (как у небольших люстровых ламп). На одной стороне фитинга находились два конца нити. На другом фитинге сетка была соединена с центральным контактом, а анод — с винтовой резьбой. Таким образом, заводская сборка была упрощена. Фитинг с нитью накала вставлялся в стеклянную трубку с одной стороны, а фитинг, несущий две плоские проволоочные спирали и две параллельные пластины, вставлялся в стеклянную трубку с другой стороны таким образом, чтобы нить накала располагалась по центру между спиралями сетки. Вакуум был не выше того, до которого тогда откачивали простые электрические лампы. Это давало любителям преимущество, поскольку эти ламповые детекторы уже работали при низком напряжении на аноде. Когда к нему прикладывали напряжение 100 В, он начал светиться «голубым» светом из-за ионизации остатков воздуха. Позже стало известно, что все лампы *Bal* были изготовлены *Pope Co.* в Венло (*Venlo*), рис. 11.

После вышеупомянутой выставки в апреле 1918 года *Philips Gloeilampenfabrieken* в Эйндховене с *Nederlandsche Radio-Industrie* компании *Idzerda* в Гааге в качестве торговых партнеров представили коммерчес-



Рис. 11. Реклама *Company Pope*, которая изготавливала радиолампы для *Bal Company*.

Fig. 11. Advertisement for the Pope Company, which manufactured radio tubes for the Bal Company

кие ламповые триоды совершенно аналогичной конструкции. Кто у кого скопировал конструкцию триода неизвестно до сих пор. Откуда на самом деле появились первые лампы *Bal*, всегда было загадкой.

Почти сразу после выставки Леонард Бал подал заявку на патент, а именно в понедельник, 25 марта 1918 года в 14:56. Название патентной заявки было: «Ламповый детектор и его схема в радиосистеме». Данную заявку на патент зарегистрировали под номером 9632, класс 21а и 9 апреля она поступила в Отдел заявок, расположенный на 1-м этаже *Boschstraat 1* в Гааге.

Леонард Бал несколько раз, а именно 18 июня, 4 октября и 20 декабря 1918 года, по приглашению Патентного ведомства являлся для объяснения своего заявления. Однако 24 декабря 1918 года ходатайство было отклонено, о чем Балу в тот же день было сообщено письменно. Апелляция на это решение могла быть подана в течение 1 месяца, однако Бал этого не сделал. В результате решение об отклонении патентного заявления вступило в силу 25 января 1919 года.

Поскольку патентная заявка касалась не только лампы, но и схемы, в которую Бал, вероятно, включил свой способ обратной связи, «изобретенный» им в начале 1918 года, которая уже была запатентована Мейсснером в 1913 году. Все сказанное вероятно, и стало причиной отклонения патентной заявки. В этом нет никакой уверенности. Отклоненные патентные заявки, по которым истек срок подачи апелляции, в то время немедленно удалялись из архивов Патентного ведомства.

Что касается похожести ламп *Bal* и *Philips-Ideezet*, то последние партии ламп Бала были изготовлены *Pope Co.*, но их устройство и конструкция были разработаны в лаборатории *Philips* в Эйндрховене [8]. Трубчатые лампы *Philips (Philips-Ideezet, A, B, C, C1 и C2)* представляли собой однотипные изделия. В период продажи (июнь 1918 г. — ноябрь 1923 г.) их длина и диаметр оставались в узких пределах. Существовали версии с высоким и низким вакуумом, а нить накала могла иметь напряжение 2 или 4 В или ток накала 0,25 или 0,5 А (в зависимости от типа). Со временем конструкция

несколько изменилась. Первые лампы имели зажатый анод и «открытые» сетки (не соединенные в корпусе трубки), а более поздние модели имели аноды, приваренные точечной сваркой, и клееные сетки.

Совершенно иначе обстояло дело с лампами *Bal*. Они были разной длины и диаметра, с разной фурнитурой, с матовым стеклом или без него. Кроме того, были доступны версии на напряжение 2 и 4 В и токи (нити накала) 0,25, 0,5, 0,8, 0,9 и 1 А.

В 1918 и 1919 гг. компания *Pope Metaaldraadlampenfabriek* в Венло (*Venlo*) производила клапаны *Bal*. *Philips* купила *Pope* в конце 1919 года. В 1920 году *Philips* была поставщиком клапанов *Bal*. Поставляемые *Philips* трехэлектродные лампы были стандартными ламповыми триодами *Philips* с надписью *Philips* на стекле и надписью «*Bal Breda, afd. Radio*» на одном из цоколей. У радиоламп *Philips* всегда был небольшой допуск по размерам.

Ламповые триоды, производимые *Pope*, сильно различались по длине и диаметру. Самый короткий имел длину 97 мм, а самый длинный — 130 мм. Диаметр варьировался от 20 до 27 мм.

С конца 1919 по конец 1920 года приемно-передающие лампы компании *Bal* выпускались фирмой *Philips*. В конце 1919 года компания *Philips* приобрела *Company Pope* и в силу моральных или договорных обязательств начала также производить приемные и передающие лампы *Bal*. Между трубчатыми лампами *Philips* и *Bal* больше не было никаких различий по размеру и конструкции, за исключением надписей на стекле и арматуре. В октябре 1919 года приемная лампа *Bal* стоила 8,50 франков, а 1 декабря 1919 года она стоила 12,50 франков, то есть по той же цене, по которой продавались лампы *Philips* и *Philips-Ideezet*.

7. Радиопередатчик Идзерды

Ламповые передатчики появились перед Первой мировой войной, когда во многих странах был введен запрет на прослушивание населением радиоинформации. В Нидерландах такой запрет существовал с 1914 г. по 1918 г. Радиолюбители, невзирая на запреты, слушали азбуку Морзе, которую передавали телеграфные станции. В этот период времени по радиоволнам не передавалось никакой трансляции речи или музыки. Однако, уже в 1919 году ситуация резко изменилась, когда на рынке, в частности, голландском, появились лампы *Philips* и *Philips-Ideezet*.

Компания Г. Идзерды наладила производство радиоприемников и другой ламповой радиоаппаратуры. С целью увеличения продажи и продвижения на рынке радиоприемного оборудования, производимого компанией *NRI*, Идзерда решил построить радиостанцию и начать радиовещание.

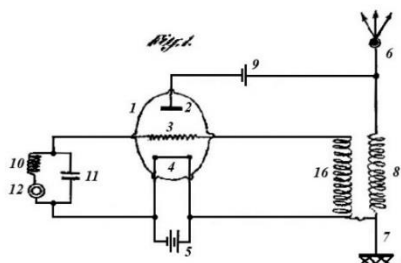


Рис. 12. Принципиальная схема лампового радиопередатчика по патенту GB127008A, принадлежащего французской компании SFR с приоритетом от 15 февраля 1916 г.

Fig. 12. Schematic diagram of a vacuum tube radio transmitter according to patent GB127008A, owned by the French company SFR with priority from February 15, 1916

Для построения лампового передатчика в 1919 году Идзерда использовал технологию, которая была несколько лет уже известна. В основу его генератора электрических колебаний была взята схема радиопередатчика согласно патенту GB127008A, принадлежащего французской компании *Société Française Radio-Electrique* (SFR) [9]. Отличие схемы Идзерды состояло в использовании в сеточной цепи контура настройки, к которому для модуляции несущей подключен угольный микрофон (рис. 12).

Предметом изобретения Идзерды (патент NL6976C [10]) явился способ модуляции несущих волн высокой частоты, согласно которому изменение сопротивления в высокочастотных колебательных контурах приводит к изменению генерируемой частоты. Для этого микрофон подключается к колебательному контуру таким образом, чтобы изменение его сопротивления под воздействием звуковых волн в микрофоне приводило к изменению частоты генерации. В телефонной линии, так и в радиотелефонии, как известно, всегда применяется принцип изменения силы тока от изменения сопротивления. Причина, по которой Идзерда выбрал частотную модуляцию (ЧМ), доподлинно не известна. Преимущество FM-модуляции перед AM заключается в том, что величина амплитуды передаваемой высокочастотной энергии не изменяется, и поэтому для модуляции требуется небольшая мощность.

На рис. 13 представлена принципиальная схема передатчика (будущей радиостанции PCGG), разработанная Идзердой. Модуляция в передатчике Идзерды осуществлялась с помощью угольного микрофона. Звук преобразовывался в изменение частоты. Это была ранняя форма FM-частотной модуляции. Основные преимущества такой технологии:

- использование обычного угольного микрофона при относительно небольшом энергопотреблении;
- модуляция звуковой частоты происходит при приблизительно постоянной излучаемой энергии;
- отсутствие искажения звука, поскольку микрофон включается напрямую, без использования трансформаторов;
- экономичность, поскольку можно использовать одну лампу, тогда как почти все другие схемы требуют двух или более ламп;

— с помощью радиотелефона можно передать информацию на большее расстояние, чем при использовании других систем.

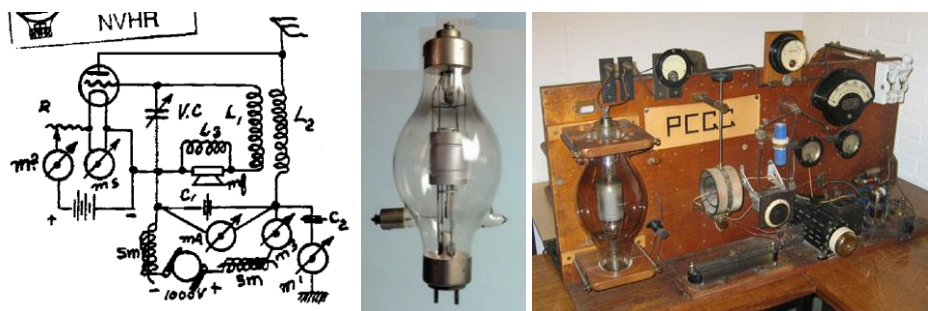


Рис. 13. Принципиальная схема передатчика PCGG, составленной IDZ. Четко представлена основная форма принципа FM-модуляции. Генераторный триод ZIII Philips.

Общий вид передатчика PCGG. 1919 г.

Fig. 13. Schematic diagram of the PCGG transmitter, compiled by IDZ. Here the basic form of the FM modulation principle is clearly presented. The oscillator triode is ZIII Philips.

General view of the PCGG transmitter. 1919

В передатчике использовалась трехэлектродная генераторная лампа ZIII Philips-Idureet, рис. 13. Лампа ZIII была специально изготовлена для целей радиовещания сотрудниками Philips Экко Оостерхейсом (нидер. *Ekko Oosterhuis*) и Гиллесом Хольстом (*Holst*). Радиостудия и оборудование для радиостанции были изготовлены компанией NRI.

19 августа 1919 года Идзерда получил лицензию на радиовещание от Министерства водного хозяйства (нидер. *Ministerie van Waterstaat*). Радиостанции был присвоен случайный позывной PCGG — аббревиатура, не имеющая никакого смысла. Сам Идзерда переводил его как «Прекрасные концерты, которые проводятся бесплатно» (нидер. *Prachtige Concerten Gratis Gegeven*).

15 марта 1921 г. Идзерде был выдан нидерландский патент NL6976C на предложенный им «Способ модуляции высокочастотных несущих волн звуковой частотой и схемы для его реализации» (нидер. *Werkwijze tot het moduleeren van hoogfrequente draaggolven in geluidsfrequentie en schakelingen ter verwezenlijking hiervan*) с приоритетом от 14 января 1920 г. В патенте приводится 8 практических схем передатчиков с заявленным способом модуляции, рис. 14.

Согласно рис. 14 схема Fig. 1 имеет некоторое сходство с британской (рис. 12). Отличие, однако, заключается в том, что согласно британской схеме (рис. 12) ее компоненты 10, 12, 11 настроены на колебания, генерируемые генератором, и подключены параллельно с аperiодической

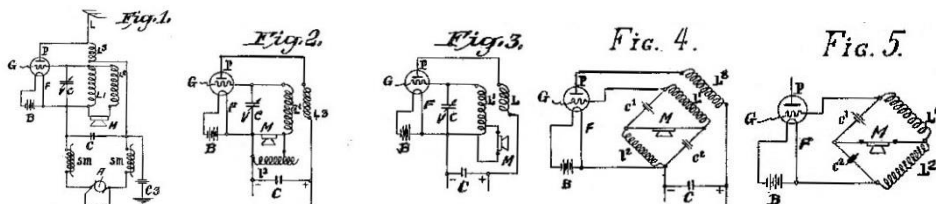


Рис. 14. Некоторые принципиальные схемы ламповых радиопередатчиков по патенту Идзерды NL6976C с приоритетом от 14 января 1920 г.

Fig. 14. Some basic diagrams of vacuum tube radio transmitters according to Idzerda's patent NL6976C with priority from January 14, 1920

сеточной схемой, в то время как в патенте Идзерды применено включение микрофона в периодическую сеточную схему, которая настроена на поглощение энергии. На данный способ модуляции Идзерда 8 ноября 1927 г. получил американский патент US1648402A [11]. Позже Идзерда построил ламповый модулятор, что позволило подавать на несущую частоту сигнал из различных удаленных источников по линейному соединению.

8. Радиостанция PCGG

Первый экспериментальный радиосеанс Г. Идзерда провел между Гаагой и Эйндховеном 14 августа 1919 года. Перед началом трансляции первой официальной голландской радиопередачи в четверг 6 ноября 1919 г. Идзерда прикрепил над дверью дикторской студии красную лампу с табличкой под ней с текстом: «Если горит этот свет, не разговаривайте» (нидер. *Brandt dit licht, dan koppen dicht*), рис. 15 [12].

Радиостанция PCGG начала передачу в 20:00 со звука музыкальной шкатулки, самого первого радиоджингла. Мелодия была песней из оперетты «Принцесса доллара» (нем. *Die Dollarprinzessin*) австрийского композитора Лео Фалла (*van Leo Fall*). Передача шла на волне 670 м до 23:00 из дома Идзерды по адресу Бёкстраат (нидер. *Beukstraat*) 8-10 в Гааге. После этого в эфире транслировалось шоу «*Radio Soirée-musicale*» (Радио музыкальный вечер), подробности которого были заранее объявлены 5 ноября 1919 года в местной газете *Nieuwe Rotterdamsche Courant*. Первой переданной песней была «*Turf in je ransel*» — голландский парадный марш. Далее прозвучали «*Ave Maria*» и популярные мелодии, включая песни Коса Шпенхоффа (нидер. *van Koos Speenhoff*).

На волну первой радиопередачи было настроено 1000—2000 бытовых радиоприемников. Музыка в эфире звучала с пластинок на 78 об/мин, проигрываемых на заводном граммофоне *Pathe*, рис. 16. Тесты Идзерды по преодолению больших расстояний с минимально возможной мощно-

стью передатчика показали, что при мощности 1 Вт можно передать радиосигнал на расстояние до 675 километров. В те дни, конечно, людей не беспокоили всевозможные вещательные станции. «Эфир» все еще был относительно пуст.



Рис. 15. Г. Идзерда у микрофона радиостанции PCGG. 1919 г. Угольный микрофон. Табличка «Если горит этот свет, не разговаривайте». Музыкальная шкатулка со звуком, которым началась первая голландская радиопередача радиостанции PCGG 6 ноября 1919 г. (экспонат *Museum Speelklok*).

Fig. 15. General view of the PCGG radio station vacuum tube transmitter, its circuit diagram and carbon microphone. G. Idzerda at the microphone. 1919. Music box with the sound that started the first Dutch radio broadcast of the PCGG radio station on November 6, 1919 (museum *Speelklok* exhibit)

После первой радиопередачи длина волны варьировалась от 800 до 1000 метров (375—300 кГц). В августе действовало летнее расписание, и происходило сокращение количества радиопередач до одной программы в неделю, по четвергам на волне 1000 м.

В сетке радиопередач PCGG в дальнейшем были вечерние музыкальные программы, которые осуществлялись также из дома Г. Идзерды в Гааге по несколько раз в неделю. Музыкальная шкатулка всегда служила «узнаваемой мелодией», рис. 15. В 1939 году мелодия музыкальной шкатулки в последний раз прозвучала в прямом эфире Нидерландов. По случаю 20-летия своего первого эфира Идзерда дал интервью для AVRO⁷.

Считается, что радиопередача 6 ноября 1919 г. с использованием передатчика на ламповом триоде является началом первого регулярного радиовещания в мировой практике для широкой аудитории слушателей с предварительным уведомлением программы радиозэфира в периодической печати (рис. 16), а также первой коммерческой передачей в мире. Во время одной из передач Идзерда представил небольшой струнный оркестр, и несколько певцов, которые выступали вживую перед микрофоном. Таким

⁷ *Algemene Vereniging Radio Omroep* (сокращенно AVRO) является голландской общественной вещательной организацией. Она была независимой медиа-организацией, не связанной с религией или политической группой.

цензия на вещание также стоила денег. Годом ранее *РТТ* прекратила предоставлять бесплатные лицензии на вещание. Наплыв желающих открыть радиостанцию был слишком велик. Отныне приходилось платить за возможность делать передачи. Идзерда много потратил собственных денег, помимо этого получал спонсорские деньги от *Philips* и взывал к щедрости своих слушателей под девизом: «Проявите свою добрую волю, иначе эфир замолчит».

9. Особенности существования радиостанция *PCGG*

С апреля 1920 года радиостанция *PCGG* начала передавать регулярные вечерние концерты по воскресеньям, понедельникам и четвергам. Радиовещание быстро приобретало новых слушателей из разных категорий населения. В радиозфире наряду с музыкой стали передаваться различные объявления на голландском языке, которые затем повторялись на французском и английском языках. Свободное вещание имело коммерческую цель. Идзерда хотел продать как можно больше устройств с помощью своей компании *Nederlandsche Radio Industrie*. Основной целью первых радиопередач Г. Идзерды была реклама продажи радиоприемников производства его компании *NV Nederlandsche Radioindustrie*.

Передачи радиостанции Г. Идзерды пользовались большой популярностью у слушателей. Компания *NV Nederlandsche Radioindustrie* в 1922 году учредила фонд радиовещания, на который слушатели могли добровольно перечислять денежные средства. К сожалению, в самой Голландии таких желающих нашлось очень мало. Спонсорская помощь поступала в основном из некоторых дальних стран, в частности от британской газеты *Daily Mail*⁹ (£750). Несмотря на это, Г. Идзерда попал в финансовые затруднения. К тому же сотрудничество с *Philips* не было успешным, и доход от продажи по завышенным ценам радиоприемников был разочаровывающим. Спонсор *Philips* прекращает сотрудничество с Идзердой в 1923 году. В этот период времени, 21 июля 1923 года, другая голландская компания, *Nederlandsche Seintoestellen Fabriek*¹⁰ (*NSF*) из города Хилверсум (*Hilversum*) при поддержке *Phillips* установила две радиомачты в городе Хэжен (*Huizen*) и ввела в эксплуатацию передатчики широкого радиовещания.

⁹ *Daily Mail* — массовая английская ежедневная газета. Выходит с 1896 года. Вторая по величине тиража ежедневная газета в Великобритании (после *The Sun*). Была первой газетой, продавшей миллионный тираж за 1 день. С 1975 года издается в компактном формате.

¹⁰ Компания *NSF* (Голландский завод сигнальной техники) была основана в Амстердаме 27 февраля 1918 года как совместное предприятие *Marconiphone* (Великобритания) (40 %), *Philips* (40 %) и *Radio Holland* (20 %). До 1960 года крупнейшая радиовещательная компания в Нидерландах.



Рис. 17. Карта приема радиопередач радиостанции PCGG в Великобритании (1922 г.).
Фрагмент британской газеты *Daily Mail*, в которой сообщалось об «Голландских радиоконцертах» в 1922 г. Семейное прослушивание радиоконцерта в Великобритании, передаваемого радиостанцией PCGG.

Fig. 17. Map of radio reception of radio station PCGG in Great Britain (1922). An excerpt from the British newspaper “Daily Mail” reporting on the “Dutch Radio Concerts” in 1922. Family listening to a radio concert in Great Britain, transmitted by radio station PCGG

Радио принесло Идзерде славу, а не деньги. Идзерда продолжал вкладывать средства в радиовещательные технологии, не считаясь с дороговизной оборудования для их реализации. По прошествии пяти лет проект радиовещания Идзенрды начинает угасать, и 11 ноября 1924 года его лицензия на радиовещание была отменена. Через месяц после этого его компания *NRI* была объявлена банкротом, несмотря на успех радиовещательных программ, которые он делал для английских слушателей. Он с тревогой наблюдал, как *Philips* внедряла в жизнь радио. Роль Идзерды подошла к концу. Компания *NSF*, поддерживаемая *Philips*, увидела потенциал в идеях Идзерды и взяла на себя его задачу по общественному вещанию. В 1925 году эфир Нидерландов пополнился компанией *Hilversum Wireless Broadcasting Company*, которая начала регулярное радиовещание из Хилверсума¹¹. Этот город стал колыбелью голландской системы вещания.

В 1925 году Идзерда основал новую компанию *N. V. Idzerda Radio*, чтобы в 1926 году получить свое третье разрешение на радиовещание, в котором прямо оговаривалось, что время проведения испытаний не должно быть известно заранее и что во время проведения испытаний можно сообщать только о работе устройств. Таким образом, вещание стало невозможным. Однако до 1932 года Идзерда пользовался этим разрешением только в ночные часы. В 1935 году, разочарованный, он прекратил всякую деятельность в области радио и подарил свою радиостанцию Почтовому музею (нидер. *Museum voor Communicatie*) в 1940 году, позже Музею связи. Теперь передатчик является частью коллекции Нидерландского инсти-

¹¹ Хилверсум (нидерл. *Hilversum*) — город в Нидерландах на востоке провинции Северная Голландия. Хилверсум часто называют «городом СМИ», поскольку он является главным центром радио- и телевещания в Нидерландах, а также местом расположения обширного комплекса радио- и телестудий.

тута звука и изображения в Хилверсюме (нидер. *Nederlands Instituut voor Beeld en Geluid in Hilversum*).

Драматичная жизнь Идзерды закончилась при роковых стечениях обстоятельств [13]. Во время войны Ганс Идзерда жил со своей семьей в Парквеге (нидер. *Parkweg*). 3 ноября 1944 года на Парквег упала ракета Фау-2, которая повредила дом Идзерды. Он вышел на улицу, чтобы осмотреть образовавшуюся огромную воронку. К Идзерде подошел немецкий патруль и приказал покинуть территорию. На следующий день Идзерда вернулся и нашел почти целый гироскоп разбившейся ракеты. Он взял его с собой и снова был пойман тем же патрулем. Немецкий солдат, увидевший это, арестовал его. В тот же день Идзерда был расстрелян как шпион рядом с воронкой в поместье Остербек (нидер. *Oosterbeek*) на Бенорденхауцеве (нидер. *Benoordenhoutseweg*), в дюнах возле Гааги. Г. Идзерде было 59 лет. О его судьбе жена и четверо детей узнали только в марте 1946 года.

В 1969 году в родном селении в Фрисландии (*Weidum*, муниципалитет *Baarderadeel*) был открыт небольшой памятник Идзерде. Состоявшие мероприятия были приурочены к 50-летию радиовещания в Нидерландах, в создании, которого он был первопроходцем.

10. Начало исследований по радиолампам в *Philips*

В 1914 году в лабораторию *NV Philips Gloeilampenfabrieken* пришел Экко Оостерхейс (нидер. *Ekko Oosterhuis*, 20.10.1886—26.01.1966), который стал заместителем Гиллеса Хольста. Оостерхейс в 1911 году защитил диссертацию «Об эффекте Пельтье и железо-ртутной термопаре» (нидер. *Over het Peltiereffect en de thermoketen ijzer-kwikzilver*) на факультете математики и физики в Гронингском университете (*Groningen University*) и получил докторскую степень (*PhD*). После этого он работал ассистентом Питера Зеемана (нидерл. *Pieter Zeeman*) в Амстердаме и Камерлинга Оннеса (нидер. *Heike Kamerlingh Onnes*) в Лейдене.

До 1923 года в лаборатории было всего два ученых (Хольст и Оостерхейс), но их число быстро росло, когда лаборатория начала вносить вклад в диверсификацию *Philips*, начиная с ламп накаливания и заканчивая другими типами вакуумных ламп.

Первые научные исследования Оостерхейса (рис. 18) были посвящены газонаполненным электрическим лампам и радиолампам. Он обратил внимание на тот факт, что газонаполненные ионные триоды показывают некоторые преимущества по сравнению с ионными триодами, имеющими высокий вакуум. Наиболее важным их преимуществом является низкое напряжение на аноде, необходимое для максимальной силы сигнала, и тот факт, что

при использовании газонаполненных ионных триодов утечка сетки между сеточным электродом и раскаленной нитью накала становится излишней.



Рис. 18. Экко Оостерхейс.

Fig. 18. Ekko Oosterhuis

Недостаток газонаполненных ламп заключается в их неравномерности усиления. Это связано с изменением давления газового заполнения вследствие исчезновения газов и выделения новых газов во время работы триода. Для устранения этого недостатка Хольст и Оостерхейс предложили стеклянную колбу триода заполнять исключительно чистым аргоном низкого давления. Они обнаружили, что аргон при давлении ниже 0,1 мм рт. ст. работает достаточно равномерно, так что после работы в течение примерно 1000 часов его свойства не изменяются. Также было установлено, что для того, чтобы избежать тлеющего разряда и вредного

распада катода, давление аргонового заполнения должно быть снижено до определенного предела, практически ниже давления 0,1 мм рт. ст. На данное усовершенствование вакуумного триода Хольст и Оостерхейс получили американский патент с приоритетом от 4 ноября 1921 г. [14].

В начале 20-х годов XX века начался большой покупательский бум на ламповые радиоприемники. Повысился спрос на радиолампы. В этих условиях компания *Philips* увидела свой будущий коммерческий успех в производстве этого вида радиокомпонентов.

С этой целью в 1922 году Гиллес Хольст создает специальную группу по разработке новых конструкций радиоламп. Для руководства группой и научными исследованиями был приглашен известный голландский ученый Бальтазар ван дер Поль (*Balthasar van der Pol*, 27.01.1889—06.10.1959), рис. 19.

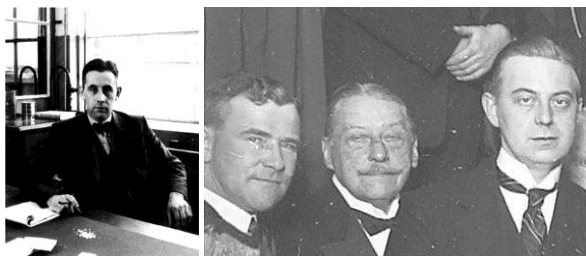


Рис. 19. Бальтазар ван дер Поль. На фото справа налево: Бальтазар ван дер Поль, П. Тединг ван Берхаут и Жиль Хольст в 1925 году.

Fig. 19. Balthasar van der Pol. In the photo from right to left: Balthasar van der Pol, P. Teding van Berkhout and Gilles Holst in 1925

Ван-дер-Полю имел прекрасную научную подготовку. С 1916 по 1917 гг. он работал профессором Университетского колледжа в Лондоне у Дж. А. Флеминга, с 1917 по 1919 гг. был сотрудником в Кавендишской лаборатории в Кембридже у Дж. Дж. Томсона. В 1917 году журнал *Wireless World* поместил о нем биографическую статью *Wireless World Personalities*. По возвращению в Голландию 27 апреля 1920 года в университете Утрехт он защитил диссертацию (*PhD*) на тему *De invloed van een geïoniseerd gas op het voortschrijden van elektromagnetische golven en toepassing daarvan op het gebied der draadloze telegraphie en bij metingen van lichtontladingen* (англ., *The effect of an ionised gas on electromagnetic wave propagation and its application to radio, as demonstrated by glow-discharge measurement* или рус. «Влияние ионизированного газа на распространение электромагнитных волн и его применение в радиосвязи, продемонстрированное измерениями тлеющего разряда»).

Первая научно-исследовательская работа под руководством Ван-дер-Поля¹² была посвящена исследованию оксидных покрытий вольфрамовых нитей накала радиоламп. В тот период времени в исследовательской группе *Philips* из 16 исследователей 9 ученых занимались непосредственно проблемами радиоламп. В результате их работы были разработаны покрытия нитей барием и торием, благодаря чему удалось значительно увеличить эмиссию электронов из нитей при низкой температуре нагрева. Что очень важно, поскольку для радиоламп с такими нитями требовался источник накала с меньшим напряжением, чем раньше.

Philips успешно освоила производство этих радиоламп в 1924 году под торговой маркой *MINIWATT*. Например, напряжение нити накала триода типа *A106 PHILIPS Miniwatt* (прямой накал) составляло 1,0—1,3 В при токе 0,06А, а анодное напряжение 20—100 В, рис. 20. Цоколь у лампы *A106* был европейского типа с четырьмя контактными штырьками.

Компания *Philips* в 1925 году для оформления своей продукции специально взяла в штат рекламного отдела дизайнера Луиса Кристиана Кальффа (*Ir. Louis Christiaan Kalff*, 1897—1976). В том же году по его дизайну были сделаны первые специальные коробки, в которых начали выпускаться радиолампы *MINIWATT*, рис. 21. Кроме этого он занимался дизайном радиоприемников (*Philips* 2501, 2502 и 2514) и звуковых колонок (например, *Philips* 2003).

¹² Международный союз радио наук (*USRI*) в 1963 г. учредил золотую медаль в честь Балтасара ван дер Поля (*Balthasar Van der Pol Gold Medal*) в знак того, что он был тесно связан с *URSI* в течение многих лет. Медалью награждаются выдающиеся ученые, чьи достижения в любой из отраслей наук, охватываемых комиссиями *URSI*, были особенно ценны. Награда дается за значительные успехи кандидата в течение последних шести лет. Решение выносится обычно с интервалом в три года на Генеральной Ассамблее *URSI*.

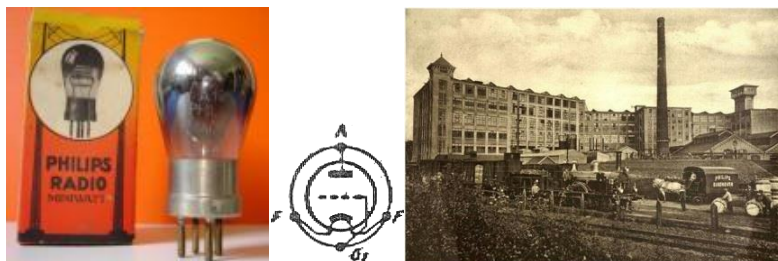


Рис. 20. Триод прямого накала типа A106 PHILIPS Miniwatt и его цоколевка (1924 г.).
Общий вид завода Philips. Около 1920 г.

Fig. 20. Direct filament triode type A106 PHILIPS Miniwatt and its pinout (1924).
General view of the Philips plant. Around 1920

Кальфф проработал в компании почти 40 лет. За это время он сделал очень много для рекламы продукции компании: придумал ее логотип, выступил в роли оформителя различных международных выставок, а также поработал архитектором ее промышленных объектов.



Рис. 21. Луис Кальфф и дизайн его упаковки для радиоламп MINIWATT Philips. 1925 г.

Fig. 21. Louis Kalff and his packaging design for MINIWATT Philips radio tubes. 1925

Дизайн упаковки ламп MINIWATT 1924 года использовался компанией Philips до конца 70-х годов XX века.

11. Заключение

Военные Голландии, в частности, капитан де Блю, заставили производителей электрических лампочек обратить внимание на немецкий триод EVN94 и произвести его прототип. В январе 1918 года появились первые голландские триоды, которые в дальнейшем изготавливались для военного ведомства. Леонард Бал был первым в Нидерландах, кто выпустил на рынок пригодный для практических целей вакуумный триод. Это несомненно верно, если не принимать во внимание триод компании *Holland*, кото-

рый не продавался и был военной тайной, а триод *Philips-Ideezet* являлся копией первого триода *Bal*.

Организация компанией *Philips* в 1914 году исследовательской лаборатории для изучения физических и химических явлений, позволила ей разработать инновационные технологии, которые были использованы при выпуске радиоламп. Благодаря усилиям Идзерды, компания *Philips* начала производство первых радиоламп в Голландии.

Первая голландская радиопередача речи и музыки была осуществлена 6 ноября 1919 года под руководством Ганса Идзерды. Аппаратура радиостанции содержала радиолампы *Philips-Ideezet-Generator*.

Голландия была одной из первых стран в Европе, где началось регулярное радиовещание с использованием лампового передатчика. Первые регулярные трансляции речи и музыки в Европе осуществлялись из бельгийского королевского дворца в Лакене в 1914 году с помощью дугового передатчика. В Германии и Англии радиовещание началось только в 1922 году. До этого, в 1920 году, в Соединенных Штатах работало несколько радиостанций, которые вели нерегулярные передачи. В 1924 г. открылась мощная ширококвещательная радиостанция в Италии. На родине Г. Маркони заработала радиостанция *Union Radiofonica Italians*. В СССР регулярное радиовещание началось 23 ноября 1924 года, когда в эфир был передан первый номер радиогазеты. Со временем радиовещательные станции были построены на всех континентах.

Список литературы

1. Jan Kees van der Veen. Gilles Holst, de eerste industriële researchmanager van Nederland // Nederlands Tijdschrift voor Natuurkunde. Januari 2011. B. 17.
2. Peter F. A. van de Noort. Een vliegtuig op Texel en de geschiedenis van de Nederlandse radio // LOMT nieuwsbrief. Jaargang 19. Nr. 1, juni 2021. B. 6.
3. Naamloze vennootschap metaal draadlampenfabriek "Holland" (Metal lamp manufacturing Co. Holland), te Utrecht. Verbetering aan de invoering der stroomdraden bij electrische gloeilampen enz. Octrooi NL5176C Dagtekening van het octrooi 2 Juli 1920. Aanvraag No. 9415 Ned. ingediend 9 Februari 1918 te 12 uur 59 min. n. m.
4. Hanso Henricus Schotanus à Steringa Idzerda (1885–1944).
URL: <https://www.pi4srs.nl/wp/wp-content/uploads/2019/11/Hanso-Henricus-Schotanus-%C3%A2-Steringa.pdf> (13.06.2024).
5. A Dutch Amateur Valve // QST. March, 1920. P. 17.
6. Lintsen H. W. en Schot J.W. Techniek in Nederland in de twintigste eeuw. Deel 5. Transport, communicatie. Stichting Historie der Techniek, z. p. [Eindhoven] // Walburg Pers, Zutphen 2002. P. 208.
7. Lieuwe van der Velde. De Bal-lamp (deel 3).
URL: <https://freewave-nostalgie.nl/de-bal-lamp-deel-3/> (11.06.2025).
8. Historische lampencollectie.
URL: https://wiki.beeldengeluid.nl/index.php/Historische_lampencollectie (11.06.2025).

9. Société Française Radio-Électrique. Improvements in or relating to Wireless Telephony. Patent GB127,008A. Convention Date (France) Feb. 15, 1916. Application Date (in the United Kingdom), Jan. 29, 1917. Complete Accepted, May 29, 1919.
10. Werkwijze tot het moduleeren van hoogfrequente draaggolven in geluidsfrequentie en schakelingen ter verwezenlijking hiervan. Octrooi NL6976C. Aanvraag No. 13804 Ned., ingediend 14 Januari 1920, 2 u, 34 m. n. m.; openbaar gemaakt 15 Maart 1921; dagteekening 24 Februari 1922.
11. Hanso Henricus Schotanus A Steringa Idzerda. Method and arrangement for high-frequency telephony. Patent US1648402. Patented Nov. 8, 1927. Application filed May 7, 1921, Serial No. 487,538, and in the Netherlands January 14, 1920.
12. Bekende Hagenaars. Hanso Idzerda.
URL: <https://www.denhaag.wiki/bekende-hagenaars/hanso-idzerda> (11.06.2025).
13. Paul Aerts ZS6PMS. Hanso (Hans) Henricus Schotanus à Steringa Idzerda // AWA. June 2021. No. 179. P. 3–6.
14. Gilles Holst and Ekko Oosterhuis. Electron-Discharge Device. Patent US155260. Patented Sept. 8, 1925. Application filed November 4, 1921.

Информация об авторе

Пестриков Виктор Михайлович, д. т. н., профессор Санкт-Петербургского государственного института кино и телевидения, г. Санкт-Петербург, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

The Origin and Development of Radio Tube Technology in the Netherlands

V. M. Pestrikov

*St. Petersburg State University of Film and Television
13, Pravda st., St. Petersburg, 191119, Russian Federation*

pvm205@yandex.ru

Received: October 12, 2025

Peer-reviewed: October 19, 2025

Accepted: October 19, 2025

Abstract: *The article studies the emergence of vacuum tube technologies in the Netherlands during World War I. The organization of the Philips research laboratory is considered. The case of August 6, 1917, when a German seaplane with a vacuum tube radio receiver appeared on the Dutch island of Texel, which attracted the interest of the Dutch military, is considered in detail. Thanks to this, the production of German vacuum tube triodes using Dutch technology was established. The manufacture of the first vacuum tube triodes was made for the military department and was classified. Attention is paid to the organization by Hans Idzerda of the first regular radio broadcasting in world practice for a wide audience of listeners.*

Keywords: *Anton and Gerard Philips, Philips Physics Laboratory, Gilles Holst, Captain De Blauw, Hans Idzerda, Philips and Philips-Ideezet radio tubes, the beginning of radio broadcasting.*

For citation (IEEE): V. M. Pestrikov, “The Origin and Development of Radio Tube Technology in the Netherlands,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 317–349, 2026, doi: 10.21227/cgc7-6469. (In Russ.).

References

- [1] Jan Kees van der Veen, Gilles Holst, “De eerste industriële researchmanager van Nederland,” *Nederlands Tijdschrift voor Natuurkunde*, Januari 2011, b. 17.
- [2] Peter F. A. van de Noort, “Een vliegtuig op Texel en de geschiedenis van de Nederlandse radio,” *LOMT nieuwsbrief*, Jaargang 19, nr. 1, juni 2021, b. 6.
- [3] “Naamlooze vennootschap metaaldraadlampenfabriek ‘Holland’” (Metal lamp manufacturing Co. Holland), te Utrecht, Verbetering aan de invoerug der stroomdraden bij electrische gloeilampen enz. Octrooi NL5176C Dagtekening van het octrooi 2 Juli 1920, Aanvraag No. 9415 Ned., ingediend 9 Februari 1918 te 12 uur 59 min. n. m.
- [4] Hanso Henricus Schotanus à Steringa Idzerda (1885–1944).
URL: <https://www.pi4srs.nl/wp/wp-content/uploads/2019/11/Hanso-Henricus-Schotanus-%C3%A2-Steringa.pdf> (13.06.2024).
- [5] “A Dutch Amateur Valve,” *QST*, March 1920, p. 17.

- [6] H. W. Lintsen en J. W. Schot, *Techniek in Nederland in de twintigste eeuw. Deel 5. Transport, communicatie. Stichting Historie der Techniek*, z. p. [Eindhoven], Walburg Pers, Zutphen, 2002, p. 208.
- [7] Lieuwe van der Velde. De Bal-lamp (deel 3).
URL: <https://freewave-nostalgie.nl/de-bal-lamp-deel-3/> (11.06.2025).
- [8] Historische lampencollectie.
URL: https://wiki.beeldengeluid.nl/index.php/Historische_lampencollectie (11.06.2025).
- [9] Société Française Radio-Electrique, “Improvements in or relating to Wireless Telephony,” Patent GB127,008A. Convention Date (France) Feb. 15, 1916. Application Date (in the United Kingdom), Jan. 29, 1917. Complete Accepted, May 29, 1919.
- [10] “Werkwijze tot het moduleeren van hoogfrequente draaggolven in geluidsfrequentie en schakelingen ter verwezenlijking hiervan,” Octrooi NL6976C. Aanvraag No. 13804 Ned., ingediend 14 Januari 1920, 2 u, 34 m. n. m.; openbaar gemaakt 15 Maart 1921; dagteekening 24 Februari 1922.
- [11] Hanso Henricus Schotanus a Steringa Idzerda, “Method and arrangement for high-frequency telephony,” Patent US1648402. Patented Nov. 8, 1927. Application filed May 7, 1921, Serial No. 487,538, and in the Netherlands January 14, 1920.
- [12] Bekende Hagenaars. Hanso Idzerda.
URL: <https://www.denhaag.wiki/bekende-hagenaars/hanso-idzerda> (11.06.2025).
- [13] Paul Aerts ZS6PMS, “Hanso (Hans) Henricus Schotanus à Steringa Idzerda,” AWA, June 2021, no. 179, pp. 3–6.
- [14] Gilles Holst and Ekko Oosterhuis, “Electron-Discharge Device,” Patent US155260. Patented Sept. 8, 1925. Application filed November 4, 1921.

Information about the author

Viktor M. Pestrikov, Dr. Tech. Sc., Professor, St. Petersburg State University of Film and Television, St. Petersburg, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.

УДК 654.1:93/94(075.4)

История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. Навигационные РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчики РЛС

Ермолов П. П.

*Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация*

ppyermolov@sevsu.ru

Получено: 6 ноября 2025 г.

Отрецензировано: 20 ноября 2025 г.

Принято к публикации: 20 ноября 2025 г.

Аннотация: В статье рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте навигационных РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчиков РЛС в 1948—1984 гг. Результаты исследования изложены в формате компендиума, сведены в таблицу и проиллюстрированы инфографикой.

Ключевые слова: «Рым-К», «Рейд», «Вайгач», «Наяда-М», «Лиса», «Кремний-2», «Пароль», «Погоня», «Лоза», «Чайка».

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. Навигационные РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчики РЛС // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 350—365.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.100—2018): Ермолов, П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. Навигационные РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчики РЛС / П. П. Ермолов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2026. — Т. 9, № 2. — С. 350—365.

1. Введение

Черноморский флот стал полигоном для испытаний радиоэлектронных средств еще с начала 1-го периода¹ (в конце XIX в.), когда под руководством А. С. Попова в 1899 и 1901 гг. на ЧФ проводились первые в мировой практике испытания систем радиосвязи в условиях «практической эскадры». В статье [2] с использованием методологии «компендиум —

¹ Здесь и далее периодизация соответствует [1].

таблица — инфографика» (КТИ) [3] рассмотрена краткая предыстория развития радиолокации и история испытаний на Черноморском флоте РЛС общего обнаружения в четырех периодах: 1939—1940, 1941—1945, 1946—1964 и 1965—1986 гг. В статье [4] с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием. В настоящей статье с использованием КТИ рассмотрена история испытаний на Черноморском флоте навигационных РЛС, РЛС опознавания и приемопередатчиков РЛС.

2. Навигационные РЛС

4-й период. Бурное развитие радиолокации обеспечило возможность использования ее методов и техники для существенного повышения точности решения навигационных задач кораблей и самолетов. В 1946 г. была начата разработка радионавигационной системы вывода самолетов на цель бомбометания и обеспечения плавания кораблей вблизи берегов «Рым». Это гиперболическая передвижная система ближней навигации. В ее основе лежит принцип построения американской системы «Шоран», использующей импульсные методы и работающей в диапазоне частот 210—320 МГц [5]. Местоположением своего объекта (самолета, корабля) в этих системах является точка пересечения двух конфокальных гипербол, в фокусах которых расположены передающие наземные станции, создающие сетку взаимно пересекающихся гипербол на поверхности Земли и в пространстве. Метод определения местоположения заключается в измерении индикаторным устройством, расположенным на корабле (самолете), разности фаз принимаемых сигналов от синфазных наземных станций. Система «Рым» состояла из двух наземных станций «Рым-Б», самолетной аппаратуры «Рым-С» и корабельной «Рым-К». Наиболее сложной частью системы являлся прибор для приема и измерения разности фаз несущих колебаний, поступающих от двух радиопередающих станций. Наиболее важным узлом в этом приборе был узел индуктивного фазовращателя, определяющий значение и точность инструментальных и методических ошибок всей системы в целом. В 1948 г. были начаты государственные испытания системы «Рым». Корабельные испытания системы «Рым-К» проводились на тральщике в районе Керчь — Тамань. По их результатам было решено ставить систему на тральщиках всех классов и гидрографических судах. Система «Рым» в 1950 г. была принята на вооружение ВВС и ВМФ [6].

5-й период. Для малых надводных кораблей ВМФ была разработана РЛС обнаружения надводных целей и навигации «Рейд». Характерной

особенностью этой РЛС являлось наличие двух режимов работы: режима обнаружения (при работе в канале 1) и режима навигации (при работе в канале 2). Работа станции в канале 1 позволяла обнаруживать надводные цели на дальностях, больших по сравнению с навигационным каналом, за счет использования в нем более мощного передающего устройства и высокочувствительного приемного устройства. Работа станции на канале 2 обеспечивала решение навигационных задач. Использование в нем мало-мощного передающего устройства, формирующего импульсы малой длительности, позволяло иметь малую «мертвую» зону и высокую разрешающую способность по дальности. Государственные испытания опытного образца станции были проведены в 1970 г. на корабле проекта 205 на Черноморском флоте. РЛС обнаружения надводных целей и навигации «Рейд» в 1972 г. была принята на вооружение ВМФ [7].

Навигационная РЛС «Вайгач» была разработана и изготовлена в 1967 г. Необходимость создания РЛС была вызвана сложностью размещения большого количества антенных устройств на кораблях проекта 1143. Чтобы обеспечить проход кораблей под мостом через пролив Босфор, размеры корабля по высоте были ограничены. Двухантенный вариант навигационной РЛС «Вайгач» обеспечивал ей круговой обзор при побортном размещении ее антенн, который допускал установку на той же высоте антенного устройства другой РЛС или иного средства, что сокращало высоту корабля. Основными отличительными особенностями НРЛС «Вайгач» являлись [7]:

- возможность кругового обзора пространства в условиях затеняющего влияния надстроек и другой архитектуры корабля;
- обеспечение автоматического сопровождения трех целей для автоматизированного решения задач безопасного расхождения;
- обеспечение высокой точности определения координат целей на всех шести индикаторах станции, что достигалось наличием электронных визиров пеленга и дистанции, а также индикатора точных координат.

Госиспытания первого опытного образца были проведены на Северном флоте в октябре 1974 и в мае 1975 гг. Государственные испытания второго опытного образца навигационной РЛС «Вайгач-1143» были проведены на Черноморском флоте на головном корабле проекта 1143 (ТАКР «Киев») в июле 1975 г. В 1976 г. радиолокационная станция ближней надводной обстановки «Вайгач» была принята на вооружение ВМФ [556].

Маломощная навигационная радиолокационная станция «Наяда-М» была разработана для кораблей противоминной обороны в модификациях «Наяда-М1» и «Наяда-М2». Модификация «Наяда-М1» предусматривала использование антенного устройства с шириной ДН в горизонтальной

плоскости $1,0^\circ$ и коэффициентом усиления 1100, в качестве которого могло использоваться антенное устройство РЛС «Вайгач» и «Вайгач-У» с конструктивно объединенными антеннами аппаратуры государственного опознавания. Модификация «Наяда-М2» предусматривала использование антенного устройства с диаграммой направленности $0,7^\circ$ и коэффициентом усиления 1800 (от РЛС «Наяда»), что позволяло иметь лучшую разрешающую способность и большую дальность обнаружения целей по сравнению с модификацией «Наяда-М1». Государственные испытания опытного образца РЛС «Наяда-М», установленного на морском тральщике проекта 266 «А. Казарский», были проведены на Черноморском флоте в 1979 г. Принятые разработчиками меры по уменьшению напряженности внешних магнитных полей приборов станции позволили снизить уровни этих полей в 2—6 раз по сравнению с РЛС «Дон-М». В 1981 г. корабельная маломagnetная радиолокационная станция ближней надводной обстановки «Наяда-М» была принята на вооружение ВМФ [7].

В рассматриваемый период была сделана попытка создать из специализированных средств освещения ближней надводной обстановки радиолокационные корабельные и береговые средства противоминного наблюдения. На основании решений правительства от 29 июля 1977 г. и от 27 августа 1981 г. разрабатываются и изготавливаются два опытных образца корабельной радиолокационной станции ближней надводной обстановки, противоминного наблюдения и обеспечения безопасности кораблевождения «Лиса». Эта РЛС стала первой в стране специализированной станцией, предназначенной для освещения ближней надводной обстановки в интересах эффективного решения задач противоминного наблюдения и повышения безопасности кораблевождения. Она представляла собой импульсный радиолокатор, предназначенный для обнаружения надводных целей и всплесков от приводняющихся мин, выставляемых авиацией. Для решения задач противоминного наблюдения (ПМН) в станции была предусмотрена система документирования общей радиолокационной обстановки с использованием видеозаписывающего устройства и устройства автоматической фоторегистрации. В станции также было предусмотрено специализированное устройство автоматического обнаружения и точной регистрации координат обнаруженных всплесков, построенное с использованием микропроцессоров. Результаты регистрации отображались на экране ИКО в виде отметок целей, а также на бумажной ленте цифropечатающего устройства в виде формуляра цели, содержащего номер цели, относительные координаты и время минной постановки. В РЛС «Лиса» обеспечивались все требования, присущие станциям данного класса. Все приборы станции были выполнены в маломagnetном исполнении. Основными от-

личительными характеристиками РЛС «Лиса» по сравнению с отечественными РЛС, используемыми для решения задач ПМН, являлись:

— возможность автоматического обнаружения и классификации кратковременно существующих сигналов, которыми являются сигналы от всплесков приводняющихся мин;

— возможность автоматического измерения и запоминания координат всплесков с выводом их на цифровое табло и бумажную ленту цифропечатающего устройства, а также на экран ИКО;

— возможность автоматической регистрации общей радиолокационной информации с помощью видеозаписи с последующим многократным ее воспроизведением на экране ИКО и точного индикатора;

— наличие отдельного канала приема сигналов радиолокационных маяков-ответчиков.

Государственные испытания первого опытного образца РЛС «Лиса» были проведены на одном из полигонов Черноморского флота в районе г. Саки в 1984 г. Результаты, полученные на государственных испытаниях, подтвердили правильность технических решений и принципов построения станции, заложенных при ее проектировании [7].

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте навигационных РЛС за период 1948—1984 гг. приведены в таблице 1. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 1.

Таблица 1. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте навигационных РЛС.

Table 1. Information on testing of navigation radars in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	λ	Основные особенности
1.	«Рым-К»	1948	Тральщик ЧФ, Керчь — Тамань	≈ 1 м	Использование принципа американской системы «Шоран»
2.	«Рейд»	1970	Корабль проекта 205 ЧФ	—	2 режима: обнаружения и навигации
3.	«Вайгач»	1975	ТАКР «Киев» ЧФ	—	Круговой обзор пространства в условиях затеняющего влияния надстроек
4.	«Наяда-М»	1979	Морской тральщик проекта 266 «А. Казарский» ЧФ	—	Уменьшена напряженность внешних магнитных полей приборов станции в 2—6 раз по сравнению с РЛС «Дон-М»
5.	«Лиса»	1984	Полигон Черноморского флота в районе г. Саки	—	Возможность автоматического обнаружения и классификации кратковременно существующих сигналов

3. РЛС опознавания

4-й период. В апреле 1952 г. была начата разработка новой аппаратуры опознавания для ВМФ, которая должна была входить в состав единой общевойсковой системы опознавания кораблей и самолетов (шифр «Кремний-2»). Корабельные средства опознавания разрабатывались под шифром «Никель-К» (запросчик), «Хром-К» (ответчик) и «Нихром-М» (запросчик-ответчик). К системе были предъявлены требования по увеличению дальности ее действия, разрешающей способности, повышению помехозащищенности и имитостойкости, а также по обеспечению быстрого опознавания всех обнаруженных объектов. Аппаратура работала в дециметровом диапазоне волн; кодированные сигналы стали применяться не только в ответчике, но и в запросчике. Эта аппаратура, в отличие от аппаратуры «Факел-М», практически не имела ничего общего с применявшейся в ходе Великой Отечественной войны аппаратурой опознавания наших союзников. Принцип действия новой системы заключался в следующем: запросные сигналы излучались синхронно с сигналами РЛС обнаружения импульсно-временным кодом. Высокочастотные сигналы, излучаемые ответчиком при правильном коде запроса, кодировались путем амплитудной модуляции ВЧ-импульса гармоническими НЧ-колебаниями на одной из 12 кодовых частот. Ответные сигналы, принятые запросчиком, селектировались дешифратором и в виде видеоимпульсов подавались на ИКО РЛС обнаружения, с которой был сопряжен запросчик. На экране они появлялись в виде «отметки» рядом с сигналом от обнаруженной цели. Таким образом, система позволяла производить опрос различных объектов (кораблей и самолетов) сигналами запросчика с различными кодами и автоматически расшифровывать правильные ответные сигналы. Это обеспечивало возможность опознавания оператором всех обнаруженных объектов за один обзор пространства антенной РЛС. Кодирование сигналов запроса и ответа обеспечивало помехозащищенность системы, а смена кодов — имитостойкость. Государственные испытания системы «Кремний-2» были проведены в акватории Черного моря единой комиссией на кораблях Черноморского флота (крейсер проекта 68-бис — «Дзержинский», ЭМ проекта 30-бис — «Бесстрашный» и ТКА проекта 183) и самолетах типа ТУ-4. Государственные испытания подтвердили соответствие характеристик системы тактико-техническим требованиям, и Государственная комиссия рекомендовала ее к принятию на вооружение. Первые образцы аппаратуры были изготовлены в 1954 г.; в 1955 г. система была принята на вооружение. В последующие годы аппаратурой «Никель-Хром» были вооружены все корабли и береговые объекты ВМФ [7].

5-й период. При разработке новой системы опознавания «Пароль» первостепенным требованием являлось обеспечение высокой имитостойкости. При выборе способов кодирования исходили из того, чтобы действующий в течение суток ключ не мог быть раскрыт противником при использовании им любых способов разведки, а также, чтобы при захвате или похищении аппаратуры противником ее невозможно было использовать без знания действующего ключа. Для решения поставленной задачи была разработана специальная вычислительная машина, которая обеспечивала криптографическое кодирование запросных и ответных сигналов. Новая система опознавания существенно улучшала, по сравнению с системой «Кремний-2М», такие тактико-технические характеристики, как пропускная способность, помехоустойчивость, разрешающие способности по азимуту и дальности. Кроме того, существенно увеличилось количество индивидуальных кодов и вводились новые режимы индивидуального опознавания. В обеспечение этого использовался более высокочастотный диапазон работы, вводилось подавление боковых лепестков диаграммы направленности антенны запросчика, разнос несущих частот по запросному и ответному каналу. Государственные испытания системы «Пароль» проводились на Черноморском флоте с марта 1972 по декабрь 1973 гг. К испытаниям от ВМФ привлекались БПК «Москва», БПК «Сообразительный», МПК-16 проекта 204 и ПЛ проекта АБ-611. Государственные испытания подтвердили соответствие характеристик системы тактико-техническим требованиям, и Государственная комиссия рекомендовала ее к принятию на вооружение [7].

В последующие годы корабли ВМФ были оснащены малогабаритной аппаратурой радиолокационного опознавания повышенной надежности «Погоня», которая являлась модернизацией корабельной системы «Пароль». Государственные испытания опытных образцов аппаратуры «Погоня» проводились на Черноморском флоте летом 1979 г. Аппаратура «Погоня» обеспечивала дальность надежного опознавания воздушных, надводных и наземных объектов не менее максимальной дальности обнаружения этих целей и объектов РЛС, с которой сопряжен запросчик, высокую вероятность правильного опознавания своих и чужих объектов, которая достигается применением криптовычислителя, автоматической смены ключей и специальной обработкой ответных сигналов [7].

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте РЛС опознавания за период 1954—1979 гг. приведены в таблице 2. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 2.

Таблица 2. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте РЛС опознавания.

Table 2. Information on the tests of the identification radar in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	λ	Основные особенности
1.	«Кремний-2»	1954	КР «Дзержинский», ЭМ «Бесстрашный», ТКА проекта 183 и самолеты Ту-4 ЧФ	дм	Увеличенная дальность действия и разрешающая способность, повышенная помехозащищенность и имитостойкость
2.	«Пароль»	1973	БПК «Москва», БПК «Сообразительный», МПК-16 проекта 204 и ПЛ проекта АБ-611 ЧФ	—	Подавление боковых лепестков диаграммы направленности антенны запросчика, разнос несущих частот по запросу и ответному каналу
3.	«Погоня»	1979	ЧФ	—	Применение криптовычислителя, автоматической смены ключей и специальной обработки ответных сигналов

4. Приемопередатчики РЛС

4-й период. Во второй половине первого послевоенного десятилетия были начаты работы по повышению помехозащищенности создаваемых или уже принятых на вооружение РЛС управления стрельбой. Основное направление этих работ было связано с созданием приемопередатчиков с перестройкой частоты для РЛС 3-см диапазона — ОКР «Лоза», а для РЛС более коротковолнового диапазона — в ОКР «Чайка» [7].

Принципы построения приемопередатчика «Лоза» впервые были реализованы в береговой РЛС «Редан-3А», при создании которой была отработана в 1953 г. система автоматической перестройки клистрона и магнетрона под воздействием сигнала помехи. Опытные образцы приемопередатчиков «Лоза» для корабельных РЛС «Залп» и «Якорь» прошли государственные испытания в составе радиолокационного вооружения крейсера «Дзержинский» и сторожевого корабля «Пантера» Черноморского флота в 1954 г. В первом полугодии 1955 г. эти средства прошли также мореходные испытания на крейсере «Дзержинский» в уже помехозащищенных РЛС «Залп-М2» и «Якорь-М2» при волнении моря не менее 5—6 баллов, в ходе которых была оценена возможность наблюдения на индикаторах всплесков от падения снарядов артиллерии главного и универсального калибра крейсера на фоне взволнованной морской поверхности при близких к предельным дальностям стрельбы [7].

Опытный образец приемопередатчика «Чайка» прошел государственные испытания в составе РЛС «Заря» на эскадренном миноносце проекта 30-бис Черноморского флота в 1955 г. Приборы и узлы аппаратуры «Чайка» нашли применение также в береговой подвижной РЛС управления артиллерийской стрельбой «Бурун» [7].

Принцип построения электромеханической перестройки частоты приемопередатчиков начал применяться во всех новых разработках стрельбовых РЛС середины 50-х гг. Разработчики использовали различные принципы построения механизмов электромеханической перестройки. Так, в приемопередатчике «Лоза» применялся механизм перестройки рычажного типа, причем между механизмами перестройки клистрона и магнетрона существовала кинематическая связь. В последующих разработках применен аналогичный механизм перестройки, но не рычажного, а пистолетного типа. Клистрон и магнетрон в этих приемопередатчиках перестраивались скачкообразно по сигналу, поступающему с блока автоматической перестройки станции (АПС), срабатывавшего при появлении активной шумовой помехи или при нажатии оператором кнопки. При этом перестройка осуществлялась в строгой последовательности от первой до последней рабочей точки. Особенностью приемопередатчика «Чайка» являлось отсутствие кинематической связи между механизмами перестройки магнетрона и клистрона. По сигналу с блока АПС (или по сигналу оператора) осуществлялась перестройка магнетрона, а затем клистрона. Она производилась с помощью электронной схемы, автоматически включавшей механизм клистрона при отсутствии сигналов промежуточной частоты и останавливавшей его при их появлении. При этом предусматривалась возможность достаточно быстрой смены порядка чередования рабочих волн, что являлось более прогрессивным по отношению к приемопередатчикам типа «Лоза». Время перестройки этих приемопередатчиков с одной рабочей волны на другую составляло десятые доли секунды. Однако, несмотря на сравнительно невысокие темпы перестройки, электромеханическая перестройка обеспечивала защиту от шумовых помех, создаваемых существовавшими в этот период передатчиками помех с механическими системами настройки. Задача защиты от преднамеренных и естественных пассивных помех в РЛС и системах управления стрельбой рассматриваемого периода еще к моменту публикации [7] не нашла должного разрешения.

Самые общие сведения об испытаниях на Черноморском флоте приемопередатчиков РЛС за период 1954—1955 гг. приведены в таблице 3. С использованием средств инфографики эти данные отображены на рис. 3.

Таблица 3. Сведения об испытаниях на Черноморском флоте приемоопередатчиков РЛС.

Table 3. Information on the tests of radar transceivers in the Black Sea Fleet

№ п/п	Наименование	Год испытаний	Носитель и/или место испытаний	λ	Основные особенности
1.	«Лоза»	1954	КР «Дзержинский», сторожевой корабль «Пантера» ЧФ	3 см	Применение электромеханической перестройки частоты с кинематической связью клистрона и магнетрона
2.	«Чайка»	1955	ЭМ проекта 30-бис ЧФ	< 3 см	Применение электронно-механической перестройки частоты без кинематической связи клистрона и магнетрона

4. Заключение

Для навигационных РЛС, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1948—1984 гг., характерны: совмещение режимов обнаружения и навигации, реализация кругового обзора пространства в условиях затеняющего влияния надстроек, уменьшение влияния внешних магнитных полей приборов станции, а также возможность автоматического обнаружения и классификации кратковременно существующих сигналов.

Для РЛС опознавания, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1954—1979 гг., характерны: увеличение дальности действия и разрешающей способности, повышение помехозащищенности и имитостойкости, подавление боковых лепестков диаграммы направленности антенны запросчика, разнос несущих частот по запросному и ответному каналу, а также применение криптовычислителя, автоматической смены ключей и специальной обработки ответных сигналов.

Для приемоопередатчиков РЛС, которые проходили испытания на Черноморском флоте в 1954—1955 гг., характерны применение сначала электромеханической перестройки частоты с кинематической связью клистрона и магнетрона (1954) электронно-механической перестройки частоты без кинематической связи клистрона и магнетрона (1955).

Анализ инфографики (рис. 1—3), выполненной на основе рекомендаций [3], показывает, что испытания навигационных РЛС, РЛС опознавания и приемоопередатчиков РЛС на Черноморском флоте достаточно хорошо отражены в открытых источниках за период 1948—1984 гг.

Список литературы

1. Ермолов П. П. Периодизация и основные объекты в истории исследований по радиотехнологиям в Крыму. В сб. : 17-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2007) : материалы конф. в 2 т. (Севастополь, 10—14 сент. 2007). Севастополь : Вебер, 2007. Т. 1. С. 39—44.
2. Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС общего обнаружения // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 4. С. 666—686.
3. Ермолов П. П. Инфографика — важный инструмент визуализации и снижения размерности контента в историографии науки и техники // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2025. Т. 8, № 1. С. 124—151.
4. Ермолов П. П. История испытаний систем радиолокации на Черноморском флоте. РЛС управления артиллерийским и торпедным оружием // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2026. Т. 9, № 1. С. 152—166.
5. Американские и английские радионавигационные системы / пер. с англ. под ред. А. А. Танкова. М. : Военное издательство Министерства вооруженных сил Союза ССР, 1948. 179 с.
6. Бакаленко Ю. А., Баскаков Г. С., Полонский С. И., Романовский А. С. История создания и развития радиолокации ВМФ (до 1955 г.). М. : МО СССР, 1990. 118 с.
7. Радиолокационное вооружение Военно-Морского Флота России : сборник статей / Под ред. И. И. Тынянкина и В. Ф. Измайлова. М. : Научтехлитиздат, 2005. 446 с.

Сведения об авторе

Ермолов Павел Петрович, кандидат технических наук, доцент, профессор Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская Федерация. ORCID: 0000-0001-9089-974X.

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ
НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ
НАВИГАЦИОННЫХ РЛС

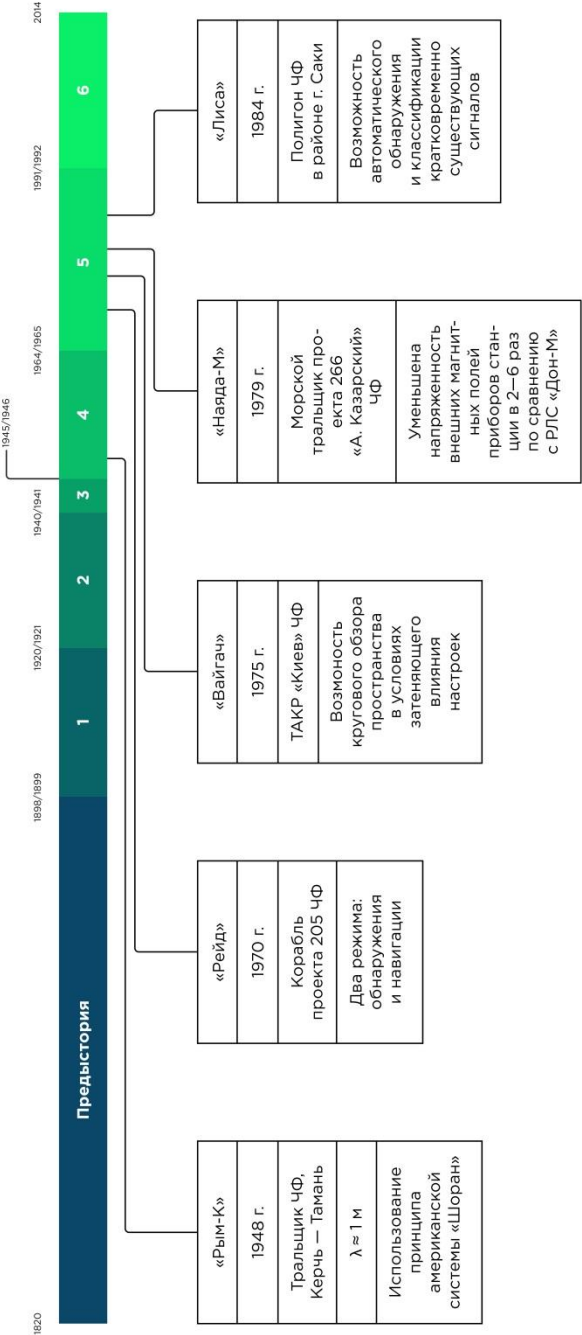


Рис. 1. – Fig. 1.

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ
НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ
РЛС ОПОЗНАВАНИЯ

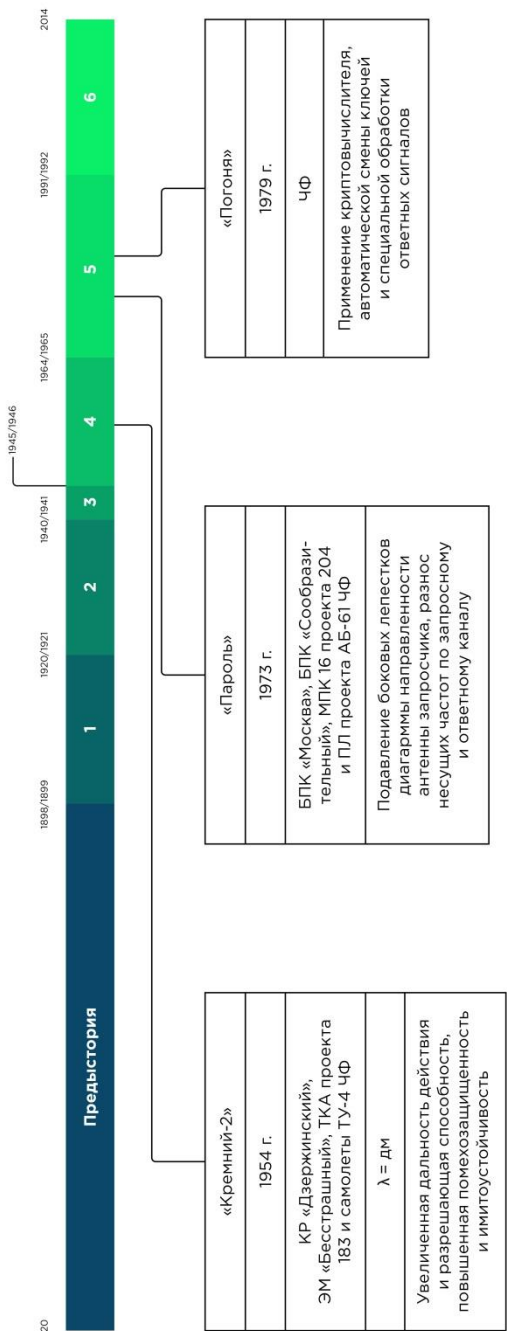


Рис. 2. – Fig. 2

СВЕДЕНИЯ ОБ ИСПЫТАНИЯХ
НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ
ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКОВ РЛС

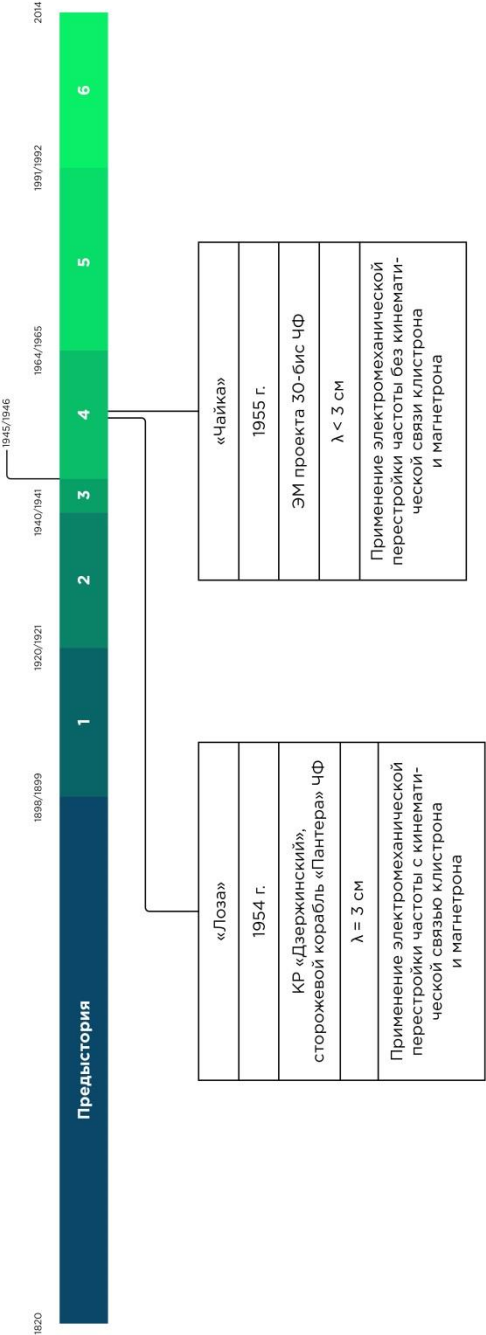


Рис. 3. – Fig. 3

History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Navigation Radars, Identification Radars and Radar Transceivers

P. P. Yermolov

Sevastopol State University

33 Universitetskaya St., Sevastopol, 299053, Russian Federation

ppyermolov@sevsu.ru

Received: November 6, 2025

Peer-reviewed: November 20, 2025

Accepted: November 20, 2025

Abstract: The article examines the history of testing of navigation radars, identification radars, and radar transceivers in the Black Sea Fleet from 1948 to 1984. The results of the study are presented in a compendium format, summarized in a table, and illustrated with infographics.

Keywords: “Rym-K”, “Reyd”, “Vaygach”, “Nayada-M”, “Lisa”, “Kremniy-2”, “Pa-rol’”, “Pogonya”, “Loza”, “Chayka”.

For citation (IEEE): P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Navigation Radars, Identification Radars and Radar Transceivers,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 350–365, 2026, doi: 10.21227/jj71-8882. (In Russ.).

References

- [1] P. P. Yermolov, “Periodization and main objects in the history of research on radio technology in Crimea,” in *17th International Crimean Conf. “Microwave and Telecommunication Technology” (CriMiCo ’2007)*, Sevastopol, September 10–14, 2007, Sevastopol: Weber, pp. 39–44, 2007. (In Russ.).
- [2] P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. General Detection Radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 4, pp. 666–686, 2025, doi: 10.21227/gwkd-f371. (In Russ.).
- [3] P. P. Yermolov, “Info Graphics Are an Important Tool for Visualization and Dimensionality Reduction in the Historiography of Science and Technology,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 8, no. 1, pp. 124–151, 2025. (In Russ.).
- [4] P. P. Yermolov, “History of Testing of Radar Systems in the Black Sea Fleet. Artillery and Torpedo Weapon Control Radar,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 9, no. 1, pp. 152–166, 2026, doi: 10.21227/c8v8-6a67. (In Russ.).
- [5] American and British Radio Navigation Systems / transl. from English, ed. by A. A. Tankov, Moscow: Military Publishing House of the Ministry of Armed Forces of the USSR, 1948. (In Russ.).
- [6] Yu. A. Bakalenko, G. S. Baskakov, Polonsky S. I., and A. S. Romanovsky, *History of the creation and development of naval radar (before 1955)*, Moscow: USSR Ministry of Defense, 1990. (In Russ.).

- [7] *Radar weapons of the Russian Navy: a collection of articles*, ed. I. I. Tynyankin and V. F. Izmailov. Moscow: Naughtekhlitizdat, 2005. (In Russ.).

Information about the author

Pavel P. Yermolov, Candidate of Technical Sciences, Professor of Sevastopol State University, Sevastopol, Russian Federation. ORCID: 0000-0001-9089-974X.