



РОССИЙСКИЕ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Научно-технический журнал

**РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ  
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ  
И ИНФОРМАЦИОННЫЕ  
СИСТЕМЫ**

Том 5. Выпуск 1. 2018



# РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Том 5. Выпуск 1. 2018

Учредитель:

**АО «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения  
и информационных систем»**

## Редакционный совет

Председатель:

Тюлин А.Е., к.т.н., член-корр. Российской академии ракетных  
и артиллерийских наук, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Заместители председателя:

Ежов С.А., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва, Россия  
Романов А.А., д.т.н., проф., член-корр. Международной академии астронавтики,  
АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Нестеров Е.А., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

## Члены редакционного совета:

Артемьев В.Ю., АО «Научно-производственное объединение измерительной  
техники», Москва, Россия

Батулин Ю.М., д.ю.н., проф., член-корр. РАН, Институт истории естествознания  
и техники им. С.И. Вавилова РАН, Москва, Россия

Блинов А.В., к.т.н., член-корр. Российской инженерной академии,  
АО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза, Россия

Бугаев А.С., д.ф.-м.н., проф., академик РАН, Институт радиотехники  
и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Жантаев Ж.Ш., д.ф.-м.н., академик КазАЕН, АО «Национальный центр космических  
исследований и технологий», Алма-Ата, Казахстан

Жмур В.В., д.ф.-м.н., проф., Московский физико-технический институт, Москва,  
Россия

Колачевский Н.Н., д.ф.-м.н., проф., член-корр. РАН, Физический институт имени  
П.Н. Лебедева РАН, Москва, Россия

Кулешов А.П., д.т.н., проф., академик РАН, Сколковский институт науки  
и технологий, Москва, Россия

Носенко Ю.И., д.т.н., проф., АО «Научно-исследовательский институт точных  
приборов», Москва, Россия

Перминов А.Н., д.т.н., проф., академик Международной академии астронавтики,  
Российской инженерной академии, Российской академии космонавтики  
им. К.Э. Циолковского, Москва, Россия

Петрукович А.А., д.ф.-м.н., проф., член-корр. РАН, Институт космических  
исследований РАН, Москва, Россия

Райнер Сандау, д.т.н., адъюнкт-проф., Международная академия астронавтики,  
Берлин, Германия

Ступак Г.Г., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Чеботарев А.С., д.т.н., проф., АО «Особое конструкторское бюро Московского  
энергетического института», Москва, Россия

Чернявский Г.М., член-корр. РАН, д.т.н., проф., член-корр. РАН, АО «Российские  
космические системы», Москва, Россия

Четыркин А.Н., филиал ОАО «Объединенная ракетно-космическая корпорация»–  
«Научно-исследовательский институт космического приборостроения», Москва,  
Россия

Журнал выходит 4 раза в год.

Журнал включен в РИНЦ.

Журнал включен в Перечень рецензируемых  
научных изданий ВАК.

Мнение авторов статей может не совпадать  
с мнением редакции.

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1

Подписной индекс 94086

в Объединенном каталоге «Пресса России».

## Редакционная коллегия

Главный редактор:

Романов А.А., д.т.н., проф., член-корр. Международной академии астронавтики,  
АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Заместитель главного редактора:

Федотов С.А., к.т.н., с.н.с., АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

## Члены редакционной коллегии:

Алексеев О.А., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

Алыбин В.Г., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Ахмедов Д.Ш., д.т.н., член-корр. Национальной инженерной академии  
Республики Казахстан, ДТО «Институт космической техники и технологий»,  
Алма-Ата, Казахстан

Бетанов В.В., д.т.н., проф., член-корр. Российской академии ракетных  
и артиллерийских наук, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Васильков А.П., к.ф.-м.н., Science Systems and Applications Inc., Мэриленд, США

Ватулин В.М., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

Данилин Н.С., д.т.н., проф., академик Международной и Российской инженерных  
академий, Российской академии космонавтики им. К.Э. Циолковского,  
АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Жодзиский А.И., д.т.н., академик Российской академии космонавтики  
им. К.Э. Циолковского, АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Жуков А.А., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Мороз А.П., д.т.н., АО «Научно-производственное объединение измерительной  
техники», Москва, Россия

Победоносцев В.А., д.т.н., филиал ОАО «Объединенная ракетно-космическая  
корпорация»–«Научно-исследовательский институт космического  
приборостроения», Москва, Россия

Поваляев А.А., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Римская О.Н., к.э.н., доцент, АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

Романов А.А., д.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

Свиридов К.Н., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

Селиванов А.С., д.т.н., проф., АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

Стрельников С.В., д.т.н., АО «Научно-производственное объединение «Орион»,  
Краснознаменск, Россия

Сычев А.П., к.т.н., АО «Научно-исследовательский институт точных приборов»,  
Москва, Россия

Токарев А.С. (техн. секретарь), АО «Российские космические системы», Москва,  
Россия

Тузилов А.В., д.ф.-м.н., проф., член-корр. Национальной академии наук Беларуси,  
Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук  
Беларуси, Минск, Беларусь

Язерян Г.Г., к.т.н., АО «Российские космические системы», Москва, Россия

АО «Российские космические системы»

111250, Россия, Москва, ул. Авиамоторная, д. 53

Тел. +7 (495) 673-96-29

www.russianspacesystems.ru

e-mail: rks-304@mail.ru; journal@spacecorp.ru

© АО «Российские космические системы»

© ФИЗМАТЛИТ



## **Содержание**

### **Космические навигационные системы и приборы. Радиолокация и радионавигация**

Определение относительного положения объектов по первым разностям фазовых измерений одной эпохи <i>Жодзишский А. И., Нестеров О. В., Букин А. С.</i>	3
Перспективные квантово-оптические технологии для задач спутниковой навигации <i>Колачевский Н. Н., Хабарова К. Ю., Заливако И. В., Семериков И. А., Борисенко А. С., Шерстов И. В., Багаев С. Н., Луговой А. А., Прудников О. Н., Тайченачев А. В., Чепуров С. В.</i>	13
Методика определения аппаратных невязок ГНСС-измерений псевдодалности по фазе несущей бортовой навигационной системы низкоорбитальных КА <i>Фурсов А. П., Фурсов А. А., Вдовин В. С., Зайчиков А. В., Позяева З. А.</i>	28

### **Аэрокосмические методы зондирования Земли**

Обработка изображений на борту КА ДЗЗ методом инверсной фильтрации <i>Квитка В. Е., Блинов В. Д.</i>	39
Замечания АО «РКЦ «Прогресс» к статье «О предельном инструментальном разрешении космического аппарата «Ресурс-П» (№№ 1, 2, 3)» автора К. Н. Свиридова (журнал «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы», 2017 г., том 4, выпуск 2, с. 20–28)	48

### **Радиотехника и космическая связь**

Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов ДЗЗ <i>Еришов А. Н., Березкин В. В., Петров С. В., Петров А. В., Почивалин Д. А.</i>	52
Исследование частотных характеристик облучателя четырехдиапазонной антенны на основе гофрированного рупора <i>Габриэльян Д. Д., Демченко В. И., Коровкин А. Е., Раздоркин Д. Я., Шипулин А. В., Полтавец Ю. И.</i>	58
Методика расчета энергетического запаса радиолинии «космический аппарат–станция» <i>Ерохин Г. А., Мандель В. И., Нестёркин Ю. А., Струков А. П.</i>	65
Расчет коэффициента усиления антенн через трехмерное представление диаграмм направленности и оценка их взаимного влияния <i>Толкачев В. И., Пикалов О. Г., Паньчев С. В., Новиков И. Г.</i>	75

### **Системный анализ, управление космическими аппаратами, обработка информации и системы телеметрии**

Теорема Котельникова–Шеннона и практическое использование целых функций для представления сигнала на приемной стороне <i>Троценков А. И.</i>	81
Модернизация алгоритмов получения обобщенных данных при комплексировании методов разнесенного приема и декодирования данных <i>Воронцов В. Л.</i>	86

### **Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника, приборы на квантовых эффектах**

Подход к обнаружению внутренних дефектов КМОП-микросхем <i>Булаев И. Ю.</i>	93
--	----

## Contents

### Space Navigation Systems and Devices. Radiolocation and Radio Navigation

Determination of the Relative Position of Objects by the First Phase Measurement Differences of One Epoch <i>Zhodzishskiy A. I., Nesterov O. V., Bukin A. S.</i>	3
Prospective Quantum-Optical Technologies for Satellite Navigation Challenges <i>Kolachevsky N. N., Khabarova K. Yu., Zalivako I. V., Semerikov I. A., Borisenko A. S., Sherstov I. V., Bagaev S. N., Lugovoy A. A., Prudnikov O. N., Taichenachev A. V., Chepurov S. V.</i>	13
Method for Hardware Error Evaluation of the Onboard Navigation System of LEO Satellites in GNSS Pseudorange Measurements by Carrier Frequency Phase <i>Fursov A. P., Fursov A. A., Vdovin V. S., Zaichikov A. V., Pozyaeva Z. A.</i>	28

### Aerospace Methods for Earth Remote Sensing

Image Processing by Inverse Filtering Onboard ERS Spacecraft <i>Kvitka V. E., Blinov V. D.</i>	39
Comments of JSC SRC Progress to the Article “Limiting Instrumental Resolution of the Resurs-P Spacecraft (No. 1, 2, 3)” by K. N. Sviridov (journal “Rocket-Space Device Engineering and Information Systems”, 2017, Vol. 4, Iss. 2, pp. 20–28)	48

### Radio Engineering and Space Communication

Features of Calculation and Designing of High-Speed Radio Links of Earth Remote Sensing Spacecraft <i>Ershov A. N., Berezkin V. V., Petrov S. V., Petrov A. V., Pochivalin D. A.</i>	52
The Research of Exciter Frequency Characteristics of a Quad-Band Antenna Based on a Corrugated Horn <i>Gabriel'yan D. D., Demchenko V. I., Korovkin A. E., Razdorkin D. Ya., Shipulin A. V., Poltavets Yu. I.</i>	58
The Calculation Methodology for the Energetic Reserve of the Radio Link Spacecraft–Station <i>Erokhin G. A., Mandel V. I., Nesterkin Yu. A., Strukov A. P.</i>	65
Calculation of Antenna Gain via 3D Radiation Pattern and Estimation of Their Mutual Influence <i>Tolkachev V. I., Pikalov O. G., Pan'chev S. V., Novikov I. G.</i>	75

### Systems Analysis, Spacecraft Control, Data Processing, and Telemetry Systems

Sampling Theorem and Practical Usage of Entire Functions for Signal Representation on the Receiving Side <i>Troshchenkov A. I.</i>	81
Modernization of Algorithms for Generalized Data Reception at Complexation of Diverse Reception Methods and Data Decoding <i>Vorontsov V. L.</i>	86

### Solid-State Electronics, Radio Electronic Components, Micro- and Nanoelectronics, Quantum Effect Devices

Method to Detect Internal Defects of CMOS-Microcircuits <i>Bulaev I. Yu.</i>	93
---	----

## Определение относительного положения объектов по первым разностям фазовых измерений одной эпохи

**А. И. Жодзишский**, *д.т.н.*, [ntsmou@rniikp.ru](mailto:ntsmou@rniikp.ru)

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**О. В. Нестеров**, *аспирант*, [ntsmou@rniikp.ru](mailto:ntsmou@rniikp.ru)

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**А. С. Букин**, *аспирант*, [ntsmou@rniikp.ru](mailto:ntsmou@rniikp.ru)

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**Аннотация.** Рассмотрен новый метод, позволяющий по дробным частям первых разностей фазовых измерений одной эпохи определять относительное положение объектов (вектор базисной линии) с миллиметровой погрешностью. Показано, что искомые координаты конца вектора базисной линии соответствуют основному минимуму приведенной квадратичной функции. Разработаны алгоритм поиска локальных минимумов и два варианта выбора основного из них: принятие решения по порогу и принятие решения по абсолютному минимуму. Приведен алгоритм вычисления вектора базисной линии и даны вероятностные и временные характеристики при его реализации для случая совместного использования одночастотных (диапазон  $L_1$ ) измерений ГЛОНАСС и GPS.

Метод назван методом РКС по названию организации (АО «Российские космические системы»), получившей на него патент. Приведена классификация известных методов разрешения неоднозначности фазовых измерений, в которую включен метод РКС. Метод РКС относится к геометрическим, поиск пространственных координат конца вектора базисной линии в котором производится в геоцентрической системе координат с исключением неизвестных чисел целых циклов фазы. Метод оказывается нечувствительным к потере счета циклов фазы принимаемых сигналов.

**Ключевые слова:** глобальные навигационные спутниковые системы, относительное позиционирование, фазовые измерения, устранение неоднозначности

## Determination of the Relative Position of Objects by the First Phase Measurement Differences of One Epoch

**A. I. Zhodzishskiy**, *Dr. Sci. (Engineering)*, [ntsmou@rniikp.ru](mailto:ntsmou@rniikp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**O. V. Nesterov**, *postgraduate student*, [ntsmou@rniikp.ru](mailto:ntsmou@rniikp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**A. S. Bukin**, *postgraduate student*, [ntsmou@rniikp.ru](mailto:ntsmou@rniikp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**Abstract.** A new method is considered that allows determination of the relative position of objects (the vector of the baseline) within a millimeter error by the the fractional parts of the first differences in the phase measurements of one epoch. It is shown that the unknown coordinates of the end of the baseline vector correspond to the basic minimum of the reduced quadratic function. An algorithm for searching for local minima has been developed, as well as two approaches to selection of the main minimum: decision-making by the threshold and decision-making by the absolute minimum. An algorithm for computing the baseline vector is given and probabilistic and time characteristics are given for its implementation for the case of sharing single-frequency ( $L_1$ ) range of GLONASS and GPS measurements.

The method is called the "RSS method" by the name of the patent holder (JSC "Russian Space Systems"). A classification of known methods for resolving the ambiguity of phase measurements is presented, which includes the RSS method. The RSS method is a geometric method, in which the search for spatial coordinates of the end of the baseline vector is performed in a geocentric coordinate system with the elimination of the unknown integer number of phase cycles. The method is insensitive to the loss of the count of the phase cycles of the received signals.

**Keywords:** global navigation satellite systems, relative positioning, phase measurements, elimination of ambiguity

## Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) находят все большее применение при решении различных задач как оборонного, так и гражданского назначений. Наиболее высокую точность использование ГНСС позволяет обеспечить при определении относительного положения объектов. Относительное положение объектов с высокой точностью требуется в геодезии, при строительстве, мониторинге смещений инженерных сооружений и земной поверхности, беспилотном управлении летательными и наземными аппаратами и т. п. [1]. Оно также используется для пространственной ориентации движущихся объектов и механизмов.

Относительное (взаимное) положение объектов можно задавать вектором  $\mathbf{L}$  базисной линии, начало которого находится в точке 1 с координатами  $\{x_1, y_1, z_1\}$ , а конец — в точке 2 с координатами  $\{x_2, y_2, z_2\}$ :  $\mathbf{L}\{x_2 - x_1; y_2 - y_1; z_2 - z_1\}$ . При этом пользователю значения абсолютных координат точек не требуется либо они являются известными с допустимой погрешностью.

При использовании ГНСС определение вектора  $\mathbf{L}$  производится по разностям измерений навигационных приемников, установленных в точках 1 и 2. Кодовые измерения позволяют обеспечить метровую точность, а использование разностей фазовых измерений открывает возможность определения относительного положения объектов с миллиметровой погрешностью. В последнем случае обычно применяются первые и вторые разности фазовых измерений.

Основная проблема обработки фазовых измерений — их неоднозначность, связанная с циклической природой фазы. Проблеме разрешения фазовой неоднозначности в задачах позиционирования объектов с помощью ГНСС посвящено большое количество литературы. В монографии [2] содержится выполненная на основе [3] и [4] классификация методов (способов) разрешения неоднозначности фазовых измерений. Эта классификация приведена на рис. 1, где также даны ссылки на литературу, в которой описаны методы.

Рассматриваемый в настоящей статье метод назовем для краткости методом РКС по названию

организации (АО «Российские космические системы»), получившей на него патент [12]. Он относится к геометрическим, поиск пространственных координат конца вектора базисной линии в котором производится в геоцентрической системе координат. Отличительной чертой метода РКС является исключение неизвестных целых циклов в фазовых измерениях и определение координат конца вектора базисной линии по дробным частям этих измерений на каждой эпохе в темпе проведения измерений. Это обеспечивает ему ряд существенных преимуществ. В частности, он оказывается нечувствительным к потере счета целых циклов фазы. Использование метода РКС позволяет вместо фильтрации фазовых измерений (неоднозначных по своей природе) проводить фильтрацию (сглаживание) вычисленных координат. Это может оказаться очень эффективным для динамических объектов при относительно слабом энергетическом потенциале радиолинии или в условиях плохой электромагнитной обстановки.

## Постановка задачи

Будем считать, что в точках 1 и 2 в моменты  $t_{\text{пр1}}$  и  $t_{\text{пр2}}$  осуществляется прием навигационных сигналов двух спутниковых группировок, например GPS и ГЛОНАСС в  $L_1$ -диапазоне частот. В результате на выходе приемников для одной эпохи будем иметь по  $n$  измерений псевдодальности по коду псевдослучайной последовательности и полной псевдофазе несущей частоты навигационного сигнала:  $\rho_1^j$  и  $\Phi_1^j$  для первого приемника и  $\rho_2^j$  и  $\Phi_2^j$  для второго приемника. Здесь и далее индексы  $j = 1, \dots, n_{\text{GPS}}$  будут относиться к спутникам GPS, а индексы  $j = n_{\text{GPS}} + 1, \dots, n$  — к спутникам ГЛОНАСС.

Измеренные значения псевдодальности связаны с истинными дальностями  $R_1^j$  и  $R_2^j$  соотношениями

$$\rho_1^j = R_1^j + cT_1^j + \xi_1^j; \quad \rho_2^j = R_2^j + cT_2^j + \xi_2^j, \quad j = 1, \dots, n,$$

где

$$R_1^j = \sqrt{(x^j - x_1)^2 + (y^j - y_1)^2 + (z^j - z_1)^2}, \quad (1)$$

$$R_2^j = \sqrt{(x^j - x_2)^2 + (y^j - y_2)^2 + (z^j - z_2)^2}; \quad (2)$$

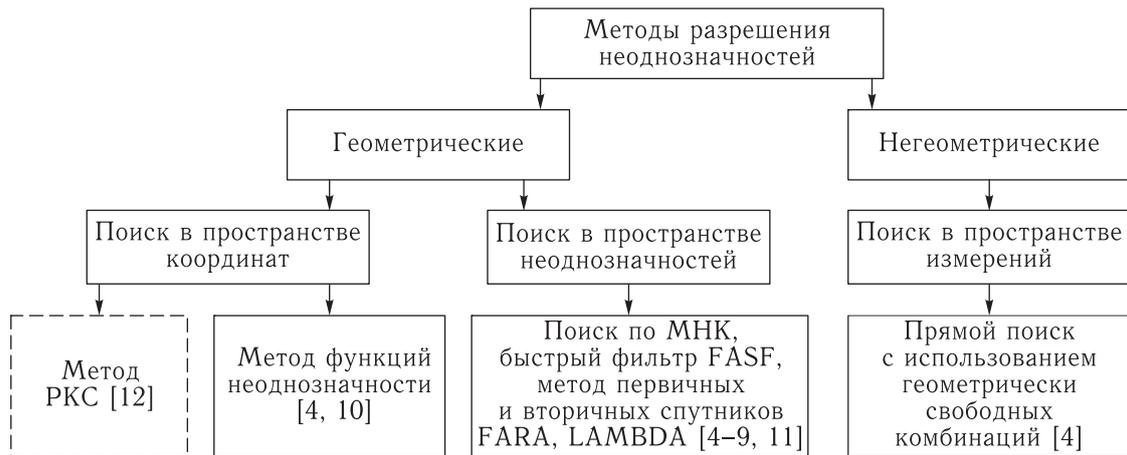


Рис. 1. Классификация методов разрешения неоднозначности фазовых измерений

$\{x^j, y^j, z^j\}$  — координаты  $j$ -го спутника;

$c$  — скорость света;

$T_1^j$  и  $T_2^j$  — смещения шкал времени первого и второго приемников от шкалы времени системы (ШВС) спутниковой группировки: для GPS  $T_1^j = T_{GPS_1}$  и  $T_2^j = T_{GPS_2}$ , для ГЛОНАСС  $T_1^j = T_{ГЛ1}$  и  $T_2^j = T_{ГЛ2}$ ;

$\xi_1^j, \xi_2^j$  — суммарные погрешности измерения псевдодальностей.

В геоцентрической системе координат по кодовым измерениям методом наименьших квадратов вычисляются приближенные значения абсолютных координат приемных антенн  $\{x_1^0, y_1^0, z_1^0\}$  и  $\{x_2^0, y_2^0, z_2^0\}$ , а также расхождения временных шкал приемников: для GPS —  $T_{GPS_1}^0$  и  $T_{GPS_2}^0$ , а для ГЛОНАСС —  $T_{ГЛ1}^0$  и  $T_{ГЛ2}^0$ . Найденные абсолютные координаты используются для уточнения поправок на запаздывание сигнала в атмосфере.

При решении навигационной задачи относительного позиционирования результаты измерений в приемниках должны относиться к одному и тому же моменту времени, т.е.  $t_{пр1} = t_{пр2} = t_{пр}$ . Тогда разность предшествующих этому моменту времени излучений соответствующих сигналов на  $j$ -м спутнике будет равна  $\Delta t_{изл.}^j = \frac{1}{c}(R_2^j - R_1^j) + \Delta t_{1,2}$ , где  $\Delta t_{1,2} = T_2 - T_1$  — расхождение шкал времени приемников. В этом случае при вычислении  $(R_2^j - R_1^j)$  следует учитывать как перемещение спутников по орбите за время  $\Delta t_{изл.}^j$ , так и разность движения приемников за счет вращения Земли [13].

Выражения для первых разностей псевдофазовых измерений (в циклах фазы) с учетом внесенных поправок на запаздывание сигналов в тропосфере, ионосфере, известных аппаратурных задержек, включая калибровочные поправки межлитерных задержек ГЛОНАСС, и т.п. имеют вид

$$\Phi_{1,2}^j = \frac{R_2^j}{c} f_2^j - \frac{R_1^j}{c} f_1^j + f_0^j \Delta t_{1,2}^j - \psi_{1,2}^j + N_{1,2}^j + \xi_{1,2}^j, \quad j = 1, \dots, n, \quad (3)$$

где  $R_1^j, R_2^j$  — истинные дальности между фазовым центром передающей антенны  $j$ -го спутника в момент излучения им навигационного сигнала и фазовыми центрами соответственно первой и второй приемных антенн в моменты (по ШВС спутниковой группировки) приема этого сигнала;

$f_1^j$  и  $f_2^j$  — частоты принимаемых приемниками 1 и 2 сигналов  $j$ -го спутника (с учетом доплеровского смещения частоты);

$f_0^j$  — номинальная частота сигнала, излучаемого спутниками GPS, или частота сигнала нулевого литер спутников ГЛОНАСС;

$\psi_{1,2}^j$  — разность начальных фаз в синтезаторах опорных сигналов приемников в пересчете на несущую частоту GPS и нулевой литер частоты ГЛОНАСС (для GPS —  $\psi_{1,2}^j = (\psi_{1,2})_{GPS}$ , для ГЛОНАСС —  $\psi_{1,2}^j = (\psi_{1,2})_{ГЛ}$ );

$N_{1,2}^j$  — неизвестные целые числа, равные разности целых чисел циклов фаз сигналов опорных генераторов в счетчиках измерения полной фазы



Земли учитывается при вычислении координат спутника по его эфемеридам путем перехода от инерциальной в геодезическую систему координат [13].

Выражая фазы в метрах (в длинах волн), систему (3) можно представить в виде:

$$\tilde{\Phi}_{1,2}^j = (\hat{R}_2^j - R_1^{j,0}) - g_{\text{GPS}}^j \lambda_{\text{GPS}} (M_{\text{GPS}}^j + \eta_{\text{GPS}}) - g_{\text{ГЛ}}^j \lambda_{\text{ГЛ}} (M_{\text{ГЛ}}^j + \eta_{\text{ГЛ}}) + \xi_{1,2}^j, \quad j = 1, \dots, n, \quad (6)$$

где  $\tilde{\Phi}_{1,2}^j = \frac{c}{f_2^j} \Phi_2^j - \frac{c}{f_1^j} \Phi_1^j$  — разность псевдофаз;

$g_{\text{GPS}}^j, g_{\text{ГЛ}}^j$  — коэффициенты, определяющие принадлежность  $j$ -го уравнения к спутниковой группировки GPS или ГЛОНАСС, а именно

$$g_{\text{GPS}}^j = \begin{cases} 1 & \text{для } j = 1, \dots, n_{\text{GPS}}, \\ 0 & \text{для } j = n_{\text{GPS}} + 1, \dots, n, \end{cases}$$

$$g_{\text{ГЛ}}^j = \begin{cases} 0 & \text{для } j = 1, \dots, n_{\text{GPS}}, \\ 1 & \text{для } j = n_{\text{GPS}} + 1, \dots, n; \end{cases}$$

$M_{\text{GPS}}^j, M_{\text{ГЛ}}^j$  — неизвестные целые числа;

$\eta_{\text{GPS}}^j$  и  $\eta_{\text{ГЛ}}^j$  — неизвестные дробные части разности начальных фаз на несущей частоте GPS и нулевом литере частоты ГЛОНАСС;

$\lambda_{\text{GPS}}$  — длина волны несущего сигнала GPS;

$\lambda_{\text{ГЛ}}$  — длина волны нулевого литера несущего сигнала ГЛОНАСС.

Отметим, что нелинейность уравнения (6) относительно искомым смещений  $\{D_x, D_y, D_z\}$ , входящих в  $R_2^j$  (5), определяется только первым слагаемым, равным разности дальностей из-за пространственного разнесения антенн приемников. Второе (для GPS) и третье (для ГЛОНАСС) слагаемые являются линейными относительно неизвестных  $\{M^j$  и  $\eta\}$ .

В окрестности точки  $\{x_2^0, y_2^0, z_2^0\}$  выражения для оценки дальности (5) можно линеаризовать, представив в виде

$$\hat{R}_2^j = R_2^{j0} + A_x^j D_x + A_y^j D_y + A_z^j D_z, \quad j = 1, \dots, n, \quad (7)$$

где  $R_2^{j0}$  вычисляется по формуле (2) при  $x_2 = x_2^0, y_2 = y_2^0, z_2 = z_2^0$ , а

$$A_x^j = \frac{\partial R_2^j}{\partial x_2}, \quad A_y^j = \frac{\partial R_2^j}{\partial y_2}, \quad A_z^j = \frac{\partial R_2^j}{\partial z_2}$$

— величины, обратные направляющим косинусам из точки  $\{x_2^0, y_2^0, z_2^0\}$  на  $j$ -й спутник.

Для фиксированных значений смещений  $\{D_x, D_y, D_z\}$  выражение (7) позволяет найти оценки дальностей  $\hat{R}_2^j$ . Подставив  $\hat{R}_2^j$  в (6), получим соответствующие оценки разности псевдофаз  $\hat{\Phi}_{1,2}^j$ , которые позволяют образовать невязки  $(\tilde{\Phi}_{1,2}^j - \hat{\Phi}_{1,2}^j)$  и записать квадратичную функцию

$$A(D_x, D_y, D_z) = \sum_{j=1}^n [\tilde{\Phi}_{1,2}^j - \hat{\Phi}_{1,2}^j]^2. \quad (8)$$

Здесь  $[x]$  означает операцию оставления дробной части  $x$  (выраженной в длинах волн), меньшей половины длины волны.

Для пояснения возможности нахождения смещений  $\{D_x, D_y, D_z\}$  при использовании только дробных частей разности псевдофаз  $\tilde{\Phi}_{1,2}^j$  допустим, что их значения и параметры  $\eta_{\text{GPS}}, \eta_{\text{ГЛ}}$  известны и равны  $\{D_x^*, D_y^*, D_z^*\}$  и  $\eta_{\text{GPS}}^*, \eta_{\text{ГЛ}}^*$  (искомая точка имеет координаты  $\{x_2^*, y_2^*, z_2^*\}$ ). При  $M_1^j = M_2^j = 0$ , подставив  $\eta_{\text{GPS}}^*$  и  $\eta_{\text{ГЛ}}^*$  в (6) и перебирая с малым шагом (например,  $0,01\lambda$ ) все значения  $\{D_x, D_y, D_z\}$  в области  $Q$ , включающей  $\{D_x^*, D_y^*, D_z^*\}$  (см. рис. 2), можно построить функцию (8). Функция (8) оказывается многомодальной, а координаты основного ее минимума будут соответствовать искомым смещениям  $\{D_x, D_y, D_z\}$ . Таким образом, задача определения вектора базисной линии по дробным значениям первых разностей псевдофазовых измерений сводится к задаче нахождения координат смещения  $\{D_x, D_y, D_z\}$ , минимизирующей квадратичную функцию (8).

На рис. 3 для двумерного случая  $\{x, y\}$  для наглядности изображена функция  $\frac{1}{A(D_x, D_y)}$ , координаты максимумов которой совпадают с координатами минимумов  $A(D_x, D_y)$ . Функция построена при числе одновременно видимых спутников  $n = 14$  и умеренных значениях  $\xi_{1,2}^j$  (не превышающих  $0,1\lambda$ , то есть 2 см).

## Алгоритм вычисления базисной линии

В патенте [12] предложен способ и устройство, позволяющие определить искомые смещения  $\{D_x, D_y, D_z\}$  по первым разностям псевдофазовых измерений одной эпохи. Для этого в области  $Q$

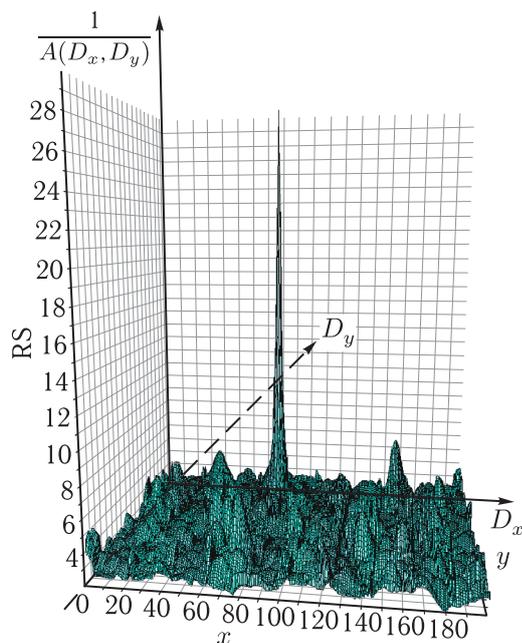


Рис. 3. Фрагмент многомодальной функции  $\frac{1}{A(D_x, D_y)}$

параллельно координатным осям проведем плоскости с шагом  $S$ , начиная от  $\{x_2^0, y_2^0, z_2^0\}$ , точки пересечения которых образуют узлы с координатами  $\{m_x S, m_y S, m_z S\}$ , где  $m_x, m_y, m_z$  — номера узлов по осям  $x, y, z$  (см. рис. 2 для двумерного случая).

Ниже будет показано, как, анализируя значения функции (8) в окрестности этих узлов, можно найти координаты ее локальных минимумов и определить основной из них. В простейшем случае при использовании сигналов с длиной волны  $\lambda$  и отсутствии погрешностей измерений шаг поиска, совпадающий с шагом сетки  $S$ , может выбираться из условия, чтобы сферы с радиусом  $\lambda$  и центрами в узлах заполнили область  $Q$  без пустот. Можно показать, что в этом случае

$$S = \frac{\lambda}{\sqrt{3}}.$$

Ниже приводятся расчеты вероятности правильного разрешения неоднозначности в зависимости от шага  $S$  для различных значений погрешности измерений.

Основной минимум функции (8) лежит в окрестности одного (или сразу нескольких) из узлов, оказываясь, как правило, смещенным от него на некоторую величину  $\{D_x, D_y, D_z\}$ .

Для пояснения обратимся к рис. 4, который иллюстрирует зависимость невязок  $\tilde{\Phi}_{1,2}^j - \hat{\Phi}_{1,2}^j(D_x)$  для нескольких спутников от смещения  $D_x$  при условии, что по другим осям искомые смещения найдены и равны  $D_y^*, D_z^*$ . Начало координат ( $D_x = 0$ ) на рисунке соответствует точке  $\{x_2^0, y_2^0, z_2^0\}$ , в окрестности которой справедлива линейная оценка дальности  $\hat{R}_2^j$  (7), а масштаб по обоим осям выбран одинаковым.

Невязки для всех спутников представляют собой прямые линии, наклон которых определяется геометрическим фактором и не может превышать  $45^\circ$ . При отсутствии погрешности в измерениях все прямые будут пересекаться в точке  $D_x = D_x^*$ . Наличие погрешностей измерений превращает место пересечения невязок в некоторую область, размеры которой зависят от погрешностей измерения первых разностей псевдофазовых измерений.

При корректном учете дестабилизирующих факторов (атмосферы, калибровки, приемных трактов и т.п.) указанные погрешности в основном определяются фазовой многолучевостью. На практике координаты опорной точки  $\{x_1, y_1, z_1\}$  выбирают с учетом максимально «чистого неба» и малой величины многолучевости. Поэтому многолучевость в первых разностях в большей степени зависит от приема сигнала в точке 2. Отметим, что в случае равенства отраженного сигнала прямому (100% многолучевость) погрешность определения фазы сигнала соответствует  $\pm 45^\circ$ , то есть  $\pm \frac{\pi}{4}$ .

Для координат  $l$ -го узла, равных

$$D_x^l = m_x^l S, \quad D_y^l = m_y^l S, \quad D_z^l = m_z^l S, \quad (9)$$

оценки фазы (6) с учетом (7) при  $M_{\text{GPS}}^j = M_{\text{ГЛ}}^j = 0$  и  $\eta_{\text{GPS}} = \eta_{\text{ГЛ}} = 0$  будут

$$\begin{aligned} (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=0} &= \hat{R}_2^{j,0} + A_x^j m_x^l S + A_y^j m_y^l S + \\ &+ A_z^j m_z^l S - R_1^{j,0}, \quad j = 1, \dots, n. \end{aligned} \quad (10)$$

Величины отклонений  $\{d_x^{l,r=1}, d_y^{l,r=1}, d_z^{l,r=1}\}$  локального минимума от координат узла (9), а также значения  $\eta_{\text{GPS}}^{l,r=1}$  и  $\eta_{\text{ГЛ}}^{l,r=1}$  можно найти, решая методом наименьших квадратов систему уравнений

$$\left[ (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=1} \right] = \left[ (\tilde{\Phi}_{1,2}^j) - (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=0} \right], \quad j = 1, \dots, n. \quad (11)$$

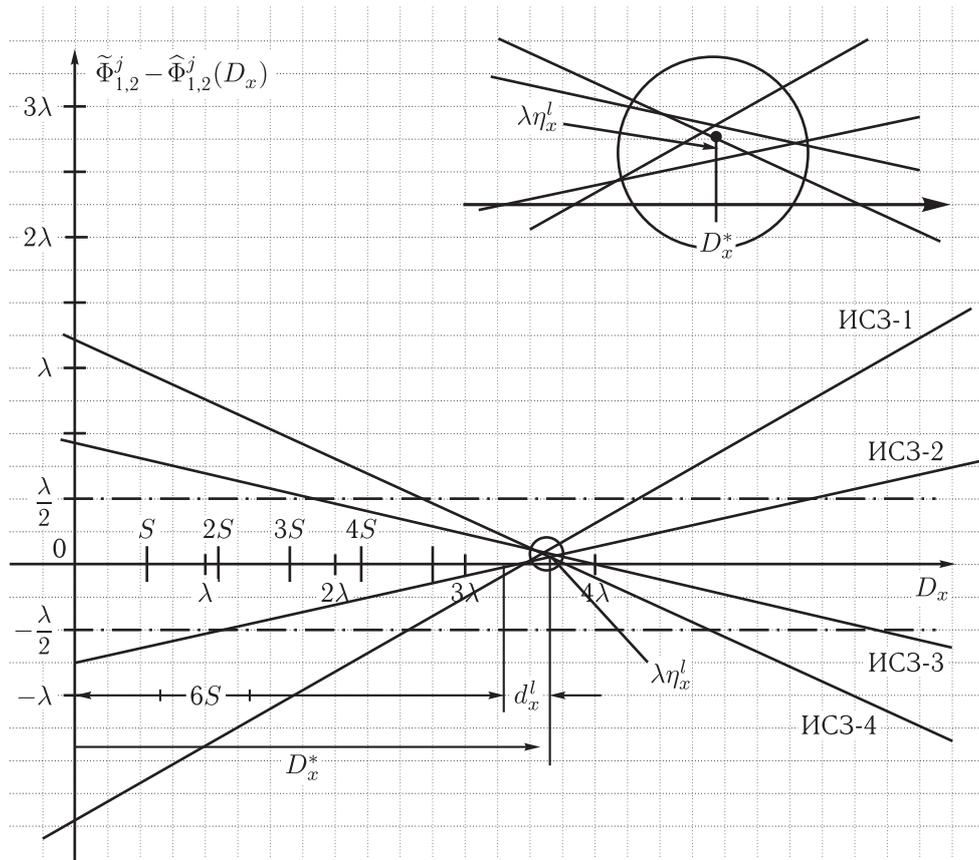


Рис. 4. Пример зависимости невязок от смещения (для  $D_x^* = 6S + d_x^l$ ,  $D_y = D_y^*$ ,  $D_z = D_z^*$ )

Здесь

$$\begin{aligned}
 (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=1} = & \hat{R}_2^{j,0} + A_x^j(m_x^l S + d_x^{l,r=1}) + \\
 & + A_y^j(m_y^l S + d_y^{l,r=1}) + A_z^j(m_z^l S + d_z^{l,r=1}) - \\
 & - R_1^{j,0} - g_{\text{GPS}}^j \lambda_{\text{GPS}} \eta_{\text{GPS}}^{l,r=1} - g_{\Gamma_l}^j \lambda_{\Gamma_l} \eta_{\Gamma_l}^{l,r=1}, \\
 & j = 1, \dots, n \quad (12)
 \end{aligned}$$

оценка фазы (6) для координат точки

$$\begin{aligned}
 D_x^{l,r=1} &= m_x^l S + d_x^{l,r=1}, \\
 D_y^{l,r=1} &= m_y^l S + d_y^{l,r=1}, \\
 D_z^{l,r=1} &= m_z^l S + d_z^{l,r=1}.
 \end{aligned} \quad (13)$$

Подставив найденные величины  $d_x^{l,r=1}$ ,  $d_y^{l,r=1}$ ,  $d_z^{l,r=1}$ ,  $\eta_{\text{GPS}}^{l,r=1}$ ,  $\eta_{\Gamma_l}^{l,r=1}$  в (12), получим оценку фазы  $(\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=1}$  на первом проходе ( $r = 1$ ) поиска локального минимума в окрестностях  $l$ -го узла.

Для уточнения положения этого минимума выполним второй проход ( $r = 2$ ) для координат

$$\begin{aligned}
 D_x^{l,r=2} &= m_x^l S + d_x^{l,r=1} + d_x^{l,r=2}, \\
 D_y^{l,r=2} &= m_y^l S + d_y^{l,r=1} + d_y^{l,r=2}, \\
 D_z^{l,r=2} &= m_z^l S + d_z^{l,r=1} + d_z^{l,r=2},
 \end{aligned} \quad (14)$$

где  $d_x^{l,r=2}$ ,  $d_y^{l,r=2}$ ,  $d_z^{l,r=2}$  — искомые поправки.

Указанные поправки, а также параметры  $\eta_{\text{GPS}}^{l,r=2}$ ,  $\eta_{\Gamma_l}^{l,r=2}$  находятся аналогично тому, как это было сделано на первом проходе ( $r = 1$ ), но из решения системы линейных уравнений

$$\left[ (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=2} \right] = \left[ (\tilde{\Phi}_{1,2}^j - (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^{l,r=1} \right], \quad j = 1, \dots, n. \quad (15)$$

Проверим, что значения найденных поправок достаточно малы, например

$$\begin{aligned}
 d_x^{l,r=2} &< 10^{-4} \text{ м}, \quad d_y^{l,r=2} < 10^{-4} \text{ м}, \\
 d_z^{l,r=2} &< 10^{-4} \text{ м}.
 \end{aligned}$$

Если все условия выполняются, то будем считать поиск смещений координат второй приемной антенны на  $l$ -м шаге завершенным, если нет, то перейдем к вычислению следующей ( $r = 3$ ) поправки.

(Примечание. Как показывает практика, если число проходов при вычислении поправок превышает 3, то продолжение вычислений оказывается нецелесообразным из-за наличия одного или более аномальных фазовых измерений — требуется отбраковка проведенных измерений.)

Обозначим соответствующие найденным на  $l$ -м шаге поправкам смещения координат  $D_x^l, D_y^l, D_z^l$  и параметры  $\eta_{\text{GPS}}^l, \eta_{\text{ГЛ}}^l$  и введем вектор невязок следующим образом:

$$\begin{aligned} \nabla^{j,l} &= \left[ \tilde{\Phi}_{1,2}^j - (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^l \right] - \lambda_{\text{GPS}} \eta_{\text{GPS}}^l, \\ j &= 1, \dots, n_{\text{GPS}} \text{ — для измерений GPS;} \\ \nabla^{j,l} &= \left[ \tilde{\Phi}_{1,2}^j - (\hat{\Phi}_{1,2}^j)^l \right] - \lambda_{\text{ГЛ}} \eta_{\text{ГЛ}}^l, \\ j &= n_{\text{GPS}} + 1, \dots, n \text{ — для измерений ГЛОНАСС.} \end{aligned}$$

Величины невязок  $\nabla^{j,l}$  зависят только от пространственного разнеса приемных антенн и не зависят от расхождения шкал времени приемников, в том числе дробных значений разности начальных фаз  $\lambda_{\text{GPS}} \eta_{\text{GPS}}^l$  и  $\lambda_{\text{ГЛ}} \eta_{\text{ГЛ}}^l$  (см. рис. 4).

Вычислим значение квадратичной функции (8) на  $l$ -м шаге

$$A^l(D_x^l, D_y^l, D_z^l) = \sum_{j=1}^n (\nabla^{j,l})^2$$

и сравним его с априорно заданным порогом  $a$ . Если  $\sqrt{A^l} \leq a$ , то будем считать, что основной минимум функции (8) совпадает с найденным на  $l$ -м шаге локальным минимумом, и примем найденные на этом шаге поиска координаты второй приемной антенны за искомые, в противном случае перейдем к  $(l + 1)$ -му шагу. Если для всех шагов поиска  $\sqrt{A^l} > a$ , то за основной минимум функции (8) примем координаты, определенные на том шаге поиска  $l = l^*$ , для которого  $\sqrt{A^l}$  будет минимальным.

Первый случай соответствует принятию решения по порогу, второй — по абсолютному минимуму.

Вычислим для найденных на  $l^*$ -м шаге поиска координат второй приемной антенны координаты вектора базисной линии:  $L_x = x_2^0 + D_x^l - x_1^0$ ,

$L_y = y_2^0 + D_y^l - y_1^0$ ,  $L_z = z_2^0 + D_z^l - z_1^0$ , определяющие взаимное положение объектов.

При необходимости значение  $M^j$ , соответствующее целому числу циклов (длин волн) в разности псевдофаз для  $j$ -го спутника, можно определить из выражения (6), подставив в него найденные значения  $R_2^j - R_1^{j,0}$ , а также  $\eta_{\text{GPS}}$  либо  $\eta_{\text{ГЛ}}$ .

## Вероятностные характеристики метода РКС

На рис. 5 для общего числа спутников GPS и ГЛОНАСС, равного 17, приведены зависимости вероятности  $P_{\text{пр}}$  правильного разрешения неоднозначности (нахождения основного минимума функции (8)) в зависимости от шага поиска  $S$  для различных значений нормированной среднеквадратической погрешности  $\frac{\sigma_\xi}{\lambda}$  при области поиска  $Q$  в виде сферы с радиусом 2 м и принятии решения по абсолютному минимуму.

В таблице для тех же условий указаны максимальное число шагов поиска, число операций (сложения, умножения) при прямом и оптимизированном переборах и время расчета на процессоре с тактовой частотой 1 ГГц для оптимизированного перебора (без использования и с использованием технологии SSE).

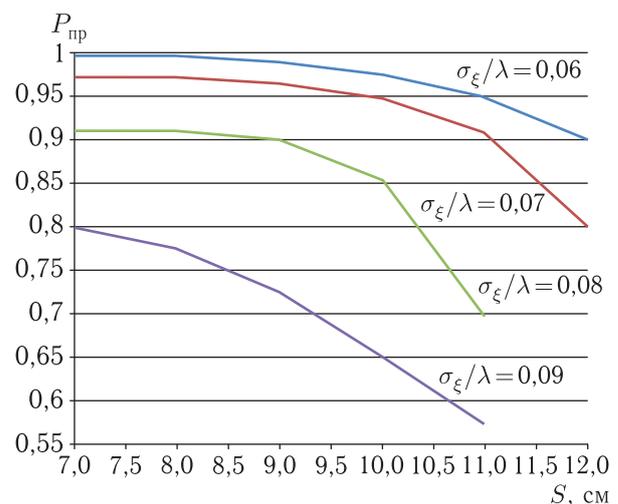


Рис. 5. Вероятность правильного разрешения неоднозначности в зависимости от шага поиска  $S$  для различных значений  $\frac{\sigma_\xi}{\lambda}$ . Область поиска — сфера с радиусом 2 м

Таблица. Вычислительные затраты при реализации алгоритма поиска

1	2	3		4		5		6	
		Число операций		Время расчета, мс процессор 1 ГГц		без использования SSE		с использованием SSE2	
$S$ , см	Максимальное число шагов	прямой перебор	оптимизированный перебор	без использования SSE	с использованием SSE2	без использования SSE	с использованием SSE2	без использования SSE	с использованием SSE2
7	185 192	123 523 064	55 554 600	111	28				
8	132 650	88 477 550	39 795 000	80	20				
9	91 124	60 779 708	27 337 200	54	14				
10	68 920	45 969 640	20 676 000	40	10				
11	50 652	33 784 884	15 195 600	32	8				
12	35 936	23 969 312	10 780 800	21	5,5				

В данном случае оптимизация заключалась в применении процедуры полного перебора на двух этапах: сначала для измерений по спутникам GPS, а затем (в уменьшенной области) по всем измерениям, включая ГЛОНАСС.

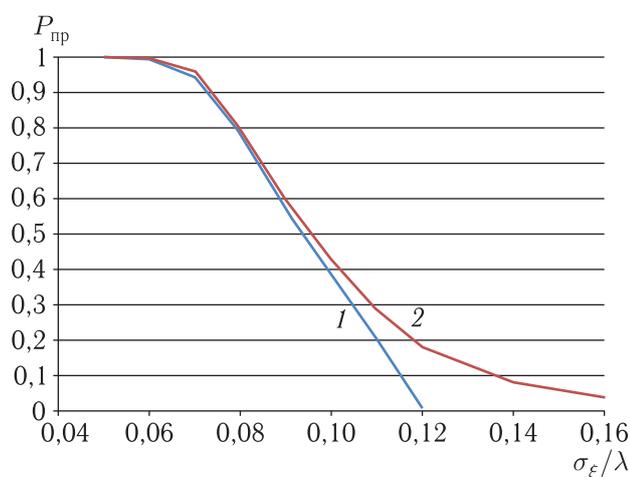


Рис. 6. Сравнение вероятности правильного разрешения неоднозначности при принятии решения по порогу  $a = 1,5$  см (кривая 1) и абсолютному минимуму (кривая 2)

Графики на рис. 6 иллюстрируют отличия в значениях  $P_{пр}$  при принятии решения по порогу и по абсолютному минимуму в зависимости от  $\frac{\sigma_{\epsilon}}{\lambda}$ . Графики построены для области поиска  $Q$  в виде сферы с радиусом 20 см и  $S = 7$  см. Относительная малая область поиска характерна для режима

слежения, когда возможен прогноз изменения взаимного положения объектов по результатам предыдущих измерений.

Область и стратегия поиска зависят от качества исходных измерений, динамики объектов и требований к результатам. Выбор и оптимизация их выходят за рамки настоящей статьи.

## Список литературы

1. Жодзишский А.И., Березенцев М.М., Нестеров О.В. Перспективы использования в России глобальных навигационных спутниковых систем гражданскими потребителями // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2016, т. 3, вып. 4. С. 5–15.
2. Антонович К.М. Использование спутниковых навигационных систем в геодезии. Т. 2. ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия. М: ФГУП «Карт-геоцентр», 2006. 360 с.
3. Hatch R., Euler H.-J. Comparison of several AROF kinematic techniques. In: Proceedings of ION GPS-94, 7th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Salt Lake City, Utah, 1994, September 20–23, part 1. P. 363–370.
4. Hofmann-Wellenhof, Lichtenegger, Wasle (2008): GPS, Galileo, Glonass.
5. Chen D. Development of a fast ambiguity search filtering (FASF) method for GPS carrier phase ambiguity

- resolution. Reports of the Department of Geomatics Engineering of the University of Calgary, 1994, vol. 2007 (94.20071.dschen.pdf).
6. *Frei E.* GPS — fast ambiguity resolution approach “FARA”: theory and application. Paper presented at XX General Assembly of the IUGG, IAG-Symposium GM 1/4, Vienna, 1991, August 11–24.
  7. *Frei E., Schubernigg M.* GPS surveying techniques using the “fast ambiguity resolution approach (FARA)”. Paper presented at the 34th Australian Surveyors Congress and the 18th National Surveying Conference at Cairns, Australia, 1992, May 23–29.
  8. *Teunissen P.J.G, Jonkman N.F., Tiberius C.* Weighting GPS dual frequency observations: bearing the cross of cross-correlation // *GPS Solutions*, 1998, 2(2). P. 28–37.
  9. *Hatch R.* Instantaneous ambiguity resolution. In: Schwarz K.P, Lachapelle G (eds): *Kinematic systems in geodesy, surveying, and remote sensing*. Springer, New York, Berlin, Heidelberg, Tokyo, 1990, 299–308 [Mueller II (ed.): *IAG Symposia Proceedings*, vol. 107].
  10. *Leick A.* (2004): *GPS Satellite Surveying*, 3rd edition.
  11. *Поваляев А.А.* Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение координат. М.: Радиотехника, 2008. 324 с.
  12. *Жодзишский А.И., Нестеров О.В.* Способ определения взаимного положения объектов по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем. Патент на изобретение № 2624268. АО «Российские космические системы» (Заявка № 2016135147 от 30.08.16).
  13. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал в диапазонах L1 и L2. Ред. 5.1. М.: ФГУП «РНИИ КП», 2008.

## **Перспективные квантово-оптические технологии для задач спутниковой навигации**

**Н. Н. Колачевский**, член-корр. РАН, д. ф.-м. н., [kolachevsky@lebedev.ru](mailto:kolachevsky@lebedev.ru)

Физический Институт им. П. Н. Лебедева РАН, Ленинский проспект 53, 119991 Москва, Российская Федерация

**К. Ю. Хабарова**, к. ф.-м. н., [kсениakhabarova@gmail.com](mailto:kсениakhabarova@gmail.com)

Физический Институт им. П. Н. Лебедева РАН, Ленинский проспект 53, 119991 Москва, Российская Федерация

**И. В. Заливако**, [zalikes@yandex.ru](mailto:zalikes@yandex.ru)

Физический Институт им. П. Н. Лебедева РАН, Ленинский проспект 53, 119991 Москва, Российская Федерация

**И. А. Семериков**, [ilia179@mail.ru](mailto:ilia179@mail.ru)

Физический Институт им. П. Н. Лебедева РАН, Ленинский проспект 53, 119991 Москва, Российская Федерация

**А. С. Борисенко**, [alexander.borisenko@yandex.ru](mailto:alexander.borisenko@yandex.ru)

Физический Институт им. П. Н. Лебедева РАН, Ленинский проспект 53, 119991 Москва, Российская Федерация

**И. В. Шерстов**, [i.sherstov@skoltech.ru](mailto:i.sherstov@skoltech.ru)

Сколковский институт науки и технологий, Сколково, ул. Нобеля 3, 121205, Москва, Российская Федерация

**С. Н. Багаев**, академик РАН, д. ф.-м. н., [bagayev@laser.nsc.ru](mailto:bagayev@laser.nsc.ru)

Институт лазерной физики СО РАН, пр. Акад. Лаврентьева 15Б, 630090, Новосибирск, Российская Федерация

**А. А. Луговой**, [lugovoy@laser.nsc.ru](mailto:lugovoy@laser.nsc.ru)

Институт лазерной физики СО РАН, пр. Акад. Лаврентьева 15Б, 630090, Новосибирск, Российская Федерация

**О. Н. Прудников**, д. ф.-м. н., [oleg.nsu@gmail.com](mailto:oleg.nsu@gmail.com)

Институт лазерной физики СО РАН, пр. Акад. Лаврентьева 15Б, 630090, Новосибирск, Российская Федерация

**А. В. Тайченачев**, член-корр. РАН, д. ф.-м. н., [taich.alex@gmail.com](mailto:taich.alex@gmail.com)

Институт лазерной физики СО РАН, пр. Акад. Лаврентьева 15Б, 630090, Новосибирск, Российская Федерация

**С. В. Чепуров**, к. ф.-м. н., [svс04@ngs.ru](mailto:svс04@ngs.ru)

Институт лазерной физики СО РАН, пр. Акад. Лаврентьева 15Б, 630090, Новосибирск, Российская Федерация

**Аннотация.** Точность навигации и позиционирования, обеспечиваемая сигналами глобальных систем спутниковой навигации, в значительной степени определяется характеристиками стандартов частоты, находящихся на борту спутников. В последние годы произошло бурное развитие новых квантово-оптических технологий с использованием компактных и стабильных по частоте лазерных систем, фемтосекундных генераторов частот, ультрахолодных атомов и ионов. Были реализованы оптические методы считывания и обработки информации с атомных систем. Это привело к существенному снижению относительной нестабильности наземных стандартов частоты вплоть до 18 знака после запятой. В Европе осуществлен ряд успешных суб-орбитальных запусков, продемонстрировавших возможность переноса части технологий в космический сегмент. В работе представлен краткий обзор последних достижений в данной области и перспективы ее развития в России.

**Ключевые слова:** лазерное охлаждение, ультрахолодные атомы и ионы, ионная ловушка Пауля, фемтосекундный синтезатор оптических частот, стабилизированный лазер, оптические часы

## Prospective Quantum-Optical Technologies for Satellite Navigation Challenges

**N. N. Kolachevsky**, *Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences,  
Dr. Sci (Phys.-Math.), kolachevsky@lebedev.ru*

*P. N. Lebedev Physical Institute of Russian Academy of Sciences, Moscow 119991, Russian Federation*

**K. Yu. Khabarova**, *Cand. Sci (Phys.-Math.), kseniakhabarova@gmail.com*

*P. N. Lebedev Physical Institute of Russian Academy of Sciences, Moscow 119991, Russian Federation*

**I. V. Zalivako**, *zalikes@yandex.ru*

*P. N. Lebedev Physical Institute of Russian Academy of Sciences, Moscow 119991, Russian Federation*

**I. A. Semerikov**, *ilia179@mail.ru*

*P. N. Lebedev Physical Institute of Russian Academy of Sciences, Moscow 119991, Russian Federation*

**A. S. Borisenko**, *alexander.borisenko@yandex.ru*

*P. N. Lebedev Physical Institute of Russian Academy of Sciences, Moscow 119991, Russian Federation*

**I. V. Sherstov**, *i.sherstov@skoltech.ru*

*Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow 121205, Russian Federation*

**S. N. Bagaev**, *Member of the Russian Academy of Sciences, Dr. Sci (Phys.-Math.), bagayev@laser.nsc.ru  
Institute of Laser Physics, Russian Academy of Sciences, Novosibirsk 630090, Russian Federation*

**A. A. Lugovoy**, *lugovoy@laser.nsc.ru*

*Institute of Laser Physics, Russian Academy of Sciences, Novosibirsk 630090, Russian Federation*

**O.N. Prudnikov**, *Dr. Sci (Phys.-Math.), oleg.nsu@gmail.com*

*Institute of Laser Physics, Russian Academy of Sciences, Novosibirsk 630090, Russian Federation*

**A. V. Taichenachev**, *Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences,  
Dr. Sci (Phys.-Math.), taich.alex@gmail.com*

*Institute of Laser Physics, Russian Academy of Sciences, Novosibirsk 630090, Russian Federation*

**S. V. Chepurov**, *Cand. Sci (Phys.-Math.), svc04@ngs.ru*

*Institute of Laser Physics, Russian Academy of Sciences, Novosibirsk 630090, Russian Federation*

**Abstract.** Accuracy of navigation and positioning provided by signals of global navigation satellite systems is largely determined by the frequency standards installed on board of satellites. In recent years, there has been a rapid development of new quantum-optical technologies using compact and frequency-stable laser systems, femtosecond frequency generators, ultracold atoms and ions. Optical methods of information reading and processing provided by atomic system were developed. This resulted in significant reduction of relative frequency instability of ground-based frequency standards down to 18th decimal digit. A number of successful European suborbital launches demonstrated a possibility of application of some of the technologies in the space segment. The paper provides a brief overview of the latest achievements in this field and possibility of its development in Russia.

**Keywords:** laser cooling, ultrastable atoms and ions, ion Paul trap, femtosecond optical frequency synthesizer, stabilized laser, optical clock

## 1. Введение

Глобальные системы спутниковой навигации (ГНСС) стали неотъемлемой частью нашей жизни: без них сегодня сложно представить морскую и воздушную навигацию, движение автотранспорта, грузоперевозки. Востребованность в точном позиционировании и синхронизации постоянно расширяется, охватывая сельское хозяйство, лесную и добывающую промышленность, передачу данных и фундаментальную науку. Основная задача развития любой национальной ГНСС — повышение точности и надежности позиционирования потребителя.

Одним из ключевых факторов, определяющих качество функционирования ГНСС, является точность и стабильность сигнала времени, формируемого бортовым синхронизирующим устройством (БСУ). Так, при суточной относительной погрешности частоты бортового стандарта в  $1 \times 10^{-14}$  соответствующая погрешность позиционирования вдоль направления на спутник составит около 0,25 м. Существует, однако, множество факторов, влияющих на характеристики сигнала, доставляемого потребителю [1], и приводящих к снижению точности. Для достижения целевых характеристик и выхода в перспективе на дециметровую точность в рамках ФЦП «ГЛОНАСС 2012–2020» решается широкий комплекс задач, затрагивающий все сегменты системы, в том числе и бортовой стандарт частоты (БСЧ). На сегодняшний день БСЧ системы ГЛОНАСС базируется на микроволновых стандартах с использованием пучка атомов цезия и на рубидиевой ячейке.

Как отмечено в докладе [2], одна из важных задач развития системы ГЛОНАСС — снижение суточной относительной нестабильности БСЧ до  $5 \times 10^{-15}$  к 2020 году, а в перспективе — вплоть до  $1 \times 10^{-15}$ . Достижение этих показателей с использованием существующих цезиевых или рубидиевых стандартов представляется фактически невозможным ввиду ряда фундаментальных ограничений.

В ближайшей перспективе в составе БСЧ планируются испытания пассивного водородного лазера [3]. Пассивные водородные лазеры с суточной нестабильностью частоты  $< 1 \times 10^{-14}$  зарекомендовали себя на борту спутников GALILEO [4], а также в наземных испытаниях в России [5].

В свою очередь, активный водородный лазер более 6 лет успешно функционирует на борту космического аппарата «Спектр-Р» [6]. Учитывая значительный прогресс в разработках водородных лазеров, в том числе и для космических применений (так, в рамках проекта «Миллиметрон» созданы активные водородные стандарты с нестабильностью  $< 1 \times 10^{-15}$ ), использование их при разработке перспективных спутниковых навигационных систем является актуальной задачей.

Другое важное направление — создание бортового оптического репера частоты (БОРЧ). Переход от микроволнового ( $f = 10^{10}$ – $10^{11}$  Гц) к оптическому ( $f = 10^{14}$ – $10^{15}$  Гц) диапазону частот приводит к существенному, на несколько порядков, повышению относительной стабильности осциллятора, поскольку она определяется его добротностью  $Q = f/\delta f$  ( $f$  — частота перехода, а  $\delta f$  — ширина резонанса). У атомов в оптическом диапазоне существует ряд метрологических («часовых») переходов с естественной спектральной шириной много меньше 1 Гц. Методы лазерного охлаждения [7] и захвата атомов [8] и ионов в ловушки [9] позволяют решить две важные задачи. Во-первых, время взаимодействия с возбуждающим полем может быть увеличено до нескольких секунд, что обеспечивает фурье-ограниченную спектральную ширину резонанса вплоть до  $\delta f = 1$  Гц без увеличения физических размеров системы. Во-вторых, из-за локализации холодного иона на размерах много меньше длины волны света обнуляются линейный доплер-эффект и эффект отдачи, а также обеспечивается фактически полная изоляция от нежелательных внешних полей и столкновений.

Сегодня в лабораторных условиях продемонстрирована относительная нестабильность и погрешность частоты оптических стандартов частоты на уровне единиц 18 знака после запятой как на нейтральных атомах, захваченных в оптические решетки [10], так и на одиночных ионах [11]. Отметим, что такие значения демонстрируются только при сличении стандартов непосредственно в оптическом диапазоне в крайне стабильных внешних лабораторных условиях. Для иллюстрации последнего достаточно оценить доплеровский эффект, который возникает при расширении, например, металлической платформы с характерным

размером 1 м, на которой установлены оптические элементы. Если изменение температуры составляет всего 1 градус в час, то вклад доплер-эффекта при отражении от одного зеркала будет на уровне  $4 \times 10^{-17}$ . Также необходимо учитывать гравитационный красный сдвиг частоты ( $1 \times 10^{-16}/\text{м}$ ) и множество других систематических эффектов, оказывающих существенное влияние на таком уровне точности [12]. Очевидно, что уменьшение размера системы и ужесточение условий эксплуатации приводит к снижению характеристик. Тем не менее для транспортируемого образца объемом порядка  $1 \text{ м}^3$  суточная нестабильность частоты на уровне  $10^{-17}$ – $10^{-16}$  является вполне достижимой и уже продемонстрирована рядом лабораторий [13, 14]. Отметим, что этот показатель примерно на порядок превосходит нестабильность лучших образцов активных водородных лазеров и коммерчески доступных микроволновых часов фонтанного типа [15].

Естественно, возникает вопрос о возможности переноса перспективных технологий фотоники на борт космического аппарата. Интересно отметить, что если около десяти лет назад такие идеи относились к разделу «научной фантастики», то сегодня уже осуществлен ряд удачных запусков, продемонстрировавших функциональность по крайней мере части квантово-оптических технологий, включая фемтосекундные синтезаторы оптических частот (ФСОЧ) [16], стабилизированные лазеры [17], а также системы для глубокого лазерного охлаждения и бозе-конденсации атомов рубидия, на борту космического аппарата [18]. Действительно, существенной трудностью, возникающей при создании любого оптического стандарта частоты, является большое количество (обычно около 10) разнообразных лазерных систем, частота излучения которых должна быть настроена на линии переходов в атоме. Это требуется как для охлаждения и захвата атомов и ионов, так и для управления внутренними квантовыми состояниями. При этом спектральная ширина излучения лазерных систем должна составлять 0,01–1 МГц при аналогичной точности настройки. Поддержка работоспособности лазеров — трудная задача; количество сбоев зачастую не обеспечивает надежной работы оптических стандартов частоты даже на интервале нескольких часов.

Появление эрбиевых и иттербиевых оптоволоконных лазеров с диодной накачкой (непрерывных и фемтосекундных) [19, 20], а также широкой линейки полупроводниковых лазеров (Фабри–Перо, с распределенной обратной связью, на квантовых ямах, квантово-каскадных и пр.), перекрывающей очень широкий спектральный диапазон от инфракрасного до ультрафиолетового, существенно повысило компактность и надежность лазерных систем. Разработаны новые надежные схемы стабилизации частоты полупроводниковых лазеров по внешнему резонатору [21], что позволяет использовать их в условиях сильных внешних возмущений без изменения длины волны генерации. Произошел прорыв в методах стабилизации частоты т. н. «часовых лазеров», опрашивающих метрологический переход в лазере. Созданы компактные, надежные системы на основе внешнего ультрастабильного резонатора Фабри–Перо, обеспечивающие относительную нестабильность частоты лазера на уровне  $10^{-16}$ – $10^{-15}$  за 1 с (что соответствует субгерцевой спектральной ширине линии) [22, 23].

Одним из основополагающих факторов, обеспечивших реальные перспективы использования оптических часов в качестве БОРЧ, стало создание ФСОЧ на основе оптоволоконного фемтосекундного лазера с пассивной синхронизацией мод [24]. В работах [25, 26] было показано, что ФСОЧ позволяет преобразовывать оптическую частоту в радиочастотный диапазон, внося лишь незначительный вклад в относительную нестабильность частоты на уровне единиц 19 знака. Открылась возможность использовать высокие характеристики стабильности часового лазера, привязанного по частоте к оптическому резонансу в атоме, в диапазоне, доступном для потребителя (1–10 ГГц). Прогресс технологии производства ФСОЧ в Европе (компания «Menlo-Systems») позволил осуществить два успешных суборбитальных запуска с компактной (22 кг) ФСОЧ на борту в 2015 и 2017 гг. [16]. Можно считать, что вопрос бортового ФСОЧ решен на принципиальном уровне и в дальнейшем требуются только работы по повышению надежности и компактности системы. В России аналогичные работы ведутся компанией «Авеста».

Последний вопрос, который хотелось бы затронуть во введении, относится к выбору атомной

или ионной системы для перспективного БСУ. Несмотря на то, что оптические стандарты на нейтральных атомах в оптических решетках показывают, несколько лучшие характеристики стабильности за счет большого (вплоть до  $10^5$ ) количества опрашиваемых атомов [10] по сравнению со стандартами на одиночных ионах [11], последние являются предпочтительными. Во-первых, глубина потенциала ионной ловушки составляет несколько электронвольт (несколько десятков тысяч кельвинов), что позволяет долго, вплоть до месяцев, удерживать одиночный ион в ловушке [27]. Основным механизмом потерь являются столкновения с фоновым газом в вакуумной камере, приводящие к перезарядке и потере иона. Во-вторых, конструкция ионной ловушки гораздо более компактна и не требует деликатных юстировок оптических пучков. В-третьих, более низкая стабильность ионных часов на коротких временах усреднения (по сравнению с часами на нейтральных атомах) не является ограничением при проектировании БСУ для навигационного спутника. Из недостатков можно перечислить высокую чувствительность к электрическим полям (требуется деликатное управление потенциалами на электродах), относительно низкий уровень сигнала люминесценции от одиночного иона и труднодоступность ультрафиолетовых переходов в некоторых ионах [28, 29].

Существенным мотивирующим фактором является создание транспортируемых оптических часов на ионе  $\text{Ca}^+$  объемом  $0,5 \text{ м}^3$ , демонстрирующих относительную нестабильность в  $10^{-16}$  на одних сутках [14]. Кроме того, кооперацией немецких институтов и компаний (PTB, Toptica, Menlo Systems) начата разработка транспортируемых часов на одиночном ионе  $\text{Yb}^+$  [30]. Аналогичный проект стартовал во Франции [31].

В 2017 г. Министерством образования и науки РФ поддержан проект 14.610.21.0010 «Разработка генератора ультрастабильных опорных сигналов частоты на холодных ионах иттербия для повышения на порядок точности геопозиционирования, космической навигации и формирования новых сегментов массового спроса на рынке приложений глобальной спутниковой навигации», задачей которого является создание компактного ( $1 \text{ м}^3$ ) стандарта частоты на одиночном ионе иттербия.

Для реализации этой задачи сформирован консорциум ключевых исполнителей РКС–ФИАН–«Сколтех»–ИЛФ СО РАН–«Авеста», в котором индустриальный партнер РКС играет определяющую роль в координации участников для решения задачи перехода к бортовому прототипу БСУ. Требуется комплекс новых решений в области фотонных и квантово-оптических технологий, электроники и систем управления. В статье будет представлен принцип функционирования оптических часов на одиночном ионе  $\text{Yb}^+$  и обсуждены ключевые подходы к их реализации.

## 2. Основные принципы работы оптических часов на одиночном ионе $\text{Yb}^+$

Оптический репер частоты на одиночном ионе  $\text{Yb}^+$  состоит из трех основных блоков. Опорный осциллятор (одиночный ион  $\text{Yb}^+$ ) находится в вакуумном спектрографе оптическом (ВСО), представляющем собой вакуумную камеру с ионной ловушкой, аппаратурой для ее загрузки и компенсации внешних полей, а также оптической системой для регистрации сигнала флуоресценции иона под действием охлаждающего лазерного излучения. Вторым компонентом оптического стандарта частоты является лазерная система, которая в свою очередь делится еще на три части: систему контроля квантовых состояний (СККС), систему фотоионизации и доплеровского охлаждения (СФДО) и систему опроса часового перехода (СОЧП).

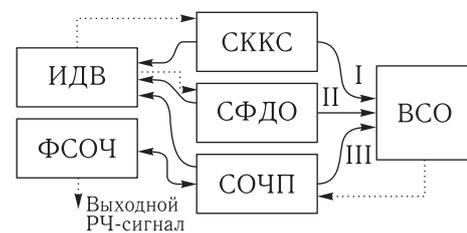


Рис. 1. Общая схема БОРЧ. ВСО — вакуумный спектрограф оптический, СККС — система контроля квантовых состояний, СФДО — система фотоионизации и доплеровского охлаждения, СОЧП — система опроса часового перехода, ФСОЧ — фемтосекундный синтезатор оптических частот, ИДВ — измеритель длин волн на основе интерферометра Физо

и систему опроса часового перехода (СОЧП). Третий основной блок состоит из измерителя длин волн, основанном на интерферометре Физо (ИДВ), а также из фемтосекундного синтезатора оптических частот (ФСОЧ) и отвечает как за стабилизацию частоты лазерных источников (ИДВ, ФСОЧ), так и за перенос стабильности и точности стандарта из оптического диапазона в радиочастотный (ФСОЧ).

СФДО формирует лазерное излучение на длинах волн 369,5 нм и 398,9 нм, которое обеспечивает (совместно с лазером из СККС, излучающим на длине волны 935 нм) лазерное охлаждение захваченных в ВСО частиц, загрузку ионов в ловушку посредством фотоионизации нейтральных атомов  $^{171}\text{Yb}$ , а также считывание результата возбуждения часового перехода посредством метода квантовых скачков. СККС обеспечивает излучение на длинах волн 935 нм и 760 нм для приготовления необходимого квантового состояния иона перед опросом его часового перехода и замыкания цикла охлаждения. Достаточная точность стабилизации частот лазерного излучения блоков СККС и СФДО составляет 2 МГц и может быть реализована при помощи ИДВ, для чего небольшая часть их излучения заводится в последний. При помощи встроенного ПИД-контроллера ИДВ стабилизирует частоты лазеров СККС и СФДО.

СОЧП представляет собой оптическую систему, обеспечивающую излучение для возбуждения часового перехода иона и основанную на лазерном источнике, частота которого на коротких временах (меньше периода опроса иона) может стабилизироваться относительно моды высокостабильного резонатора Фабри–Перо или относительно ФСОЧ (которая сама по себе также может быть стабилизирована относительно аналогичного высокостабильного резонатора, что повышает отказоустойчивость системы). Характерная кратковременная нестабильность частоты излучения СОЧП составляет  $2 \cdot 10^{-15}$  (1–10 с). Долговременная стабильность частоты СОЧП, а значит и всего стандарта в целом, обеспечивается стабилизацией относительно часового перехода в ионе.

Общая схема работы оптического стандарта частоты заключается в следующем. Сначала в ловушку, являющуюся частью ВСО, захватывается

ион  $^{171}\text{Yb}^+$ . После этого он циклически подвергается лазерному охлаждению для минимизации сдвига частоты часового перехода и подготавливается в исходном квантовом состоянии. Затем происходит возбуждение и считывание часового перехода, что позволяет стабилизировать частоту излучения СОЧП относительно частоты перехода в ионе. Частота СОЧП при этом делится при помощи ФСОЧ, который обеспечивает выходной радиочастотный сигнал стандарта. Кратковременная стабильность такого стандарта определяется высокостабильным резонатором, стабилизирующим СОЧП или ФСОЧ, а долговременная — частотой часового перехода иона, относительная нестабильность которой может достигать единиц 17 знака.

## 2.1. Ловушка Пауля

Наличие у ионов отличного от нуля электрического заряда значительно облегчает их захват и локализацию. Взаимодействие с электрическим полем позволяет удерживать ионы с помощью радиочастотных полей в так называемых ловушках Пауля [9]. Ловушка представляет собой комбинацию электродов, к которым приложены постоянные и радиочастотные (с частотой в пределах от 1 до 100 МГц) потенциалы. Эти электроды создают переменный неоднородный потенциал близкий к квадрупольному. Так, в трехмерных ловушках Пауля, которые обычно и лежат в основе оптических ионных стандартов частоты, конфигурация электродов имеет осевую симметрию и создаваемый ими потенциал в центре ловушки близок к описываемому формулой (1):

$$\Phi(r, z, t) = \frac{U_{dc} + V_{ac} \cos(\omega t)}{r_0^2 + 2z_0^2} (r^2 - 2z^2). \quad (1)$$

Здесь  $U_{dc}$  — постоянная составляющая потенциала,  $V_{ac}$  — амплитуда переменной составляющей,  $\omega$  — круговая частота переменного потенциала, а  $r_0$  и  $z_0$  — характерные размерные параметры потенциала, определяющиеся конкретной геометрией электродов. На рис. 2 представлена конфигурация электродов, которая позволяет обеспечить потенциал близкий к заданному формулой (1), и в то же время предоставляющая хороший оптический доступ к центру ловушки, что важно

для осуществления эффективного лазерного охлаждения, манипулирования квантовым состоянием иона, а также считывания его состояния. Здесь к двум электродам-остриям, расположенным вдоль оси ловушки, прикладывается переменный потенциал с амплитудой  $V_{ac} \approx 250$  В, а окружающие их полые цилиндрические электроды заземляются.

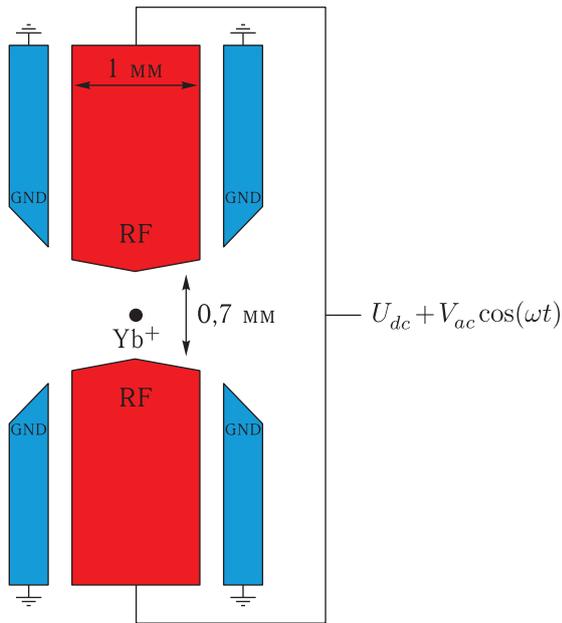


Рис. 2. Эскиз трехмерной ловушки Пауля. К электродам-остриям, обозначенным RF, прикладывается переменный потенциал, а цилиндрические электроды (GND), расположенные концентрически вокруг радиочастотных, — заземлены

Движение заряженной частицы в потенциале, задаваемом формулой (1), описывается уравнениями Матье. Анализ этих уравнений движения показывает, что при определенных значениях амплитуды  $V_{ac}$  и частоты  $\omega$  напряжения на электродах ловушки ион удерживается вблизи ее центра [32]. Его движение при этом может быть представлено как суперпозиция относительно медленного (секулярного) движения иона в гармоническом псевдопотенциале вблизи точки, где амплитуда колебаний электрического поля обращается в ноль, и быстрых мелких колебаний иона с частотой поля ловушки, которые называются микродвижением. Поскольку микродвижение представляет собой вынужденные гармонические колебания частицы в поле ловушки, его амплитуда пропорциональна амплитуде удерживающего поля в данной точке траектории секулярного движения иона.

живающего поля в данной точке траектории секулярного движения иона.

Важными особенностями ионных ловушек являются большая глубина потенциальной ямы (вплоть до нескольких эВ), что позволяет захватывать в них ионы даже при комнатной температуре без предварительного охлаждения, а также то, что ион локализуется вблизи точки, где амплитуда удерживающего поля обращается в ноль. Последнее приводит к тому, что частота часового перехода частицы слабо подвержена сдвигу из-за эффекта Штарка, а также к минимизации сдвига из-за эффекта Доплера второго порядка, связанного с наличием микродвижения. Размер области локализации одиночных ионов в таких ловушках при наличии лазерного охлаждения составляет несколько десятков нанометров, что приводит к реализации режима Лэмба–Дике [33], а значит — к полному подавлению эффекта Доплера первого порядка. Также подавляется эффект отдачи, который в случае свободных атомов приводит к расщеплению и асимметрии линии часового перехода.

Важно отметить, что эффективное подавление штарковского и доплеровского сдвига второго порядка достигается только в случае, если потенциал ловушки близок к описываемому формулой (1). Если же в области захвата, к примеру, присутствуют паразитные статические электрические поля, то минимум псевдопотенциала будет сдвинут в область с ненулевой амплитудой электрического поля, что приведет к значительному усилению влияния описанных выше эффектов на частоту часового перехода. По этой причине конструкция ловушек также обычно предусматривает наличие нескольких компенсирующих электродов, которые позволяют устранить паразитные поля. Методы поиска оптимальных параметров компенсирующих полей подробно описаны, например, в [34].

Загрузка иона в ловушку может осуществляться при помощи ударной ионизации атомов иттербия электронным пучком или путем фотоионизации непосредственно в области захвата ловушки. Для этого на несколько секунд включается атомная печька, представляющая собой трубку, заполненную металлическим иттербием и снабженную электрическим нагревателем, которая создает атомный пучок, проходящий через центр ловушки,

а также источник ионизации (лазер фотоионизации или электронный пучок). Фотоионизация является более предпочтительной, так как обеспечивает загрузку только ионов данного элемента и конкретного изотопа, а также, в отличие от электронного пучка, ее использование не приводит к появлению паразитных зарядов вблизи ловушки.

Время жизни ионов в ловушке за счет высокого уровня вакуума ( $< 10^{-10}$  мбар) и большой глубины потенциала обычно составляет несколько суток. При этом основной канал потерь — обмен зарядом иона иттербия с атомами фонового газа при столкновениях. В случае потери иона, что может быть обнаружено по отсутствию флуоресценции частицы под действием охлаждающего излучения в течение нескольких циклов охлаждения, ион повторно загружается в ловушку; это занимает порядка секунды и не оказывает существенного влияния на характеристики стабильности.

## 2.2. Лазерная система

Важнейший элемент БОРЧ — лазерные источники, обеспечивающие излучение для охлаждения иона, фотоионизации, манипулирования квантовым состоянием частицы и возбуждения часового перехода. Данные источники должны быть постоянно настроены на соответствующие линии переходов в ионе, быть стабильными и компактными. Наиболее стабильными и надежными источниками сегодня являются волоконные лазеры с распределенной обратной связью [35]. Волоконные лазеры генерируют только в узком диапазоне длин волн (1530–1560 нм для лазеров, легированных ионами эрбия [36]; 1030–1050 нм для лазеров, легированных ионами иттербия [37]). Высокой стабильностью частоты также обладают полупроводниковые лазеры с распределенной обратной связью [38] (например, изготавливаемые НПО «Полюс», 780 нм и 850 нм) и с вертикальными резонаторами [39]. К сожалению, большинство перечисленных типов лазеров генерируют в диапазонах длин волн (с учетом второй гармоники), отличающихся от необходимых для квантовых манипуляций с ионом иттербия в ловушке (369 нм, 398 нм, 739 нм, 760 нм, 871 нм, 935 нм).

Перспективные лазерные источники, в том числе и для использования в космических прило-

жениях, — это полупроводниковые лазеры с внешним резонатором. Они обладают широким диапазоном перестройки длины волны, высокой стабильностью частоты и узостью спектра излучения. Их компактность, простота конструкции и эксплуатации сделали их сегодня основными лазерными источниками в спектроскопических лабораториях в мире, а доступные сегодня лазерные диоды покрывают значительную часть ближней инфракрасной, видимой и ближней ультрафиолетовой областей спектра. Конструкция коммерчески доступных диодных лазеров обладает высокой надежностью [40].

Большинство используемых сегодня полупроводниковых лазеров с внешним резонатором изготовлены либо по схеме Литтрова [41], либо по схеме Литтмана [42]. В обеих схемах резонатор лазера образован задней отражающей поверхностью диода и отражающим элементом, а дискриминация длин волн, обеспечивающая одночастотную генерацию, — дифракционной решеткой. При этом перестройка лазера осуществляется изменением длины резонатора и углом дифракции решетки. Главный недостаток этих схем — высокая чувствительность лазера к юстировке отражающего элемента.

Более предпочтительна для использования в БОРЧ схема, предложенная в [43] и изображенная на рис. 3, где в качестве отражателя используется отражатель типа «кошачий глаз», а для дискриминации длин волн — интерференционный фильтр. Особенностью отражателя типа «кошачий глаз», который реализуется при помощи линзы и зеркала, расположенного в ее фокальной плоскости, является отражение пучка точно в обратном направлении.

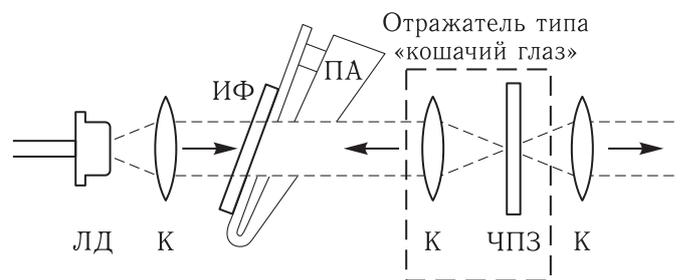


Рис. 3. Схема полупроводникового лазера с внешним резонатором на основе интерференционного фильтра (ИФ) и отражателя типа «кошачий глаз». Здесь ЛД — лазерный диод, К — коллиматор, ПА — пьезоактуатор, ЧПЗ — частично пропускающее зеркало

Это снижает чувствительность схемы к вибрациям и изменениям температуры. Настройка частоты на атомный резонанс осуществляется изменением тока лазера, температуры, а также поворотом интерференционного фильтра при помощи пьезоактюатора. Экспериментальное исследование лазеров такого типа подтверждает их высокую стабильность. Мощность излучения составляет 5–50 мВт в зависимости от длины волны, а спектральная ширина линии — порядка 1 МГц (зависит от длины резонатора).

После прохождения ряда оптических элементов (изоляторов, акусто-оптических модуляторов, поляризационной оптики) излучение заводится в оптическое волокно и направляется в ВСО. Такая схема снижает чувствительность конструкции к юстировкам и вибрациям.

Лазерная система управления квантовыми состояниями (СККС) включает два лазера с длинами волн 935 нм и 760 нм (рис. 4). Лазер на 935 нм служит для перемешивания населенности  $^2D_{3/2}$ - и  $^3[3/2]_{1/2}$ -уровней. При прикладывании охлаждающего излучения ион может распасться в метастабильное  $^2D_{3/2}$ -состояние и выпасть из цикла охлаждения. Для возвращения исследуемого иона в цикл охлаждения производится возбуждение в  $^3[3/2]_{1/2}$ -состояние. Лазер на 760 нм служит для перемешивания  $^2F_{7/2}$ - и  $^1[3/2]_{1/2}$ -уровней. Эта связь необходима для быстрого возвращения иона

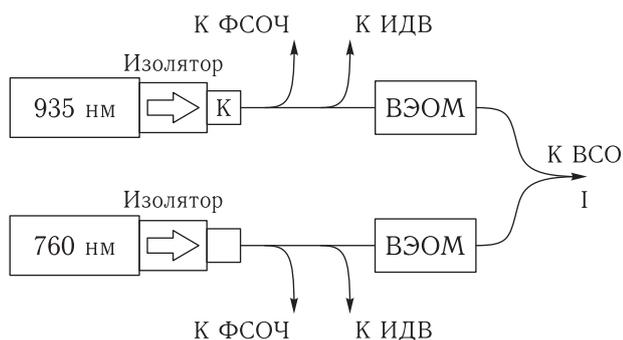


Рис. 4. Лазерная система управления квантовыми состояниями (СККС) на основе диодных лазеров с внешним резонатором (рис. 3). К — коллиматор, ВЭОМ — волоконный электрооптический модулятор, ФСОЧ — фемтосекундный генератор оптических частот, сплошные толстые линии — оптические волокна, ИДВ — измеритель длин волн на основе интерферометра Физо

в исходное состояние в случае перехода на метастабильный уровень  $^2F_{7/2}$ . Ввиду наличия сверхтонкого расщепления необходима модуляция частоты излучения, которая реализуется на основе волоконных электрооптических модуляторов (ВЭОМ). Стабилизация частоты лазеров СККС может производиться как при помощи ФСОЧ, так и при помощи ИДВ.

СФДО состоит из трех лазеров: двух с длиной волны 369,5 нм и одного с длиной волны 398,9 нм. Два лазера на 369,5 нм используются для доплеровского охлаждения и подготовки начального состояния исследуемого иона. Частота этих лазеров отличается на 14,75 ГГц для эффективного возбуждения двух сверхтонких компонент основного состояния. Лазер на 398,9 нм используется для фотоионизации иттербия. Все лазеры в системе СФДО оснащены волоконными акустооптическими модуляторами (ВАОМ) для возможности быстрого включения и выключения излучения. Частота лазеров СФДО стабилизируется при помощи ИДВ или ФСОЧ.

В системе опроса часового перехода (СОЧП, рис. 6) излучение диодного лазера на длине волны 871 нм проходит сначала через волоконный акустооптический модулятор для возможности перестройки частоты с полосой 100 МГц, а затем через

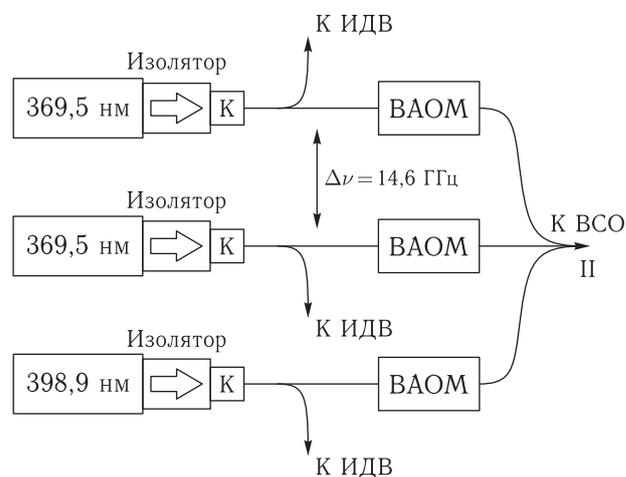


Рис. 5. Лазерная система фотоионизации и доплеровского охлаждения (СФДО). Излучение получается при помощи диодных лазеров с внешним резонатором в схеме с интерференционным фильтром (рис. 3). К — коллиматор, ВАОМ — волоконный акустооптический модулятор, сплошные толстые линии — оптические волокна, ИДВ — измеритель длин волн на основе интерферометра Физо

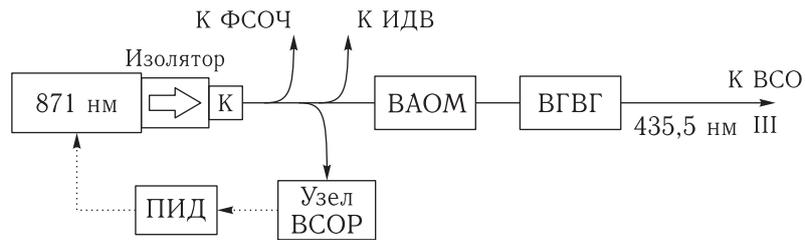


Рис. 6. Система опроса часового перехода (СОЧП). Излучение получается при помощи диодного лазера с внешним резонатором (рис. 3). К — коллиматор, ВАОМ — волоконный акустооптический модулятор, ВГВГ — волоконный генератор второй гармоники, ВСО — высокостабильный оптический резонатор, ПИД — пропорционально-интегрально-дифференциальный контроллер, сплошные толстые линии — оптические волокна, пунктирные линии — электрические сигналы, ИДВ — измеритель длин волн на основе интерферометра Физо

волоконный генератор второй гармоники на основе периодически поляризованного нелинейного кристалла [44], где частота лазерного излучения удваивается. После чего по оптическому волокну излучение подводится к ВСО. Часть излучения на длине волны 871 нм отщепляется для калибровки волномера и стабилизации частоты повторения ФСОЧ.

### 2.3. Часовой лазер и считывание информации с одиночного иона

Для стабилизации лазера СОЧП на коротких временах (1–10 с) используется ультрастабильный оптический резонатор Фабри–Перо, который конструктивно состоит из тела резонатора (ТР) и двух зеркал с диэлектрическим покрытием, закрепленных на торцах рабочего тела методом оптического контакта. Зеркала и тело резонатора изготавливаются из особого сорта стекла с нулевым коэффициентом теплового расширения (Ultra Low Expansion — ULE). Оптический резонатор помещен в вакуумную камеру для уменьшения влияния флуктуаций коэффициента преломления и температуры окружающей среды.

Для стабилизации частоты лазера относительно собственной частоты резонатора используется метод Паунда–Драйвера–Холла [45]. Принципиальная схема такой привязки изображена на рис. 7. Излучение стабилизируемого лазера по волокну доставляется к электрооптическому модулятору и модулируется по фазе, после чего отражается от ВСОП и отраженный сигнал детектируется фотодиодом. При этом комплексный коэффициент отра-

жения излучения от резонатора зависит от частоты. Сигнал с фотодиода сбивается с сигналом модуляции. Сигнал биений приобретает зависимость от частоты лазера, при этом при совпадении частоты лазера с частотой резонанса ВСОП сигнал равен нулю.

Стоит отметить, что при помощи такой техники можно стабилизировать частоту как диодного, так и волоконного лазеров [22, 46]. В случае стабилизации частоты волоконного лазера после него обычно устанавливают акустооптический модулятор и сервосигнал для компенсации шумов фазы лазера подается на него, так как частота таких лазеров в отличие от полупроводниковых не может быть быстро модулирована при помощи тока накачки. Целевая относительная нестабильность частоты СОЧП составляет  $2 \cdot 10^{-15}$  (1 с), что достаточно для уверенного опроса иона и подтверждается серией экспериментов [47, 48].

Для считывания информации о возбуждении часового перехода в ионах обычно используется метод квантовых скачков (рис. 8). Он заключается в том, что после цикла возбуждения часового перехода (рис. 8, I) ион облучается охлаждающим излучением на длине волны 369,5 нм. В этот момент начинается регистрация сигнала флуоресценции иона при помощи фотоэлектронного умножителя. Если во время возбуждения часового перехода ион перешел в состояние  $^2D_{3/2}$ , то ион не будет переизлучать фотоны 369,5 нм (рис. 8, IIa). Если же возбуждение часового перехода не произошло, будет наблюдаться сигнал флуоресценции иона (рис. 8, IIб). Эта схема позволяет осуществить стабилизацию частоты опрашиваемого лазера часового перехода по частоте перехода в ионе.

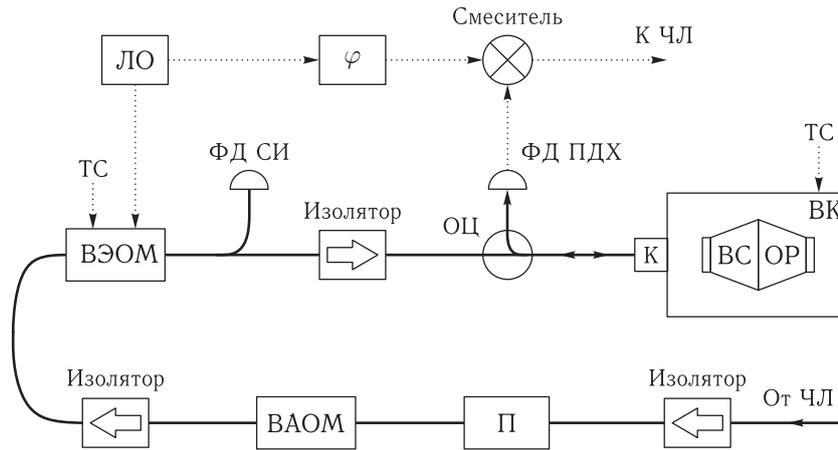


Рис. 7. Узел высокостабильного оптического резонатора ОР. ЧЛ — часовой лазер, П — волоконный поляризатор, ВАОМ — волоконный акустооптический модулятор, ВЭОМ — волоконный электрооптический модулятор, ТС — петля температурной стабилизации, ФД СИ — фотодиод стабилизации интенсивности, ОЦ — волоконный оптический циркулятор, ФД ПДХ — фотодиод в схеме Паунда–Дривера–Холла, К — коллиматор, ВСОР — высокостабильный оптический резонатор, ВК — вакуумная камера, ЛО — локальный осциллятор, φ — фазовращатель, сплошные толстые линии — оптические волокна

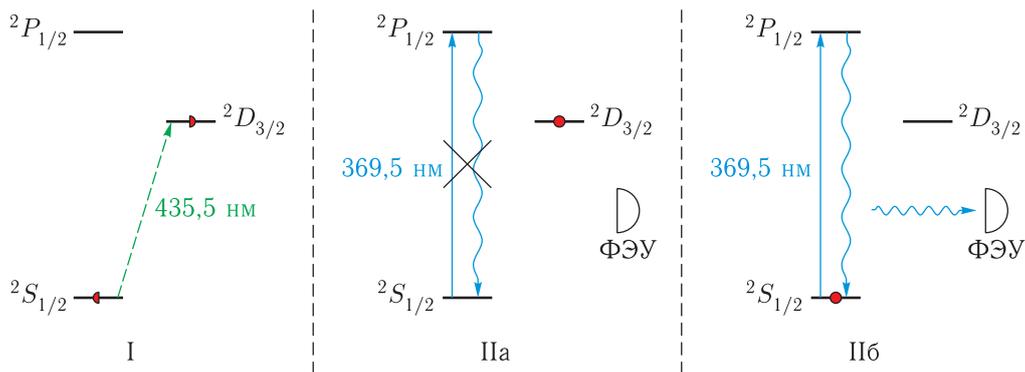


Рис. 8. Считывание квантовой информации с иона. I — возбуждение часового перехода, IIa — отсутствие флуоресценции при переходе иона в состояние  $^2D_{3/2}$ , IIб — детектирование флуоресценции в случае не возбуждения часового перехода. ФЭУ — фотоэлектронный умножитель

### 2.4. Фемтосекундный синтезатор оптических частот

Важнейшим элементом оптического стандарта частоты является ФСОЧ. Часовой переход в ионе и мода ультрастабильного резонатора, относительно которых стабилизирован лазер СОЧП, формируют стабильность стандарта в оптическом диапазоне частот. При этом практические применения требуют высокостабильного и точного репера частоты в радиочастотном диапазоне. ФСОЧ осуществляет перенос точности и стабильности стандарта из оптического диапазона в радиочастотный.

Для создания БОРЧ на базе ионов иттербия предполагается использовать ФСОЧ на основе фемтосекундного волоконного лазера с пассивной синхронизацией мод с генератором суперконтинуума. Спектр такого лазерного источника простирается в пределах 1000–2000 нм. Особенность такой системы заключается в том, что спектр состоит из набора эквидистантных продольных лазерных мод, частоты которых задаются формулой  $f_n = f_{\text{CEO}} + n \times f_{\text{REP}}$ , где  $f_{\text{CEO}}$  — частота смещения волнового пакета относительно несущей,  $f_{\text{REP}}$  — частота повторения импульсов лазера ( $f_{\text{CEO}}$  и  $f_{\text{REP}}$  обычно находятся в диапазоне 50–250 МГц),  $n$  — номер

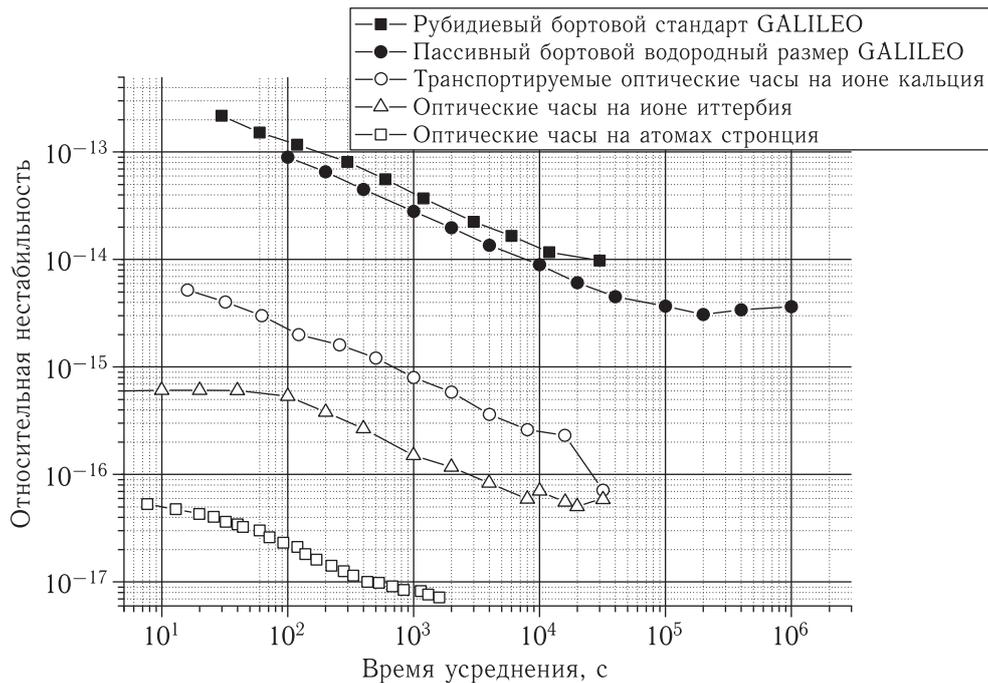


Рис. 9. Относительная нестабильность (девиация Аллана) различных атомных стандартов частоты в зависимости от времени усреднения: рубидиевый бортовой стандарт, используемый на спутниках GALILEO [56], пассивный бортовой водородный мазер для спутников GALILEO [56], транспортируемые оптические часы на одиночном ионе  $^{40}\text{Ca}^+$  [14], оптические часы на одиночном ионе  $^{171}\text{Yb}^+$  [57], оптические часы на основе атомов  $^{87}\text{Sr}$  в оптической решетке [10]

моды [49]. Для использования ФСОЧ в диапазоне длин волн менее 1000 нм обычно применяется преобразование во вторую гармонику с использованием нелинейных кристаллов ППЛН (периодически поляризованный кристалл ниобата лития).

Таким образом, ФСОЧ осуществляет преобразование частот из радиочастотного диапазона в оптический и наоборот без потери характеристик стабильности [50]. Бортовая реализация ФСОЧ была осуществлена компанией Menlo-Systems и успешно протестирована на борту суборбитального космического аппарата в 2016 г. [16]. Изготовлением волоконных ФСОЧ в России занимается компания «Авеста»; лабораторные системы ФСОЧ также созданы в ФИАН и ИЛФ СО РАН.

Перспективно создание ФСОЧ с исключенной из структуры спектра частотой  $f_{\text{CEO}}$  (безофсетная схема,  $f_{\text{CEO}} = 0$ ). Это достигается путем нелинейного процесса генерации разностных частот (ГРЧ) между двумя участками исходной ФСОЧ [51–53]. Такая схема облегчает стабилизацию ФСОЧ отно-

сительно оптических реперов частоты и перенос их стабильности и точности в радиодиапазон [54].

При создании иттербиевого БОРЧ планируется использовать волоконный ФСОЧ, который при помощи нелинейных преобразований обеспечивает выходное излучение на длинах волн вблизи 871 нм (частота осциллятора СОЧП) и 1560 нм. Стабилизация ФСОЧ на коротких временах будет осуществляться при помощи высокостабильного волоконного лазера, излучающего на длине волны 1560 нм. Долговременная стабильность ФСОЧ обеспечивается привязкой к частоте часового перехода в ионе при помощи СОЧП. ФСОЧ будет обладать радиочастотным выходом 1 ГГц.

### 3. Заключение

Революционные изменения, произошедшие в последнее десятилетие в области синтеза высокостабильных сигналов частоты, привели к безусловной

приоритетной роли квантово-оптических технологий на горизонте следующих 10 лет как в наземных, так и в бортовых системах [55]. На сегодняшний день оптические часы превосходят цезиевые фонтаны по показателям относительной нестабильности и погрешности более чем на порядок величины (рис. 9) и продолжают эволюционировать в сторону повышения компактности, надежности и улучшения характеристик.

Несомненно, создание прототипа надежного и компактного устройства БОРЧ, интегрирующего перечисленные технологии и модули, является сложнейшей научно-технической задачей. Помимо научной составляющей, для ее реализации в бортовом варианте требуется развитие линейки технологий фотоники (твердотельные излучатели, волоконно-оптические компоненты, электронно-оптические элементы технологии нанесения покрытий). Представленный проект открывает возможность интегрировать существующий научно-технологический задел и на его основе составить объективную дорожную карту развития данного направления в России.

#### 4. Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта МОН 2017-14-582-0001.

#### Список литературы

1. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Wastle E. GNSS — Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more // Springer–Wien–NewYork, 2008. С. 109–138. ISBN 978-3-211-73012-6
2. <http://gpsworld.com/directions-2017-new-glonass-capabilities-for-users>
3. Медведев С., Беляев А., Мясников А., Павленко Ю., Сахаров Б., Смирнов П., Сторожев Е., Тюляков А. Пассивный водородный мазер — часы будущего поколения спутников ГЛОНАСС // Метрология времени и пространства, Доклады 6-го Международного симпозиума, 2013. С. 279–282.
4. Steigenberger P., Montenbruck, O. Galileo status: orbits, clocks, and positioning // GPS Solutions, 2017, № 21(2). С. 319–331.
5. Демидов Н. А., Беляев А. А., Сахаров Б. А. Перспективный бортовой водородный стандарт частоты космического применения, VIII Международный симпозиум «Метрология времени и пространства», 14–16 сентября 2016 г., Санкт-Петербург.
6. Уткин А. Г., Беляев А. А., Павленко Ю. К. Квантовый водородный генератор бортового космического радиотелескопа «Радиоастрон» (конструкция и результаты испытаний) // Метрология времени и пространства, Материалы 6-го Международного симпозиума, 2012. С. 85–87.
7. Lett P. D., Phillips W. D., Rolston S. L., Tanner C. E., Watts R. N., Westbrook C. I. Optical molasses // Journal of the Optical Society of America B, 1989, № 6(11). P. 2084–2107.
8. Jessen P. S., Deutsch I. H. Optical lattices // Advances In Atomic, Molecular, and Optical Physics, 1996, № 37. P. 95–138.
9. Werth G., Gheorghe V. N., Major F. G. Charged Particle Traps II, Applications // Springer, 2009.
10. Nicholson T. L. et al. Systematic evaluation of an atomic clock at  $2 \times 10^{-18}$  total uncertainty // Nature Communications, 2015, vol. 6.
11. Huntemann N. et al. Single-ion atomic clock with  $3 \times 10^{-18}$  systematic uncertainty // Physical Review Letters, 2016, vol. 116, № 6. С. 063001.
12. Ludlow A. D., Boyd M. M., Ye J. Optical atomic clocks // Reviews of Modern Physics, 2015, № 87. P. 637–701.
13. Vogt S., Häfner S., Grotti J., Koller S., Al-Masoudi A., Sterr U., Lisdat C. A transportable optical lattice clock // Journal of Physics: Conference Series, 2016, № 723. P. 012020.
14. Cao J., Zhang P., Shang J., Cui K., Yuan J., Chao S., Huang X. A transportable  $40\text{Ca}^+$  single-ion clock with  $7.7 \times 10^{-17}$  systematic uncertainty // arXiv preprint, 2016, arXiv:1607.03731.
15. <https://www.muquans.com/index.php/products/mclock>
16. Lezius M. et al. Space-borne frequency comb metrology // Optica, 2016, vol. 3, № 12. P. 1381–1387.
17. Schkolnik V., Hellmig O., Wenzlawski A., Grosse J., Kohfeldt A., Döringshoff K., Krutzik M. A compact and robust diode laser system for atom interferometry on a sounding rocket // Applied Physics B, 2016, № 122(8). P. 217.
18. Lachmann M. et al. Creating the first Bose-Einstein Condensate in Space // Bulletin of the American Physical Society, 2017.

19. Jeong Y. et al. Ytterbium-doped large-core fiber laser with 1.36 kW continuous-wave output power // Optics Express, 2004, № 12(25). P. 6088–6092.
20. Jang H. et al. Polarization maintaining linear cavity Er-doped fiber femtosecond laser // Laser Physics Letters, 2015, № 12(10). P. 105102.
21. Leibbrandt D.R., Thorpe M.J., Notcutt M., Drullinger R.E., Rosenband T., Bergquist J.C. Spherical reference cavities for frequency stabilization of lasers in non-laboratory environments // Optics Express, 2011, № 19(4). P. 3471–3482.
22. Alnis J. et al. Subhertz linewidth diode lasers by stabilization to vibrationally and thermally compensated ultralow-expansion glass Fabry-Pérot cavities // Physical Review A, 2008, № 77(5). P. 053809.
23. Legero T. et al. 1.5  $\mu\text{m}$  Lasers with Sub10 mHz Linewidth // CLEO: Science and Innovations. Optical Society of America, 2017. P. SW1J. 1.
24. Washburn B.R. et al. Phase-locked, erbium-fiber-laser-based frequency comb in the near infrared // Optics Letters, 2004, vol. 29, № 3. P. 250–252.
25. Ma L. S., Bi Z., Bartels A., Robertsson L., Zucco M., Windeler R. S., Diddams S. A. Optical frequency synthesis and comparison with uncertainty at the  $10^{-19}$  level // Science, 2004, № 303(5665). P. 1843–1845.
26. Wang B., Gao C., Chen W.L., Miao J., Zhu X., Bai Y., Wang L.J. Precise and continuous time and frequency synchronisation at the  $5 \times 10^{-19}$  accuracy level // Scientific Reports, 2012, 2.
27. Huang Y. et al. A comparison of two  $40\text{Ca}^+$  single-ion optical frequency standards at the  $5 \times 10^{-17}$  level and an evaluation of systematic shifts // Applied Physics B, 2017, vol. 123, № 5. P. 166.
28. Chou C. et al. Frequency comparison of two high-accuracy  $\text{Al}^+$  optical clocks // Physical Review Letters, 2010, vol. 104, № 7. P. 070802.
29. Zhang J. et al. Direct Laser Cooling Al Ion Optical Clocks // Chinese Physics Letters, 2017, vol. 34, № 5. P. 050601.
30. <http://www.opticlock.de/en/info>
31. Clement Lacroute et al. Compact  $\text{Yb}^+$  optical atomic clock project: design principle and current status // J. Phys. Conf. Series, 2016, vol. 723. P. 012025.
32. Leibfried D., Blatt R., Monroe C., Wineland D. Quantum dynamics of single trapped ions // Review of Modern Physics, 2003, № 75(1). P. 281–324.
33. Dicke R.H. The effect of collisions upon the Doppler width of spectral lines // Phys. Rev., 1953, № 89. P. 472–473.
34. Berkeland D.J., Miller J.D., Bergquist J.C., Itano W.M., Wineland D.J. Minimization of ion micro-motion in a Paul trap // Journal of Applied Physics, 1998, № 83(10). P. 5025–5033.
35. Qi H., Song Z., Guo J., Ni J., Wang C., Peng G. Narrow-linewidth distributed feedback fiber laser with MOPA // Chinese Optics Letter, № 13(S2). P. 21404.
36. [https://www.rp-photonics.com/erbium\\_doped\\_fiber\\_amplifiers.html](https://www.rp-photonics.com/erbium_doped_fiber_amplifiers.html)
37. [https://www.rp-photonics.com/ytterbium\\_doped\\_gain\\_media.html](https://www.rp-photonics.com/ytterbium_doped_gain_media.html)
38. Журавлева О.В., Иванов А.В., Леонович А.И., Курносов В.Д., Курносов К.В., Чернов Р.В., Шишков В.В., Плешанов С.А. Одночастотный лазер с подстройкой длины волны для накачки цезиевых стандартов частоты // Квантовая электроника, 2006, № 36(8). С. 741–744.
39. Serkland D.K., Keeler G.A., Geib K.M., Peake G.M. Narrow linewidth VCSELs for high-resolution spectroscopy // Proc. SPIE 7229, Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers XIII., 2009. P. 722907.
40. Raab C., Neuhaus R., Falke S., Nölleke C., Stuhler J., Kaenders W. 53 Years Tunable Semiconductor Laser — Past, Present and Future // Conference on Lasers and Electro-Optics, OSA Technical Digest (online), Optical Society of America, 2017, paper AM.3A.2.
41. Hawthorn C.J., Weber K.P., Scholten R.E. Littrow configuration tunable external cavity diode laser with fixed direction output beam // Review of scientific instruments, 2001, № 72(12). P. 4477–4479.
42. Liu K., Littman M.G. Novel geometry for single-mode scanning of tunable lasers // Optics Letters, 1981, № 6(3). P. 117.
43. Zorabedian P., Trutna W.R. Interference-filter-tuned, alignment-stabilized, semiconductor external-cavity laser // Optics Letters, 1988, № 13(10). P. 826–828.
44. Iwai M., Yoshino T., Yamaguchi S., Imaeda M., Pavel N., Shoji I., Taira T. High-power blue generation from a periodically poled  $\text{MgO}:\text{LiNbO}_3$  ridge-type waveguide by frequency doubling of a diode end-pumped Nd:  $\text{Y}_3\text{Al}_5\text{O}_{12}$  laser // Applied Physics Letters, 2003, № 83(18). P. 3659–3661.

45. *Drever R. W. P., Hall J. L., Kowalski F. V., Hough J., Ford G. M., Munley A. J., Ward H.* Laser phase and frequency stabilization using an optical resonator // *Applied Physics B*, 1983, № 31(2). P. 97–105.
46. *Kessler T., Hagemann C., Grebing C., Legero T., Sterr U., Riehle F., Ye J.* A sub-40-mHz-linewidth laser based on a silicon single-crystal optical cavity // *Nature Photonics*, 2012, № 6(10). P. 687–692.
47. *Golovizin A. A., Kalganova E. S., Sukachev D. D., Vishnyakova G. A., Semerikov I. A., Soshenko V. V., Tregubov D. O., Akimov A. V., Kolachevsky N. N., Khabarova K. Yu., Sorokin V. N.* Detection of the clock transition (1.14  $\mu\text{m}$ ) in ultra-cold thulium atoms // *Quantum Electronics*, № 45(5). P. 482–485.
48. *Sukachev D., Fedorov S., Tolstikhina I., Tregubov D., Kalganova E., Vishnyakova G., Golovizin A., Kolachevsky N., Khabarova K., Sorokin V.* Inner-shell magnetic dipole transition in Tm atoms: A candidate for optical lattice clocks // *Physical Review A*, № 94(2). P. 1–13.
49. *Reichert J., Holzwarth R., Udem T., Hänsch T. W.* Measuring the Frequency of Light with Mode-Locked Lasers // *Optics Communications*, 1999, № 172. P. 59–68.
50. *Xie X., Bouchand R., Nicolodi D., Giunta M., Hänsel W., Lezius M., Joshi A., Datta S., Alexandre C., Lours M., Tremblin P.-A., Santarelli G., Holzwarth R., Le Coq Y.* Photonic microwave signals with zeptosecond-level absolute timing noise // *Nature Photonics*, 2016, № 11(1). P. 44–47.
51. *Puppe T., Sell A., Kliese R., Hoghooghi N., Zach A., Kaenders W.* Characterization of a DFG comb showing quadratic scaling of the phase noise with frequency // *Optics Letters*, 2016, № 41(8). P. 1877–1880.
52. *Губин М. А., Киреев А. Н., Конященко А. В., Крюков П. Г., Таусенев А. В., Тюриков Д. А., Шелковников А. С.* Реализация компактных оптических часов // *Квантовая электроника*, 2008, № 38(7). С. 613–614.
53. *Zimmermann M., Gohle C., Holzwarth R., Udem T., Hänsch T. W.* Optical clockwork with an offset-free difference-frequency comb: accuracy of sum- and difference-frequency generation // *Optics Letters*, 2004, № 29(3). P. 310.
54. *Kireev A. N., Tausenev A. V., Tyurikov D. A., Shelkovnikov A. S., Shepelev D. V., Konyashchenko A. V., Gubin M. A.* Femtosecond optical-to-microwave frequency divider with a relative instability of  $10^{-4}$ – $10^{-16}$  ( $\tau = 1$ –100 s) // *Quantum Electronics*, 2016, № 46(12). P. 1139–1141.
55. *Arias E. F.* New Technologies and the Future of Time-keeping // *Arias E. F., Combrinck L., Gabor P., Hohenkerk C., Seidelmann P. K.* The Science of Time 2016: Time in Astronomy & society, past, present and future, 2017, Springer International Publishing. P. 379–389.
56. *Rochat P., Droz F., Wang Q., Froidevaux S.* Atomic clocks and timing systems in global navigation satellite systems // *In Proceedings of 2012 European navigation conference*, 2012. P. 25–27.
57. *Huntemann N.* High-accuracy optical clock based on the octupole transition in Yb+171 // *PhD thesis at Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Hannover*, 2014.

## Методика определения аппаратных невязок ГНСС-измерений псевдодальности по фазе несущей бортовой навигационной системы низкоорбитальных КА

**А. П. Фурсов**, к. т. н., [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**А. А. Фурсов**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**В. С. Вдовин**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**А. В. Зайчиков**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**З. А. Позяева**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** При использовании бортовой аппаратуры спутниковой навигации (АСН) на низкоорбитальных (НО) КА актуальной является проблема получения адекватной оценки аппаратных погрешностей АСН по реальным результатам навигационных наблюдений при отсутствии эталонных орбиты или измерений. В статье предлагается методика оценки аппаратной погрешности ГНСС-измерений псевдодальности по фазе несущей (ФН) частоты, получаемых бортовой АСН, устанавливаемой на НОКА. Аппаратная погрешность упомянутых измерений определяется косвенным образом: по так называемым двойным разностям исходных измерений, позволяющим исключить подавляющую часть систематических ошибок.

Представлены результаты применения этой методики по двум частным выборкам измерений (S1, S2), каждая длительностью 5 часов для одного из отечественных КА, подобных КА космической системы JASON. Оценка погрешностей измерений ФН осуществлялась для радиосигналов в частотных диапазонах L1, L2 навигационных КА (НКА) системы ГЛОНАСС.

**Ключевые слова:** навигационные системы, навигационные измерения, оценка точности измерений, низкоорбитальный КА, аппаратные погрешности, двойные разности

## Method for Hardware Error Evaluation of the Onboard Navigation System of LEO Satellites in GNSS Pseudorange Measurements by Carrier Frequency Phase

**A. P. Fursov**, *Cand. Sci. (Engineering)*, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**A. A. Fursov**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**V. S. Vdovin**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**A. V. Zaichikov**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**Z. A. Pozyaeva**, [contact@spacecorp.ru](mailto:contact@spacecorp.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**Abstract.** When using the onboard satellite navigation equipment (SNE) of LEO spacecraft, there arises a problem of getting adequate evaluation of the hardware errors of SNE by real results of navigation observations without a reference orbit or measurements. This article proposes a technique of hardware error evaluation of pseudorange measurements of the carrier frequency phase received by the onboard SNE installed on LEO satellites. Hardware error of the mentioned measurements is determined indirectly by the so-called double differences of the initial measurements, which make it possible to rule out the overwhelming portion of systematic errors.

The results of applying this technique on two particular samples (S1, S2) of measurements with durations of 5 hours each for one of Russian spacecraft similar to spacecraft of the JASON space system are presented. Evaluation of phase measurement accuracy was performed for radio signals in the frequency ranges L1, L2 of GLONASS navigation satellites.

**Keywords:** navigation systems, navigation measurements, evaluation of measurement accuracy, LEO satellite, hardware errors, double differences

## Введение

Оценка погрешностей результатов навигационных измерений, подверженных случайным и неизвестным систематическим невязкам, при отсутствии контрольных измерений, по крайней мере, на порядок более точных в общем случае невозможна или существенно усложняется. При определенных условиях, если удастся исключить систематические невязки измерений и найти адекватное представление измеряемой функции, может быть определена оценка случайной («шумоподобной») составляющей погрешности результатов измерений как стационарного процесса.

Предлагаемая методика разработана для оценки аппаратной погрешности результатов измерений ФН, полученных АСН НОКА при использовании НКА ГЛОНАСС и GPS. Применение данной методики и технология ее реализации рассмотрены применительно к одному из отечественных НОКА (далее — ГКА).

Упомянутая методика может быть использована для оценки аппаратной погрешности ГНСС-измерений ФН в АСН НОКА различного назначения.

## 1. Методика оценивания погрешностей измерений псевдодалности по фазе несущей

Определение дисперсии погрешностей любых несмещенных измерений, подверженных случайным невязкам, в общем случае сводится к определению вектора невязки измерений, составляющими которого являются разности результатов измерений и их истинных расчетных значений (измеряемой функции). Если измеряемая функция известна, а случайные погрешности измерений имеют ограниченную дисперсию и не смещены, то несмещенная оценка дисперсии есть квадрат нормы вектора невязок, деленный на размерность этого вектора за вычетом количества степеней свободы вектора невязок.

На практике результаты измерений ФН упомянутым выше условиям не удовлетворяют из-за наличия смещений, вызванных влиянием множества

различных технических факторов и эффектов, связанных с условиями распространения сигнала.

Положительный результат может быть получен при использовании вместо исходных результатов измерений ФН разностных измерений как результата линейных преобразований исходных измерений, в частности так называемых двойных разностей (ДР) ФН [1].

Двойные разности, вычисляемые по одновременным бортовым измерениям ФН НОКА и наземным измерениям ФН (от наземных измерительных станций), практически не имеют систематических погрешностей, обусловленных влиянием бортовой аппаратуры.

Суть предлагаемой в данной работе методики заключается в получении оценки аппаратной погрешности исходных измерений ФН косвенным образом — по оценке погрешностей ДР ФН. Если допустимо предположение, что исходные фазовые измерения равноточны, то случайные погрешности разностных измерений, как правило, представляют собой погрешности, характерные для стационарного процесса. Далее, если дисперсия погрешностей для ДР ФН определена, то дисперсия для любой частной составляющей ее измерений ФН может быть вычислена с учетом весовой доли, учитывающей использованные комбинации исходных измерений в виде коэффициента усиления соответствующего измерения в разностном измерении. В итоге если  $\delta_r$  — оценка СКП для ДР ФН [1], то  $\delta$  — оценка СКП составляющих ее измерений ФН — получается делением  $\delta_r$  на коэффициент усиления  $\gamma$ .

Положим, что измеряемая функция  $u$  и  $n$  фиксированных значений этой функции  $x_1, x_2, \dots, x_n$  на конечном интервале выборки связаны следующими функциональными соотношениями:  $u = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ ,  $u = u^* + \varepsilon_u$ ,  $x_i = x_i^* + \varepsilon_i$ , в которых  $u^*$ ,  $x_i^*$  — истинные значения величин,  $\varepsilon_u$ ,  $\varepsilon_i$  — случайные несмещенные ошибки.

С учетом принятых допущений

$$\varepsilon_u^2 = \sum_{i=1}^n \left( \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \varepsilon_i^2$$

и исходные фазовые измерения псевдодалности на  $i$ -й частоте имеют вид:

$$L_i = D + I_i + \sum_j \Delta D_j + \varepsilon_i,$$

где  $L_i$  — результат измерения ФН на  $i$ -й частоте;  $D$  — истинная дальность между спутником и приемником;  $I_i$  — поправка, связанная с распространением сигнала в ионосфере Земли;  $\sum_j \Delta D_j$  — сумма других, не рассматриваемых подробно в данном случае поправок;  $\varepsilon_i$  — случайные шумы сигнала на  $i$ -й частоте.

В выражении для  $L_i$  величина  $\sum_j \Delta D_j$  представляет сумму систематических и медленно меняющихся погрешностей фазовых измерений, которые устраняются при формировании двойных разностей. Неустраняемая часть этих погрешностей исключается при оптимальной аппроксимации результатов измерений так, что доминирующей ошибкой полиномиальной невязки остаются только аппаратные погрешности.

Ионосферно-свободная комбинация фазовых измерений на частотах  $f_1$  и  $f_2$  [1] имеет вид:

$$L_{IF} = \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} L_1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} L_2 = D + \sum_j \Delta D_j^* + \varepsilon_{IF},$$

где величина  $\varepsilon_{IF}$  вычисляется по формуле:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{IF} &= \sqrt{\left(\frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2}\right)^2 \varepsilon_1^2 + \left(\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2}\right)^2 \varepsilon_2^2} = \\ &= \frac{\sqrt{f_1^4 \varepsilon_1^2 + f_2^4 \varepsilon_2^2}}{f_1^2 - f_2^2}. \end{aligned}$$

С учетом того, что  $\frac{f_1}{f_2} = \gamma$ , получаем выражение:

$$\varepsilon_{IF} = \frac{\sqrt{\gamma^4 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}}{\gamma^2 - 1}.$$

Для геометрически свободной комбинации фазовых измерений на частотах  $f_1$  и  $f_2$  имеет место соотношение:

$$L_{GF} = L_1 - L_2 = I_{GF} + \lambda_1 n_1 - \lambda_2 n_2 + \varepsilon_{GF},$$

где  $\varepsilon_{GF} = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}$ .

Двойная разность ионосферно-свободных комбинаций фазовых измерений может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned} L_{IF} &= (\nabla \Delta L_{IF11} - L_{IF12}) - (L_{IF21} - L_{IF22}) = \\ &= (D_{11} - D_{12}) - (D_{21} - D_{22}) + \sum_j \Delta D_j^{**} + \varepsilon_{\nabla \Delta}, \end{aligned}$$

где

$$\varepsilon_{\nabla \Delta} = \sqrt{\varepsilon_{IF}^2 + \varepsilon_{IF}^2 + \varepsilon_{IF}^2 + \varepsilon_{IF}^2} = 2\varepsilon_{IF} = 2 \frac{\sqrt{\gamma^4 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}}{\gamma^2 - 1}.$$

Рассмотрим два случая:

1. Случайный шум фазовых измерений на частотах  $f_1$  и  $f_2$  одинаков по величине, т. е.  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ , тогда для  $\varepsilon_{\nabla \Delta}$  и  $\varepsilon_{GF}$  получаем

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\nabla \Delta} &= 2 \frac{\sqrt{\gamma^4 + 1}}{\gamma^2 - 1} \varepsilon_1, \\ \varepsilon_{GF} &= \sqrt{2} \varepsilon_1. \end{aligned}$$

Учитывая, что для НКА ГЛОНАСС  $\gamma = 9/7$  [1], получаем

$$\varepsilon_{\nabla \Delta} \simeq 5,917, \quad \varepsilon_{GF} \simeq 1,414 \varepsilon_1.$$

2. Случайный шум фазовых измерений прямо пропорционален длине волны сигнала  $\varepsilon_i = \alpha \lambda_i$ , т. е.  $\varepsilon_2/\varepsilon_1 = \gamma$ , тогда для  $\varepsilon_{\nabla \Delta}$  и  $\varepsilon_{GF}$  получаем

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\nabla \Delta} &= 2\gamma \frac{\sqrt{\gamma^2 + 1}}{\gamma^2 - 1} \varepsilon_1, \\ \varepsilon_{GF} &= \sqrt{1 + \gamma^2} \varepsilon_1. \end{aligned}$$

С учетом, что для НКА ГЛОНАСС  $\gamma = 9/7$  [1], получаем

$$\varepsilon_{\nabla \Delta} \simeq 6,413 \varepsilon_1, \quad \varepsilon_{GF} \simeq 1,629 \varepsilon_1.$$

Коэффициенты усиления случайного шума для различных комбинаций фазовых измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1. Коэффициенты усиления  $k_1$  и  $k_2$  случайного шума для различных комбинаций измерений ФН по отношению к шуму на частоте L1

	$k_1$ (при $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ )	$k_2$ (при $\varepsilon_2/\varepsilon_1 = \gamma$ )
$\varepsilon_1$	1	1
$\varepsilon_2$	1	1,286
$\varepsilon_{GF}$	1,414	1,629
$\varepsilon_{IF}$	2,958	3,206
$\nabla \Delta \varepsilon_{IF}$	5,917	6,413

Из приведенных результатов следует, что оценка СКП измерений ФН может быть вычислена косвенным образом по оценке СКП для ДР измерений ФН  $\nabla \Delta L_{IF}$  и далее, с учетом табл. 1, использована для оценки СКП для исходных измерений ФН (как составляющей соответствующей разности) с учетом коэффициента усиления.

В частности, согласно табл. 1, оценка СКП случайной псевдошумовой погрешности исходных измерений ФН (как случайного стационарного процесса) приблизительно в 6 раз меньше СКП ДР ФН из ионосферно-свободных линейных комбинаций исходных измерений.

Далее, погрешности ДР ФН рассматриваются как вектор невязок, составляющими которого являются разности упомянутых ДР ФН и соответствующих им оптимальных полиномиальных представлений [2] как адекватного представления измеряемой функции. Предполагается, что результаты измерений и их двойные разности представлены группами — сеансами измерений. Под сеансом измерений понимается упорядоченная последовательность измерений на интервале времени длительностью  $Hs$  в количестве не менее 30 [2–4, 6], с приблизительно одинаковым 10-секундным (для АСН ГКА) шагом по времени.

Выбор оптимального порядка полинома (оптимального полинома) аппроксимации результатов измерений на интервале  $Hs$  может осуществляться по следующим критериям:

1.  $M$  — по контролю методической погрешности аппроксимации расчетных значений измерений, вычисленных по априорно известным координатным и скоростным параметрам движения (КСПД) НОКА. В общем случае КСПД вычисляются интегрированием системы дифференциальных уравнений движения КА при известной статистической оценке начальных условий (НУ) — КСПД на фиксированный (начальный) момент времени. Предполагается, что упомянутая статистическая оценка НУ вычисляется в наземном комплексе управления (НКУ) НОКА по траекторным измерениям по методу наименьших квадратов или является априорно известной. Оптимальным полиномом по этому критерию считается полином минимального порядка, при котором модуль методической невязки аппроксимации расчетных измерений

не должен превышать заранее заданную контрольную величину  $M(dR)$ .

2.  $C$  — по контролю скорости изменения СКП аппроксимации результатов измерений от порядка полинома. Оптимальный полином — это полином минимального  $i$ -го порядка, при котором различие процентного отношения модуля разности СКП для смежных  $i$ -го и  $(i + 1)$ -го полиномов по отношению к СКП  $i$ -го полинома не превышает заданного уровня  $C(dR)$ .

Под полиномиальной невязкой понимается разность между исходным измерением и соответствующим ему расчетным значением, вычисленным с использованием оптимального полинома.

Многочисленное тестирование процедур определения оптимальных полиномов с использованием реальных измерений АСН ГКА показало высокий уровень совпадения оптимальных порядков полиномов по критериям  $M$  и  $C$  при  $M(dR) = 12$ – $18$  мм и  $C(dR) = 20\%$  и равнозначность результатов, получаемых по этим критериям.

## 2. Оценка погрешностей фазовых измерений АСН

### 2.1. Условия и оценивание СКП измерений

В качестве примера использование предложенной методики оценки аппаратных погрешностей фазовых измерений (по ФН) было осуществлено применительно к ГНСС-измерениям АСН ГКА в апостериорном режиме на специализированном АРМ АО «Российские космические системы» с применением информационных файлов, содержащих результаты навигационных определений и навигационную (траекторную) информацию, в частности измерений ФН.

Для оценки аппаратных погрешностей фазовых измерений использовались среднее статистических оценок среднеквадратической погрешности измерений и разброс СКП по выборкам.

Расчет СКП осуществлялся по измерениям ФН АСН и от наземных измерительных станций IGS (в формате RINEX-файлов) по частным выборкам S1 и S2.

Вычисление искомым СКП измерений ФН как точечных оценок осуществлялось с учетом норма-

тивных документов [6] и рекомендаций, изложенных в [2, 3, 5].

По каждой выборке измерений вычислялись следующие параметры.

1. СКП каждого сеанса ДР ФН

$$\nabla\delta_j = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (r_i - r_p)^2}{n - N}},$$

где  $r_i$  и  $r_p$  — двойная разность из составляющих ее исходных одновременных измерений ФН и соответствующее этой разности расчетное значение,  $n$  — количество двойных разностей в сеансе,  $N$  — порядок оптимального полинома,  $j = 1, 2, \dots, k$  — порядковый номер сеанса вторых разностей,  $k$  — общее количество сеансов.

2. Среднее СКП по всем сеансам ДР ФН

$$\nabla m_s = \frac{\sum_{j=1}^k \nabla\delta_j}{k}.$$

3. Соответственно дисперсия и СКП для  $\nabla m_s$

$$D_s = \frac{\sum_{j=1}^k (\delta_j - \nabla m_s)^2}{k - 1},$$

$$\nabla\delta_s = \sqrt{\nabla D_s}.$$

4. Доверительный интервал для ДР ФН

$$\nabla L = (\nabla a_1, \nabla a_2),$$

где  $\nabla a_1 = \nabla m_s - t_\beta \nabla\delta_s$ ,  $\nabla a_2 = \nabla m_s + t_\beta \nabla\delta_s$  определяют границы интервала  $\nabla L$ , в котором с вероятностью  $p$  находится истинное значение для  $\nabla m_s$ , равно с вероятностью  $\beta = 1 - p$  — вне этого интервала;  $t_\beta$  определяет смещение границ интервала от его центра в единицах СКП для выбранного  $p$  (согласно распределению Стьюдента). Далее принято, что  $p = 0,9973$ , тогда  $\beta = 1 - p = 0,0027$ . При  $p = 0,9973$   $t_\beta = 3$ .

5. Оценка нахождения  $\nabla m_s$  вне пределов доверительного интервала

$$\beta^* = \frac{k_n}{k},$$

где  $k_n$  — количество сеансов с  $m_s$  вне интервала доверия.

6. СКП измерений ФН с учетом коэффициента усиления:

$$\delta_{fi} = \frac{\delta_s}{k_i}, \quad i = 1, 2.$$

## 2.2. Результаты оценки погрешностей фазовых измерений АСН

В табл. 2, 3 приведены результаты статистических оценок погрешностей измерений ФН, полученные с использованием ДР ФН АСН для базовой линии AJAC–GSC1 (AJAC — наземная измерительная станция IGS, GSC1 — АСН ГКА).

Для определения искомым статистических оценок использованы две группы из 35 и 36 сеансов ДР ФН в выборках S1, S2 соответственно (в каждом сеансе не менее 30 измерений). Обе группы сеансов представлены на рис. 1 и 2 в виде графиков невязок упомянутых ДР ФН от оптимального полиномиального представления (в мм).

В табл. 2 и 3 использованы следующие обозначения:

№ — относительный порядковый номер сеанса ДР ФН;

RXX — номер рабочей точки НКА ГЛОНАСС XX;

$k_1, k_2$  — соответственно минимальное и максимальное значения коэффициента усиления (увеличения) СКП ДР ФН по отношению к СКП исходных измерений ФН,  $k_1 = \nabla\Delta\varepsilon_{IF}$  (при  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 5,917$ ),  $k_2 = \nabla\Delta\varepsilon_{IF}$  (при  $\gamma = \varepsilon_2/\varepsilon_1 = 6,413$ );

$\nabla L, \nabla L_i$  — соответственно доверительный интервал для ДР ФН и исходных измерений ФН при  $t_\beta = 3$  ( $t_\beta$  определяет число соответствующих СКП, на которое следует уменьшить и увеличить  $\nabla m_s$ ), для того чтобы истинное значение  $\nabla m_s$  находилось в интервале доверия с вероятностью  $\beta = 0,9973$ ).

Статистические оценки результатов обработки сеансов ДР ФН выборки S1:

1. Среднее СКП по всем сеансам двойных разностей —  $\nabla m_s = 8,56$  мм.

2. СКП для  $\nabla m_s$  (для среднего СКП всех сеансов) —  $\nabla\delta_s = 1,88$  мм.

3. Доверительный интервал для двойных разностей —  $\nabla L = 2,92, 14,20$  мм.

4. Доверительный интервал для исходных фазовых измерений псевдодальности (вычисляется по значению  $\nabla L$  с учетом коэффициентов усиления):

$$\nabla L_i = 2,92/k_i, 14,20/k_i \text{ мм},$$

$$\nabla L_1 = 0,49, 2,40 \text{ мм},$$

$$\nabla L_2 = 0,46, 2,21 \text{ мм}.$$

Таблица 2. Статистические оценки погрешностей измерений ФН АСН ГКА выборки S1

№	НКА1–НКА2	Длительность сеанса, с	Количество измерений в сеансе	$\nabla\delta$ – СКП (мм) невязок ДР ФН	$\delta_{k_1}$ – СКП (мм) исходных измерений ФН, $k_1 = 5,917$	$\nabla\delta_{k_2}$ – СКП (мм) исходных измерений ФН, $k_2 = 6,413$
1	R20–R21	379,999000	39	8,592000	1,452087	1,339779
2	R11–R22	360,000000	37	7,303000	1,234240	1,138781
3	R09–R16	869,999000	88	9,885000	1,670610	1,541400
4	R19–R10	709,999000	72	7,247000	1,224776	1,130048
5	R10–R01	710,001000	72	9,784000	1,653541	1,525651
6	R10–R20	580,001000	59	8,114000	1,371303	1,265242
7	R21–R22	380,000000	39	6,390000	1,079939	0,996414
8	R10–R11	459,999000	47	6,049000	1,022309	0,943240
9	R10–R20	380,000000	39	7,556000	1,276998	1,178232
10	R16–R10	420,000000	43	9,577000	1,618557	1,493373
11	R10–R20	379,999000	39	9,938000	1,679567	1,549665
12	R10–R20	420,000000	43	8,594000	1,452425	1,340090
13	R11–R21	330,000000	34	7,004000	1,183708	1,092157
14	R19–R09	870,000000	88	8,922000	1,507859	1,391237
15	R19–R09	579,999000	59	7,340000	1,240493	1,144550
16	R11–R21	320,001000	33	5,698000	0,962988	0,888508
17	R19–R10	289,999000	30	9,338000	1,578165	1,456105
18	R11–R22	459,999000	47	6,545000	1,106135	1,020583
19	R10–R20	320,000000	33	10,458000	1,767450	1,630750
20	R20–R21	789,998000	80	12,370000	2,090586	1,928894
21	R18–R19	489,998000	50	8,744000	1,477776	1,363480
22	R01–R11	899,999000	91	11,669000	1,972114	1,819585
23	R21–R22	589,999000	60	5,710000	0,965016	0,890379
24	R20–R11	519,999000	53	7,874000	1,330742	1,227818
25	R09–R10	459,999000	47	6,557000	1,108163	1,022454
26	R16–R20	330,000000	34	10,222000	1,727565	1,593950
27	R11–R21	379,999000	39	6,508000	1,099882	1,014814
28	R20–R11	320,000000	33	11,749000	1,985635	1,832060
29	R20–R01	580,001000	59	9,681000	1,636133	1,509590
30	R22–R05	470,001000	48	9,160000	1,548082	1,428349
31	R09–R21	519,999000	53	7,626000	1,288829	1,189147
32	R11–R21	380,001000	39	7,618000	1,287477	1,187900
33	R08–R10	579,999000	59	9,241000	1,561771	1,440979
34	R20–R11	380,000000	39	10,842000	1,832347	1,690628
35	R20–R11	300,000000	31	6,085000	1,028393	0,948854
36	R09–R08	580,000000	59	12,090000	2,043265	1,885233
37	Все сеансы	494,166306	50	8,557778	1,446303	1,334442

Таблица 3. Статистические оценки погрешностей измерений ФН АСН ГКА выборки S2

№	НКА1–НКА2	Длительность сеанса, с	Количество измерений в сеансе	$\nabla\delta$ – СКП (мм) невязок ДР ФН	$\delta_{k_1}$ – СКП (мм) исходных измерений ФН, $k_1 = 5,917$	$\nabla\delta_{k_2}$ – СКП (мм) исходных измерений ФН, $k_2 = 6,413$
1	R09–R20	539,999000	55	12,544000	2,119993	1,956027
2	R01–R09	540,000000	55	8,341000	1,409667	1,300639
3	R21–R02	360,000000	37	13,431000	2,269900	2,094340
4	R09–R21	319,999000	33	5,312000	0,897752	0,828317
5	R11–R21	400,000000	41	4,703000	0,794828	0,733354
6	R07–R09	409,999000	42	9,624000	1,626500	1,500702
7	R20–R11	719,999000	73	8,027000	1,356600	1,251676
8	R10–R20	699,999000	71	6,963000	1,176779	1,085763
9	R09–R20	440,000000	45	8,115000	1,371472	1,265398
10	R11–R22	419,999000	43	7,549000	1,275815	1,177140
11	R08–R10	710,001000	72	7,339000	1,240324	1,144394
12	R10–R01	540,001000	55	7,865000	1,329221	1,226415
13	R20–R19	440,001000	45	6,473000	1,093967	1,009356
14	R11–R21	360,000000	37	9,088000	1,535913	1,417121
15	R19–R11	539,999000	55	7,619000	1,287646	1,188056
16	R11–R21	370,000000	38	6,008000	1,015379	0,936847
17	R19–R11	719,999000	73	13,280000	2,244381	2,070794
18	R08–R10	539,999000	55	13,180000	2,227480	2,055200
19	R11–R21	720,000000	73	12,872000	2,175427	2,007173
20	R10–R01	740,000000	75	7,925000	1,339361	1,235771
21	R21–R22	720,001000	73	11,145000	1,883556	1,737876
22	R21–R22	329,999000	34	6,997000	1,182525	1,091065
23	R20–R19	320,000000	33	9,477000	1,601656	1,477780
24	R10–R09	430,000000	44	10,201000	1,724016	1,590675
25	R20–R19	540,001000	55	14,275000	2,412540	2,225947
26	R01–R19	719,999000	73	16,344000	2,762211	2,548573
27	R10–R20	400,000000	41	7,487000	1,265337	1,167472
28	R20–R11	519,999000	53	7,937000	1,341389	1,237642
29	R20–R11	399,999000	41	8,999000	1,520872	1,403243
30	R21–R02	400,000000	41	7,357000	1,243367	1,147201
31	R10–R01	440,001000	45	12,836000	2,169343	2,001559
32	R21–R22	369,999000	38	5,281000	0,892513	0,823484
33	R10–R11	329,999000	34	6,044000	1,021464	0,942461
34	R09–R20	339,999000	35	10,275000	1,736522	1,602214
35	R10–R11	419,999000	43	8,348000	1,410850	1,301731
36	Все сеансы	491,713971	50	9,121743	1,541616	1,422383

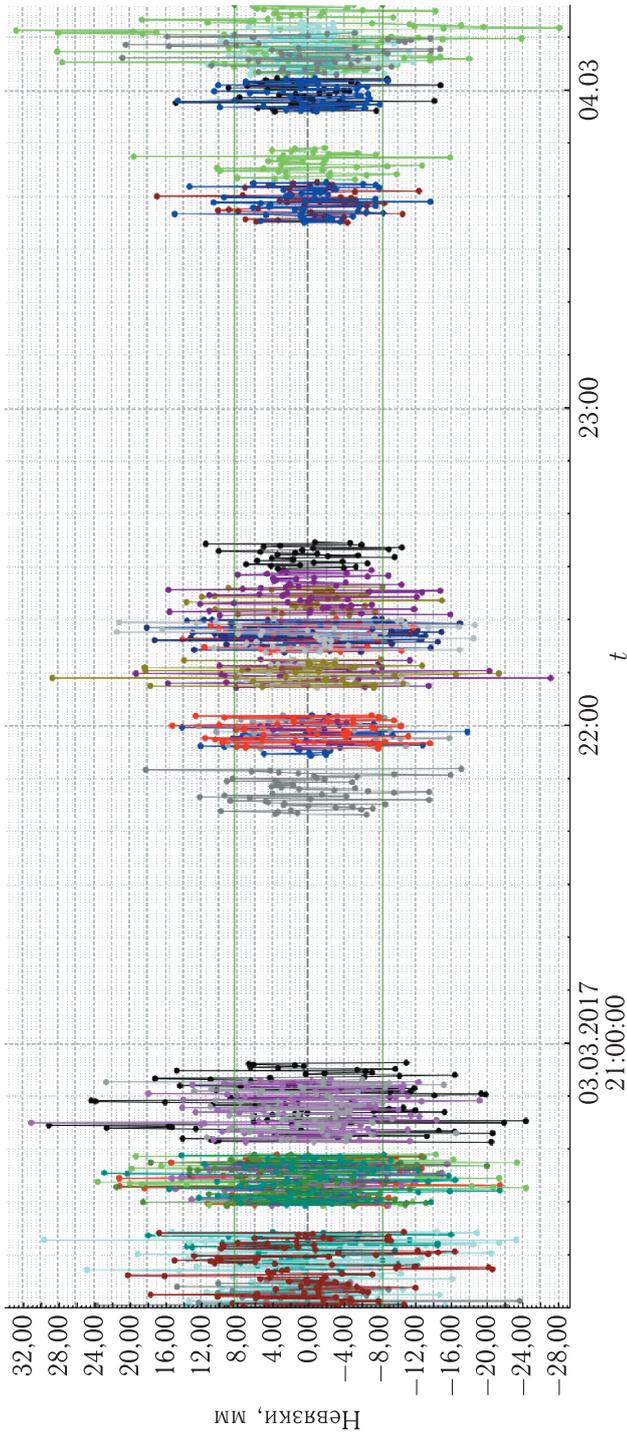


Рис. 1. График невязок ДР ФН от оптимального полиномиального представления сеансов измерений выборки S1

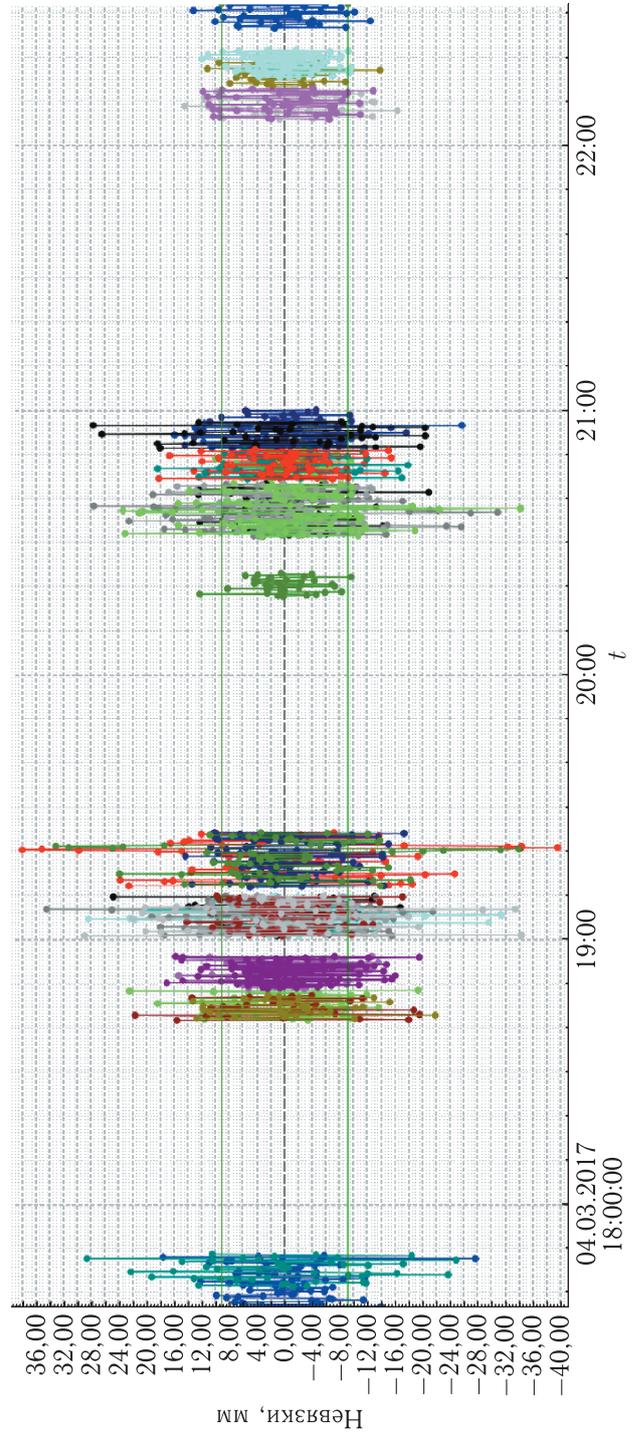


Рис. 2. График невязок ДР ФН от оптимального полиномиального представления сеансов измерений выборки S2

5.  $\beta^*$  — оценка частоты нахождения  $\nabla m_s$  (среднего СКП) за пределами доверительного интервала —  $\beta^* = 0$ .

6. Средние СКП исходных фазовых измерений псевдодалности (вычисляются по значению  $\nabla m_s$  с учетом коэффициентов усиления  $k_1, k_2$ ) —  $\nabla m_{sk_1} = 1,45$  мм,  $\nabla m_{sk_2} = 1,33$  мм.

7. СКП для  $\nabla m_{sk_i}$  фазовых измерений с учетом коэффициента усиления (вычисляются по значению  $\nabla \delta_s$  с учетом коэффициентов усиления  $k_1, k_2$ ) —  $\delta_{sk_1} = 0,32$  мм,  $\delta_{sk_2} = 0,29$  мм.

Статистические оценки результатов обработки сеансов ДР ФН выборки S2:

1. Среднее СКП по всем сеансам двойных разностей —  $\nabla m_s = 9,12$  мм.

2. СКП для  $\nabla m_s$  (для среднего СКП всех сеансов) —  $\nabla \delta_s = 2,89$  мм.

3. Доверительный интервал для двойных разностей —  $\nabla L = 0,46, 17,78$  мм.

4. Доверительный интервал для исходных фазовых измерений псевдодалности (вычисляется по значению  $\nabla L$  с учетом коэффициентов усиления)

$$\nabla L_i = 0,46/k_i, 17,78/k_i \text{ мм,}$$

$$\nabla L_1 = 0,08, 3,00 \text{ мм,}$$

$$\nabla L_2 = 0,07, 2,77 \text{ мм.}$$

5.  $\beta^*$  — оценка частота нахождения  $\nabla m_s$  (среднего СКП) за пределами доверительного интервала —  $\beta^* = 0$ .

6. Средние СКП исходных фазовых измерений псевдодалности (вычисляются по значению  $\nabla m_s$  с учетом коэффициентов усиления  $k_1, k_2$ ) —  $\nabla m_{sk_1} = 1,54$  мм,  $\nabla m_{sk_2} = 1,42$  мм.

7. СКП для  $\nabla m_{sk_i}$  фазовых измерений с учетом коэффициента усиления (вычисляются по значению  $\nabla \delta_s$  с учетом коэффициентов усиления  $k_1, k_2$ ) —  $\delta_{sk_1} = 0,49$  мм,  $\delta_{sk_2} = 0,45$  мм.

В соответствии с предложенной методикой осуществлена оценка точностных характеристик измерений псевдодалностей по фазе несущей, получаемых АСН ГКА. Результаты оценок рассчитаны по двум выборкам измерений, содержащих соответственно 36 (выборка S1) и 35 (выборка S2) сеансов двойных разностей при не менее 30 измерений в каждом сеансе.

Итоговые результаты упомянутых оценок представлены в табл. 4.

Таблица 4. Оценки точностных характеристик измерений ФН

Выборка	$\max \nabla m_{sk_i}$ , мм	$\nabla L_{л}$ , мм	$\nabla L_{п}$ , мм	$\beta^*$
S1	1,45	0,46	2,40	0
S2	1,54	0,07	3,00	0

Здесь использованы следующие обозначения:  
 $\max \nabla m_{sk_i}$  — максимальное среднее значение СКП исходных измерений ФН для группы при коэффициентах усиления  $k_i, i = 1, 2$ ;

$\nabla L$  — доверительный интервал среднего статистической оценки СКП;

$p$  — вероятность нахождения среднего оценки СКП в  $\nabla L$ ;

$\beta^*$  — оценка вероятности нахождения  $\nabla m_s$  вне  $\nabla L$ ;

$\nabla L_{л}$  — левая граница доверительного интервала  $\nabla L$  (минимальная граница  $\nabla L$  при коэффициентах усиления  $k_i, i = 1, 2$  с вероятностью доверия  $p = 0,9973$ );

$\nabla L_{п}$  — правая граница доверительного интервала  $\nabla L$  (максимальная граница  $\nabla L$  при коэффициентах усиления  $k_i, i = 1, 2$  с вероятностью доверия  $p = 0,9973$ , равно «недоверия» —  $\beta = 1 - 0,9973 = 0,0027$ ).

Полученные статистические характеристики в табл. 2–4 и графики на рис. 1–2 являются репрезентативными оценками аппаратных погрешностей измерений по ФН для выбранного КА.

## Заключение

1. Предложена методика оценки аппаратной погрешности навигационных измерений ФН, получаемых в двухчастотном режиме бортовыми навигационными системами НОКА.

2. Получены выборочные оценки аппаратных погрешностей навигационных измерений ФН, полученных АСН ГКА. В частности, установлено, что с вероятностью  $p = 0,9973$  среднее значение СКП измерений ФН при использовании НКА

ГЛОНАСС находится в пределах 2–3 мм, что согласуется с СКП для других аналогичных аппаратов.

3. Предложенная методика и технология оценки аппаратных погрешностей результатов измерений ФН, полученных в двухчастотном режиме АСН НО ГКА, могут быть использованы как типовые для мониторинга точности ГНСС-измерений широкого класса российских и зарубежных НОКА.

4. Визуальный анализ невязок ДР ФН, представленных на рис. 1 и рис. 2, позволяет сделать предположение о наличии в них слабого тренда, появление которого предположительно может быть обусловлено влиянием среды распространения радиосигналов. Окончательное заключение может быть получено по результатам обработки измерений на длительных интервалах времени и является предметом дальнейших исследований.

## Список литературы

1. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. М.: ФГУП «Картгеоцентр», 2005. 334 с.
2. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. М.: Мир, 1976. 774 с.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1968. 576 с.
4. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. М.: Сов. радио, 1978. 384 с.
5. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1986.
6. ГОСТ Р 50779.21-2004. Статистические методы. Правила определения и методы расчета статистических характеристик по выборочным данным. Часть 1. Нормальное распределение.

УДК 681.7.069.32+629.78 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.39.47

## Обработка изображений на борту КА ДЗЗ методом инверсной фильтрации

**В. Е. Квитка**, аспирант МФТИ, *kva-vasja@yandex.ru*

Филиал АО РКЦ «Прогресс»–НПП «ОПТЭК», г. Москва, Зеленоград, Российская Федерация  
Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

**В. Д. Блинов**, *v\_blinov@mail.ru*

Филиал АО РКЦ «Прогресс»–НПП «ОПТЭК», г. Москва, Зеленоград, Российская Федерация

**Аннотация.** Спутниковые снимки Земли высокого разрешения имеют размытие мелких деталей и малый контраст. Это обусловлено низкими значениями функции передачи модуляции крупных оптических систем наблюдения Земли космического базирования. В статье рассматриваются проблемы восстановления изображений методом инверсной фильтрации. Предлагаются различные способы ее осуществления. Выявлена необходимость предварительного шумоподавления снимков перед их восстановлением. Произведен количественный и качественный анализ работы наиболее известных алгоритмов шумоподавления применительно к этой задаче. Разработаны и опробованы адаптивные алгоритмы предварительного шумоподавления. Путем компьютерного моделирования изображений и сравнением критериев качества находится оптимальный для данной задачи алгоритм предварительного шумоподавления снимков. Исследована возможность альтернативного решения проблемы усиления шумов на снимке при выполнении инверсной фильтрации — применение регуляризации. Проведено компьютерное моделирование различных способов регуляризации. Визуальный анализ результатов моделирования изображений и сравнение количественных критериев их качества позволили определить оптимальные параметры функции регуляризации.

**Ключевые слова:** шумоподавление, инверсная фильтрация, функция передачи модуляции

## Image Processing by Inverse Filtering Onboard ERS Spacecraft

**V. E. Kvitka**, postgraduate student, *kva-vasja@yandex.ru*

Joint Stock Company “Space Rocket Centre «Progress»–Scientific and Production Enterprise «ОПТЕКС»”,  
Zelenograd, Moscow, Russian Federation

Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

**V. D. Blinov**, *v\_blinov@mail.ru*

Joint Stock Company “Space Rocket Centre «Progress»–Scientific and Production Enterprise «ОПТЕКС»”,  
Zelenograd, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** Satellite images of the Earth of high resolution have blurring of small details and low contrast. This is due to the low values of the modulation transfer function of the large space-based optical Earth observation systems. The problems of image reconstruction by the inverse filtering method are considered in the article. Various ways of its implementation are suggested. The necessity of preliminary noise reduction of images before their restoration is revealed. A quantitative and qualitative analysis of the performance of the most well-known noise reduction algorithms has been performed. Adaptive algorithms of preliminary noise reduction are developed and tested. By the computer simulation of images and comparison of quality criteria, the optimal algorithm of preliminary noise reduction of images is discovered for this task. Regularization, an alternative solution to the problem of noise amplification in an image when performing inverse filtering is studied. A computer simulation of various regularization methods has been carried out. A visual analysis of the results of image simulation and comparison of quantitative criteria for their quality made it possible to determine the optimal parameters of the regularization function.

**Keywords:** noise reduction, inverse filtering, modulation transfer function

## Постановка задачи

Одно из свойств космических аппаратов дистанционного зондирования Земли высокого разрешения (КА ВР) — низкая величина функции передачи модуляции (ФПМ) на высоких пространственных частотах. Визуально это проявляется в размывании изображений маленьких объектов [1]. Исследуем возможность улучшения изображения с помощью инверсной фильтрации, выполняемой на борту космического аппарата.

Как известно, функция передачи модуляции  $MTF(\nu)$  связывает фурье-образ  $F(\mathbf{A})$  исходного изображения  $\mathbf{A}$  и фурье-образ  $F(\mathbf{B})$  изображения  $\mathbf{B}$ , получаемого оптико-электронной системой, что показано уравнением (1). Здесь и далее речь идет о двумерном дискретном преобразовании Фурье (ДДПФ)

$$F(\mathbf{B}) = F(\mathbf{A}) \cdot MTF(\nu). \quad (1)$$

Естественным образом возникает предложение восстановить изображение  $\mathbf{A}$ , имея изображение  $\mathbf{B}$ , полученное КА ВР при съемке поверхности Земли. Проведем это действие по формуле (2):

$$\mathbf{A} = F^{-1} \left( \frac{F(\mathbf{B})}{MTF(\nu)} \right). \quad (2)$$

Однако реализация данного метода, известного как инверсная фильтрация, имеет большую практическую трудность: при малых величинах  $MTF(\nu)$  шумы, всегда присутствующие на изображении  $\mathbf{B}$ , приведут к сильным искажениям восстановленного изображения  $\mathbf{A}$  [2]. Соответственно возникает вопрос об исследовании границ применимости данного метода восстановления изображений. Ключевым моментом является необходимость выполнения процедуры не на Земле, а при бортовой обработке снимков. В противном случае будут иметь место дополнительные искажения, связанные с работой алгоритма сжатия видеоданных.

## Моделирование снимков

Процедура моделирования снимков основана на использовании аэроснимков в 12-битной градации яркости. Так как рассматривается инверсная

фильтрация применительно к КА высокого разрешения (около 0,5 м), то необходимо, чтобы исходные снимки имели значительно меньшую проекцию пикселя. В противном случае визуальный анализ результатов инверсной фильтрации будет некорректным, так как ФПМ аэрокамеры, существенно отличающаяся от 1, внесет свои искажения. Поэтому для моделирования используются аэрофотоснимки с проекцией пикселя  $L_{aer}$  не более 0,2 м.

Отметим его основные этапы:

1. Рассчитывается проекция пикселя аэрофотоснимка  $L_{aer}$ , после чего он перемасштабируется на проекцию пикселя  $L_{КА}$  (коэффициент масштабирования  $k = L_{aer}/L_{КА}$ ). Результаты этой операции описываются матрицей  $\mathbf{A}$ .

2. Вычисляется функция передачи модуляции (ФПМ) оптико-электронного тракта КА  $MTF(\nu)$ , показанная на рис. 1.

3. Выполняется ДДПФ снимка  $\mathbf{A}$ . Обозначим результат как  $F(\mathbf{A})$ .

4. Имитируем размытие мелких деталей изображения  $\mathbf{A}$  путем домножения спектра  $F(\mathbf{A})$  на ФПМ оптико-электронного тракта  $MTF(\nu)$ . Полученный результат  $F(\mathbf{B}) = F(\mathbf{A}) \cdot MTF(\nu)$  является фурье-спектром изображения  $\mathbf{B}$ , формируемого в фокальной плоскости телескопа. Соответственно для получения снимка  $\mathbf{B}$  необходимо выполнить обратное ДДПФ по формуле

$$\mathbf{B} = F^{-1}(F(\mathbf{B})) = F^{-1}(F(\mathbf{A}) \cdot MTF(\nu)). \quad (3)$$

5. Моделируем шумы снимка  $\mathbf{B}$  с учетом фотонного шума на основе энергетического расчета КА ВР для соответствующей высоты Солнца над горизонтом. Тогда СКО шума имеет свое собственное значение для каждого пикселя. Обозначим результат как  $\mathbf{C}$ .

Отметим, что здесь применена безразмерная пространственная частота, нормированная на частоту Найквиста (55,56 пар линий на мм).

На рис. 2–4 показаны фрагменты передискретизованного аэрофотоснимка  $\mathbf{A}$ , изображения на фокальной плоскости объектива  $\mathbf{B}$  и зашумленного изображения  $\mathbf{C}$  соответственно при возвышении Солнца  $h_s = 5^\circ$ . Все три снимка включают четыре трехпальных мира слева вверху (высокий и низкий контрасты; периоды 2 и 4 пикселей).

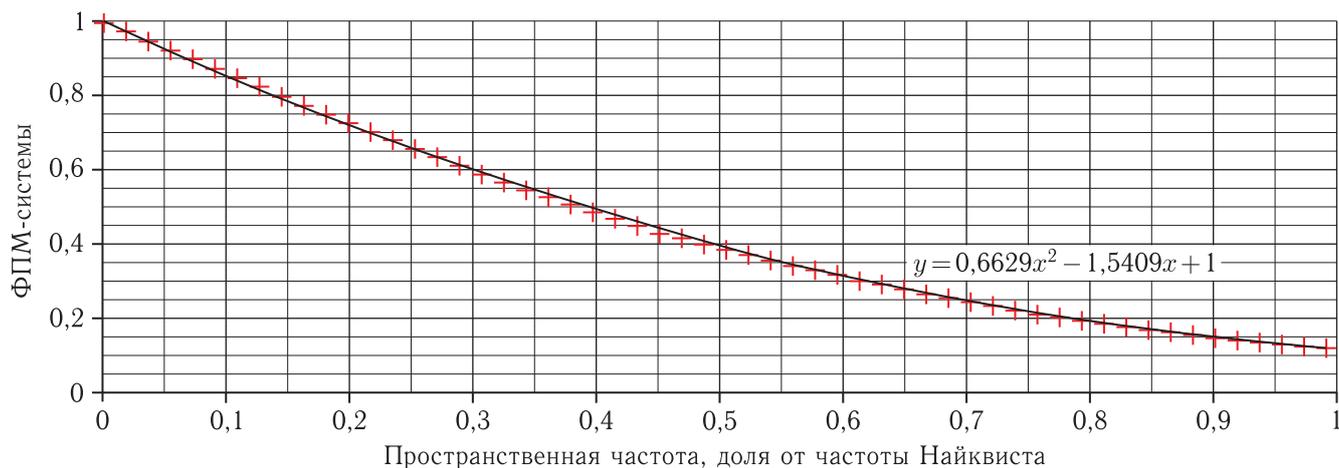


Рис. 1. Функция передачи модуляции системы и ее аппроксимация



Рис. 2. Снимок А



Рис. 3. Снимок В



Рис. 4. Зашумленный снимок С

### Исследование инверсной фильтрации

Проведем инверсную фильтрацию без предварительного шумоподавления для снимков  $C(h_s)$ , зашумленность которых соответствует различным возвышениям Солнца над горизонтом  $h_s$ . Восстановленное изображение  $A_{inv}$  описывается формулой

$$A_{inv} = F^{-1} \left( \frac{F(C)}{MTF(\nu)} \right). \quad (4)$$

Результат показан на рис. 5, где приведены увеличенные фрагменты снимков.

Из рисунка видно, что удовлетворительный результат инверсной фильтрации можно получить только при возвышениях Солнца, превышающих  $h_s = 30^\circ$ , когда зашумленность снимков мала. Тогда выполним сначала шумоподавление, получив снимок  $C_{fil}$ , и только после этого проведем инверсную фильтрацию над ним. Результаты показаны на рис. 6.

Из рисунка видно, что лучший результат обеспечивается при инверсной фильтрации снимка, прошедшего шумоподавление псевдомедианным фильтром, описанным в [3]. В этом методе сигнал пикселя заменяется на  $med(y1, y2, y3)$ , где  $y1, y2, y3$  — значения медиан сигнала в строках окна



Рис. 5. Инверсная фильтрация без предварительного шумоподавления

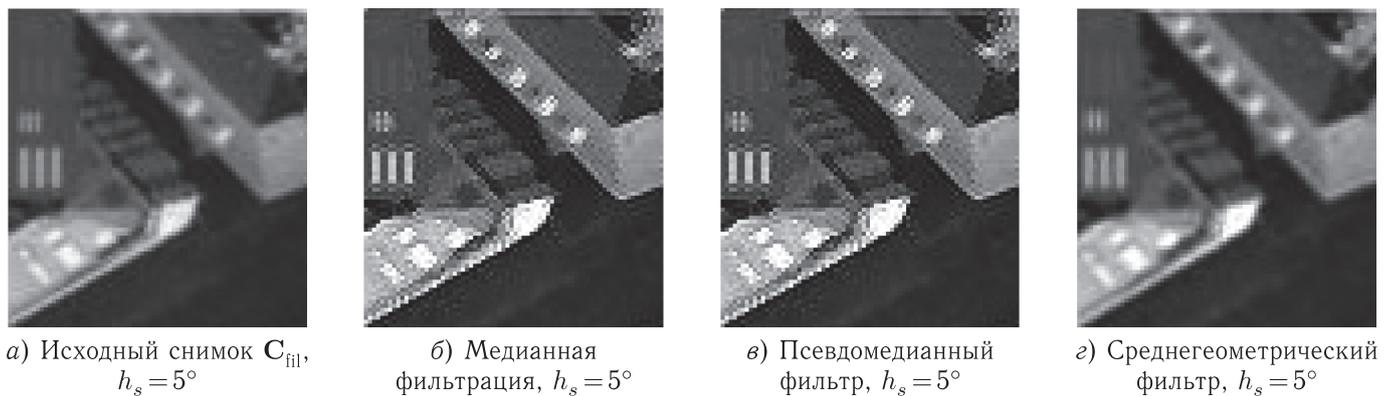


Рис. 6. Результаты шумоподавления и последующей инверсной фильтрации

$3 \times 3$  пикселя. Восстановление после медианной фильтрации шума породило искажения трехшпальной миры, а среднегеометрический фильтр настолько сильно размывает детали, что инверсная фильтрация не способна восстановить резкость краев.

### Предварительная обработка адаптивным фильтром

Исследуем инверсную фильтрацию, выполненную над снимком, прошедшим шумоподавление адаптивным алгоритмом. Идея такого фильтра описана в [2, с. 355]. Он должен учитывать зависимость СКО шума от сигнала в пикселе, а при наличии сильных перепадов яркости не сглаживать их, так как это не шумы, а контуры объектов.

Предлагается следующий алгоритм: в качестве признака наличия контуров в окне  $3 \times 3$  пикселя  $\mathbf{E}$  примем условие, что  $\text{СКО}^2(\mathbf{E})/\text{noise}^2(i, j) \geq 9$ . То есть фактическое СКО шума в окне  $3 \times 3$  пик-

селя в 3 раза больше, чем шум в пикселе  $\mathbf{C}(i, j)$ . Блок-схема алгоритма показана на рис. 7.

При этом СКО шума определяется бортовым устройством по формуле

$$\text{noise}(i, j) = \frac{4095}{P_{\text{зар}}} \cdot \sqrt{\mathbf{C}(i, j) \cdot \frac{P_{\text{зар}}}{4095}}. \quad (5)$$

Зарядовая емкость фотоприемника  $P_{\text{зар}}$  известна заранее. Однако вычисление квадрата величины СКО сигнала в окне  $3 \times 3$  пикселя требует около 20 операций, что весьма много для задачи бортовой обработки.

### Выявление контуров с помощью градиента

Используем для шумоподавления градиентный алгоритм, учитывающий направление контуров в скользящем окне  $3 \times 3$  пикселя. Как известно,

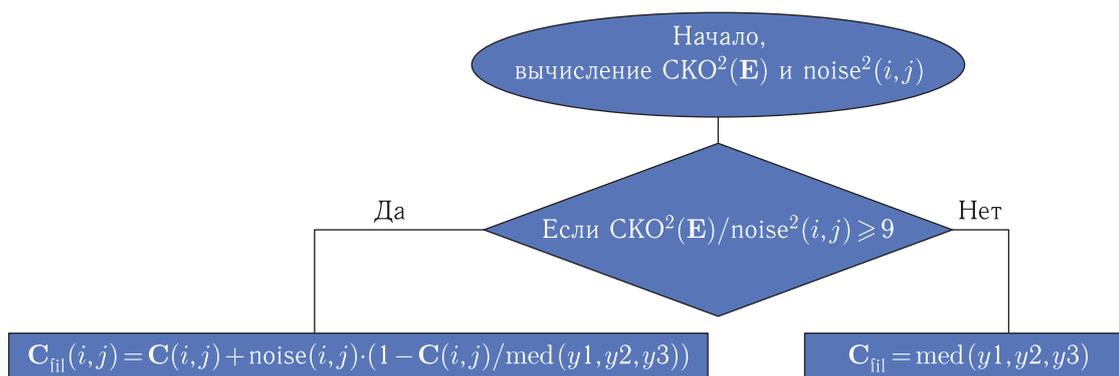


Рис. 7. Блок-схема алгоритма

градиент функции двух переменных  $U(x, y)$  является вектором, задающим направление наибольшего изменения функции. При наличии в окне контура вектор-градиент будет перпендикулярен резкому краю. Тогда усредним яркости пикселей именно по направлению контура, чтобы не допустить его размывания. Математически это описывается формулой

$$C_{fil}(i, j) = a \cdot C(i, j) + b \cdot \left( \sin^2 \theta \cdot \frac{C(i, j - 1) + C(i, j + 1)}{2} + \cos^2 \theta \cdot \frac{C(i - 1, j) + C(i + 1, j)}{2} \right). \quad (6)$$

При этом выполняется условие  $a + b = 1$ , необходимое для неизменности средней яркости изображения однородной поверхности. Угол  $\theta$ , являющийся углом между вектором-градиентом и осью  $X$ , определяется по формуле

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\frac{\partial U}{\partial y}}{\frac{\partial U}{\partial x}} = \frac{C(i + 1, j) - C(i, j)}{C(i, j + 1) - C(i, j)}. \quad (7)$$

Тогда  $\sin^2 \theta = \frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{1 + \operatorname{tg}^2 \theta}$ , а  $\cos^2 \theta = \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \theta}$ .

Эти равенства позволяют избежать трудоемкого вычисления синуса и косинуса методом разложения в ряд Тейлора.

Отметим, что угловые пиксели окна  $3 \times 3$  не участвуют в вычислениях. Для улучшения передачи негоризонтальных и невертикальных контуров введем в алгоритм ветвь, учитывающую величины угловых пикселей окна  $3 \times 3$ . Блок-схема

градиентного алгоритма шумоподавления показана на рис. 8.

При рассмотрении диагонального контура  $30^\circ < |\theta| < 60^\circ$  одна ветвь работает, когда контур можно считать диагональным и при этом в верхней части окна  $3 \times 3$  контур находится сверху, а в правой части окна — внизу. Аналогично другая ветвь работает, если в верхней части окна  $3 \times 3$  диагональный контур находится внизу. Результаты применения алгоритма для значений параметров  $a = 0,5$  и  $b = 0,5$  показаны на рис. 9–11.

Как видно из рис. 9–11, при высоте Солнца, превышающей  $10^\circ$ , обеспечивается вполне приемлемый результат инверсной фильтрации.

### Шумоподавление на основе лапласиана

Выявлять контуры и неоднородности в окне  $3 \times 3$  можно с помощью оператора Лапласа (лапласиана). Определим его в уравнении

$$\operatorname{Lap}(i, j) = \left| \frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} \right| = \left| (C(i, j - 1) + C(i, j + 1) - 2 \cdot C(i, j)) + (C(i - 1, j) + C(i + 1, j) - 2 \cdot C(i, j)) \right|. \quad (8)$$

Очевидно, что для белой точки на черном фоне получится, что  $\operatorname{Lap}(i, j) = 2 \cdot |0 + 0 - 4095| = 8160$ . Для абсолютно резкой горизонтальной белой линии на черном фоне имеем, что  $\operatorname{Lap}(i, j) = |0 + 0 - 4095| = 4095$ .

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\frac{\partial U}{\partial y}}{\frac{\partial U}{\partial x}} = \frac{C(i+1, j) - C(i, j)}{C(i, j+1) - C(i, j)}$$

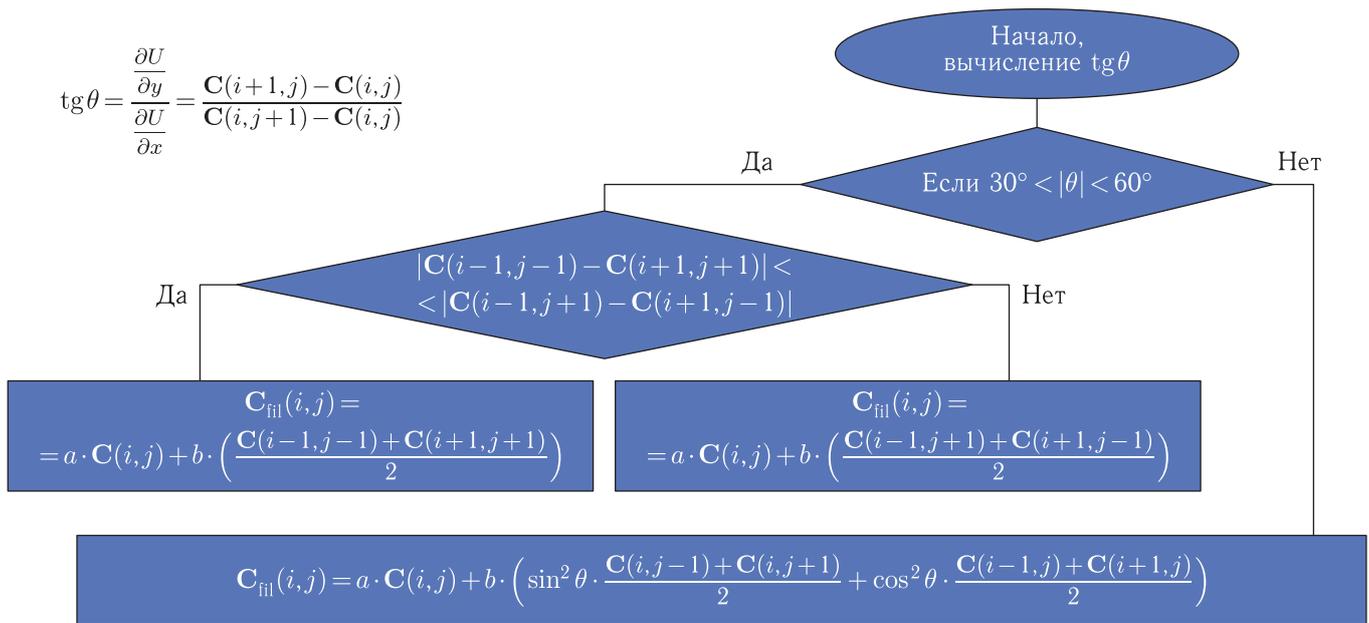


Рис. 8. Блок-схема градиентного алгоритма шумоподавления



Рис. 9.  $a = 0,5, h_s = 2^\circ$



Рис. 10.  $a = 0,5, h_s = 5^\circ$

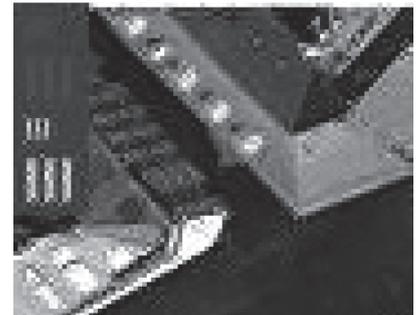


Рис. 11.  $a = 0,5, h_s = 10^\circ$

Рассмотрим алгоритм, основанный на трех пороговых значениях лапласиана в текущей точке снимка  $C(i, j)$ . Блок-схема показана на рис. 12.

Здесь  $S_{ij}$  — окно  $3 \times 3$  пикселя, а  $S'_{ij}$  — проколотая окрестность точки  $(i, j)$ , то есть окно  $3 \times 3$  без центрального пикселя. Соответственно  $\langle S_{ij} \rangle$  обозначает среднее значение по 9 пикселям, а  $\langle S'_{ij} \rangle$  — среднее значение сигнала 8 пикселей.

Таким образом, мы отказываемся от изменения сигнала в точках с очень сильными локальными неоднородностями ( $Lap(i, j) \geq 1000$ ), чтобы избежать размыва мелких деталей. Наоборот, для равномерных участков работает ветвь, усредняющая с одинаковыми весами все 9 пикселей окрестности.

Применим описанный алгоритм для предварительного шумоподавления, проводимого перед инверсной фильтрацией. Результат получения снимков  $A_{inv}$  для разных возвышений Солнца показан на рис. 13–14.

Как видно из рис. 13–14, результат восстановления для данного алгоритма предварительного шумоподавления хуже, чем при использовании градиентного метода, так как имеют место одиночные темные или светлые точки на однородных участках.

### Регуляризация решения

Кроме применения адаптивных алгоритмов шумоподавления, проблему деления фурье-образа

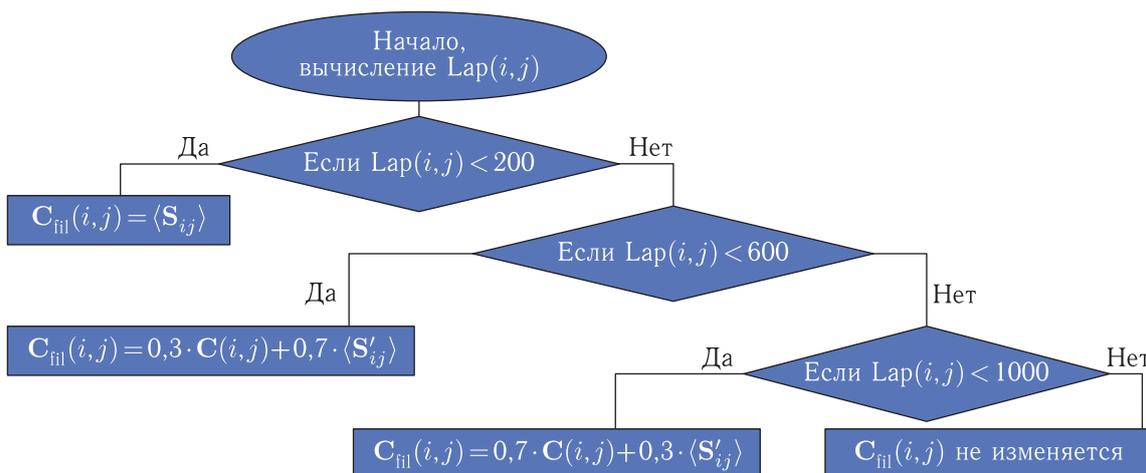


Рис. 12. Блок-схема лапласианного алгоритма шумоподавления



Рис. 13.  $A_{inv}, h_s = 2^\circ$



Рис. 14.  $A_{inv}, h_s = 10^\circ$

на малую величину ФПМ можно решить регуляризацией решения, описанной в [4]. Идея регуляризации описывается формулой

$$A_{inv} = F^{-1} \left( \frac{F(C)}{MTF(\nu) + Reg(\nu)} \right), \quad (9)$$

где  $Reg(\nu)$  — функция регуляризации.

Из анализа формулы (9) можно сформулировать два требования к функции регуляризации:

- $Reg(0) = 0$ , так как на малых пространственных частотах искажения минимальны и регуляризация не нужна;
- $Reg(1)$  должна быть ненулевая, но и не близка к 1, чтобы не допускать большого искажения восстановленного изображения.

Использование регуляризации вместо предварительного шумоподавления представляет интерес, так как требует меньшего числа операций с массивом данных.

Проведем анализ различных вариантов функции регуляризации.

### Квадратичная зависимость

$Reg(\nu) = \alpha \cdot \nu^2$ , где  $\alpha$  — экспериментально подбираемый безразмерный коэффициент. Попробуем экспериментально оптимизировать величину  $\alpha$ . На рис. 15 показано моделирование инверсной фильтрации для разных значений  $\alpha$  без предварительного шумоподавления.

При анализе рис. 15, *a–в* видно, что с ростом  $\alpha$  возрастает соотношение сигнал/шум, но при этом падает передача контраста. Характер данной зависимости показан на рис. 16. Далее будем говорить об отношении сигнал/шум, приведенном для сигнала, составляющего половину от максимума, что соответствует альбедо 0,5. Обозначим данную величину  $SNR_{50}$ .

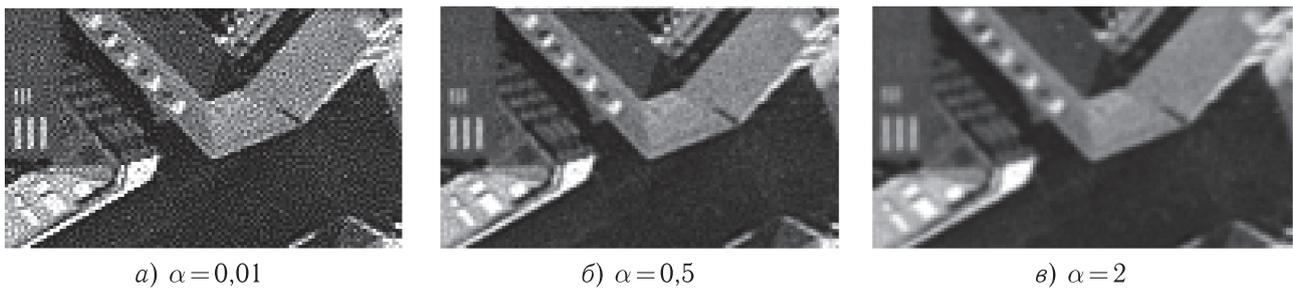
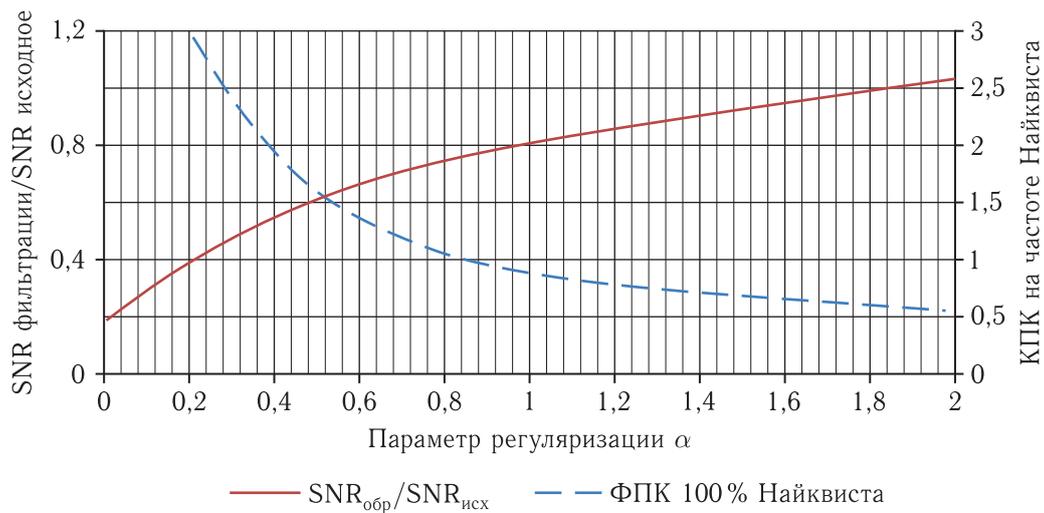


Рис. 15. Моделирование инверсной фильтрации без предварительного шумоподавления

Рис. 16. Зависимости коэффициента передачи контраста (КПК) и изменения соотношения сигнал/шум (SNR после фильтрации/SNR исходное) от коэффициента  $\alpha$ 

Принимая, что КПК должен быть близок к 1, как и изменение SNR, определим, что оптимальное значение  $\alpha$  находится в пределах от 0,6 до 1.

получаем, что оптимальное значение  $\beta$  находится в пределах от 0,8 до 1,2.

### Кубическая зависимость

Рассмотрим другую регуляризующую функцию —  $\text{Reg}(\nu) = \beta \cdot \nu^3$ , где  $\beta$  — экспериментально подбираемый безразмерный коэффициент. Тогда влияние изменения знаменателя дроби (3) на малых частотах будет меньше, чем у квадратичной регуляризации. На рис. 15, а–в показано моделирование инверсной фильтрации без шумоподавления. Аналогично квадратичной регуляризации с ростом  $\beta$  возрастает соотношение сигнал/шум, но при этом падает КПК. Характер данной зависимости показан на рис. 17.

Принимая, что коэффициент передачи контраста должен быть близок к 1, как и изменение SNR,

### Заключение

Для математического описания качества инверсной фильтрации сведем в табл. основные характеристики ее вариантов. Здесь ФПК ( $0,5\nu_N$ ) — отношение контрастов мира с пространственной частотой 50% частоты Найквиста для преобразованного и исходного снимков. Отрицательное значение ФПК соответствует инверсии шпал мира: черная шпала становится белой и наоборот. Аналогичное явление можно наблюдать на рис. 6 при псевдомедианной фильтрации.

Проанализируем данные таблицы и результаты работы предварительных алгоритмов шумоподавления. Оптимальными решениями для подготовки

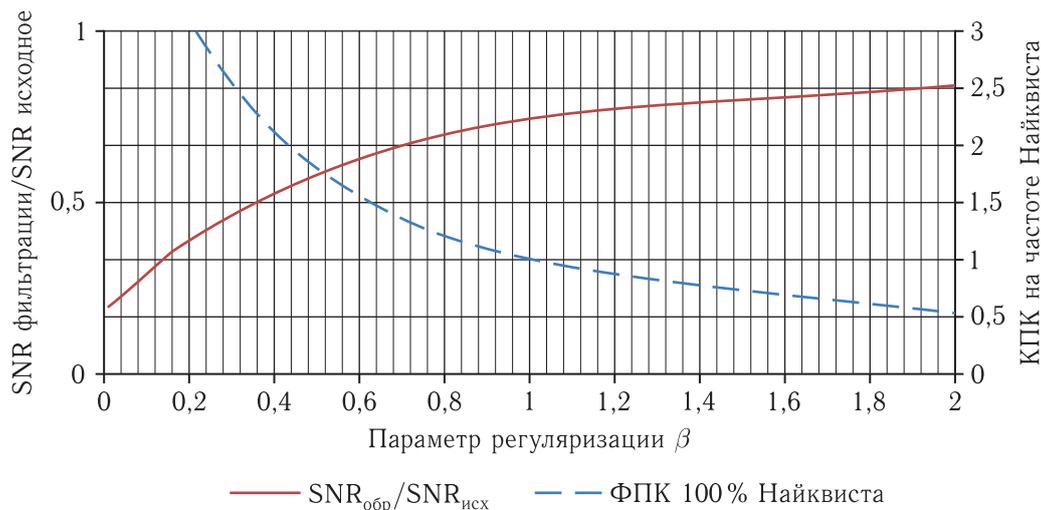


Рис. 17. Зависимости КПК и изменения соотношения сигнал/шум (SNR после фильтрации/SNR исходное) от коэффициента  $\beta$

Таблица. Основные характеристики вариантов инверсной фильтрации

Вариант предварительного шумоподавления	SNR <sub>50</sub>		ФПК	
	на исходном снимке	на обработанном снимке	$0,5\nu_N$	$\nu_N$
Без шумоподавления	31	5,6	3	8,26
Псевдомедианой	31	15	2,4	-5
Градиентный алгоритм	31	9	3	7
Лапласианный алгоритм	31	21	3,7	8,6
Регуляризация $\alpha \cdot \nu^2$ ( $\alpha = 0,8$ )	31	$31 \cdot 0,7 = 22$	1	1
Регуляризация $\beta \cdot \nu^3$ ( $\beta = 1$ )	31	$31 \cdot 0,75 = 23$	1	1

изображений представляются использование градиентного метода шумоподавления или же кубическая регуляризация. Кроме того, можно применять совместное использование этих операций, когда регуляризация выполняется для фурье-образа снимка, прошедшего шумоподавление.

### Список литературы

1. Бакланов А.И. Системы наблюдения и мониторинга: учебное пособие. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. 234 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
3. Акиншин Н.С., Есиков О.В. Псевдомедианная фильтрация для обработки оптических изображений // Материалы XII научно-технической конференции «Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли». Калуга: Манускрипт, 2015. 436 с.
4. Кашкин В.Б. Цифровая обработка аэрокосмических изображений. Версия 1.0 [Электронный ресурс]: конспект лекций / В.Б. Кашкин, А.И. Сухинин. Красноярск: ИПК СФУ, 2008.

DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.48.51

**Замечания АО «РКЦ «Прогресс» к статье  
«О предельном инструментальном разрешении  
космического аппарата «Ресурс-П» (№№ 1, 2, 3)»  
автора К. Н. Свиридова (журнал «Ракетно-космическое  
приборостроение и информационные системы»,  
2017 г., том 4, выпуск 2, с. 20–28)**

**Аннотация.** В редакцию журнала «Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы» поступило письмо из АО «РКЦ «Прогресс», г. Самара, о статье «О предельном инструментальном разрешении космического аппарата «Ресурс-П» (№№ 1, 2, 3)» автора К. Н. Свиридова, опубликованной в журнале в 2017 г., том 4, выпуск 2.

В письме выражается несогласие с позицией автора статьи. Неоднозначная оценка научных результатов автора свидетельствует о важности рассматриваемой темы и, несомненно, будет способствовать поиску наиболее совершенных методов повышения инструментального разрешения оптико-электронных средств ДЗЗ.

В рамках научной дискуссии на страницах журнала публикуем текст письма АО «РКЦ «Прогресс» без каких-либо изменений и с сохранением авторского стиля.

**Comments of JSC SRC Progress to the Article  
“Limiting Instrumental Resolution  
of the Resurs-P Spacecraft (No. 1, 2, 3)” by K. N. Sviridov  
(journal “Rocket-Space Device Engineering  
and Information Systems”, 2017, Vol. 4, Iss. 2, pp. 20–28)**

**Abstract.** The editorial board of the journal “Rocket-Space Device Engineering and Information Systems” received a letter from JSC SRC Progress, Samara, concerning the article “Limiting Instrumental Resolution of the Resurs-P Spacecraft (No. 1, 2, 3)” by K. N. Sviridov, published in the journal in 2017, Volume 4, Issue 2.

The letter expresses disagreement with the position of the author of the article. The controversial assessment of the author’s scientific work testifies to the importance of the topic under consideration and will undoubtedly contribute to the search for the most advanced methods for increasing the instrumental resolution of the optical and electronic means of remote sensing.

В статье содержится ряд неточностей, которые нельзя оставить без внимания, поскольку они носят принципиальный характер и затрагивают основные целевые характеристики оптико-электронных средств ДЗЗ. Итак, по пунктам заключения.

1. По пунктам 1 и 4 заключения.

В статье утверждается, что предельное разрешение на местности КА «Ресурс-П» завышено в 2 раза и составляет 1,43 м, а не 0,71 м (по п. 1 заключений) и следует перейти на оценку качества информации по проекции 2 пикселей (п. 4 заключения).

Похоже, что это утверждение автор относит и ко всем другим средствам ДЗЗ как отечественным, так и зарубежным, поскольку подход к оценке пространственного разрешения по проекции пикселя общепринят.

Практика представления ЛРМ при наблюдении из космоса как проекции пикселя, а не как периода дискретизации, т. е. не по двойному размеру пикселя, сложилась давно, где-то с 70-х годов прошлого века, т. е. с начала активного развития средств ДЗЗ, и с тех пор широко применяется. Пересматривать ее не имеет смысла. Причин несколько:

- потребителей информации интересует в первую очередь минимально разрешаемый элемент на поверхности Земли;

- показатель универсальный и не зависит от условий съемки в отличие от ЛРМ в условиях эксплуатации, которые варьируются в зависимости от требований потребителей и могут заметно отличаться;

- введение новых показателей приводит к запутыванию оценки качества ОЭА.

**Вывод.** Представленное предельное разрешение КА «Ресурс-П» (0,71 м) не противоречит общепринятому в мировой практике.

2. По п. 2 заключения по предельному дифракционному разрешению на местности.

В статье неожиданно перепутываются понятия пиксельного и дифракционного разрешений.

Дифракционное разрешение определяет потенциальные возможности оптики и описывается формулами: предельная частота, которую пропускает объектив, определяется известной зависимостью (Шеннон Р., Вайант Дж. Проектирование оптиче-

ских систем. М.: Мир, 1983 г.)

$$f_{\text{дифр}} = \frac{D}{\lambda F},$$

период разрешаемой миры в фокальной плоскости

$$T = \frac{1}{f_{\text{дифр}}}.$$

Для ОЭА ДЗЗ линейное разрешение определяется половиной этого периода, т. е.

$$L_{\phi} = \frac{1}{2f_{\text{дифр}}}$$

в фокальной плоскости, и

$$L_{\text{дифр}} = \frac{\lambda H}{2D}$$

на местности, где  $\lambda$  — длина волны регистрируемого излучения (для КА «Ресурс-П» —  $\lambda = 0,58$ – $0,8$  мкм);

$H$  — высота съемки;

$F$  — фокусное расстояние объектива;

$D$  — диаметр объектива.

Для КА «Ресурс-П» (при  $\lambda = 0,58$  мкм)  $f_{\text{дифр}}$  составляет  $216 \text{ мм}^{-1}$  а  $L_{\text{дифр}} = 0,276$  м.

В реальности характеристики оптики всегда хуже дифракционных, поскольку присутствуют неизбежные потери из-за аберраций, технологических погрешностей изготовления, эксплуатационных условий. Это приводит к необходимости балансировать характеристиками ФПУ, подстраивая их под реальные характеристики оптики, чтобы, с одной стороны, получить приемлемые условия работы ФПУ по рабочим пространственным частотам оптики (где обеспечиваются достаточно высокие ФПМ), а с другой — чтобы не перегрузить тракт передачи информацией, не несущей полезного сигнала.

Проекция пикселя (ground sample distance, GSD) характеризует потенциальные возможности системы объектив–приемник.

В правильно спроектированной системе разрешение в благоприятных условиях наблюдения (при минимальных потерях по атмосфере, по смазам изображения, по терморасстраиваемости, при высоком контрасте объекта и др.) должно

приближаться к пиксельному. Это разрешение описывается формулой

$$L_{\text{пикс}} = \frac{\delta H}{F},$$

где  $\delta$  — размер приемника.

Соотношение

$$\frac{L_{\text{пикс}}}{L_{\text{дифр}}} = K$$

можно назвать коэффициентом совершенства оптической системы. Если подставить в эту формулу значения  $L_{\text{пикс}}$  и  $L_{\text{дифр}}$ , то получим

$$K = \frac{2\delta D}{\lambda F}.$$

Естественно,  $K > 1$ .

Анализ отечественного и зарубежного опыта создания ОЭА для ДЗЗ показывает, что на современном этапе для наиболее совершенных высокоразрешающих ОЭА обеспечивается (для  $\lambda = 0,55$  мкм) этот коэффициент на уровне  $K = 2,2-2,4$ .

Например:

КА	Параметр			
	$D$ , м	$F$ , м	$\delta$ , мкм	$K$
Pleiades	0,65	12,9	13	2,38
WorldView-2	1,1	13,3	8	2,4
SPOT-6	0,2	4,17	12	2,1
EROS-B	0,5	5	7	2,5

Для КА «Ресурс-ДК1» этот коэффициент (для  $\lambda$ , приведенной к 0,55 мкм) был  $K = \frac{2 \cdot 9 \cdot 0,5}{0,55 \cdot 4} = 4$ .

Для изделия — его предшественника:

$$K = \frac{2 \cdot 12 \cdot 0,5}{0,558 \cdot 4} = 5,4.$$

Т. е. в этих системах имелся неиспользованный потенциал оптики, который и позволил применить в КА «Ресурс-П» приемники размером  $6 \times 6$  мкм (вместо  $9 \times 9$  мкм и  $12 \times 16$  мкм соответственно) и довести коэффициент  $\frac{L_{\text{п}}}{L_{\text{д}}}$  до

$$K = \frac{2 \cdot 6 \cdot 0,5}{0,55 \cdot 4} = 2,72.$$

Здесь можно говорить о возможности использования приемников размером около 5 мкм и доведения коэффициента  $K$  до 2,26, что соответствовало бы лучшим зарубежным образцам ОЭА. Далее возможности оптики исчерпываются.

Ни о каком-либо кардинальном изменении приемника до 2,3 мкм или увеличении фокусного расстояния до 10,4 м говорить не приходится, т. к. это будет противоречить здравому смыслу — пиксельное разрешение станет меньше дифракционного. Потребуется переход на высокие сквозные частоты системы, на которых не обеспечиваются требуемые ФПМ.

**Вывод.** Характеристики ОЭА «Ресурс-П» близки к предельным. Предложение автора по повышению разрешения противоречит физическому смыслу.

3. По п. 3 заключения о согласовании по Найквисту аппаратуры КА ДЗЗ.

В основе «нововведения» автора лежит предложенный им критерий, заключающийся в необходимости передачи детектором удвоенной частоты Найквиста объектива ( $f_{\text{дифр}} = f_{D/\lambda F} = f_{\text{макс.}} = f_N$ ). Данный подход ошибочен, т. к., во-первых, предельная частота определяется при значении ФПМ, равной нулю, контраст изображения мира равен нулю, т. е. изображение отсутствует; во-вторых, игнорируются полностью вопросы чувствительности аппаратуры (и, как следствие, достижимое отношение «сигнал/шум»). Задачей разработчиков ОЭА является такой подбор характеристик оптики-приемника, который обеспечит необходимые ФПМ и соотношение сигнал/шум на сквозной рабочей частоте.

Как показано выше, отношение проекции пикселя к дифракционному разрешению для современных ОЭА находится на уровне 2,2–2,4, что соответствует обратному соотношению частот дискретизации, т. е.

$$f_{\text{пикс}} = \frac{f_{\text{дифр}}}{2,2-2,4}.$$

То есть отношение  $f_{\text{дифр}}$  к  $f_{\text{пикс}}$  — более двух!

В зачетных условиях съемки при низком угле Солнца и малых контрастах разрешение на местности падает и соответственно снижается сквозная пространственная рабочая частота: для зачетных

условий КА «Ресурс-П»  $f_{\text{зач}} = \frac{H}{2 \cdot L \cdot F} \approx 60 \frac{\text{лин}}{\text{мм}}$ , что составляет  $\approx 70\%$  от частоты  $f_{\text{пикс}}$  приемника.

Если бы автор проанализировал, как на проектной стадии согласуются параметры системы объектив–приемник и существующее на сегодняшний день состояние по достигнутым характеристикам ОЭА, то убедился бы в том, что в передовых системах рабочие сквозные частоты существенно ниже предельных дифракционных. Строить ОЭА под утопические критерии в мире никто пока не собирается.

Вообще говоря, ОЭА КА «Ресурс-П» прошла в свое время стадию прикидочных расчетов, к которым можно отнести обсуждаемые в статье, после этого проведены оценки разрешающей способности с учетом всех влияющих факторов (о которых автор статьи забывает): фоноцелевой обстановки, ФПМ всех звеньев оптико-электронного тракта (аббераций, фотоприемника, смаза и др.), энергетической составляющей, шумовой составляющей. Априорные и апостериорные оценки дали хорошее совпадение. Пример методики реальной оценки разрешающей способности с учетом влияющих факторов можно найти: Батраков А. С., Анатольев А. О. Математическая модель для прогнозирования линейного разрешения космических оптико-электронных систем дистанционного зондирования. Оптический журнал, т. 67. № 7, 2000 г.

**Вывод.** Построение ОЭА с приведением частоты дискретизации приемника под дифракционную разрешающую объектива приводит к ошибочным результатам, поскольку на этих частотах не обеспечивается необходимая ФПМ системы.

4. По п. 5 и п. 6 заключения, касающихся учета влияния турбулентности атмосферы при съемке из космоса.

Затронута важная проблема ДЗЗ. Но применительно к характеристикам ОЭА КА «Ресурс-П»,

да и большинства ОЭА ДЗЗ, использующих ВЗН-матрицы, предложение по коррекции атмосферных искажений в процессе съемки сомнительно из-за длительности экспозиции (накопление до 192 строк) и изменения искажений волнового фронта за это время, а также проблем сопряжения этой коррекции с характерной частотой измерений 15–20 кГц. Прогнозируемый результат — достижение дифракционного разрешения — нереален.

**Вывод.** Предложение неконкретно, ожидаемый эффект необоснован.

## Заключение

1. Целевые характеристики КА «Ресурс-П» проверены съемками в ходе ЛИ, в том числе по мишенным комплексам; доказано их соответствие заявленным (а не в 2 раза хуже).

2. Характеристики ОЭА КА «Ресурс-П» близки к оптимальным для системы объектив–приемник и соответствуют мировому уровню.

3. Предложенные в статье «доработки аппаратуры» КА «Ресурс-П» не имеют оснований (абсурдны по своей сути), поскольку базируются на ошибочных принципах оптимизации ОЭА, не учитывающих многие определяющие факторы (ФПМ, с/ш и др.).

4. Предложение перейти на оценку разрешения на местности по проекции 2 пикселей противоречит сложившейся мировой практике ДЗЗ и нецелесообразно.

5. Дальнейшие обещанные автором статьи на тему «анализа реального инструментального разрешения и требуемых согласований по Найквисту» целесообразно до публикации подвергнуть критическому рассмотрению во избежание тиражирования ошибочных концепций.

УДК 621.391 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.52.57

## Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов ДЗЗ

**А. Н. Ершов**, *ean241@mail.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**В. В. Березкин**, *к. т. н., nkpor@spacecorp.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**С. В. Петров**, *petrov\_sv@spacecorp.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**А. В. Петров**, *petrov\_sv@spacecorp.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**Д. А. Почивалин**, *nkpor@spacecorp.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**Аннотация.** В статье рассматриваются вопросы выбора параметров «тонкой» структуры модулированных сигналов с целью оптимизации частотно-энергетических ресурсов при проектировании высокоскоростных (сотни и тысячи Мбит/с) радиолиний передачи информации, особенностями которых является применение сигнально-кодовых конструкций с видами модуляции высокого порядка и методов кодирования с высокими кодовыми скоростями.

На базе анализа модели радиолинии, содержащей нелинейность, которая ограничивает пиковую мощность на выходе мощного каскада передатчика и модулирующий сигнал с ненулевой величиной пик-фактора, делаются оценки основных характеристик радиолинии.

Результаты, полученные в статье, целесообразно использовать в процессе проектирования, испытаний, измерений и оптимизации параметров бортовых и наземных комплексов радиолиний высокоскоростной передачи информации, предназначенных для работы в системах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ).

**Ключевые слова:** высокоскоростные радиолинии, модулированные сигналы, сигнально-кодовые конструкции, частотно-энергетические ресурсы, фильтр Найквиста, пик-фактор

## Features of Calculation and Designing of High-Speed Radio Links of Earth Remote Sensing Spacecraft

**A. N. Ershov**, *ean241@mail.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**V. V. Berezkin**, *Cand. Sci. (Engineering), nkpor@spacecorp.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**S. V. Petrov**, *petrov\_sv@spacecorp.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**A. V. Petrov**, *petrov\_sv@spacecorp.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**D. A. Pochivalin**, *nkpor@spacecorp.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**Abstract.** The paper discusses the issues of selecting the parameters of a “thin” structure of the modulated signals to optimize frequency-energy resources when designing a high-speed (hundreds and thousands of Mbit/s) radio links for data transfer. Their features is application of signal-code constructs with the kinds of a high-order modulation and coding methods with high code rates.

Based on the analysis of a model of a radio link with nonlinearity, which limits a peak power in the output of the power cascade of the transmitter and a modulating signal with a nonzero value of a crest factor, the estimations of the main characteristics of a radio link are made.

It is marked, that the results received in the paper, are expedient to use during designing, tests, measurements, and optimization of the parameters of onboard and ground complexes of the radio lines of high-speed data transmission aimed to operate in Earth remote sensing (ERS) systems.

**Keywords:** high-speed radio links, modulated signals, signal-code constructs, frequency-energy resources, Nyquist filter, crest factor

Основной особенностью высокоскоростных радиолиний (скорость передачи от нескольких сотен Мбит/с до нескольких Гбит/с) является необходимость использования высоких величин кратности модуляции ( $m \geq 3$ ) и кодовой скорости ( $R \geq 0,8$ ), что определяется жесткими требованиями, накладываемыми ограничениями в доступности частотных ресурсов. Кратность модуляции с величиной  $m > 3$  определяет использование многоуровневой амплитудно-фазовой структуры, поскольку при  $m > 3$  эта структура по сравнению с одноуровневой (только фазовой структурой) обеспечивает максимум минимального евклидова расстояния между точками эквивалентного «сигнального созвездия».

При этом амплитудно-фазовая структура подразумевает два типа сигнального созвездия: в виде прямоугольной решетки (QAM) и в виде точек, расположенных на ряде концентрических окружностей (APSK).

Количественные энергетические характеристики, соответствующие этим видам модуляции, определяются двумя параметрами:

- минимальным евклидовым расстоянием между точками сигнального созвездия;
- пик-фактором модулированного сигнала (в нелинейном канале с ограниченной пиковой мощностью).

Опыт проектирования комплексов и аппаратуры высокоскоростных радиолиний показывает, что эти особенности далеко не всегда учитываются разработчиками как системных, так и приборных технических заданий.

Для APSK вероятность ошибки определяется усреднением интеграла вероятности на базе перебора всех евклидовых расстояний сигнального созвездия:

$$P_e \leq \frac{1}{M} \sum_{x \in X} \sum_{\substack{x' \in X \\ x' \neq x}} Q \left( \sqrt{\frac{E_s |x - x'|^2}{2N_o}} \right) \quad [1, 4],$$

где  $E_s = |x - x'| = d'$  — евклидово расстояние ( $d'_{ij} = \sqrt{(r_{p(i)}^2 + r_{q(j)}^2 - 2 \cdot r_{p(i)} \cdot r_{q(j)} \cdot \cos(\beta)_{ij})}$ ),  $\beta$  — угол между точками созвездия [1]).

Для QAM вероятность ошибки определяется по следующей формуле [2, с. 586]:

$$P_e \approx \frac{2(1 - L^{-1})}{\log_2 L} Q \left[ \sqrt{\left( \frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2Eb}{N_o}} \right].$$

В обеих формулах  $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \times \int_x^\infty e^{-\left(\frac{t^2}{2}\right)} dt$  — интеграл вероятности, при малых вероятностях ошибок заменяемый на приближение [2]:  $Q(x) \approx \exp(-0,5x^2)/(x\sqrt{2\pi})$ .

Пик-фактор PARP (pick/average ratio power) является отношением пиковой мощности  $P_{\text{пик}}$  к средней мощности  $P_{\text{ср}}$ :

$$\text{PARP} = P_{\text{пик}}/P_{\text{ср}} = (U_{\text{пик}}/U_{\text{ср}})^2.$$

Для сигнала на периоде 0, T [6]:

$$\text{PARP} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt}.$$

Или то же самое в терминах дискретных составляющих [3]:

$$\text{PARP} = \frac{\max_{n=0, 1, \dots, N-1} |x_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2}.$$

Причем величина PARP в реальных системах передачи зависит от двух параметров:

- кратности вида модуляции;
- коэффициента скругления согласованного фильтра Найквиста, определяющего полосу излучаемого сигнала в эфире.

В табл. 1 приведены основные параметры для нескольких типов модуляции, которые в настоящее время используются или их предполагается использовать в обозримом будущем в спутниковых системах передачи высокоскоростной информации. Комплекс приведенных параметров частично рассчитан по приведенным выше формулам и частично заимствован из данных источников [3–5, 7].

В табл. 2 приведены величины PARP цифрового фильтра (ЦФ) в зависимости от выбранного коэффициента скругления  $\alpha$  [8].

Поскольку полоса частот, занимаемая спектром модулированного сигнала, определяется как  $\Delta f \approx (1 + \alpha) \times fc$  (где  $fc$  — символьная частота

Таблица 1. Параметры модуляции

Вид модуляции	BPSK, QPSK	8PSK	16 PSK	16QAM	16APSK (4 + 16)	32 QAM	32 APSK (4 + 12 + 16)	64QAM	64APSK (4 + 12 + 16 + 32)
Пик-фактор, дБ	0	0	0	2,56	1,065, ( $R = 4/5$ ), $\gamma^* = 2,75$	2,3	2,06	3,68	2,62
$E_{\text{бит}}/N_o$ , дБ при $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$	10,6	13,8	18	14,4	15,5	16	17,4	18,8	19,5

Примечание  $\gamma^*$  — отношение диаметров внешнего и внутреннего кольца сигнального созвездия для кодовой скорости ( $R = 4/5$ ).

Таблица 2. Значение пик-фактора в зависимости от коэффициента скругления

$\alpha$	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5
PARP, дБ	6,3	5,6	4,5	3,5	2,8

сигнала в эфире), то стремление к экономии частотных ресурсов (выбор меньшей величины  $\alpha$ ) вызывает требование большей величины отступа рабочей точки нелинейного усилителя от точки его насыщения и, следовательно, приводит к потерям энергетических ресурсов.

Результирующий пик-фактор образуется суммированием данных по пик-фактору, приведенных в табл. 1 и 2.

Для примера в табл. 3 приведены сравнительные данные по суммарному значению PARP для ЦФ с различным коэффициентом скругления и модуляции типа 16 APSK и 16 QAM.

Таблица 3. Сравнительные данные по суммарному значению пик-фактора

$\alpha$	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5
PARP $\Sigma$ APSK, дБ	7,36	6,66	5,56	4,66	3,86
PARP $\Sigma$ QAM, дБ	8,86	8,16	7,06	6,06	5,36

По данным табл. 3 можно сделать два вывода:

1. Поскольку результирующий пик-фактор (PARP) у APSK меньше, чем у QAM, это дает возможность (в случае ограничения пиковой мощности) лучше использовать мощность выходного каскада (УМ) передатчика и по этой причине в космических системах передачи в подавляющем числе

случаев используется APSK, а не QAM, несмотря на то что у QAM минимальное евклидово расстояние несколько больше, чем у APSK.

2. Данные таблицы позволяют оценить необходимую величину ОВО (Output Back Of) — запас по линейности от точки насыщения УМ и соответствующее этому параметру изменение выходной средней мощности передатчика и соответственно КПД.

На рис. 1 приведены соответствующие построения для реального передатчика X-диапазона со средней выходной мощностью  $P_{\text{вых. ср}} = 8$  Вт.

Из графика на рис. 1 видно, что в данном конкретном случае наличие пик-фактора в модулирующем сигнале требует запаса по линейности мощного каскада примерно 4,6 дБ.

В целях реализации необходимого отношения сигнал/шум одновременно с требованием обеспечения заданной мощности передатчика, необходимо обеспечить требование выполнения не превышения заданного уровня излучения в соседнем канале.

В данном случае в качестве меры линейности систем, работающих с применением сигналов с многопозиционной модуляцией, используется параметр ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), который определяется следующим соотношением [9]:

$$\text{ACPR} = 10 \lg(P_{\text{сос.к}}/P_{\text{осн.к}}),$$

где  $P_{\text{осн.к}}$  — средняя мощность сигнала в основном канале,  $P_{\text{сос.к}}$  — средняя мощность сигнала в соседнем канале, как показано на рис. 2.

Режим с заданным уровнем мощности излучения в соседнем канале обеспечивается путем

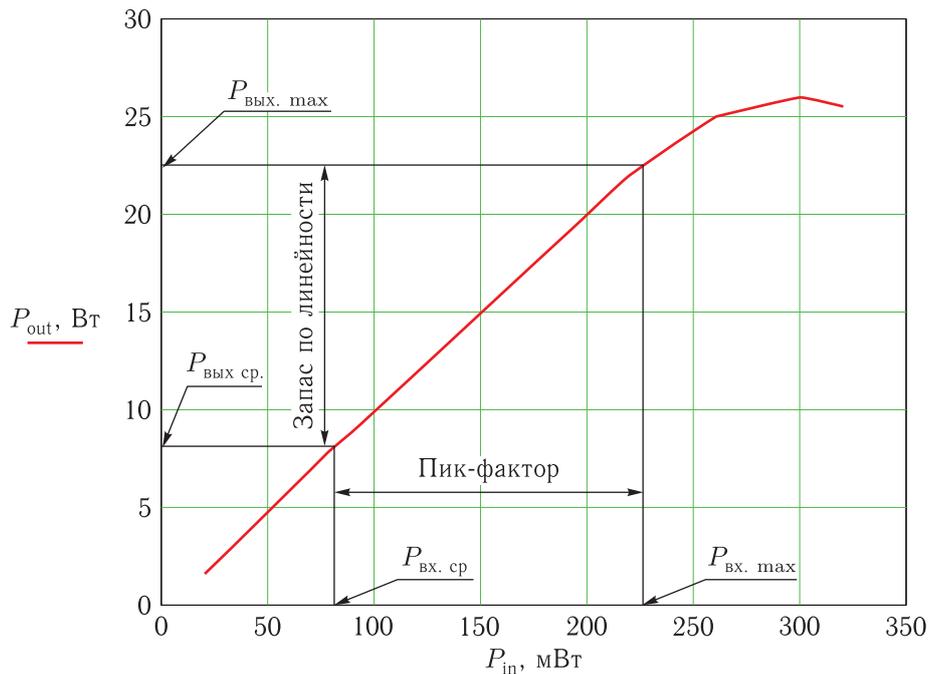


Рис. 1. Влияние пик-фактора на выходные параметры УМ

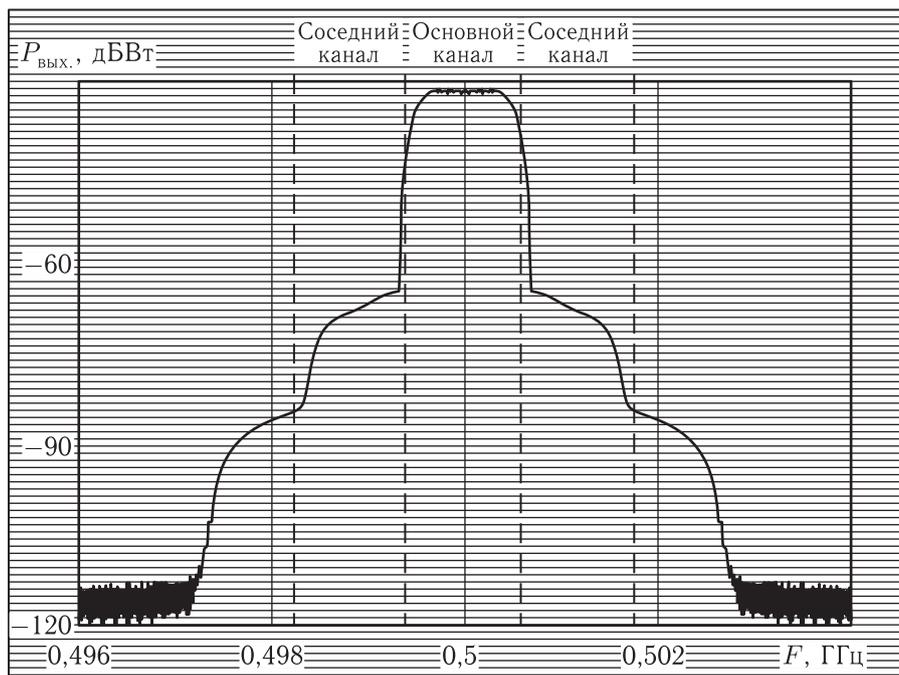


Рис. 2. Типовые искажения спектра сигнала из-за нелинейности передатчика

моделирования или экспериментально путем изменения уровня загрузки.

Влияние нелинейности канала на качество передачи можно оценить по кривым на рис. 3, где представлены зависимости вероятностей ошибок

от энергетики радиолинии —  $P_{ош} = f(E_{бит}/N_o)$  для 16QAM и 16APSK при  $\alpha = 0,35$ .

Смысл этих кривых заключается в том, что в случае 16APSK достижимая средняя мощность (а следовательно, и  $E_{бит}/N_o$ ) для определенной

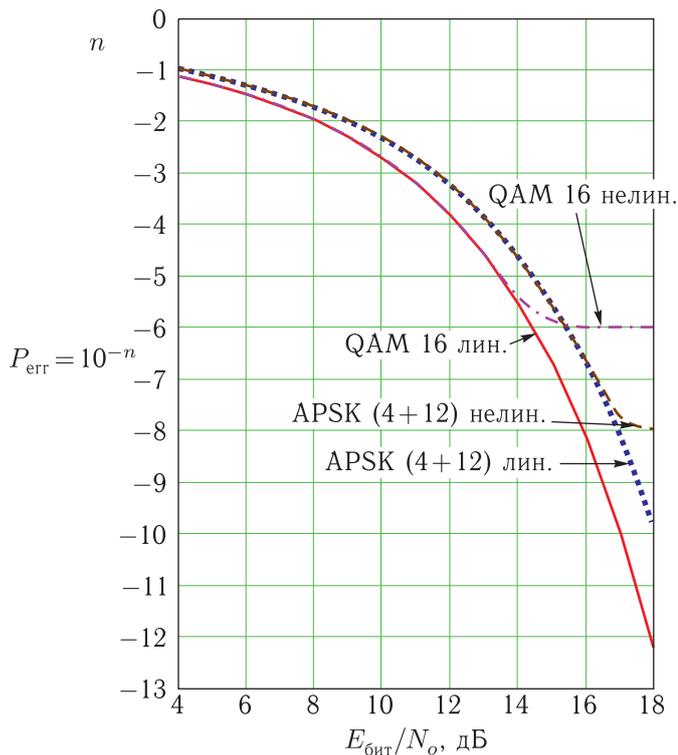


Рис. 3. Сравнительные зависимости  $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_o)$  для QAM 16 и 16APSK в линейном и нелинейном канале

зависимости нелинейности УМ примерно на 1–2 дБ больше. Это ведет к возможности реализации величины вероятности ошибки примерно на 1–2 порядка меньшей, чем в случае использования QAM.

Необходимо отметить, что в приводимых в литературе материалах наблюдается определенный разброс по оценкам абсолютной и относительной помехоустойчивости разных видов сигналов. Этот факт объясняется многовекторностью и некоторой неопределенностью при задании исходных данных для расчета.

Суммарная неоднозначность и погрешность расчетов складывается из следующих составляющих:

- погрешности вычислений интеграла вероятности и его приближений при малых вероятностях ошибок;
- неоднозначного выбора значения коэффициента скругления из возможного диапазона (обычно  $\sim 0,2-0,5$ );
- некоторой эвристики при выборе необходимого значения ОВО;

- использования при расчетах минимального или среднего (иногда усеченного) по сигнальному созвездию значения евклидова расстояния;
- использования различных методов аппроксимации параметров нелинейности выходных мощных каскадов (в том числе с учетом нелинейности АРУ в передатчике);
- использования нескольких отличающихся соотношений между радиусами окружностей сигнального созвездия, которые обычно подбираются разными для разных кодовых скоростей.

## Заключение

В статье рассмотрены вопросы, касающиеся выбора параметров передающего тракта высокоскоростной радиолинии при использовании фильтра Найквиста в модуляторе передатчика.

Показано, что в случае ограничения пиковой мощности передатчика и требования экономии частотных ресурсов путем уменьшения коэффициента скругления и выбора APSK более высокой кратности необходимо учитывать повышение величины пик-фактора сигнала передатчика, что ведет к уменьшению излучаемой средней мощности и коэффициента полезного действия передатчика.

Отмечается, что в процессе увеличения мощности излучаемого сигнала должны быть обеспечены нормы по отношению сигнал/помеха в основном и соседнем каналах.

Проанализированы причины разброса оценок параметров радиолинии, приводящихся в отечественных и зарубежных публикациях и произведены соответствующие количественные оценки.

## Список литературы

1. *Jordanova L., Laskov L., Dobrev D.* Constellation and Mapping Optimization of APSK Modulations used in DVB-S2 // *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 2014, vol. 4, no. 5. P. 690–695 // <https://zenodo.org/record/14687#.WXHwmS7WgeE> (Дата обращения 30.10.2017)
2. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. Пер. с англ. М.: Вильямс. 2007. 586 с.

3. *Chayratsami P., Thuaykaew S.* The Optimum Ring Ratio of 16-APSK in LTE Uplink over Nonlinear System // [http://www.ifact.org/upload/2013/0554/20130554\\_Journal\\_B.pdf](http://www.ifact.org/upload/2013/0554/20130554_Journal_B.pdf) (Дата обращения 30.10.2017)
4. *Gaudenzi R., Fabregas A., Martinez A.* Turbo-Coded APSK Modulations Design for Satellite Broadband Communications // International Journal of Satellite Communications and Networking, published online 19 May 2006 in Wiley InterScience ([www.interscience.wiley.com](http://www.interscience.wiley.com)) // [http://www.dtic.upf.edu/~amartinez/publications/apsk\\_ijsc\\_published.pdf](http://www.dtic.upf.edu/~amartinez/publications/apsk_ijsc_published.pdf) (Дата обращения 30.10.2017)
5. *Lottici V., Luise M., Reggiannini R.* Adaptive Nonlinear Compensation of Satellite Transponder Distortion for High-Level Data Modulations // [https://www.researchgate.net/publication/228600391\\_APSK\\_Coded\\_Modulation\\_Schemes\\_for\\_Nonlinear\\_Satellite\\_Channels\\_with\\_High\\_Power\\_and\\_Spectral\\_Efficiency](https://www.researchgate.net/publication/228600391_APSK_Coded_Modulation_Schemes_for_Nonlinear_Satellite_Channels_with_High_Power_and_Spectral_Efficiency)
6. *Baldi M.* A comparison between APSK and QAM in wireless tactical scenarios for land mobile systems // Journal on Wireless Communications and Networking, Published: 19 October 2012. <http://jwcn-eurasipjournals.springeropen.com/articles/10.1186/1687-1499-2012-317> (Дата обращения 30.10.2017)
7. *Seybold J.S.* Crest Factors for QAM Signals // <http://mathscinotes.com/2012/11/crest-factors-for-qam-signals/> (Дата обращения 30.10.2017)
8. RF signal processing, June 2002, Output Back-Off Requirements For Root-Raised, Cosine-Filtered Digital Signals // <http://defenseelectronicsmag.com/site-files/defenseelectronicsmag.com/files/archive/rfdesign.com/images/archive/0602Seybold50.pdf>
9. *Малев А.С., Соловьев А.М., Шутов В.Д.* Подходы к оптимизации методов формирования сигналов с многопозиционной модуляцией по минимуму пик-фактора // Теория и техника радиосвязи. Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2012, № 2. С. 50–56.
10. *Santacruz P.E.* Analysis of the effects of nonlinear amplification on turbo Coding, Thesis Presented to the Faculty of the Graduate School of The University of Texas at El Paso in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science // <http://mpc.ece.utexas.edu/users/pesantacruz/files/thesis.pdf> (Дата обращения 30.10.2017)
11. *Ершов А.Н. и др.* Методы проектирования и аппаратной реализации цифровых фильтров для высокоскоростной радиолинии в системах ДЗЗ // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 1. С. 25–31.

УДК 621.396.677 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.58.64

## Исследование частотных характеристик облучателя четырёхдиапазонной антенны на основе гофрированного рупора

**Д. Д. Габриэлян**, *д.т.н., профессор, rniirs@rniirs.ru*

*ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация*

**В. И. Демченко**, *к.т.н., rniirs@rniirs.ru*

*ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация*

**А. Е. Коровкин**, *rniirs@rniirs.ru*

*ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация*

**Д. Я. Раздоркин**, *rniirs@rniirs.ru*

*ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация*

**А. В. Шипулин**, *rniirs@rniirs.ru*

*ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ радиосвязи», Ростов-на-Дону, Российская Федерация*

**Ю. И. Полтавец**, *к.т.н., rks0901@yandex.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**Аннотация.** Цель статьи — исследование частотных характеристик облучателя на основе гофрированного рупора для четырёхдиапазонной антенны спутниковой связи.

Рассмотрены вопросы построения гофрированного рупора как основы облучающей системы четырёхдиапазонной зеркальной антенны спутниковой связи с совмещением *C*-, *X*-, *Ku*- и *Ka*-диапазонов частот. Проведенный анализ взаимосвязи характеристик многодиапазонной зеркальной антенны с характеристиками облучающей системы позволил определить совокупность требований к параметрам гофрированного рупора, на основе которого формируется облучающая система.

Разработан гофрированный рупор, обеспечивающий требуемые характеристики в *C*-, *X*-, *Ku*- и *Ka*-диапазонах частот.

Проанализированы диаграммы направленности гофрированного рупора в указанных диапазонах частот и частотные зависимости модового преобразователя, обеспечивающего согласование рупора с круглым питающим волноводом. Экспериментальная проверка показала, что в полосах частот *C*-, *X*-, *Ku*-, *Ka*-диапазонов среднее значение КСВН не превышает 1,12, а максимальное значение составляет 1,15 на частоте.

**Ключевые слова:** многодиапазонная зеркальная антенна, гофрированный рупор, показатели эффективности облучающей системы и рупорного облучателя

## The Research of Exciter Frequency Characteristics of a Quad-Band Antenna Based on a Corrugated Horn

**D. D. Gabriel'yan**, *Dr. Sci. (Engineering)*, [rniirs@rniirs.ru](mailto:rniirs@rniirs.ru)

*FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation*

**V. I. Demchenko**, *Cand. Sci. (Engineering)*, [rniirs@rniirs.ru](mailto:rniirs@rniirs.ru)

*FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation*

**A. E. Korovkin**, [rniirs@rniirs.ru](mailto:rniirs@rniirs.ru)

*FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation*

**D. Ya. Razdorkin**, [rniirs@rniirs.ru](mailto:rniirs@rniirs.ru)

*FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation*

**A. V. Shipulin**, [rniirs@rniirs.ru](mailto:rniirs@rniirs.ru)

*FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russian Federation*

**Yu. I. Poltavets**, *Cand. Sci. (Engineering)*, [rks0901@yandex.ru](mailto:rks0901@yandex.ru)

*Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation*

**Abstract.** The objective of the paper is to study the frequency characteristics of the exciter based on a corrugated horn for a quad-band antenna for satellite communications.

The problems of the construction of the corrugated horn as the basis for the radiating system of the quad-band reflector antenna for satellite communications with overlapping of *C*-, *X*-, *Ku*-, and *Ka*-bands are considered. The conducted analysis of the interrelation of the characteristics of the multiband reflector antenna with the characteristics of the radiating system permits defining a set of the requirements to the parameters of the corrugated horn, which is the base of a radiating system.

The corrugated horn, which provides the required characteristics in *C*-, *X*-, *Ku*- and *Ka*-bands, is developed.

The radiation pattern of the corrugated horn within the specified bands and the frequency dependences of the mode converter providing the interface of the horn with a circular feed waveguide are analyzed. The experimental checking proved that within *C*-, *X*-, *Ku*-, and *Ka*-bands, an average value of the VSWR does not exceed 1.12, and the maximum value makes 1.15 at the frequency.

**Keywords:** multiband reflector antenna, corrugated horn, performance indicators of the radiating system and feed horn

## Введение

Одним из путей повышения пропускной способности линий связи, объема получаемой разведывательной информации при перехвате сигналов в спутниковых линиях связи (СЛС) является одновременное использование нескольких частотных диапазонов. Так как в СЛС широко применяются зеркальные антенны, то работа в нескольких частотных диапазонах может быть обеспечена использованием или нескольких однодиапазонных зеркальных антенн, или одной многодиапазонной зеркальной антенны (МЗА), не уступающей по своим характеристикам излучения однодиапазонным антеннам в каждом из частотных диапазонов. Последнее является более предпочтительным, поскольку позволяет существенно снизить затраты при организации и обслуживании линий связи и приема информации.

Очевидно, решение задачи создания МЗА связано прежде всего с разработкой первичных многодиапазонных облучателей. В соответствии с этим цель статьи заключается в исследовании частотных характеристик облучателя на основе гофрированного рупора для четырехдиапазонной антенны спутниковой связи.

Решаемые задачи:

1. Установление взаимосвязи характеристик облучающей системы с характеристиками МЗА.
2. Разработка и выбор параметров гофрированного рупора для построения облучающей системы четырехдиапазонной зеркальной антенны.
3. Экспериментальное исследование характеристик излучения макета разработанного рупора.

## Взаимосвязь характеристик облучающей системы с характеристиками МЗА

Показатель эффективности МЗА может быть представлен следующим соотношением [1]:

$$\mathcal{E}_{\text{МЗА}} = \prod_{j=1}^J \prod_{i=1}^2 \left( H_{j,i}^{(0)} K_{j,i}^{(1)} K_{j,i}^{(2)} \right)^{m_{j,i}}, \quad (1)$$

где  $H_{j,i}^{(0)}$  — шумовая добротность МЗА в  $j$ -м диапазоне частот при приеме сигналов  $i$ -й поляризации;

$K_{j,i}^{(1)}$  — коэффициент, учитывающий снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) из-за эффектов деполаризации в антенно-волноводном тракте антенны (АВТ);  $K_{j,i}^{(2)}$  — коэффициент, учитывающий снижение шумовой добротности из-за ошибок наведения луча антенны.

Шумовая добротность определяется следующим соотношением [2]:

$$H_{j,i}^{(0)} = \frac{4\pi S}{\lambda_j^2} \cdot \eta_{j,i}, \quad (2)$$

где  $S$  — площадь основного зеркала;  $\eta_{j,i}$  — коэффициент использования поверхности (КИП) в  $j$ -м диапазоне частот для сигналов  $i$ -й поляризации;  $\lambda_j$  — длина волны излучения в  $j$ -м диапазоне частот.

Значение КИП  $\eta^{(j,i)}$  с учетом согласования облучателя с фидерным трактом в случае МЗА на основании работы [2] может быть представлено следующим образом:

$$\eta_{j,i} = \eta_1^{(j,i)} \cdot \eta_2^{(j,i)} \cdot \eta_3^{(j,i)} \cdot \eta_4^{(j,i)} \cdot \eta_5^{(j,i)} \cdot \eta_6^{(j,i)} \cdot \eta_7^{(j,i)}. \quad (3)$$

Частные показатели КИП определяются следующими соотношениями:

– апертурный коэффициент использования

$$\eta_1^{(j,i)} = 2 \operatorname{ctg}^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right) \times \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}| + |F_H^{(j,i)}|) \cdot \operatorname{tg}(\theta/2) d\theta \right|^2}{\int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta}, \quad (4)$$

– коэффициент, обусловленный перехватом части потока энергии контррефлектором

$$\eta_2^{(j,i)} = \frac{\int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta}{\int_0^{\pi} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta d\theta}, \quad (5)$$

– коэффициент, учитывающий неравномерность фазового распределения в раскрыве

$$\eta_3^{(j,i)} = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (F_E^{(j,i)} + F_H^{(j,i)}) \cdot \operatorname{tg}(\theta/2) d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \operatorname{tg}(\theta/2) d\theta \right|^2}, \quad (6)$$

– коэффициент, учитывающий переход части излученной энергии в кросс-поляризованную компоненту

$$\eta_4^{(j,i)} = \frac{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}| + |F_H^{(j,i)}|)^2 \cdot \sin \theta \, d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta \, d\theta \right|^2}, \quad (7)$$

– коэффициент, учитывающий перекрытие рефлектора контррефлектором

$$\eta_5^{(j,i)} = \frac{\left| \int_{\theta_B}^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}| + |F_H^{(j,i)}|)^2 \cdot \sin \theta \, d\theta \right|^2}{\left| \int_0^{\theta_0} (|F_E^{(j,i)}|^2 + |F_H^{(j,i)}|^2) \cdot \sin \theta \, d\theta \right|^2}, \quad (8)$$

– коэффициент, учитывающий ошибки изготовления рефлектора

$$\eta_6^{(j,i)} = \exp \left[ - \left( \frac{4\pi\varepsilon}{\lambda_j} \right)^2 \right], \quad (9)$$

где  $\varepsilon$  — среднее квадратическое отклонение поверхности рефлектора от заданной формы.

Кроме того, при определении КУ МЗА необходимо учитывать согласование облучателя с АБУ, определяемое КСВН или коэффициентом отражения  $\Gamma_{j,i}$  в сечении сопряжения облучателя с АБУ в виде множителя:

$$\eta_7^{(j,i)} = 1 - |\Gamma_{j,i}|^2. \quad (10)$$

Соотношения (1)–(10) определяют взаимосвязь эффективности МЗА с параметрами первичного облучателя.

Приведенные соотношения показывают, что первичные облучатели высокоэффективных МЗА, применяемых в СЛС, во всех частотных диапазонах должны иметь:

– осесимметричную амплитудную диаграмму направленности (ДН) в пределах рабочего углового сектора;

– низкий уровень боковых лепестков вне рабочего углового сектора;

– квазистационарное (слабо зависящее от частоты) положение фазового центра;

– низкий уровень кросс-поляризованного излучения (КПР);

– высокий уровень согласования с питающим волноводом.

## Разработка и выбор параметров гофрированного рупора для построения облучающей системы четырехдиапазонной зеркальной антенны

В качестве первичных облучателей МЗА широкое применение находят разновидности гофрированных (ребристых) конических рупоров с питающим круглым волноводом. Наибольшая эффективность гофрированных конических рупоров обеспечивается путем возбуждения гибридной моды  $HE_{11}$ , имеющей наименьшую критическую длину волны и подавления высших мод в требуемых диапазонах волн. Последнее достигается реализацией условий возбуждения «быстрых» волн в данных диапазонах [2].

Поле моды  $HE_{11}$  в раскрыве гофрированного рупора волновода определяется следующими компонентами:

$$\begin{aligned} E_x &= A_1 J_0 \left( \frac{\nu_{11}}{R} \cdot r \right) - \\ &\quad - A_2 J_2 \left( \frac{\nu_{11}}{R} \cdot r \right) \cdot \cos(2\varphi) \cdot \frac{X - Y}{k \cdot R}, \quad (11) \\ E_y &= A_2 J_2 \left( \frac{\nu_{11}}{R} \cdot r \right) \cdot \sin(2\varphi) \cdot \frac{X - Y}{k \cdot R}, \end{aligned}$$

где  $J_0(\cdot)$ ,  $J_2(\cdot)$  — функции Бесселя первого рода нулевого и второго порядков соответственно;  $k$  — волновое число свободного пространства;  $A_1$ ,  $A_2$  — амплитуды составляющих, определяемые параметрами рупора;  $X$  и  $Y$  — нормированные импеданс и проводимость гофрированной структуры;  $\nu_{11}$  — корень функции Бесселя нулевого порядка.

На стенках рупора при  $r = R$  нормированные импеданс и проводимость гофрированной структуры могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{aligned} X &= -iZ_0^{-1} E_\varphi / H_z, \\ Y &= iZ_0 H_\varphi / E_z. \end{aligned} \quad (12)$$

При выполнении условия  $X = Y = 0$  поле волны  $HE_{11}$  в раскрыве рупора не зависит от угла  $\varphi$  и  $E_y = 0$ , что определяет отсутствие кросс-поляризованной составляющей и осесимметричность поля излучения. Указанное условие, называемое условием баланса гибридных волн, соответствует

определенному соотношению продольных составляющих электрического и магнитного полей.

Можно считать, что в гофрированном рупоре  $X \approx 0$ . Условие баланса для гибридной моды  $HE_{11}$  и минимальный уровень преобразования в моду  $EH_{12}$ , вносящей наибольший вклад в кросс-поляризованное излучение, достигается при близкой к нулю на границе гофрированной поверхности рупора проводимости. Таким образом, для выполнения условия баланса гибридных волн необходимо обеспечить  $Y \approx 0$ . Выполнение этого условия достигается при следующих параметрах гофрированной структуры [2]:

$$t < \lambda/10, \quad 1 - t < \lambda/10.$$

На рис. 1 приведено распределение напряженности электрического поля в раскрытии гофрированного рупора для значений соотношения  $\xi = A_2(X - Y)/(kA_1R)$ , равных 0, 0,1 и 0,2 соответственно.

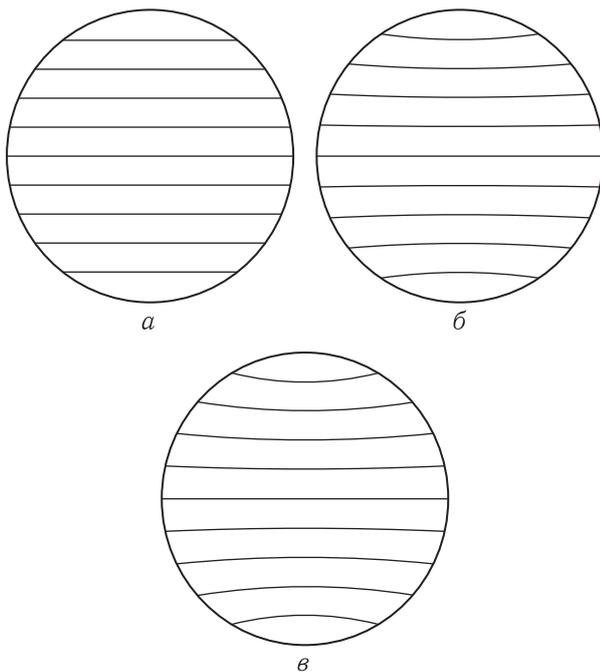


Рис. 1. Линии напряженности электрического поля в раскрытии гофрированного волновода: а)  $\xi = 0$ , б)  $\xi = 0,1$ , в)  $\xi = 0,2$

Проведенные исследования показали, что наилучшие в полосе частот согласование для основной и высшей моды в рупоре, стабильность ДН обеспечиваются при использовании канавок трапециевидного сечения для рупора и сложного сечения



Рис. 2. Форма канавки в многомодовом преобразователе

для многомодового преобразователя (рис. 2). Кроме того, такой выбор с учетом требований допусков удовлетворяет требованием технологичности.

Образец предложенного рупорного облучателя разработан для полосы частот  $C, X, Ku, Ka$ . Размер круглого волновода, с которым согласуется рупор, равен  $0,7C\{\lambda_0\}$  [3, 4]. Излучатель для облегчения веса выполнен полностью из алюминиевого сплава. Рупор имеет раскрытие  $3C\{\lambda_0\}$  и длину  $1,8C\{\lambda_0\}$ . Глубина канавки рупора —  $0,24C\{\lambda_0\}$  с постоянным периодом. Профиль перехода начинается с диаметра  $1,4C\{\lambda_0\}$  и кончается диаметром  $0,9C\{\lambda_0\}$  на длине  $0,8C\{\lambda_0\}$ . Многомодовый преобразователь выполнен для обеспечения простоты технической реализации в виде набора колец одинаковой толщины с выборками, показанными на рис. 2, и имеет длину  $1,5C\{\lambda_0\}$ .

Для использования в составе высокоэффективной МЗА, выполненной по двухзеркальной схеме, излучатель, обеспечивающий наилучший КИП в соответствии с (2)–(9), целесообразно выполнять из описанного гофрированного рупора, многомодовый преобразователь которого создает необходимую расфазировку поля в излучателе. Это позволяет обеспечить незначительное изменение ширины ДН такого рупора с изменением частоты.

### Экспериментальное исследование характеристик излучения макета разработанного рупора

Экспериментальные ДН гофрированного рупора в  $E$ - и  $H$ -плоскостях приведены на рис. 3. Ширина ДН по уровню  $-15$  дБ на средней частоте каждого из совмещаемых диапазонов составляет соответственно  $58^\circ$  в  $E$ -плоскости и  $60^\circ$  в  $H$ -плоскости. Указанный уровень облучения определяется достижением наиболее высокой эффективности зеркальной системы [1, 4]. В  $X$ -,  $Ku$ -,  $Ka$ -диапазонах частот наблюдается монотонное уменьшение ширины ДН, которая соответственно составляет  $54^\circ$  в обеих плоскостях для  $X$ -диапазона,  $47^\circ$  в  $E$ -плоскости

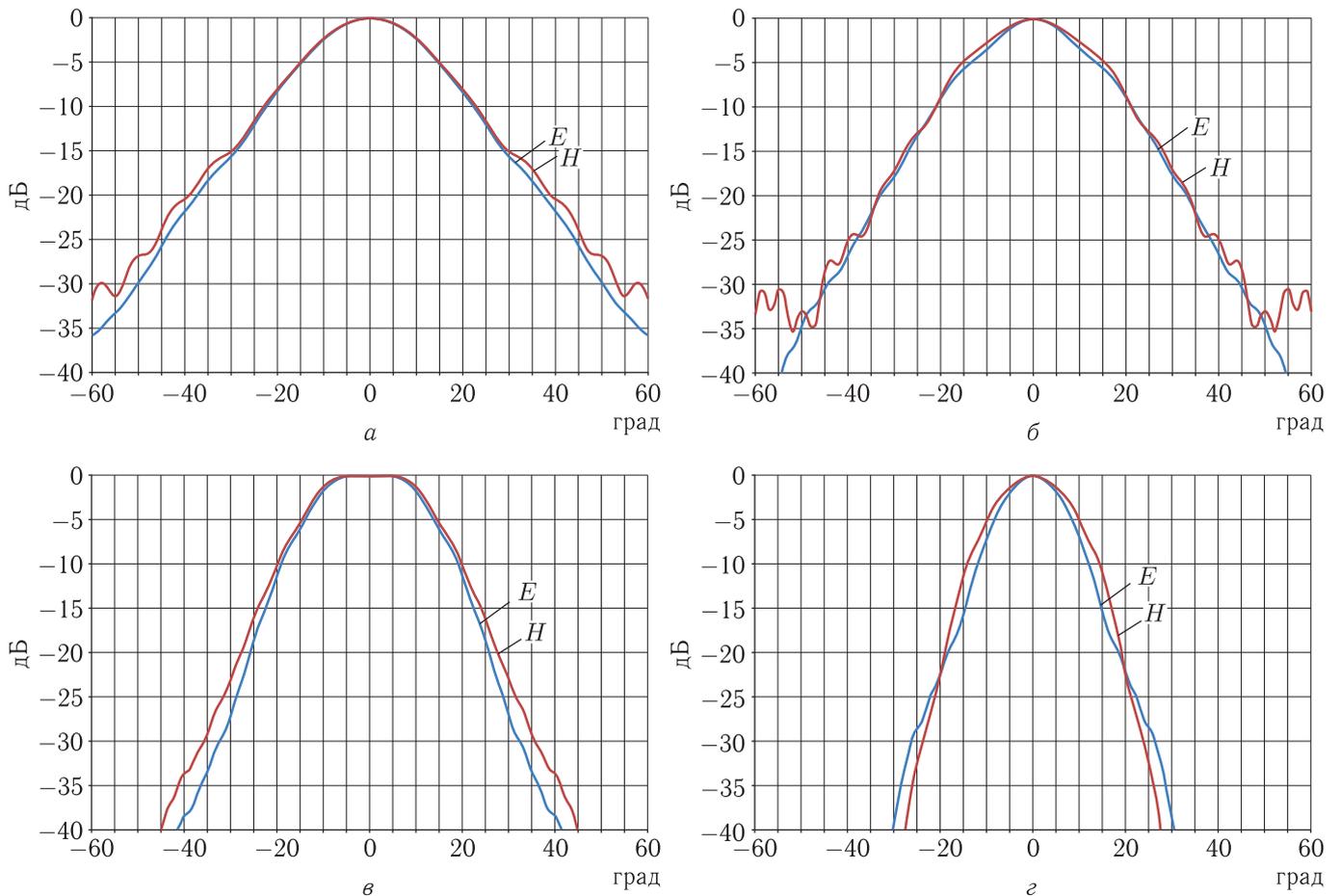


Рис. 3. Диаграммы направленности гофрированного рупора: а) *C*-диапазон, б) *X*-диапазон, в) *Ku*-диапазон, г) *Ka*-диапазон

и  $48^\circ$  в *H*-плоскости для *Ku*-диапазона,  $34^\circ$  в *E*-плоскости и  $35^\circ$  в *H*-плоскости для *Ka*-диапазона. Такое изменение ширины ДН обеспечивает максимальную эффективность многодиапазонной облучающей системы в соответствии с показателем (3). Кроме того, формируемые ДН имеют практически одинаковую ширину в *E*- и в *H*-плоскостях и низкий уровень бокового излучения, что определяет высокую осесимметричность ДН и высокий КПР.

Измеренный КСВН такого рупорного излучателя в полосе частот *C*, *X*, *Ku*, *Ka* приведен на рис. 4. Среднее значение КСВН в полосе частот каждого из совмещаемых диапазонов не превышает 1,12 при максимальном значении 1,15 на частоте  $C\{\lambda_0\}$ .

Таким образом, использование рассматриваемого четырехдиапазонного рупора позволяет добиться наиболее высокой осесимметричности ДН

в пределах рабочего сектора углов, низкий уровень боковых лепестков вне рабочего углового сектора, высокий уровень согласования с питающим волноводом и высокий коэффициент поляризационной развязки ортогональных линейных поляризаций облучателя, что обеспечивает высокую эффективность МЗА в целом.

## Выводы

1. Проведенные исследования позволили установить взаимосвязь характеристик облучающей системы с характеристиками МЗА и обосновать требования, предъявляемые к облучающей системе. Показано, что наиболее полно всей совокупности требований, предъявляемых к облучающей системе МЗА, удовлетворяет гофрированный рупор при выполнении условия баланса гибридной

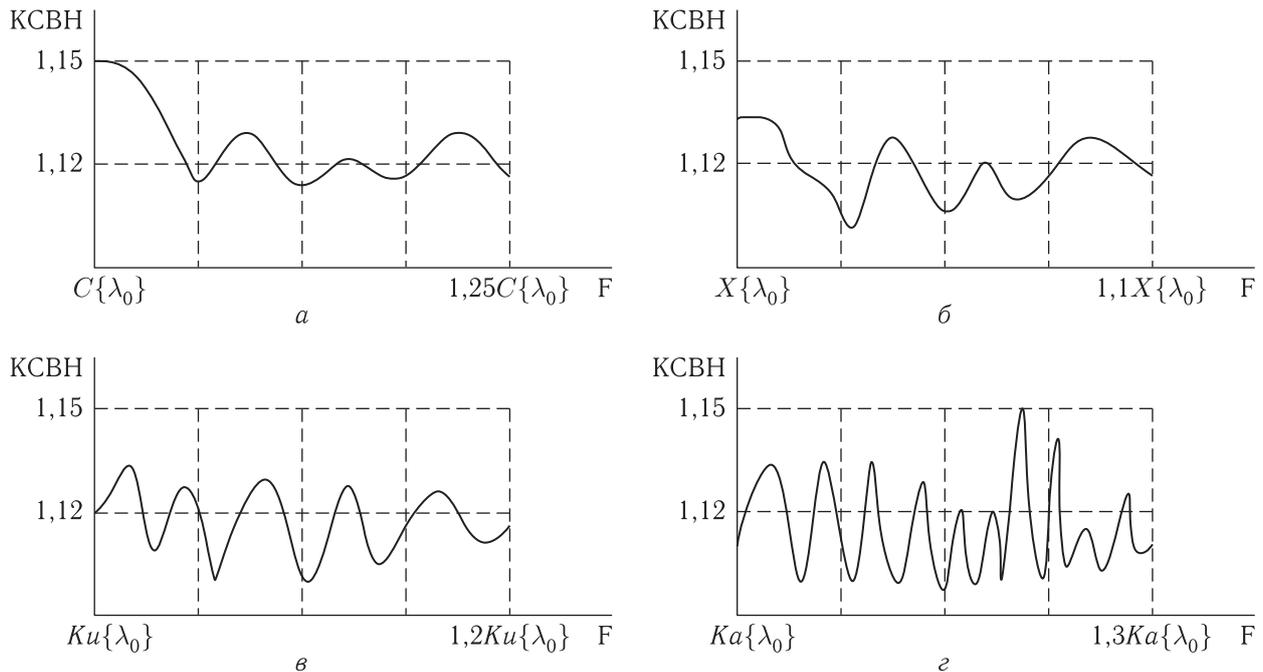


Рис. 4. Частотные зависимости КСВН четырехдиапазонного гофрированного рупора: а) *C*-диапазон, б) *X*-диапазон, в) *Ku*-диапазон, г) *Ka*-диапазон

моды  $HE_{11}$  и минимального уровня преобразования в моду  $EH_{12}$ .

2. Разработан четырехдиапазонный гофрированный рупор с согласованием на круглый волновод, содержащий оригинальный многомодовый преобразователь типов волн, прилегающий через радиальный переход к гофрированному рупору. На основе математического моделирования выбраны параметры гофрированного рупора и модового преобразователя.

3. Экспериментальная проверка показала, что в полосах частот *C*-, *X*-, *Ku*-, *Ka*-диапазонов среднее значение КСВН не превышает 1,12, а максимальное значение составляет 1,15 на нижней частоте *C*-диапазона и на частоте, равной 1,2 нижней частоты *Ka*-диапазона. Диаграммы направленности облучателя имеют высокую осесимметричность.

## Список литературы

1. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я. Выбор показателей и критерия

эффективности облучателя многодиапазонной зеркальной антенны системы спутниковой связи // IX Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 23–25 ноября 2015 г.: сборник докладов. М.: ИРЭ РАН, 2015. С. 52–57.

2. Clarricoats P.J.B., Olver A.D. Corrugated horns for microwave antennas (Electromagnetic waves series: 18). Peter Peregrinus Ltd., 1984. 232 p.

3. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Шипулин А.В. Исследование частотных зависимостей компонентов векторной диаграммы направленности гофрированного рупора // V Всероссийская микроволновая конференция, Москва, 29 ноября–1 декабря 2017 г.: Сб. докладов. М.: ИРЭ РАН, 2017. С. 57–61.

4. Габриэльян Д.Д., Демченко В.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я., Гвоздяков Ю.А., Полтавец Ю.И. Построение облучателей многодиапазонных зеркальных антенн систем спутниковой связи // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 1. С. 40–45.

УДК 621.371.3 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.65.74

## Методика расчета энергетического запаса радиолинии «космический аппарат – станция»

**Г. А. Ерохин**, *к. т. н., ru3dlr@mail.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**В. И. Мандель**, *mandel.vlada@gmail.com*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**Ю. А. Нестёркин**, *uriy\_nesterkin@mail.ru*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**А. П. Струков**, *workbox69@gmail.com*

*АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация*

**Аннотация.** В настоящее время на предприятиях ракетно-космической промышленности используются различные наборы методов расчета энергетического запаса, при этом не всегда учитываются все факторы, влияющие на энергетику радиолинии, вследствие чего возникают трудности при соотнесении одних расчетов с другими, что приводит к необходимости проведения перерасчетов в последующих этапах, результаты которых могут значительно отличаться от полученных ранее.

В статье приводится методика расчета обобщенного энергетического запаса радиолинии передачи информации с космического аппарата на станцию приема. Большая часть методов оценки влияния атмосферы на сигнал содержится в рекомендациях Международного союза электросвязи (МСЭ). Предложенная методика включает в себя методы расчета величин потерь, вызванных влиянием окружающей среды, приведенные в рекомендациях МСЭ, которые дополняются методами учета потерь, вызванных наличием ошибок наведения, эффекта Фарадея и расчетом шумовой температуры приемника.

**Ключевые слова:** спутниковая связь, затухание в атмосфере, радиолиния «космический аппарат – станция», энергетический расчет радиолинии

## The Calculation Methodology for the Energetic Reserve of the Radio Link Spacecraft–Station

**G. A. Erokhin**, *Cand. Sci. (Engineering), ru3dlr@mail.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**V. I. Mandel**, *mandel.vlada@gmail.com*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**Yu. A. Nesterkin**, *uriy\_nesterkin@mail.ru*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**A. P. Strukov**, *workbox69@gmail.com*

*Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation*

**Abstract.** Nowadays different sets of calculation methods for energetic reserve are used at the factories of the rocket and space industry, meanwhile, not all the factors influencing the energetics of a radio link are taken into consideration. This causes difficulties while comparing some calculations with others and requires further recalculations which are different from the previous ones and usually have negative results.

The article given below includes the methodology for a general calculation of the energetic reserve of a radio link transmitting the information from a spacecraft to a receiving station. Most of the methods of evaluating the effect of the atmosphere on the signal can be found in the recommendations of the International Telecommunication Union (ITU). Methods of calculation of the losses caused by the environment, which are kept in the recommendations of the ITU, are complemented by loss accounting methods resulting from the guidance errors, Faraday effect and receiver noise temperature calculation.

**Keywords:** satellite communication, atmospheric attenuation, radio link “space craft–station”, energy calculation of a radio link

## Введение

Разработка космических систем и космических комплексов на всех стадиях жизненного цикла изделия требует проведения расчета энергетического запаса радиолинии. На этапе предпроектного производства производится предварительный расчет энергетического запаса радиолинии, на этапе эскизного проекта — анализ нескольких вариантов построения аппаратуры с расчетами энергетического запаса радиолинии для каждого из вариантов, на этапе разработки конструкторской документации — уточняющий расчет выбранного варианта и коррекция расчетов по результатам наземной и экспериментальной отработки, на этапе эксплуатации — анализ и подтверждение проведенных расчетов для коррекции и уточнения примененной методики расчетов на основании получаемой статистики. Важно понимать, что наиболее полный расчет с учетом влияния земной поверхности и атмосферы уже на стадии предпроектного позволит в дальнейшем избежать коррекции требований, предъявляемых к бортовой и наземной аппаратуре. В настоящее время на предприятиях ракетно-космической промышленности отсутствует единая методика оценки влияния потерь (атмосферных, поляризационных и др.), возникающих при распространении сигнала. Вышеприведенные обстоятельства обуславливают актуальность поставленной задачи.

Использование частот для систем радиосвязи и вещания строго регламентировано Международным союзом электросвязи и Государственной комиссией по радиочастотам. Требования к увеличению объемов информации, передаваемых с КА, приводят к требованию по увеличению скорости передачи информации, что ведет к увеличению необходимой полосы частот, а это, в свою очередь, с учетом загруженности текущего частотного плана приводит к увеличению значения несущей частоты. Каждый из диапазонов частот обладает своей спецификой набора потерь при распространении сигнала, которую необходимо учесть в расчете. Детальных расчетов требуют не только сигналы с заранее известными частотами, такие как ГЛОНАСС, автоматическая идентификационная система АИС (отслеживание судов) и автоматическое зависимое наблюдение-вещание, АЗН-В

(отслеживание воздушных судов), но и вновь разрабатываемые радиолинии — высокоскоростные радиолинии передачи целевой информации и межпутниковые радиолинии.

Оценка ослабления сигнала становится особо актуальной ввиду поиска баланса между снижением мощности радиопередающих устройств и увеличением информативности. Необходимо решить задачу многокритериального выбора параметров радиолинии для передачи информации с заданной скоростью и достоверностью, удовлетворяющей заказчика.

Анализ публикаций позволяет сделать вывод, что в настоящее время нет общепринятой методики оценки влияния потерь (атмосферных, поляризационных и др.), возникающих при распространении сигнала. Наиболее полно вопрос оценки влияния атмосферы на сигнал содержится в рекомендациях Международного союза электросвязи.

Цель настоящей статьи — продемонстрировать и стандартизировать методику расчетов энергетического запаса радиолиний, представляя расчет радиолинии «космический аппарат (КА) – станция».

## 1. Расчет энергетического запаса радиолинии

Для обеспечения передачи информации с требуемой скоростью и заданной вероятностью битовой ошибки необходимо проанализировать физические процессы и провести расчет параметров, влияющих на распространение радиосигнала в естественных радиотрассах. В рамках этой статьи рассматривается случай передачи сигналов по радиолинии «КА–станция».

КА движется в космическом пространстве по заданной орбите, прием сигнала ведется на станции приема, которая может располагаться как непосредственно на поверхности Земли, так и на некоторой высоте над ней. Из параметров движения КА необходимо определить максимальную и минимальную дальности между КА и станцией, а также углы места, под которыми КА наблюдается со станции. Расчеты следует проводить для всех возможных граничных случаев — это позволит определить диапазон изменений плотно-

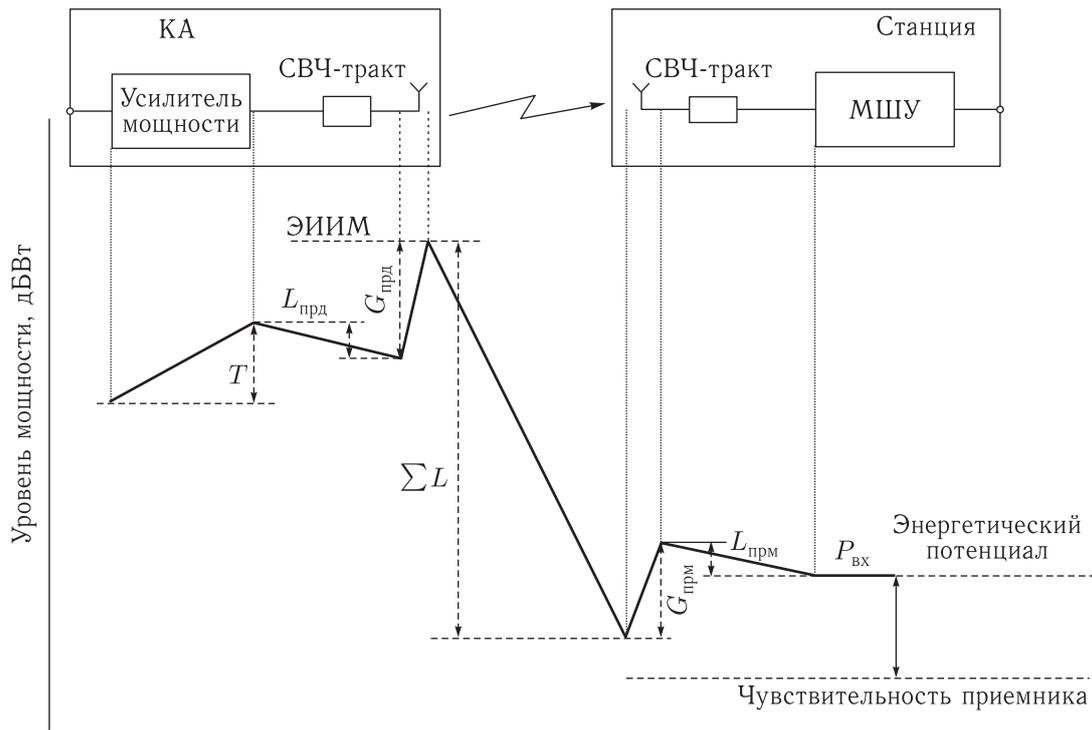


Рисунок. Структурная схема радиолинии «КА–станция»

сти потока мощности (ППМ) в створе приемной антенны, формируя требования к динамическому диапазону приемника. При расчете потерь в атмосфере необходимо проанализировать высоту расположения станции над уровнем моря и сделать вывод, оказывает ли влияние атмосфера Земли на параметры радиосигнала.

Возможность приема сигнала и доступность радиолинии определяются положительным значением энергетического запаса, рассчитываемого как разница между энергетическим потенциалом на входе приемного малошумящего усилителя (МШУ) и его чувствительностью. Расчет энергетического потенциала начинается с определения величины эквивалентной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ) КА и условий распространения сигнала. На рисунке приведена структурная схема радиолинии «КА–станция» и графическое представление уровня мощности сигнала.

Передача начинается с КА, ЭИИМ, которая выражается в децибел-ваттах (дБВт) и вычисляется как [1]

$$\text{ЭИИМ} = G_{\text{прд}} + T - L_{\text{прд}} \text{ (дБВт)}, \quad (1)$$

где  $G_{\text{прд}}$  — коэффициент усиления передающей антенны, выражается в децибелах относительно изотропного усиления, дБи;  $T$  — величина мощности сигнала на выходе усилителя мощности, дБВт;  $L_{\text{прд}}$  — потери в СВЧ-тракте от выхода усилителя мощности до входа антенны, дБ.

По мере распространения сигнала в среде происходит затухание колебаний волн в свободном пространстве, вызванное рассеиванием сигнала по мере удаления от передатчика. Сигнал поступает на приемную антенну станции с коэффициентом усиления  $G_{\text{прм}}$ , связанную с приемником волноводным трактом с потерями  $L_{\text{прм}}$ . Величина мощности сигнала  $P_{\text{вх}}$  на входе МШУ рассчитывается по формуле

$$P_{\text{вх}} = \text{ЭИИМ} - \sum L + G_{\text{прм}} - L_{\text{прм}} \text{ (дБВт)}, \quad (2)$$

где  $\sum L$  — величина суммарных потерь;  $G_{\text{прм}}$  — коэффициент усиления приемной антенны, выражается в децибелах относительно изотропного усиления, дБи;  $L_{\text{прм}}$  — потери в СВЧ-тракте от выхода антенны до входа МШУ (все потери имеют размерность дБ).

Сравнение мощности сигнала на входе МШУ с чувствительностью приемника  $R_x$  определяет

искомую величину энергетического запаса и доступность радиолинии:

$$Z = P_{\text{вх}} - R_x \text{ (дБВт)}. \quad (3)$$

Чувствительность определяет минимальный уровень мощности сигнала на входе приемника, при которой обеспечивается прием информации с требуемой скоростью и заданной вероятностью битовой ошибки. В случае когда мощность сигнала на входе МШУ меньше чувствительности приемника ( $Z < 0$ ), обеспечить прием сигнала с требуемой достоверностью не представляется возможным. Если уровень мощности сигнала на входе МШУ больше чувствительности ( $Z > 0$ ), то прием обеспечивается с требуемой достоверностью.

Чувствительность приемника рассчитывается по формуле:

$$R_x = k + T_{\text{экв}} + B + \frac{C}{N} \text{ (дБВт)}, \quad (4)$$

где  $k = -228,6 \cdot 10^{-23}$  (дБВт/КГц) — постоянная Больцмана;  $T_{\text{экв}}$  — эквивалентная шумовая температура системы, выражается в децибелах относительно величины 1 К, дБК;  $B$  — ширина полосы сигнала, выражается в децибелах относительно величины 1 Гц, дБГц;  $C/N$  — требуемое отношение сигнал/шум, дБ.

Формула (4) показывает связь чувствительности и требуемого отношения сигнал/шум на входе приемника. Как пример: обеспечение меньшей величины отношения сигнал/шум на входе МШУ приводит к ужесточению требований к приемному устройству (снижение потерь в СВЧ-тракте, уменьшение коэффициента шума приемного тракта и др.).

Отношение мощности сигнала к мощности шума, пересчитанное ко входу МШУ, определяется выражением [1–3]

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} + R - B \text{ (дБ)}, \quad (5)$$

где  $E_b/N_0$  — требуемое отношение энергии информационного бита к односторонней спектральной плотности мощности шума для заданной достоверности приема и скорости передачи информации, дБ;  $R$  — скорость передачи информации, которая выражается в децибелах относительно величины 1 бит/с, дБбит/с.

Подставим (5) в (4):

$$R_x = k + T_{\text{экв}} + R + \frac{E_b}{N_0} \text{ (дБВт)}. \quad (6)$$

## 2. Методика расчета эквивалентной шумовой температуры системы

При расчете величины энергетического запаса радиолинии важно определить общую мощность шумов, которые создаются на входе приемного устройства различными источниками — эквивалентную шумовую температуру. Эквивалентная шумовая температура системы рассчитывается по формуле [11]

$$T_{\text{экв}} = T_A \cdot L_{\text{прм}} + 290 \cdot (1 - L_{\text{прм}}) + (F - 1) \cdot 290 \text{ (К)}, \quad (7)$$

где  $T_A$  — шумовая температура антенны, К;  $F$  — коэффициент шума приемника МШУ;  $L_{\text{прм}}$  — потери в СВЧ-тракте от выхода антенны до выхода МШУ.

Эквивалентная шумовая температура для бортовой антенны может быть представлена в виде составляющих

$$T_{\text{ант}} = T_{\text{я.атм}} + T_{\text{я.з}} + 2cT_{\text{я.косм}} \text{ (К)}, \quad (8)$$

где  $T_{\text{я.атм}}$  — шумовая температура атмосферы, К;  $T_{\text{я.з}}$  — яркостная температура Земли, К;  $T_{\text{я.косм}}$  — яркостная температура протяженных космических источников, К;  $c$  — коэффициент, учитывающий усредненный уровень боковых и задних лепестков диаграммы направленности антенны.

Эквивалентная шумовая температура для земной антенны может быть представлена в виде составляющих:

$$T_{\text{ант}} = T_{\text{я.косм}} + T_{\text{я.атм}} + cT_3 + T_{\text{об}} \text{ (К)}, \quad (9)$$

$T_{\text{об}}$  — шумовая температура за счет влияния обтекателя антенны, К;  $T_3$  — шумовая температура излучения Земли, К.

Радиоизлучение земной атмосферы имеет тепловой характер и в полной мере обусловлено поглощением сигналов в атмосфере. В силу термодинамического равновесия атмосфера излучает такое же количество энергии на данной частоте,

которое поглощает. Шумовая температура атмосферы определяется по формуле

$$T_{я.атм} = T_{а.ср} (1 - 10^{(-A_r - A_c - A_g)/10}) (K), \quad (10)$$

где  $T_{а.ср}$  — средняя термодинамическая температура стандартной атмосферы;  $A_r$  — ослабление за счет гидрометеоров, дБ;  $A_g$  — ослабление в атмосферных газах, дБ;  $A_c$  — ослабление из-за облачности, дБ.

Значение средней термодинамической температуры стандартной атмосферы приводится в [4]. Подробный расчет потерь в атмосфере приводится в п. 3.4.

Шумы космического происхождения определяются в основном излучениями Галактики, Солнца и Луны. При этом усредненная температура шумов Галактики пренебрежимо мала в диапазоне частот 6/4 ГГц и выше и не превышает нескольких градусов Кельвина на частотах более 2 ГГц при любых углах места. В то же время излучение Солнца может полностью нарушить связь при попадании в главный лепесток диаграммы направленности антенны. Излучение Луны оказывает еще меньшее влияние, чем шумы Галактики, так как ее шумовая температура на несколько порядков ниже шумовой температуры Солнца.

Коэффициент, учитывающий интегральный уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны, определяется по формуле

$$c = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \int_0^{\Omega_{бокi}} G_{бокi}(\alpha, \theta) d\Omega / \int_0^{\Omega_{гл}} G(\alpha, \theta) d\Omega, \quad (11)$$

где  $G_{бокi}$  — коэффициент усиления антенны в пределах задних и боковых лепестков;  $G$  — коэффициент усиления антенны в пределах главного лепестка.

Составляющая шумов антенны от теплового излучения земли  $T_3$  при углах наклона антенны от 5–7° до 90° обусловлена его приемом боковыми и задними лепестками. За счет боковых лепестков увеличение температуры шумов антенны земной станции можно приближенно оценить по формуле:

$$cT_3 = 23 + 0,2(90^\circ - \theta) (K), \quad (12)$$

где  $\theta$  — угол места приемной антенны, град.

Для бортовой антенны следует принимать  $T_{я.з} = 290$  К.

В некоторых случаях антенны земных станций укрывают от воздействия осадков радиопрозрачным обтекателем. Потери сигнала и соответствующий прирост шумов обычно невелики и могут практически не учитываться. Но во время интенсивных дождей на поверхности обтекателя образуется водяная пленка, которая является причиной заметного поглощения сигнала и возникновения вторичных шумов.

### 3. Потери радиолинии

При распространении радиоволн по естественным радиотрассам на характеристики радиосигнала влияет окружающая среда. Помимо потерь в свободном пространстве, радиоволна испытывает дополнительные потери: потери при распространении через атмосферу, потери из-за ошибки наведения антенны, поляризационные потери, потери на обтекателе антенны и др.

Общие потери  $\sum L$  в радиолинии вычисляются по формуле

$$\sum L = L_{пр} + At + L_{пол} + L_{навпрд} + L_{навпрм} + L_{пп} \text{ (дБ)}, \quad (13)$$

где  $L_{пр}$  — потери в свободном пространстве,

$At$  — общее суммарное ослабление радиосигналов в атмосфере,

$L_{пол}$  — поляризационные потери,

$L_{навпрд}$ ,  $L_{навпрм}$  — потери, вызванные ошибками наведения передающей и приемной антенн, дБ,

$L_{пп}$  — прочие потери, вызванные межсимвольной интерференцией, помехами соседнего канала, потерями, связанными с ограничением полосы (так как все системы используют в передатчике фильтры для передачи энергии в ограниченной или выделенной полосах, подобная фильтрация уменьшает общее количество передаваемой энергии, что приводит к ослаблению) и т. д., дБ.

Далее приводится расчет всех компонентов, входящих в формулу (13).

### 3.1. Потери в свободном пространстве

Потери в свободном пространстве рассчитываются согласно формуле (14) [1–3]:

$$L_{\text{пр}} = \left( 4\pi \cdot \frac{d_{\text{прд-прм}}}{\lambda} \right)^2, \quad (14)$$

где  $d_{\text{прд-прм}}$  — дальность радиосвязи, м;  $\lambda$  — длина волны, м.

### 3.2. Потери из-за ошибок наведения

Потери, вызванные ошибкой наведения, обусловлены неточностью наведения антенны и учитываются независимо как для передающей, так и для приемной антенн. Коэффициент усиления антенны рассчитывается в максимуме диаграммы направленности и уменьшается с отступом от него в соответствии с ее характеристикой. Отступ, который определяет снижение коэффициента усиления, — ошибка угла наведения.

Потери, вызванные ошибкой наведения, рассчитываются по формуле

$$L_{\text{нав}} = 12 \cdot \left( \frac{APE}{BW} \right)^2 \quad (\text{дБ}), \quad (15)$$

где  $APE$  — ошибка угла наведения, град;  $BW$  — ширина диаграммы направленности антенны по уровню  $-3$  дБ, град.

### 3.3. Поляризационные потери

Поляризационные потери возникают вследствие того, что поляризация входящей волны отличается от поляризации приемной антенны. При рассмотрении поляризационных потерь следует учитывать эффект Фарадея — вращение плоскости поляризации волны при прохождении через ионосферу. На частотах выше 2 ГГц влияние эффекта незначительно.

Поляризационные потери рассчитываются по формуле [3]:

$$L_{\text{пол}} = -10 \log_{10} \left( \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{4e_{\text{прд}} \cdot e_{\text{прм}}}{(1 + e_{\text{прд}}^2)(1 + e_{\text{прм}}^2)} + \frac{(1 - e_{\text{прд}}^2)(1 - e_{\text{прм}}^2) \cos(2 \cdot \text{pol})}{(1 + e_{\text{прд}}^2)(1 + e_{\text{прм}}^2)} \right] \right) \quad (\text{дБ}), \quad (16)$$

где  $e_{\text{прд}}$ ,  $e_{\text{прм}}$  — коэффициент эллиптичности поляризации передающей и приемной антенн (отношение малой полуоси эллипса к большой),  $\text{pol}$  — вид поляризации, рад.

### 3.4. Ослабление в атмосфере

При распространении радиоволн в земной атмосфере происходит ослабление напряженности поля за счет поглощения в газах, рассеяния и поглощения в гидрометеорах (дожде, граде, снеге, тумане, облаках), а также за счет поглощения в ионизированных областях. Основное поглощение радиоволн вызывает кислород и водяной пар.

При рассмотрении влияния тропосферы на распространение радиоволн необходимо учитывать основные факторы: рефракцию радиоволн, переизлучение гидрометеорами тропосферы, ослабление газами и гидрометеорами, деполяризацию.

Также необходимо учитывать такое явление, как поглощение в ионосфере. Оно обусловлено столкновениями свободных заряженных частиц с нейтральными молекулами и атомами. В процессе таких столкновений энергия, приобретенная заряженными частицами за счет возникновения упорядоченной скорости при воздействии электромагнитного поля, передается нейтральным молекулам и атомам, то есть имеют место тепловые потери. Поглощение в ионосфере существенно уменьшается при увеличении частоты  $f$  (обратно пропорционально квадрату частоты) из-за инерционности заряженных частиц и, следовательно, меньшей энергии, отнимаемой от воздействующего поля. Оно становится пренебрежимо малым на частотах выше 100–150 МГц, то есть его можно не учитывать в тех диапазонах частот, которые применяются в современных системах связи и вещания с использованием космических аппаратов.

Все перечисленные явления имеют зависимость от частоты, географического положения и угла места. Зависимость явлений, возникающих в атмосфере, от частоты содержится в табл. 1. В левом столбце приводится тип ослабления, в правом — зависимость данного явления от различных факторов влияния.

Таблица 1. Явления ослабления в атмосфере

Вид ослабления	Фактор влияния
Ослабление из-за облачности $A_c$ , дБ [5]	На частотах ниже 10 ГГц им обычно можно пренебречь. На частотах выше 10 ГГц по мере их увеличения ослабление становится все более важным фактором, особенно для малых углов места
Поглощение, рассеяние и деполаризация за счет гидрометеоров (капель воды и частиц льда в осадках) $A_r$ , дБ [4, 6]	Эти явления особенно заметны на частотах выше 10 ГГц
Ослабление радиоволн в атмосферных газах на наклонных трассах $A_g$ , дБ [7]	Диапазон частот 1–1000 ГГц
Ослабление из-за тропосферных мерцаний $A_s$ , дБ [4, 8, 9]	При низких углах места ( $\leq 10^\circ$ ) и на частотах выше приблизительно 10 ГГц тропосферные мерцания могут иногда вызвать серьезное ухудшение рабочих характеристик. При очень малых углах места ( $\leq 4^\circ$ для трасс, проходящих над сушей, и $\leq 5^\circ$ для трасс, проходящих над водой или вдоль побережья) замирания, вызванные многолучевым распространением, могут быть особенно сильными. В некоторых местах ионосферное мерцание может играть важную роль на частотах ниже приблизительно 6 ГГц

Общее суммарное ослабление радиосигналов в атмосфере вычисляется по формуле [4]:

$$At = A_g + \sqrt{(A_r + A_c)^2 + A_s^2} \text{ (дБ)}. \quad (17)$$

#### 3.4.1. Ослабление в облаках

Величину ослабления вследствие влияния облачности на наклонных трассах рассчитаем по следующей формуле [5]:

$$A_c = \frac{L \cdot K_l}{\sin(\theta)} \text{ (дБ)}, \quad (18)$$

где  $\theta$  — угол места,  $L$  — статистика общего столбчатого объема жидкой воды над Россией, берется из Р.840-5,  $K_l$  — коэффициент погонного ослабления, подробный расчет которого приведен в [5].

#### 3.4.2. Ослабления в дожде

Ослабление сигнала в гидрометеорах вызвано, во-первых, рассеянием электромагнитной энергии частицами. Под влиянием воздействующего поля каждая частица становится вторичным излучателем, рассеивающим электромагнитную энергию в различных направлениях, в результате чего уменьшается доля энергии, распространяющейся на точку приема. Вторая причина ослабления

напряженности поля в гидрометеорах — нерезонансное поглощение в частицах, также зависящее от их количества, электрических свойств и частоты. Это явление зависит от частоты, угла места и интенсивности осадков.

Влияние дождя вычисляется следующим образом [4]:

$$A_r = A_{0,01} \times (p/0,01)^{-(0,655+0,033 \ln(p)-0,045 \ln(A_{0,01})-\beta(1-p) \sin \theta)} \text{ (дБ)}, \quad (19)$$

где  $A_{0,01}$  — прогнозируемое значение ослабления, дБ;  $p$  — процент времени среднего года, %.

Процент времени среднего года, при котором проводится расчет потерь в атмосфере, например 0,01 %, означает, что в течение 99,99 % времени года ослабление на радиолинии не будет превышать рассчитанную величину и доступность радиолинии будет составлять 99,99 %.

Прогнозируемое значение ослабления  $A_{0,01}$ , превышаемое в течение 0,01 % времени среднего года, определяется по следующей формуле:

$$A_{0,01} = \gamma_r \cdot L_e \text{ (дБ)}, \quad (20)$$

где  $L_e$  — эффективная длина трассы, км;  $\gamma_r$  — погонное ослабление, подробный расчет которого приведен в [4], дБ/км.

Эффективная длина трассы рассчитывается по следующей формуле:

$$L_e = L_r \cdot \nu_{0,01} \text{ (км)}, \quad (21)$$

где  $L_r$  — вертикальная проекция длины наклонной трассы, км;  $\nu_{0,01}$  — коэффициент подстройки по вертикали для 0,01 % времени.

Подробный расчет коэффициента подстройки по вертикали,  $\nu_{0,01}$  для 0,01 % времени, коэффициента ослабления по горизонтали и остальных параметров приведены в [4].

Если высота станции над уровнем моря выше высоты слоя дождя, то прогнозируемое ослабление в дожде для любого процента времени равно нулю и дальнейших вычислений не требуется. Расчет высоты слоя дождя приводится в [10].

Оценка ослабления, превышаемого для других процентов времени среднего года в диапазоне от 0,001 % до 5 %, определяется пересчетом по значению ослабления 0,01 % времени среднего года.

### 3.4.3. Ослабления в атмосферных газах

Ослабление сигнала вызвано явлением поглощения в атмосферных газах и зависит от частоты, угла места, высоты над уровнем моря и плотности водяных паров.

Ослабление на трассе для систем связи можно рассчитать, разделив атмосферу на горизонтальные слои, определяющие профиль изменения таких параметров, как давление, температура и влажность вдоль трассы.

Полные потери в атмосферных газах вычисляются по формуле [7]

$$A_g = \sum_{n=1}^k a_n \gamma_r \text{ (дБ)}, \quad (22)$$

где  $a_n$  — длина участка трассы в слое, км.

Погонное затухание  $\gamma_r$  рассчитывается путем суммирования спектральных линий по формуле:

$$\gamma_r = 0,1820 f_{\text{вниз}} (N''_{\text{кислород}}(f_{\text{вниз}}) + N''_{\text{вод.пар}}(f_{\text{вниз}})) \text{ (дБ/км)}, \quad (23)$$

где  $N''_{\text{кислород}}(f_{\text{вниз}})$ ,  $N''_{\text{вод.пар}}(f_{\text{вниз}})$  — мнимая часть частотно-зависимой комплексной преломляющей способности, расчет которых приведен в [7].

Для расчета общего затухания на спутниковой линии необходимо знать не только погонное затухание в каждой точке линии, но и длину трассы, на которой возникает погонное затухание такой величины. Чтобы определить эту длину, необходимо учесть искривление луча, распространяющегося над Землей.

### 3.4.4. Ослабление из-за тропосферных мерцаний

Величина тропосферных мерцаний зависит от величины и структуры изменений индекса рефракции, увеличиваясь с возрастанием частоты и длины трассы, проходящей через среду распространения, и уменьшаясь по мере сужения диаграммы направленности антенны за счет усреднения ее апертуры.

Глубина замираний рассчитывается по следующей формуле [4]:

$$A_s = a(p) \cdot \sigma \text{ (дБ)}, \quad (24)$$

где  $\sigma$  — стандартное отклонение сигнала для рассматриваемого периода и трассы распространения, дБ;  $a(p)$  — коэффициент процента времени для рассматриваемого  $p$ .

Подробный расчет составляющих, входящих в формулу (24), представлен в [4, 8, 9].

## 3.5. Результаты расчета

Исходные данные и результаты расчета могут быть представлены в виде таблицы, шаблон которой приведен ниже (табл. 2).

## Заключение

В статье представлена методика расчета энергетического запаса в радиолинии точка-точка («КА-Станция»), перечислены все факторы, оказывающие влияние на величину запаса в радиолинии, показано, из каких составляющих складывается величина потерь в атмосфере Земли, и представлены аналитические выражения для проведения соответствующих расчетов, приведены ссылки на рекомендации МСЭ. Также приведены формулы расчета эквивалентной шумовой температуры приемника. Таким образом устранены пробелы в расчетах, возникающие из-за неполного учета

Таблица 2

Параметр	Обязательно/Желательно для расчета
Информационная скорость передачи данных, Мбит/с	Обязательно
Полоса частот, МГц	Желательно
Требуемое отношение $E_b/N_{0\text{треб}}$ , дБ	Обязательно
Частота, ГГц	Обязательно
<b>ЭИИМ передатчика, дБВт</b>	Обязательно
Коэффициент усиления ПРД антенны, дБ	Желательно
Потери в СВЧ-тракте, дБ	Желательно
Мощность передатчика, Вт	Желательно
<b>Потери наведения ПРД антенны, дБ</b>	Обязательно
Ширина ДН ПРД антенны, град	Желательно
Ошибка угла наведения, град	Желательно
<b>Потери в свободном пространстве, дБ</b>	Обязательно
Дальность связи, км	Желательно
Угол места, град	Обязательно
Высота ПРМ над уровнем моря, км	Обязательно
Широта ПРМ, град	Обязательно
Коэффициент процента времени, %	Обязательно
Интенсивность осадков, км	Обязательно
<b>Потери в атмосфере, дБ</b>	Обязательно
Ослабление в дожде, дБ	Обязательно
Ослабление в атмосферных газах, дБ	Обязательно
Ослабление в облаках, дБ	Обязательно
Ослабление из-за мерцаний, дБ	Обязательно
Диаметр ПРМ антенны, м	Обязательно
Коэффициент использования ПРМ антенны	Обязательно
<b>Потери наведения ПРМ антенны, дБ</b>	Обязательно
Ширина ДН ПРМ антенны, град	Желательно
Ошибка угла наведения, град	Желательно
<b>Потери на обтекателе ПРМ антенны, дБ</b>	Обязательно
<b>Добротность (G/T)</b>	Обязательно
Коэффициент усиления ПРМ антенны, дБ	Желательно
Шумовая температура системы, К	Желательно
Потери в СВЧ-тракте, дБ	Желательно
<b>Запас, дБ</b>	Обязательно

составляющих, что приводит к завышению результатов, последующим исправлениям и корректировкам.

Методика будет полезна специалистам, занимающимся расчетами радиолиний, а ее использование на предприятиях ракетно-космической промышленности позволит легко соотносить расчеты и проводить экспертные оценки по единым правилам.

## Список литературы

1. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. Пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. *Марков Г. Т., Сазонов Д. М.* Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М: Энергия, 1975. 523 с.
3. Спутниковая связь и вещание / Под ред. Л. Я. Кантора. 2-е изд. М: Радио и связь, 1988.
4. ITU-R Recommendations. P.618-13. Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems, Geneva, 2017. 27 p.
5. Recommendations ITU-R P.840-7. Attenuation due to clouds and fog. Geneva, 2017. 4 p.
6. ITU-R Recommendations. P.838-3. Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования, Женева, 2005. 9 с.
7. ITU-R Recommendations. P.676-11. Attenuation by atmospheric gases, Geneva, 2016. 23 p.
8. ITU-R Recommendations. P.835-6. Reference standard atmospheres, Geneva, 2017. 10 p.
9. ITU-R Recommendations. P.453-13. The radio refractive index: its formula and refractivity data, Geneva, 2017. 23 p.
10. ITU-R Recommendations. P.839-4. Модель высоты слоя дождя, используемая в методах прогнозирования, (1992-1997-1999-2001-2013). 1 с.
11. *Сомов А. М., Корнев С. Ф.* Спутниковые системы связи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А. М. Сомова. М.: Горячая линия–Телеком, 2012. 244 с.

УДК 621.396.67.091 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.75.80

## Расчет коэффициента усиления антенн через трехмерное представление диаграмм направленности и оценка их взаимного влияния

**В. И. Толкачев**, к. воен. н., [tolkachev\\_1707@mail.ru](mailto:tolkachev_1707@mail.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**О. Г. Пикалов**, к. т. н., [pikalov-og@bk.ru](mailto:pikalov-og@bk.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**С. В. Паньчев**, к. т. н., [sergey\\_p76@mail.ru](mailto:sergey_p76@mail.ru)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**И. Г. Новиков**, [novige@mail.ru](mailto:novige@mail.ru)

ФГБОУ «Московский технологический университет» (МИРЭА), Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** В статье рассматривается задача определения коэффициента усиления произвольно ориентированной известной антенны в заданном направлении. Решение такой задачи необходимо при оценке электромагнитной совместимости радиотехнических систем, содержащих одновременно приемные и передающие сегменты, оборудованные собственными антеннами. Основное внимание уделяется рассмотрению и анализу формы диаграммы направленности антенны (ДНА), которая представляется в виде трехмерной фигуры вращения.

Определение интенсивности пространственного взаимодействия приемной и передающей антенн посредством моделирования форм их диаграмм направленности с учетом их взаимной ориентации является одной из важнейших задач определения степени влияния передающего сегмента на приемные устройства радиотехнической системы.

Метод, рассмотренный в статье, предполагает несложную программную реализацию и рассчитан на применение в специальных программных продуктах, создаваемых для анализа электромагнитной обстановки в радиотехнических системах, а также для оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств.

**Ключевые слова:** диаграмма направленности антенны, коэффициент усиления антенны, электромагнитная совместимость

## Calculation of Antenna Gain via 3D Radiation Pattern and Estimation of Their Mutual Influence

**V. I. Tolkachev**, *Cand. Sci. (Military)*, [tolkachev\\_1707@mail.ru](mailto:tolkachev_1707@mail.ru)

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

**O. G. Pikalov**, *Cand. Sci. (Engineering)*, [pikalov-og@bk.ru](mailto:pikalov-og@bk.ru)

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

**S. V. Pan'chev**, *Cand. Sci. (Engineering)*, [sergey\\_p76@mail.ru](mailto:sergey_p76@mail.ru)

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

**I. G. Novikov**, [novige@mail.ru](mailto:novige@mail.ru)

Federal State Budget Educational Institution "Moscow Technological University" (MIREA),  
Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The paper considers the task to determine the gain of the optionally beamed antenna on the set direction. It is necessary to solve the task when evaluating electromagnetic compatibility of radio engineering systems involving both receiving and transmitting segments equipped with in-house antennas. The main attention is focused on treatment and analysis of the form of the antenna radiation pattern appearing as a 3D rotation figure.

The determination of the intensity of the 3D interaction of receiving and transmitting antennas by means of simulating the radiation patterns considering their mutual orientation is one of the most important task of obtaining the degree of the influence of the transmitting segment on the reception devices of the radio engineering system.

The method given in the paper presumes a simple software realization and is slated to be applied in the special software product created for the analysis of the electromagnetic situation in radio engineering systems, as well as for evaluating electromagnetic compatibility of radioelectronic facilities.

**Keywords:** antenna radiation pattern, antenna gain, electromagnetic compatibility

## Введение

Как известно, любая аппаратура, связанная с приемом или передачей информации посредством электромагнитных волн, снабжена антенной в том или ином виде.

Немало труда было потрачено инженерами, чтобы добиться от создаваемых антенн требуемых параметров, в первую очередь снижающих энергетические затраты на передачу полезных электромагнитных сигналов в нужном направлении, а также улучшающих прием полезных сигналов с интересующих направлений. Одним из таких параметров можно считать коэффициент усиления антенны (КУ), определяемый как отношение плотности потока излучаемой энергии в некотором направлении при помощи рассматриваемой антенны к плотности потока, которая излучалась бы в этом же направлении изотропной антенной (то есть воображаемой, идеальной антенной, излучающей с равномерной интенсивностью по всем направлениям). Отображение коэффициентов усиления антенны в сферической системе координат, где интенсивность излучения отображается радиальной координатой, а направление — азимутальной, называется диаграммой направленности антенны (ДНА). Разумеется, что каждый тип антенны, каждое ее габаритное исполнение, в зависимости от используемых частот излучения или приема, имеет свою характерную форму диаграммы направленности.

Формы диаграмм направленности имеют весьма разнообразный вид. Они могут как обладать главным лепестком, а также боковыми и обратными лепестками (что характерно для узконаправленных, например параболических антенн, рис. 1), так и не обладать ими, как, например, диаграммы направленности штыревых антенн (рис. 2).

Когда речь идет о максимальном качестве передачи или приема сигнала, то исходя из приведенных рисунков можно интуитивно понять, что оно достигается ориентацией антенны таким образом, чтобы радиальная координата диаграммы направленности (другими словами, коэффициент усиления) была максимальна в направлении приемника (в случае передачи) или источника сигнала (в случае приема).

В данной статье предлагается рассмотреть другую задачу — **определение коэффициента**

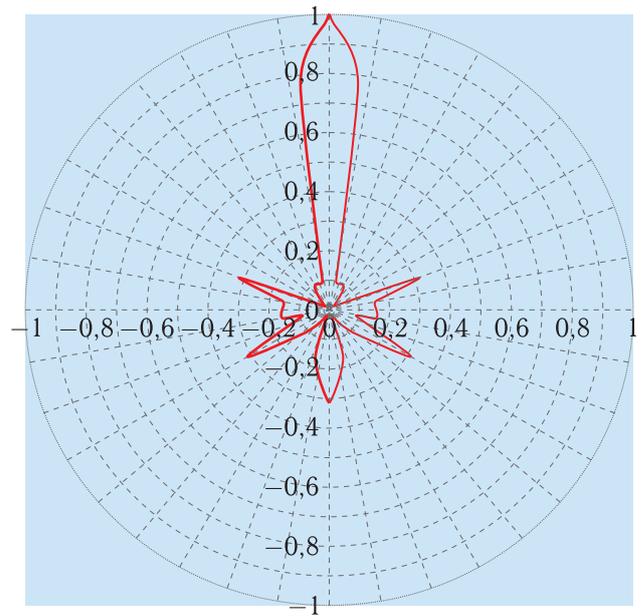


Рис. 1. Диаграмма направленности узконаправленной антенны

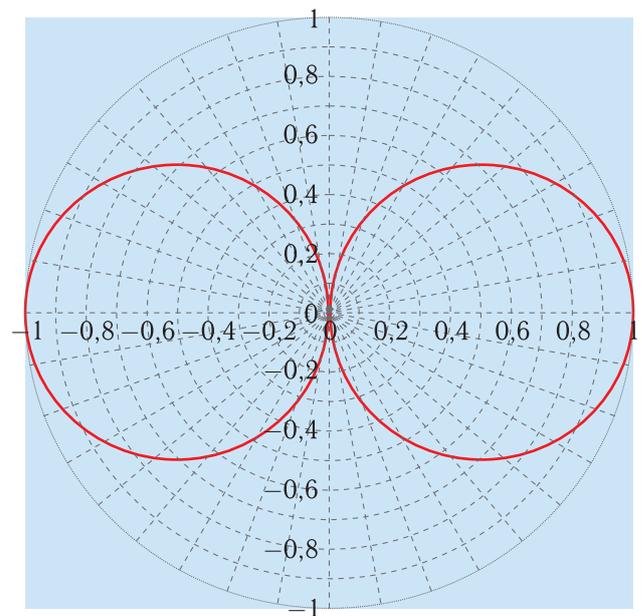


Рис. 2. Диаграмма направленности стержневой антенны

**усиления произвольно ориентированной известной антенны в заданном направлении.** Решение такой задачи необходимо, например, при оценке проблемы электромагнитной совместимости для систем, содержащих одновременно приемные и передающие сегменты, оборудованные собственными антеннами. В этом случае подразумевается, что приемные и передающие сегменты работают

по независимым друг от друга каналам. При этом возникает необходимость оценить паразитное влияние работы передающих сегментов на каналы приемных. Одна из составных частей такого расчета — оценка взаимных коэффициентов усиления передающих и приемных антенн.

В данной статье будет рассмотрен метод оценки взаимных коэффициентов усиления для одной пары антенн, одна из которых передающая, другая — приемная. Разумеется, для большой системы, содержащей по несколько приемных и передающих сегментов (например, для космического аппарата), необходимо будет проводить попарный анализ.

Необходимыми входными данными для решения данной задачи будем считать:

1. Координаты размещения передающей и приемной антенн (подразумеваются декартовы координаты  $x$ ,  $y$ ,  $z$ , заданные в произвольной, но единой для обеих антенн системе координат).

2. Углы поворота осей антенн — азимут и угол места (нулевым азимутом считаем ось  $OX$ , а поворотом по азимуту считаем поворот в плоскости  $XOY$ . Под углом места понимаем угол между осью антенны и плоскостью  $XOY$ ).

3. Форма диаграмм направленности рассматриваемых антенн.

Стоит заметить, что, независимо от формы диаграммы направленности, под осью мы будем понимать прямую, располагаемую по нулевому углу диаграммы. На рисунках, приведенных выше, осью является вертикальная прямая, проходящая через центр.

Для начала осуществим расчет коэффициента усиления некоторой заданной передающей антенны в направлении некоторой заданной приемной антенны.

Первым шагом нашего расчета будет нахождение угла между осью передающей антенны и направлением на приемную антенну (которую в данном случае мы упрощенно считаем точкой).

Угол направления между антеннами — это угол между тремя точками в пространстве:  $t_1$  — местоположение антенны приемника,  $t_2$  — местоположение антенны передатчика,  $t_3$  — произвольная точка на оси ДНА передатчика (если мы ищем угол между осью антенны передатчика и направлением на антенну приемника, рис. 3).

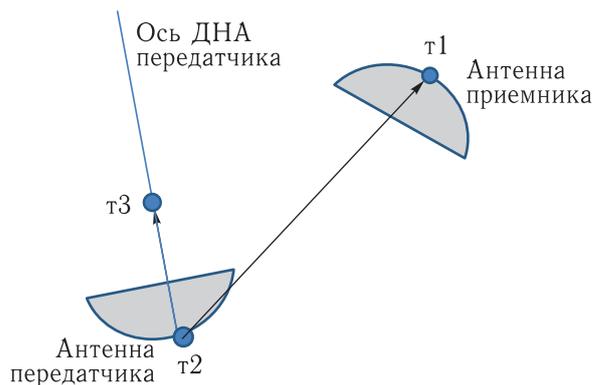


Рис. 3. Схематичное отображение расположения антенн

Как было сказано выше,  $t_1$  задана декартовыми координатами,  $t_2$  тоже декартовыми координатами. В качестве точки  $t_3$  возьмем точку по оси диаграммы направленности передатчика, отстоящую от точки  $t_2$  на 1 единицу (например, 1 м, при условии, что шкала системы координат задана в метрах). Таким образом, мы знаем координаты точек  $t_1$  и  $t_2$ , а координату точки  $t_3$  нам предстоит определить.

При помощи несложных тригонометрических преобразований получим, что координаты точки  $t_3$  численно равны:

$$x_3 = x_2 + \cos(a) \cdot \cos(b), \quad (1)$$

$$y_3 = y_2 - \sin(a) \cdot \cos(b), \quad (2)$$

$$z_3 = z_2 + \sin(b), \quad (3)$$

где  $a$  — азимут антенны передатчика;

$b$  — угол места антенны передатчика;

$x_2, y_2, z_2$  — декартовы координаты передатчика.

Теперь мы имеем координаты всех трех точек.

Найти угол между ними можно как угол между векторами  $t_2t_1$  и  $t_2t_3$ .

Косинус угла между векторами находится как отношение скалярного произведения векторов к произведению их длин.

Соответственно сам угол (назовем его  $\alpha$ ) находится по формуле

$$\alpha = \arccos \left( \frac{(x_3 - x_2) \cdot (x_1 - x_2) + (y_3 - y_2) \cdot (y_1 - y_2) + (z_3 - z_2) \cdot (z_1 - z_2)}{\sqrt{(x_3 - x_2)^2 + (y_3 - y_2)^2 + (z_3 - z_2)^2} \times \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2 + (z_1 - z_2)^2}} \right). \quad (4)$$

В формуле (4) вычитание значений  $x_2, y_2, z_2$  из координат других интересующих нас точек показывает параллельный перенос рассматриваемой системы в начало координат.

Итак, угол между осью передающей антенны и направлением на приемную антенну определен. Теперь возникает задача определения коэффициента усиления передающей антенны, соответствующего данному углу. Для этого нам понадобится провести определенный анализ диаграммы направленности передающей антенны.

Для математического задания формы диаграммы направленности представим ее в виде двумерной таблицы. Первое поле будет отражать отклонение в градусах от главной оси. Интервал, который необходимо рассмотреть в интервале  $0-180^\circ$ . Здесь мы делаем определенное допущение и считаем диаграмму направленности симметричной относительно оси антенны, а ее сечение перпендикулярной оси плоскостью соответственно круговым.

Второе поле таблицы будет отражать относительную мощность, излучаемую антенной в направлении, соответствующем значению первого поля. Максимальное значение такой относительной мощности примем за 1 (таблица).

Для наглядности эти табличные данные можно отобразить на графике, а также обозначить вершины полученной фигуры (рис. 4).

Теперь диаграмму направленности, заданную таблицей, можно представить как тело вращения

Таблица. Таблица приближенного описания диаграммы направленности

Угол между осью антенны и направлением, град	Относительная мощность, раз
0	1,00
20	0,79
40	0,32
60	0,40
80	0,32
100	0,50
120	0,32
140	0,50
160	0,32
180	0,79

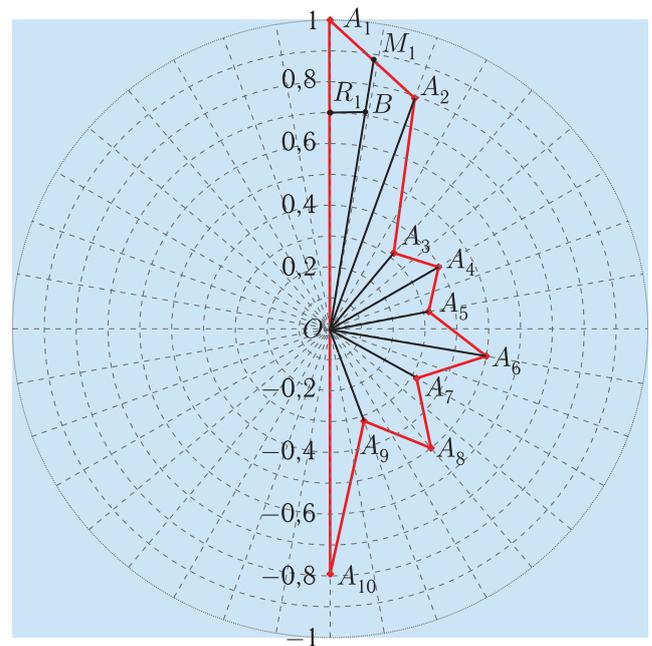


Рис. 4. Графическое отображение табличных данных

фигуры, изображенной на рис. 4 вокруг прямой  $OA_1$ . Как легко увидеть, фигура состоит из треугольников ( $A_1OA_2, A_2OA_3, A_3OA_4$  и т. д.), причем для каждого такого треугольника нам известны длины сторон, равные относительным мощностям, и углы между ними (равные разнице углов, заданных в таблице).

Общую мощность передатчика, излучаемую данной антенной, можно интерпретировать как объем диаграммы направленности (то есть тела вращения рассматриваемой фигуры). Для нахождения объема тела вращения воспользуемся **второй теоремой Гульдина–Паппа**, которая гласит:

*Объем тела, образованного вращением плоской фигуры вокруг оси, расположенной в той же плоскости и не пересекающей фигуру, равен площади фигуры, умноженной на длину окружности, радиусом которой служит расстояние от оси вращения до барицентра фигуры.*

Таким образом, можно сделать вывод, что общий объем тела вращения будет представлять собой композицию тел вращения указанных выше треугольников.

Возьмем первый треугольник —  $A_1OA_2$ .

Его площадь легко вычисляется по формуле

$$S_1 = 1/2 \cdot OA_1 \cdot OA_2 \cdot \sin(A_1OA_2). \quad (5)$$

Теперь необходимо найти барицентр (центр масс) рассматриваемого треугольника. Из геометрии известно, что барицентр треугольника лежит на пересечении медиан, а медианы пересекаются в отношении 2 : 1.

Сначала найдем длину стороны  $A_1A_2$  по теореме косинусов:

$$A_1A_2 = \sqrt{(OA_1^2 + OA_2^2 - 2 \cdot OA_1 \cdot OA_2 \cdot \cos(A_1OA_2))}. \quad (6)$$

Зная стороны треугольника, определяем длину медианы, проведенную к  $A_1A_2$  по формуле

$$OM_1 = 1/2 \cdot \sqrt{(OA_1^2 + OA_2^2 - A_1A_2^2)}, \quad (7)$$

а затем умножаем эту длину ( $OM_1$ ) на 2/3, определяя положение барицентра ( $B$ ) на медиане. Теперь необходимо определить расстояние от барицентра до оси  $OA_1$ , потому что для расчета объема нужно знать длину окружности, которую описывает барицентр при вращении. Радиус этой окружности — как раз длина перпендикуляра, опущенного из барицентра на ось  $OA_1$ .

Понимая, что медиана делит треугольник пополам в смысле площади, и зная площадь треугольника  $OA_1A_2$  ( $S_1$ ), находим угол между медианой и осью  $OA_1$ :

$$A_1OM_1 = \arcsin \left( 1/2(S_1/(1/2 \cdot OA_1 \cdot OM_1)) \right). \quad (8)$$

Отсюда определяем расстояние от оси  $OA_1$  до барицентра (см. рис. 4):

$$R_1 = 2/3 \cdot OM_1 \cdot \sin(A_1OM_1). \quad (9)$$

Применяя вторую теорему Гульдина–Паппа, получаем, что объем тела вращения треугольника  $A_1OA_2$  равен

$$V_1 = S_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot R_1. \quad (10)$$

Аналогичным образом находим объемы тел вращения других треугольников фигуры, после чего, сложив их, получаем общий объем тела вращения всей фигуры ( $V$ ).

При излучении той же мощности изотропной антенной (вспомним, что изотропная антенна —

это идеальная антенна, излучающая равномерно во всех направлениях) диаграмма направленности выглядела бы как шар того же объема  $V$  с радиусом, равным:

$$R_{и} = \sqrt[3]{3/4 \cdot V/\pi}. \quad (11)$$

Таким образом, мы геометрически интерпретировали мощность изотропного излучения величиной  $R_{и}$  и получили возможность определить коэффициент усиления антенны в направлении, угол которого рассчитан формулой (4). Для этого необходимо найти величину радиального параметра  $R$  по рис. 4 для этого угла ( $\alpha$ ). Это возможно сделать с помощью несложного линейного расчета по пропорциям. Сначала определяется треугольник, в который попадает луч угла  $\alpha$ , затем используется следующая формула:

$$R = (\alpha - A_1OA_n)/(A_1OA_{n+1} - A_1OA_n) \times (OA_{n+1} - OA_n) + OA_n, \quad (12)$$

где  $n$  — номер треугольника, в который попадает луч угла  $\alpha$ .

Теперь у нас есть возможность найти отношение радиальных параметров  $R$  и  $R_{и}$  и, таким образом, определить коэффициент усиления передающей антенны в направлении приемной антенны:

$$GER = R/R_{и}. \quad (13)$$

Обозначение *GER* основано на английских словах *gain* (усиление), *emitter* (излучатель), *receiver* (приемник) и показывает рассматриваемое направление усиления («от передатчика к приемнику», в противоположность *GRE* — коэффициент усиления приемной антенны в направлении передатчика).

Таким же образом вычисляется коэффициент усиления приемной антенны в направлении передатчика. Стоит напомнить, что полученные значения *GER* и *GRE* измеряются в «разах», поэтому коэффициентом передачи мощности от передатчика к приемнику можно считать произведение  $GER \times GRE$ . В некоторых случаях значения *GER* и *GRE* переводят в децибелы и тогда коэффициент передачи мощности от передатчика к приемнику представляет собой их сумму  $GER + GRE$ .

## Заключение

К достоинству приведенного метода можно отнести возможность учета трехмерной формы диаграммы направленности антенны наиболее распространенного кругового сечения и простоту его реализации электронно-вычислительными средствами. Метод не требует сложных программных средств и легко реализуется в таких распространенных приложениях, как, например, Excel.

К недостаткам метода можно отнести упрощение моделей диаграмм направленности (фигура вращения). Однако метод открыт для дальнейших модернизаций. В перспективе возможно функциональное расширение метода до расчета диаграмм направленностей эллиптического сечения. Также несложно развить данный метод до учета апертур взаимодействующих антенн. Для этого случая будет создан механизм интегрированного расчета по телесным углам и сопоставление полученных значений с коническими объемами — сегментами изотропного шара.

## Список литературы

1. Электромагнитная совместимость систем спутниковой связи / Под ред. Л. Я. Кантора и В. В. Ноздрина. М.: НИИР, 2009. 280 с.
2. Бадалов А. Л., Михайлов А. С. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: Справочник. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
3. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Под ред. проф. Ю. А. Феоктистова. М.: Радио и связь, 1988. 216 с.
4. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем / Под ред. д. т. н. проф. М. А. Быховского. М.: Экотрендз, 2006. 377 с.
5. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. М.: РадиоСофт, 2016. 744 с.
6. Устройства СВЧ и антенны. Под ред. д. т. н, проф. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2006. 378 с.
7. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и радиоконтроль. Методы оценки эффективности / Под ред. П. А. Сая. М.: Радиотехника, 2015. 400 с.
8. Галимов Г. К. Антенны радиотелескопов, систем космической связи и РЛС. М.: Адвансед Солюшнз, 2013. 392 с.

## Теорема Котельникова–Шеннона и практическое использование целых функций для представления сигнала на приемной стороне

А. И. Трощенко, аспирант, *as181191@mail.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** В статье приведены положения, объединяющие инженерный и математический подходы к обработке сигналов телеметрии и иных информационных сигналов на приемной стороне. Показана связь между табличным набором значений телеметрических параметров и имитирующими данные параметры функциями. Описан метод оценки характера изменения разных типов телеметрических параметров. Предложен ряд задач, решение которых сделает возможным применение математического аппарата Котельникова для экономного кодирования информации в качестве эффективной альтернативы используемым на сегодняшний день методам.

Результаты работы заключаются в четко поставленных инженерных задачах, инновационных подходах к обработке и представлению космической телеметрии. В совокупности с применением современных математических методов преобразования информации обозначенные положения позволяют реализовать разработку принципиально новых методов передачи информации.

**Ключевые слова:** теорема отсчетов, непрерывная функция, телеметрический сигнал, спектральная форма, граничная частота, отсчет, опрос, опросность, временная ось, аппроксимирующий многочлен, ортогональный базис

## Sampling Theorem and Practical Usage of Entire Functions for Signal Representation on the Receiving Side

A. I. Troshchenkov, post-graduate student, *as181191@mail.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** The article contains the provisions uniting engineering and mathematical approaches to process telemetry signals and other information signals on the reception side. The connection between a tabular composition of the values of telemetric parameters and the functions simulating these parameters is shown. The method to evaluate the nature of the change of different types of telemetry parameters is described. A number of the tasks, the solution of which will make possible to apply the mathematical apparatus of Kotel'nikov for economical coding of information as an effective alternative to the methods used today, is offered.

The pay-offs of the paper consist in clearly set of engineering tasks, innovative approaches to processing and representation of the space telemetry. In conjunction with application of modern mathematical methods of data transformation, the presented provisions allow realization of the development of essentially new methods of information transfer.

**Keywords:** sampling theorem, continuous function, telemetry signal, spectral form, cutoff frequency, reading, sampling, sampling rate, time axis, approximating polynomial, orthogonal basis

В радиосвязи известна теорема Котельникова–Шеннона [1–3]. В формулировке К. Шеннона [4] теорема звучит следующим образом:

**Теорема.** Если функция  $f(x)$  не содержит составляющих с частотой выше  $W$  Гц, то она полностью определяется последовательностью ее значений в точках, отстоящих на расстоянии  $1/2W$  друг от друга.

Шеннон дал теореме наименование «теорема отсчетов». Под этим наименованием она и известна в англоязычной технической литературе.

Далее по тексту термины «функция» и «сигнал» будем считать синонимами, а  $f(x) = f(t)$ .

**Определение.** Функции, которые не содержат составляющих частот выше заданной (выше  $W$  Гц), называются функциями с ограниченным спектром.

Сформулированное в теореме утверждение является теоремой отсчетов во временном представлении. Известна также теорема отсчетов в частотном представлении (например, [4]).

**Определение.** «Отсчеты» в теореме Шеннона — это последовательность ее значений в точках, отстоящих на расстоянии  $1/2W$  друг от друга. Фактически на основе этих значений формируются вспомогательные функции, сумма которых и представляет восстановленную форму сигнала.

Как известно, любая непрерывная функция может быть разложена на конечном отрезке в ряд Фурье, то есть представлена в спектральной форме — в виде суммы ряда синусоид с кратными (нумерованными) частотами с определенными амплитудами и фазами. У относительно гладких функций спектр быстро убывает (коэффициенты модуля спектра быстро стремятся к нулю). Для представления «изрезанных» функций, с разрывами и «изломами» нужны синусоиды с большими частотами.

В инженерной практике о том, что у Шеннона за «отсчетом» «стоит» функция, никто не помнит, и этими вспомогательными функциями для восстановления сигнала инженеры не пользуются. В инженерной практике под «отсчетом» понимается не функция, а значение сигнала в заданное время «опроса» сигнала («последовательность его значений в точках, отстоящих на расстоянии  $1/2W$  друг от друга»).

**Определение.** «Опрос» — это процесс определения текущего мгновенного значения сигнала в заданный момент времени.

**Определение.** «Опросность» — это частота «опроса» сигнала.

Понятно, что в инженерной практике для восстановления сигнала на приемной стороне удобнее использовать не «функции-отсчеты», а «отсчеты» — мгновенные значения сигнала в точках «опроса» сигнала.

Класс функций с ограниченным спектром весьма велик. Достаточно отметить, что спектры бывают сплошные и линейчатые

Любой периодический сигнал можно представить в виде

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{jn\omega_1 t},$$

где

$$\dot{A}_n = \frac{1}{2}(a_n - jb_n) = \frac{1}{2} A_n e^{-j\varphi_n}$$

— комплексные амплитуды спектра, содержащие информацию как об амплитудном, так и о фазовом спектрах.

Приведен спектр периодического сигнала — **линейчатый** спектр:

$$\dot{S}_n = \frac{1}{2} \dot{A}_n T = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) e^{-l\omega t} dt.$$

**Сплошной** спектр (спектр непериодического сигнала):

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-l\omega t} dt.$$

$\dot{S}(\omega)$  — комплексный спектр, в нем содержится информация как о спектре амплитуд, так и о спектре фаз.

Из строгой математической теории рядов Фурье [5] известно, что функции с ограниченным спектром представимы на бесконечной оси времени, а функция, ограниченная по времени, представима на бесконечной оси частот (т. е. не является функцией с ограниченным спектром). Действительно, из рис. 1 и 2 видно, что периодический сигнал — сигнал, не ограниченный по времени, имеет спектр

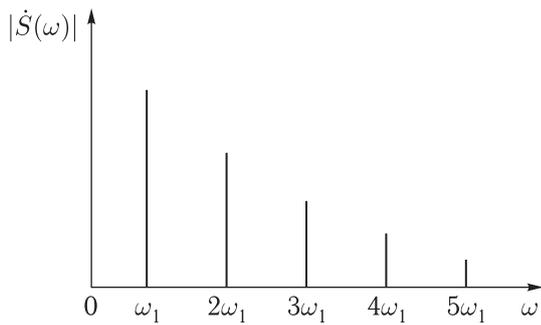


Рис. 1. Пример линейчатого спектра

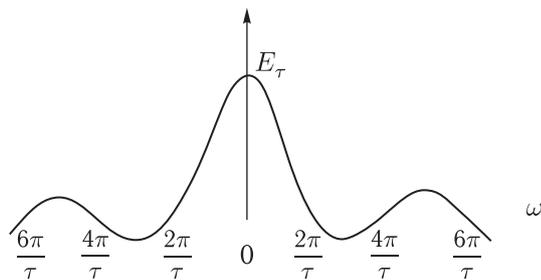


Рис. 2. Пример сплошного спектра

в виде ограниченного числа гармоник. Непериодический же сигнал — сигнал, ограниченный по времени, имеет спектр, не ограниченный на оси частот.

В инженерной практике передачи данных (в телевидении, в радиотелеметрии), когда время передачи данных заведомо ограничено, теоретически мы должны иметь дело с сигналами, имеющими неограниченный спектр. При этом возникают три инженерные задачи:

1. Задача «назначения» граничной частоты спектра, относительно которой более высокочастотными составляющими можно пренебречь.

2. Инженерная задача приближенного представления передаваемого сигнала на приемной стороне по его отсчетам (числам), сформированным на передающей стороне.

3. Задача оценки погрешности представления.

В. А. Котельников при доказательстве теоремы применил искусственный математический прием с использованием ряда [1], позднейшими исследователями названного рядом Котельникова.

В инженерной практике при представлении сигнала на приемной стороне математический аппарат Котельникова (как и «функции-отсчеты» Шеннона), предложенный им при доказательстве теоремы, не используется.

Таким образом, теорема Котельникова–Шеннона для инженеров-практиков представляет собой математическое обоснование возможности представления (на ограниченном отрезке времени) сигнала, состоящего из бесконечного количества точек, путем использования конечного количества чисел-отсчетов.

Для представления сигнала на приемной стороне используется хорошо разработанная теория аппроксимации. В этой теории применяются методы аппроксимации с использованием многочленов. В основе метода аппроксимации лежит теорема Вейерштрасса, доказанная им в XIX в. Известно несколько методов доказательства утверждения теоремы Вейерштрасса, среди которых наиболее предпочтительным для инженерного восприятия является доказательство, приведенное в [7].

Применительно к непрерывным функциям одного действительного переменного, заданным на конечном отрезке  $[a, b]$ , первая теорема Вейерштрасса утверждает: для любой непрерывной на  $[a, b]$  функции  $f(x)$  существует последовательность обыкновенных многочленов, равномерно сходящаяся на  $[a, b]$  к  $f(x)$  [7].

Сущность первой теоремы Вейерштрасса в том, что всякая непрерывная в конечном замкнутом интервале функция может быть разложена в равномерно сходящийся ряд, члены которого являются многочленами.

Более ясную связь разложения непрерывной периодической функции с периодом  $2\pi$  дает вторая теорема Вейерштрасса [6, с. 40].

Если  $F(t)$  — непрерывная функция с периодом  $2\pi$ , то каково бы ни было число  $\epsilon > 0$ , существует тригонометрическая сумма  $S_n(t)$ ,  $S_n(t) = a_0 + \sum (a_k \cos kt + b_k \sin kt)$ , где суммирование проводится по  $k$ , которое изменяется от 1 до  $n$ :

$$[n = n(\epsilon)].$$

Эта сумма для всех  $t$  удовлетворяет неравенству

$$|F(t) - S_n(t)| \leq \epsilon.$$

Многочлены, как известно, принадлежат к классу целых функций [8].

К целым функциям относятся многочлены, показательная функция, тригонометрические функции (синус и косинус) и другие. Те целые функции,

которые не являются многочленами (они называются трансцендентными), во многих отношениях ведут себя как своего рода «многочлены бесконечно высокой степени». В инженерном плане представляют интерес аппроксимация функций (сигналов) с использованием многочленов конечной степени.

Из представителей целых функций мы будем касаться только исследования многочленов конечной степени и тригонометрических функций.

Во введении к книге Я. И. Хургина и В. П. Яковлева [8] сказано, что теорема «отсчетов» — «это теорема о возможности для передачи сигнала с ограниченным спектром в принципе использовать не все его значения, а лишь отдельные периодически выбираемые (“равноотстоящие” — *Прим. авт.*) значения и при этом на приемном конце восстановить однозначно сигнал на всей временной оси».

Известна также теорема об особых неравноотстоящих «отсчетах» (ТОНО), или теорема отсчетов в особых точках, доказывающая возможность использования для восстановления сигнала «особых» отсчетов.

Под особыми отсчетами в данном случае понимаются значения сигнала, взятые в особых точках сигнала, где первая, вторая и другие производные равны нулю [10, 11], а равноотстоящие отсчеты рассматриваются как частный случай неравноотстоящих отсчетов. При этом для восстановления сигнала по неравноотстоящим отсчетам также используются многочлены конечной степени.

Далее в предисловии В. П. Хургина к [9] читаем: «Однако вскоре удалось понять: все дело в том, что функции с ограниченным спектром — это целые аналитические функции и, следовательно, формула Котельникова — это одна из возможных интерполяционных формул, используемых в теории целых функций». А еще ниже речь идет о доказательстве и обобщении студентами Б. С. Цыбаковым и В. П. Яковлевым теоремы Котельникова «с помощью аппарата теории интерполирования целых функций».

Однако анализ литературы показал, что публикации Б. С. Цыбакова и В. П. Яковлева с доказательством этого утверждения отсутствуют, либо доказательства опубликованы в малоизвестном издании малым тиражом.

С целью восстановления указанного пробела представляет интерес доказать или опровергнуть пять утверждений и указать условия существования этих утверждений:

1. Сигналы, математически представимые на конечном отрезке  $[a, b]$  в виде многочленов конечной степени, являются функциями с ограниченным спектром.

2. Сигналы, математически представимые на конечном отрезке  $[a, b]$  в виде тригонометрических функций (синус и косинус), являются функциями с ограниченным спектром.

3. Сигналы, математически представимые на конечном отрезке  $[a, b]$  в виде отрезка показательной функции, являются функциями с ограниченным спектром.

4. Сигналы, математически представимые на конечном отрезке  $[a, b]$  в виде целых функций, являются функциями с ограниченным спектром. Ввиду сложности это четвертое (общетеоретическое) утверждение можно оставить без доказательства в связи с учетом практической значимости для инженерной практики первых трех утверждений (теорем).

5. Непрерывный сигнал, представленный на передающей стороне в виде многочлена конечной степени, является сигналом с ограниченным спектром, причем  $W$  зависит от коэффициентов многочлена и определяется следующим выражением:

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{jn\omega_1 t}.$$

При практическом инженерном подходе представляет интерес доказательство трех первых частных утверждений, условий существования этих утверждений и нахождение для этих трех случаев граничной частоты  $W$  и «чисел» — аналогов числам «отсчетам» в теореме Шеннона. Отметим, что термин «отсчеты» введен К. Шенноном, а В. А. Котельников использовал термин «числа».

Понятно, что справедливо утверждение: если на конечном отрезке  $[a, b]$  известно математическое представление сигнала в виде целой функции (многочлена, тригонометрической, показательной), то при априорной известности общего вида целой функции на передающей стороне сигнал может быть передан путем передачи конечного количества чисел, представляющих собой коэффициенты этой целой функции.

Известен математический аппарат разложения функций в ортогональных базисах [12]. Математический язык чистых математиков [12] требует существенных усилий для адаптации (перевода) этого языка на язык, понятный инженерам-практикам, занимающимся разработкой алгоритмов предварительной обработки данных на передающей стороне, и аппаратных средств связи, реализующих эти алгоритмы.

Если ортогональный базис имеет конечное количество ортогональных осей базиса разложения, то представление сигнала с ограниченным спектром в этом базисе содержит конечное количество членов разложения.

Конечное, без остатка количество членов представления функции, непрерывной на конечном отрезке  $[a, b]$ , представляет собой основную идею возможности представления этой функции с использованием конечного количества чисел.

Можно использовать понятие «обобщенного ограниченного спектра», введенного в [10].

Многочлен конечной степени представляет собой разложение сигнала по степеням, представляющее собой разложение в ортогональном базисе  $(1, x, x^2, x^3, \dots)$ .

Если коэффициенты членов разложения расположить по степени убывания по абсолютной величине, то величина коэффициента является аналогом амплитуды, а наименьший коэффициент разложения — неким аналогом «граничной частоты»  $W$  для сигналов с обобщенным ограниченным спектром.

## Выводы

1. Утверждение, что «функции с ограниченным спектром — это целые аналитические функции» [8], содержит либо неточность, либо опisku. Фактически речь должна идти о более узком классе целых аналитических функций — об аналитических функциях с конечным количеством членов, а если речь идет о многочленах, то о многочленах конечной степени, тем более что формула (ряд) Котельникова содержит конечное количество чле-

нов (это частное или общее утверждение надо доказать или опровергнуть в теореме).

2. Непрерывная функция с ограниченным спектром на  $[a, b]$  с использованием отсчетов может быть представлена (аппроксимирована) с использованием многочлена конечной степени.

3. Представление (аппроксимация) на  $[a, b]$  непрерывных сигналов с использованием многочлена конечной степени ставит задачи оценки погрешности аппроксимации и выбор-обоснование (в зависимости от заданного значения погрешности аппроксимации) максимальной степени аппроксимирующего многочлена.

## Список литературы

1. Котельников В. А. О пропускной способности «эфир» и проволоки в электросвязи // Радиотехника, 1995, № 4–5 (сдвоенный). С. 42–55.
2. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике // Пер. с англ. М.: Издательство иностранной литературы, 1963. С. 243–332.
3. Джерри А. Дж. Теорема отсчетов Шеннона, ее различные обобщения и приложения // ТИИЭР, 1977, т. 65, № 11. С. 53–89.
4. Голдман С. Теория информации // Пер. с англ. М.: Издательство иностранной литературы, 1957. 446 с.
5. Ахиезер Н. И. Лекции по теории аппроксимации. М.: ОГИЗ, ГИТТЛ, 1947. 324 с.
6. Гнеденко Б. В. Введение в специальность «математика». М.: Наука, 1991.
7. Маркушевич А. И. Целые функции. 2-е изд. М.: Наука, 1975. 119 с.
8. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Методы теории целых функций в радиотехнике, теории связи и оптике. М.: Физматгиз, 1962. 220 с.
9. Победоносцев В. А. Основания информметрии. М.: Радио и связь, 2000. 193 с.
10. Победоносцев В. А. Теорема о неравноотстоящих отсчетах // Радиотехнические тетради. Спец. вып. М.: МЭИ, 1995, № 8. С. 25–27.
11. Победоносцев В. А. Теоретические вопросы измерения количества информации непрерывных сигналов на конечных интервалах // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2014, т. 1, вып. 2. С. 47–58.
12. Размахнин М. К., Яковлев В. П. Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике. М.: Сов. радио, 1971. 256 с.

## Модернизация алгоритмов получения обобщенных данных при комплексировании методов разнесенного приема и декодирования данных

**В. Л. Воронцов**, к. т. н., [a762642@yandex.ru](mailto:a762642@yandex.ru)  
филиал АО «ОРКК»–«НИИ КП», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Рассмотрены некоторые аспекты комплексирования методов разнесенного приема и помехоустойчивого кодирования (декодирования) для случаев, когда декодирование ориентировано на мягкое решение при демодуляции (в частности, на декодирование по алгоритму Витерби). Так как разработанные алгоритмы получения обобщенных данных  $A_4$  и  $A_{42}$ , адаптирующиеся к изменяющимся во времени условиям помеховой обстановки и обеспечивающие высокую достоверность данных, ориентированы на жесткое решение, то для осуществления вышеупомянутого комплексирования требуется их модернизация. Показаны сущности этой модернизации, обоснована ее правомерность. С модернизацией связано формирование оценок надежности принятых символов (в частности, символов в виде аналоговых реализаций четырехпозиционного сигнала), причем в неблагоприятных условиях, порождаемых (как экспериментально установлено) систематическими ошибками, вызванными помехами, действующими в канале связи.

**Ключевые слова:** алгоритмы получения обобщенных данных, аналоговая реализация четырехпозиционного (двухпозиционного) сигнала, жесткое решение, методы помехоустойчивого кодирования (декодирования), методы разнесенного приема, мягкое решение, символ

## Modernization of Algorithms for Generalized Data Reception at Complexation of Diverse Reception Methods and Data Decoding

**V. L. Vorontsov**, *Cand. Sci. (Engineering)*, [a762642@yandex.ru](mailto:a762642@yandex.ru)  
A branch of Joint Stock Company "United Rocket and Space Corporation"–  
"Institute of Space Device Engineering", Moscow, Russian Federation

**Abstract.** Several aspects of complexation of the methods of diverse reception and noiseless coding (decoding) for the cases when decoding is oriented to the relaxed solution at demodulation (in particular, to the decoding based on the Viterbi algorithm) are considered. Since the developed methods for reception of the generalized data  $A_4$  and  $A_{42}$  adaptable to conditions of the jamming environment changing during the time and providing a high data reliability are guided to the tough solution, so to fulfill the above-mentioned complexation, their modernization is needed. The essences of this modernization are shown and its justification is proved. Modernization is associated with the formation of the reliability estimations of the received symbols (most notably, the symbols in the form of analogue realization of the four-position signal) in unfavorable conditions caused (as it was experimentally established) by systematic errors generated by the noises in the communication channel.

**Keywords:** algorithms for generalized data reception, analogue realization of the four-position (two-position) signal, tough solution, noiseless coding (decoding) methods, diverse reception methods, relaxed solution, symbol

В работах [1] и [2] показано, что методы разнесенного приема и методы помехоустойчивого кодирования (декодирования) в принципе не являются альтернативными. Более того, при их комплексировании возможности улучшения достоверности возрастают. При этом необходимо соблюдать некоторые правила. В частности, в случае последовательного применения сначала получают обобщенные данные, а затем осуществляют их декодирование. Такой подход позволяет рационально использовать возможности комплексирования; он актуален в случае применения весьма результативных алгоритмов получения обобщенных данных  $A_4$  и  $A_{42}$  [1, 2], адаптирующихся к изменяющимся во времени условиям помеховой обстановки, и последующего декодирования, ориентированного на жесткое решение при демодуляции.

Однако если декодирование ориентировано на мягкое решение при демодуляции (в частности, декодирование по алгоритму Витерби), то требуется модернизация алгоритмов  $A_4$  и  $A_{42}$  [3] (в случае их применения). При этом необходимо, чтобы формат (структура) данного на выходе программно-технических средств формирования обобщенных данных или на входе декодера при традиционном мягком декодировании были одинаковы. Компоненты такого данного четко разграничены. Оно состоит из элементарного данного и его оценки, а именно: его старшие биты (разряды) относятся к информационному данному, выделенному из определенного принятого символа, или аналоговой реализации цифрового сигнала (относятся к элементарному данному — в терминах [1–3]), а младшие биты (разряды) — к оценке надежности этого символа (этой аналоговой реализации цифрового сигнала, или этого элементарного данного).

*Цель работы — рекомендации по формированию обобщенных данных для последующего декодирования, ориентированного на мягкое решение при демодуляции.*

В работе [3] рассмотрен пример трехбитового выходного данного восьмиуровневого мягкого модема для модернизированного алгоритма  $A_{42}$  (см. рис. 7.8 и пояснения к нему [4]), рис. 1 аналогичен рис. 7.8 из [4].

В табл. 1  $e_i$  — значения элементарного однобитового данного  $i$ -го канала разнесения (0 и 1);

в крайнем левом столбце оценок  $e_i$  — оценки наиболее надежных элементарных данных «0» и «1», а в крайнем правом — наименее надежных. Значения этих оценок условны, они не обязательно должны быть такими же при схемной реализации соответствующих программно-технических средств. Эти значения выбраны прежде всего для наглядности. Их суть связана с евклидовым расстоянием, характерным для мягкой схемы декодирования (а не с хэмминговым расстоянием, как в случае использования жесткой схемы декодирования) [4].

Таблица 1. Значения элементарных однобитовых данных  $e_i$  и соответствующих им двухбитовых оценок

$e_i$	Оценки $e_i$			
0	00	01	10	11
1	11	10	01	00

Последующее формирование обобщенных данных нужно осуществлять по алгоритму  $A_4$  ( $A_{42}$ ), причем — как обычно — с использованием лишь элементарных данных, поступивших из каналов разнесения [1, 2]. Если в блок обобщенных данных выбрано элементарное данное  $e_{об}$  и при этом элементарные данные с таким же значением, соответствующие одному и тому же переданному данному и вышеупомянутому обобщенному данному  $e_{об}$ , поступили из  $i_1, \dots, i_h$ -каналов разнесения, то к этому обобщенному данному присоединяют данное оценки надежности символа одного из каналов  $i_1, \dots, i_h$ , значение которого соответствует наиболее надежному символу (элементарному данному). В результате такого присоединения образуется данное  $e_{об\_оц}$ , структура которого аналогична структуре выходного данного мягкого модема (табл. 2). То есть форматы слов (данных)  $e_{об\_оц}$  и  $e_{i\_оц}$  одинаковы (где  $e_{i\_оц}$  — данное, содержащее оценку надежности принятого символа, поступившее из  $i$ -го канала разнесения).

Так, например, в случае, описанном в первой строке табл. 2,  $e_{об}$  равно 1, наилучшая оценка надежности — 11 (она относится к пятому каналу разнесения), а данное  $e_{об\_оц}$  — 111.

Правомерность установленного порядка выбора оценок надежности для обобщенных элементарных

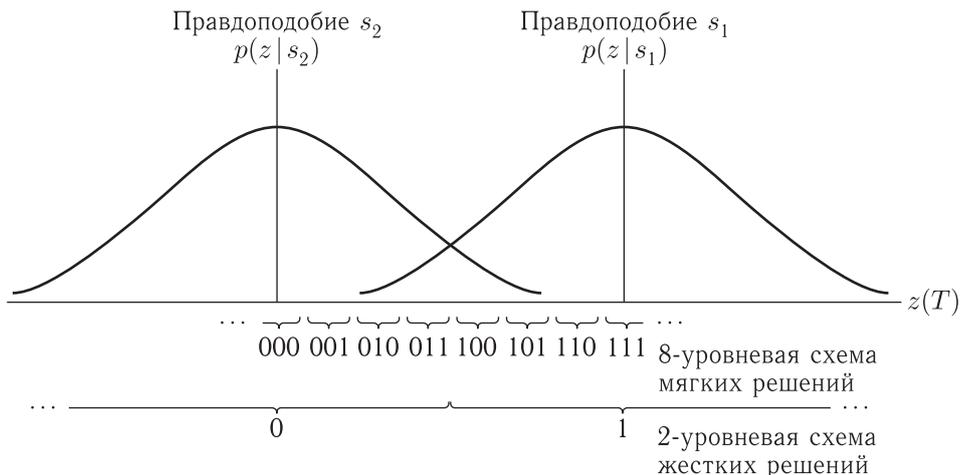


Рис. 1. Графики, поясняющие работу жесткой и мягкой схем декодирования

Таблица 2. Пример, иллюстрирующий формирование обобщенных данных  $e_{об\_оц}$  при осуществлении модифицированного алгоритма  $A_{42}$

$e_{об}$	Оценки надежности символов для каналов разнесения, $i =$					$e_{об\_оц}$
	1	2	3	4	5	
1	—	01	00	—	11	111
0	—	—	—	—	01	001
0	10	10	01	11	—	001
...	...	...	...	...	...	...

данных связана с сущностями оценок надежности символов (оценок надежности элементарных данных), относящихся к отдельному каналу разнесения (в частности, показанных на рис. 1), а также с особенностями выбора элементарных данных в обобщенный массив при осуществлении алгоритма  $A_4$  ( $A_{42}$ ) [1, 2].

Чем ближе значение принятого сигнала  $z$  к какой-либо позиции идеального сигнала («0» или «1» — для рассматриваемого примера, см. рис. 1), тем меньше вероятность его ошибочного опознания. Справедливо также следующее утверждение: наиболее достоверным элементарным данным чаще всего соответствуют наименьшие отклонения принятых сигналов  $z$  от их идеальных значений. С другой стороны, достоверность, обеспечиваемая алгоритмами  $A_4$  и  $A_{42}$ , не хуже, чем при автовыбо-

ре (т. е.  $P_{ош\_i} \geq P_{ош\_об}$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , где  $P_{ош\_i}$  — вероятность ошибки опознания в  $i$ -м канале разнесения,  $P_{ош\_об}$  — вероятность ошибочного элементарного обобщенного данного) [1]. Если, например, из  $n$  блоков данных, поступивших из каналов разнесения и соответствующих одному и тому же переданному блоку данных, минимальное количество недостоверных элементарных данных (по сравнению с остальными блоками) содержится в  $n$ -м блоке, но при этом  $P_{ош\_n} > P_{ош\_об}$  и обобщенные данные получены с использованием алгоритмов  $A_4$  и  $A_{42}$ , то оценки надежности элементарных данных  $n$ -го блока должны быть хуже, чем оценки блока полученных обобщенных данных, выбранных из оценок, соответствующих элементарным данным  $i_1$ -го, ...,  $i_h$ -го каналов разнесения. То есть логично, что оценки достоверности обобщенных элементарных данных, полученных с использованием алгоритмов  $A_4$  и  $A_{42}$ , не хуже, чем при автовыборе.

Актуальна нормализация принятого сигнала.

В работе [5] показана суть нормализации принятого четырехпозиционного телеметрического сигнала (рис. 2), заключающейся в приведении значений телеизмерений каждого канала разнесения к единой шкале измерений (к номинальным уровням).

Из табл. 3 следует, что в случае вышеупомянутой нормализации выбор двух старших разрядов двоичного восьмиразрядного слова, соответствующего аналоговой реализации четырехпозиционного сигнала (см. рис. 2), равносильно применению

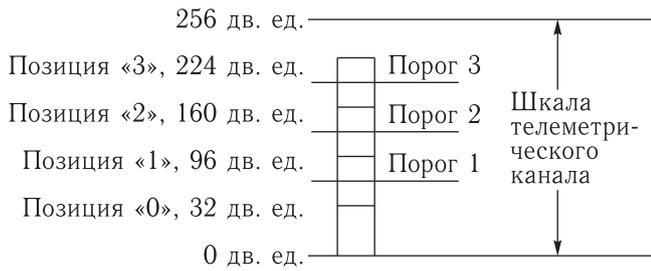


Рис. 2. Эпюра четырехпозиционного сигнала с номинальными значениями уровней позиций

порогового разделения (равносилен опознанию данных). При этом значения порогов 1, 2 и 3 соответственно равны 63,5, 127,5 и 191,5 двоичных единиц. При таких нормализации и опознании обеспечивается весьма высокая достоверность, если помеховая составляющая принятого сигнала аддитивна, а ее математическое ожидание равно нулю [5]. Также (что очень важно) обеспечивается четкое размежевание фрагментов данных, относящихся к оценкам надежности элементарных данных, и самих элементарных данных.

Таблица 3. Результаты представления значений номинальных уровней позиций четырехпозиционного сигнала в двоичном виде

№ позиции	Значения уровней позиций в дв. ед.	Значения разрядов							
		1	2	3	4	5	6	7	8
1	32	0	0	0	0	0	1	0	0
2	96	0	0	0	0	0	1	1	0
3	160	0	0	0	0	0	1	0	1
4	224	0	0	0	0	0	1	1	1

Сведения об оценках надежности содержатся во фрагменте  $b_e$  слова  $e$ , показанного в табл. 3, — с 1-го по 6-й разряды. Суть их — характеристики отклонения принятого четырехпозиционного сигнала от его номинального уровня. Они (характеристики) являются исходными сведениями для получения оценок надежности элементарных данных в требуемом для последующего декодирования формате. С точки зрения цели настоящей работы установление этого формата преждевременно.

Однако следует обратить внимание на некоторые особенности, связанные с ним.

Так, из-за несимметричности канала связи действия помех с отрицательным знаком и с положительным знаком на позиции «0» и «3» соответственно не приводят к ошибкам при рассмотренном выше опознании данных (см. рис. 2). В этих случаях значения отклонений принятого четырехпозиционного сигнала от его номинальных уровней «0» и «3» (соответственно от уровней 32 и 224 дв. ед.) не важны [6]. Из-за несимметричности (в частности, вышеупомянутой) при искаженном принятом четырехпозиционном сигнале возможны двойные битовые ошибки. Например, если передана позиция «2» (10), а опознана позиция «1» (01), и наоборот, передана «1», а опознана «2». Чтобы уменьшить вероятности таких ошибок, применяют модуляционные коды Грея [4]. Например, для рассмотренного четырехпозиционного сигнала (см. рис. 2) в этой связи целесообразно определить следующее соответствие между номером позиции и двоичными разрядами элементарного данного: «0» — 00, «1» — 01, «2» — 11, «3» — 10. Тогда вероятность двойной битовой ошибки существенно снизится (см. пример выше); имеем единичную битовую ошибку: передана позиция «2» (11), а опознана позиция «1» (01), и наоборот. Показано [6], что устранения несимметричности также можно добиться смещением уровней первого и третьего порогов в стороны соответствующих номинальных уровней крайних позиций. Однако при этом достоверность данных ухудшается, что неприемлемо.

В рассмотренном случае (см. табл. 3) данное  $b_e$  содержит информацию об оценке надежности элементарного данного, представленного двумя старшими битами (разрядами) — седьмым и восьмым. Однако возможен формат данного  $e_{об.оц}$ , необходимый для последующего декодирования, в котором элементарное данное не двухбитовое, а однобитовое. Это означает, что появляется необходимость формирования из каждого исходного слова, содержащего двухбитовое элементарное данное, двух слов, в каждом из которых к биту элементарного данного прикрепляется данное оценки его надежности (данное типа  $b_e$ ). Предполагается, что сущности такого формирования будут определены в перспективе.

В зависимости от требуемой точности оценок надежности устанавливается разрядность данного типа  $b_e$ . Для закругления оценок нужно всего лишь отбросить его младшие разряды.

Рассмотрены некоторые практические аспекты, касающиеся обоснования требуемой точности оценок надежности типа  $b_e$ , связанные с нормализацией принятого четырехпозиционного телеметрического сигнала (см. рис. 2).

Экспериментально установлено [5], что качество нормализации, осуществляемое аппаратно в наземных приемно-регистрирующих станциях (ПРС) типа БРС-4 (БРС-4М, БРС-4МК), недопустимо низкое. Имеет место большой разброс значений телеизмерений, принятых разными ПРС, заданными для приема телеметрической информации (ТМИ) от одного источника относительно друг друга и относительно номинальных уровней (см., например, средние значения медиан позиций четырехпозиционного сигнала бортовой калибровки  $U_{\text{мед}_i\text{,cp}}$ , где  $i$  — номер позиции, полученные экспериментальным путем и представленные в табл. 4 в двоичных единицах). Поэтому в настоящее время в ВЦ космодрома при обработке ТМИ с использованием аналоговых реализаций аналогового сигнала выполняется повторная нормализация.

Т а б л и ц а 4. Экспериментальные данные, характеризующие качество нормализации, осуществляемое в ПРС

ПРС	$U_{\text{мед}_1\text{,cp}}$	$U_{\text{мед}_2\text{,cp}}$	$U_{\text{мед}_3\text{,cp}}$	$U_{\text{мед}_4\text{,cp}}$
МК-12а	31	98	166	235
МК-16б	30	92	155	220
Номинальные уровни	32	96	160	224

Результаты исследований [5], выполненных в ВЦ космодрома, показали, что лучше возможности нормализации обеспечиваются при использовании четырехпозиционного синусоидального сигнала бортовой калибровки БИТС типа БРС-4 «Скут-40», особенностью которого является априори известная фаза (рис. 3). Чтобы привести сигналы к номинальным уровням (см. рис. 2), необходимо осуществить преобразования

$$u_{\text{норм}} = au + b, \tag{1}$$

где  $u_{\text{норм}}(u)$  — значение нормализованного (ненормализованного) телеизмерения;  
 $a, b$  — коэффициенты.

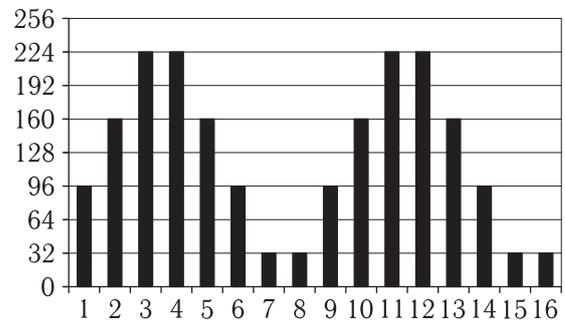


Рис. 3. Эюра четырехпозиционного синусоидального сигнала бортовой калибровки

Коэффициенты  $a$  и  $b$  (1) получим путем решения системы двух уравнений:

$$\begin{cases} U_{\text{ном\_max}} = aU_{\text{мед}_4} + b, \\ U_{\text{ном\_min}} = aU_{\text{мед}_1} + b. \end{cases} \tag{2}$$

Из (2) следует, что

$$\begin{aligned} a &= \frac{U_{\text{ном\_max}} - U_{\text{ном\_min}}}{U_{\text{мед}_4} - U_{\text{мед}_1}} = \\ &= \frac{224 - 32}{U_{\text{мед}_4} - U_{\text{мед}_1}} = \frac{192}{U_{\text{мед}_4} - U_{\text{мед}_1}}, \tag{3} \\ b &= U_{\text{ном\_max}} - aU_{\text{мед}_4} = 224 - aU_{\text{мед}_4}. \end{aligned}$$

Медианы позиций сигнала бортовой калибровки (а не средние значения их уровней) позволяют избежать смещения оценок значений первой и четвертой позиций при выходе принятого сигнала за границы шкалы телеметрического канала (см. рис. 2).

Установлены [5] требования  $\Delta u_{\text{доп}}$  к допустимым помехам:

$$|U_{\text{ном}_i} - U_{\text{мед}_i}| < \Delta u_{\text{доп}}, \quad i = 1, 2, 3, 4, \tag{4}$$

где  $U_{\text{ном}_i}$  — номинальное значение уровня  $i$ -й позиции четырехпозиционного сигнала.

В процессе осуществления нормализации вычисляют и постоянно корректируют значения коэффициентов  $a$  и  $b$  для каждого блока данных на временных интервалах относительно устойчивого приема ТМИ (при выполнении условия (4)).

Если же условие (4) не выполняется (т. е. в каналах разнесения действуют относительно сильные помехи), то используют предварительно вычисленные и запомненные значения коэффициентов  $a$  и  $b$ .

Видим (см. рис. 2), что в нормализованном виде

$$\begin{aligned} U_{\text{норм\_мед\_1}} &= U_{\text{ном\_min}} = 32, \\ U_{\text{норм\_мед\_4}} &= U_{\text{ном\_max}} = 224, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $U_{\text{норм\_мед\_1}}$  ( $U_{\text{норм\_мед\_4}}$ ) — нормализованное значение медианы первой (четвертой) позиции четырехпозиционного сигнала бортовой калибровки.

Для примера отметим, что для ТМИ ПРС МК-12а и МК-16б (см. табл. 4) конкретизированная формула (1) будет иметь вид

$$u_{\text{норм\_МК-12}} = 0,9412 \cdot u + 2,824,$$

$$u_{\text{норм\_МК-16}} = 1,0105 \cdot u + 1,690.$$

Максимальное отклонение позиций от номинальных значений —  $\Delta u_{\text{max\_МК-12}} = 224 - 235 = -11$  (дв. ед.), что составляет примерно 5,7% от номинальной шкалы контрольного сигнала;  $\Delta u_{\text{max\_МК-16}} = 160 - 155 = 5$  (дв. ед.) — примерно 2,6% от номинальной шкалы контрольного сигнала (см. (4)). По сути, это характеристики систематической ошибки; их значения относительно малы, однако они способны в значительной мере ухудшить достоверность (см. табл. 5 и пояснения к ней).

Процесс нормализации очень важен и с точки зрения кодопреобразования «ЛС-УК», заключающегося в выделении двух смысловых разрядов из аналоговой реализации четырехпозиционного сигнала, представленной в структуре ЛС и С4 в виде восьмиразрядного двоичного слова [5].

В ВЦ космодрома проведены испытания способов установки порогов при выделении из аналоговых реализаций четырехпозиционного сигнала двухразрядного элементарного данного [5].

В частности, испытаны следующие способы установки порогов.

1. Автоматическая установка порогов в блоках порогового разделения (БПР) аппаратуры ввода цифровой (АВЦ) (штатный режим работы БПР АВЦ, обычно применяемый в ВЦ) с обучением устройств БПР по четырехпозиционному сигналу

бортовой калибровки (см. рис. 3). (Наименование аппаратуры «АВЦ» присвоено ее разработчиком — АО «НПО ИТ».)

2. Выбор двух старших разрядов из восьмиразрядных слов, соответствующих аналоговым реализациям четырехпозиционного сигнала (способ, реализованный с помощью некоторых применяемых компьютерных программ, обеспечивающих преобразование ТМИ структуры типа С4 или ЛС в структуру типа УК).

3. Автоматическая установка на период длительности блока данных уровней порогов, равных полусуммам медиан соседних позиций четырехпозиционного сигнала бортовой калибровки. Например, для определения значения первого порога по тестовому четырехпозиционному сигналу бортовой калибровки вычисляются медианы для первой и второй позиций, суммируются и делятся на 2. Способ предложен для работы с ТМИ БРТС «Скут-40», содержащей четырехпозиционный, априори известный сигнал бортовой калибровки (см. рис. 3).

В качестве базового выбран первый способ. При проведении испытаний использована реальная ТМИ. Полученные результаты с использованием балльных оценок  $E$  [1, 2] представлены в табл. 5 ( $E = -1$  означает, что испытуемый способ обеспечивает *существенно* [1, 2] меньшую достоверность, чем базовый;  $E = 0$  — примерно такую же;  $E = 1$  — *существенно* большую достоверность).

Таблица 5. Результаты испытания способов установки порогов при осуществлении кодопреобразования «С4-УК»

№ способа	Число блоков данных, %, $E =$		
	-1	0	1
2	2	32	66
3	0	8	92

Наибольшую достоверность обеспечивает третий способ, причем его преимущество — подавляющее (см. табл. 5). Из сущностей второго и третьего способов следует, что при высококачественной нормализации принятых четырехпозиционных сигналов и последующем выборе двух старших разрядов

из восьмиразрядных слов ТМИ структуры типа С4 или ЛС (как это делается при применении второго способа) получим эффект, аналогичный применению третьего способа. То есть в этом случае обеспечивается такая же относительно высокая достоверность, как и в случае применения третьего способа. Здесь нормализация равносильна устранению систематических ошибок, вызванных помехами (их математическое ожидание больше нуля), а результаты эксперимента показывают, что даже при относительно малых систематических ошибках, вызывающих отклонения позиций принятого четырехпозиционного сигнала от их номинальных значений, достоверность *существенно* [1,2] ухудшается.

## Заключение

Таким образом, существуют хорошие возможности повышения достоверности комплексированием методов разнесенного приема и помехоустойчивого кодирования (декодирования) в случаях, когда декодирование ориентировано на мягкое решение при демодуляции. При этом модернизация разработанных алгоритмов получения обобщенных данных  $A_4$  и  $A_{42}$ , необходимая для создания условий для вышеупомянутого декодирования, не требует больших усилий. Однако для ее успешного осуществления актуальны меры по нормализации принятых сигналов (по приведению уровней принятых  $m$ -позиционных сигналов к их номинальным значениям). От качества нормализации зависит достоверность, обеспечиваемая алгоритмами  $A_4$  и  $A_{42}$ , а также точность оценок надежности принятых символов (надежности аналоговых

реализаций принятых  $m$ -позиционных сигналов), необходимых для декодирования с мягким решением.

## Список литературы

1. *Воронцов В.Л.* Методы разнесенного приема телеметрической информации и условия их применения в процессе развития телеметрического комплекса космодрома. 2-е изд., перераб. и доп. Набережные Челны: Изд-во Кам. гос. инж.-экон. акад., 2009. 284 с.
2. Correlated Data Generation, Research and Development for Space Data System Standards CCSDS 551.1-O-1, Issue 1, Orange Book, Consultative Committee for Space Data Systems, July 2015. <https://public.ccsds.org/Publications/NonEnglishVersions.aspx> (Дата обращения: 25.12.2017).
3. *Воронцов В.Л.* Улучшение достоверности данных путем использования возможностей разнесенного приема // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 1. С. 61–70.
4. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд., испр. Пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2003. 1104 с.
5. *Воронцов В.Л.* О контроле верности телеизмерений быстроменяющихся параметров при летных испытаниях ракетно-космической техники // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика, 2004, № 3. С. 49–55.
6. *Воронцов В.Л.* Об устранении несимметричности каналов разнесения при выделении данных из аналоговых реализаций четырехпозиционных сигналов // Исследование и моделирование ракетно-космических комплексов и их элементов. М.: Изд-во МАИ, 2004. С. 26–31.

## Подход к обнаружению внутренних дефектов КМОП-микросхем

И. Ю. Булаев, [bulaev.ivan@gmail.com](mailto:bulaev.ivan@gmail.com)

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

**Аннотация.** Для комплектования высоконадежной аппаратуры необходимо допускать только те изделия ЭКБ, которым до этапа монтажа проведен полный функциональный и параметрический контроль. Испытательный центр зачастую не способен провести полноценный функциональный контроль изделий ЭКБ, т.к. не имеет информации о внутренних блоках сложно-функциональных изделий и способах их взаимодействия. Ситуацию осложняет то, что степень интеграции и функциональность современных микросхем постоянно растет. Другая проблема — прогнозирование дальнейшей безотказной работы изделия и выявление внутренних скрытых дефектов. На раннем этапе эксплуатации микросхема может содержать незначительные внутренние скрытые дефекты, величина которых практически не влияет на работоспособность микросхемы. Однако по истечении некоторого времени наработки в результате протекания деградиационных процессов материалов изделия дефект может увеличиться и привести к необратимому отказу изделия. Поэтому крайне важно на этапе автономных испытаний изделия, не в составе аппаратуры, обнаружить такие внутренние дефекты. В статье поясняется необходимость проведения поиска малых скрытых дефектов изделий ЭКБ, предлагается сравнение наиболее популярных методов диагностики, обсуждаются проблемы применения существующих методов для диагностики современных микросхем, предлагается подход к обнаружению малых внутренних дефектов микросхемы до этапа ее монтажа в аппаратуру.

**Ключевые слова:** дефект, обрыв, КМОП, диагностика, испытания

## Method to Detect Internal Defects of CMOS-Microcircuits

I. Yu. Bulaev, [bulaev.ivan@gmail.com](mailto:bulaev.ivan@gmail.com)

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

**Abstract.** For the acquisition of highly reliable equipment it is necessary to allow only those electronic components, which before the installation phase are fully functional and parametric. The testing center is often not able to conduct a full-fledged functional control of the electronic components products, because does not have information about internal blocks of complex functional products and how they interact with each other. The situation is complicated by the fact that the degree of integration and functionality of modern microcircuits is constantly growing. Another problem is the forecasting of further trouble-free operation of the product and the detection of internal hidden defects. At an early stage of operation, the microcircuit can contain insignificant internal hidden defects, the value of which practically does not affect the performance of the microcircuit. However, after a certain amount of time has elapsed as a result of the degradation processes of the product materials, the defect may increase and lead to irreversible failure of the product. Therefore, it is extremely important at the stage of autonomous testing of a product, not as part of equipment, to detect such internal defects. The article explains the need to search for small hidden defects in EEE products, suggests comparison of the most popular diagnostic methods, discusses the problems of using existing methods for diagnosing modern microcircuits, suggests an approach to detecting small internal defects of the microcircuit before the stage of its installation in equipment.

**Keywords:** defect, failure, CMOS, diagnostics, tests

Внутренние дефекты изделий электронной компонентной базы (ЭКБ), к которым можно отнести диоды, транзисторы, интегральные микросхемы, микросборки, пассивные компоненты и пр., иногда невозможно обнаружить с помощью обычного функционального или параметрического контроля. В тех случаях, когда дефекты слишком малы, они не оказывают значительного влияния на работу изделия ЭКБ (далее — изделия) и не приводят ни к выходу электрических параметров за пределы допустимых норм, ни к нарушению функционирования.

Однако по истечении некоторого времени наработки в результате протекания деградиционных процессов материалов изделия дефект может увеличиться и привести к необратимому отказу изделия. Поэтому крайне важно на этапе автономных испытаний изделия, не в составе аппаратуры, обнаружить такие внутренние дефекты.

Кроме того, сложность современных микросхем настолько велика, что задача проведения полного функционального контроля всех внутренних блоков «в дальних уголках» изделия становится практически невыполнимой. Ситуацию усугубляет то, что испытатель, как правило, не имеет никакой информации о внутренней структуре и схемотехнической реализации микросхемы.

На выявление скрытых дефектов и компенсацию недостаточного функционального контроля направлена, например, электротермотренировка (ЭТТ), при которой на изделия воздействуют различными факторами, ускоряющими процесс старения материалов — напряжение, температура и т. д. С помощью такого испытания за относительно непродолжительное время (несколько дней) удается симитировать некоторый срок жизни изделия (несколько лет). После проведения испытания потенциально ненадежные изделия либо откажут, либо дрейф их информативных параметров (разница значений, измеренных до ЭТТ и после) будет сильно отличаться от дрейфа исправных изделий.

Однако ЭТТ является довольно продолжительным и дорогостоящим испытанием, требующим специализированного оборудования, оснастки и методик выбора режима. Заменить ЭТТ могут методы диагностического неразрушающего контроля (ДНК), позволяющие косвенным образом,

с помощью измерения электрических параметров (токов, напряжений, временных интервалов) судить о наличии или отсутствии внутренних дефектов изделия.

Практически все методы ДНК основаны на статистической обработке и сравнении измеренных параметров по партии изделий при одном и том же воздействии. ДНК имеет смысл проводить только для изделий одной партии.

Далее изделия, содержащие дефект, будем называть «ненадежными», не содержащие — «надежными».

Методы ДНК кроме своих преимуществ, заключающихся в возможности отбраковки ненадежных изделий при минимальных затратах, обладают рядом недостатков.

Следует отметить, что далеко не все вышперечисленные методы применимы к любому типу изделий ЭКБ. Табл. 1 демонстрирует применимость методов ДНК для каждого из типов изделий ЭКБ.

Из таблицы видно, что для ДНК микросхем и микросборок применимы все перечисленные методы, в то время как для контроля пассивных компонентов существует меньше всего методов. С одной стороны, такая ситуация кажется логичной, т. к. микросхемы и микросборки являются наиболее сложными типами изделий ЭКБ и для подтверждения их качества требуется провести как можно больше проверок. С другой стороны, из заключений комиссий по анализам отказов приборов видно, что зачастую причиной неисправности является скрытый дефект именно пассивного компонента.

Таким образом, необходимо проведение исследовательских работ по разработке новых, более совершенных методов ДНК пассивных компонентов.

В табл. 2 приводятся преимущества и недостатки методов ДНК.

Общим недостатком методов ДНК является то, что в случае наличия дефекта у большинства изделий в партии существует опасность отбраковки надежных изделий, т. к. их параметры могут не попасть в доверительный интервал, в то время как ненадежные изделия не будут отбракованы вовсе. Главная причина данной проблемы кроется в отсутствии «эталонного» образца с заранее неизвестными границами отбраковки, в результате

Таблица 1. Применимость методов ДНК для различных типов изделий ЭКБ

Тип метода	Интегральные микросхемы и микросборки	Полупроводниковые приборы	Пассивные компоненты
Ужесточенные нормы	+	+	+
Статический ток потребления	+	–	–
Динамический ток потребления	+	–	–
Критическое напряжение питания	+	–	–
Гистерезис параметров	+	+	+
Анализ ВАХ	+	+	–
Радиационные методы	+	+	+
Низкочастотный шум	+	+	+
Электростатический метод	+	+	+

Таблица 2. Преимущества и недостатки различных методов ДНК

Тип метода	Преимущества	Недостатки
Ужесточенные нормы	Простой в реализации метод, позволяющий обнаружить образцы с аномальными характеристиками	Опасность отбраковать лучшие образцы
Статический ток потребления	Простой в реализации метод, позволяющий обнаружить внутренние паразитные сопротивления	Невозможность обнаружить малые дефекты изделий с высокой степенью интеграции
Динамический ток потребления	Метод, позволяющий обнаружить внутренние паразитные сопротивления и емкости	Высокая сложность реализации и обработки результатов
Критическое напряжение питания	Простой в реализации метод, позволяющий обнаружить внутренние паразитные сопротивления	Отсутствуют
Гистерезис параметров	Возможность обнаружения изделий с нестабильной конструкцией	Требуется высокоточная измерительная аппаратура и дорогостоящее испытательное оборудование
Анализ ВАХ	Возможность обнаружения дефектов <i>p-n</i> -переходов	Отсутствует возможность диагностики <i>p-n</i> -переходов внутренних вентилях микросхем
Радиационные методы	Обнаружение объектов с пониженной стойкостью к радиационному излучению	Высокая сложность реализации, опасность повреждения изделия
Низкочастотный шум	Обнаружение образцов с повышенным количеством примесей, дислокаций и микротрещин	Требуется высокоточное измерительное оборудование
Электростатический метод	Обнаружение объектов с пониженной стойкостью к электростатическому разряду	Высокая сложность реализации, опасность повреждения изделия

чего приходится определять границы с применением статистических методов.

Для решения данной проблемы предлагается организовать сотрудничество производителей изделий ЭКБ с испытательными центрами, которое должно заключаться в передаче испытательным центрам моделей, по которым можно было бы оценить степень изменения параметров изделия при внесении дефекта определенной величины в ту или иную часть изделия.

Кроме того, из таблицы следует, что ряд методов требует применения высокоточного измерительного оборудования и сложного испытательного оборудования, которое практически отсутствует на отечественном рынке. Применение оборудования иностранного производства влечет за собой определенные проблемы, связанные со стоимостью, сроками поставки и уровнем технической поддержки. Для решения данной проблемы необходима разработка собственного оборудования, способного обеспечить необходимый уровень точностей и воздействий.

Большой проблемой является то, что вследствие повышения степени интеграции современных изделий ЭКБ и применения принципиально новых материалов старые методы ДНК показывают низкую эффективность и их использование в процессе испытаний экономически невыгодно. Необходимо проводить работы, задействовав испытательные центры и производителей ЭКБ по совершенствованию старых методов и разработке новых. Работы должны включать в себя обязательную проверку эффективности методов ДНК, например при проведении корреляционного анализа результатов ДНК и ресурсных испытаний.

Кроме того, следует проводить корреляционный анализ результатов ДНК и ЭТТ. В случае получения высокой корреляции необходимо заменять длительную и дорогостоящую ЭТТ на ДНК.

На данный момент производители ЭКБ не признают результаты ДНК, проведенного в испытательном центре. Это приводит к тому, что у заказчика испытаний отсутствует возможность проведения рекламационных работ для изделий, забракованных по результатам ДНК. Для решения данной проблемы предлагается утвердить некоторые методы ДНК на уровне государственных или отраслевых стандартов.

Наиболее широко применяемые методы ДНК, такие как отбраковка по статическому и динамическому токам потребления, критическому напряжению питания и другое, имеют один общий недостаток: чтобы обнаружить дефект, его нужно обязательно «активировать», т. е. произвести переключение вентиля, содержащего дефект из одного логического состояния в другое. Таким образом, для обеспечения 100% тестового покрытия необходимо произвести переключение каждого вентиля изделия ЭКБ и при этом провести измерение информативного параметра, что затруднительно для современных микросхем. Таким образом, возникает необходимость разработки методов ДНК, воздействующих комплексно на все изделие и обнаруживающих наличие дефекта в любой точке структуры изделия, пусть и без возможности его локализации.

Наиболее часто встречающиеся внутренние дефекты современных КМОП-микросхем — это низкое сопротивление (в предельном случае — короткое замыкание) между двумя точками схемы там, где сопротивление должно быть максимальным, или большое сопротивление (в предельном случае — обрыв) между двумя точками там, где сопротивление должно быть минимальным. В иностранной литературе такие дефекты получили названия «Short» (замыкание) и «Open» (обрыв) [1].

Если дефект микросхемы невелик (например, замыкание выхода вентиля на питание через 10 кОм или неполный обрыв проводника между двумя вентилями, увеличивающий сопротивление цепи на 100 Ом и т. п.), он может быть не обнаружен при проведении обычного функционального и параметрического контроля по причине несовершенства тестов и характеристик контрольно-измерительного оборудования.

Однако когда такая микросхема проработает некоторое время в составе аппаратуры, размеры дефектов могут увеличиться, что приведет к отказу микросхемы. Таким образом необходимо обнаружить такие дефекты до этапа монтажа в аппаратуру. Вопросы обнаружения дефектов типа «замыкание» обсуждались в [2]. В данной статье приводится теоретическое обоснование методики поиска дефектов типа «обрыв».

Рассмотрим передаточную характеристику КМОП-вентиля (рис. 1). При напряжении на входе

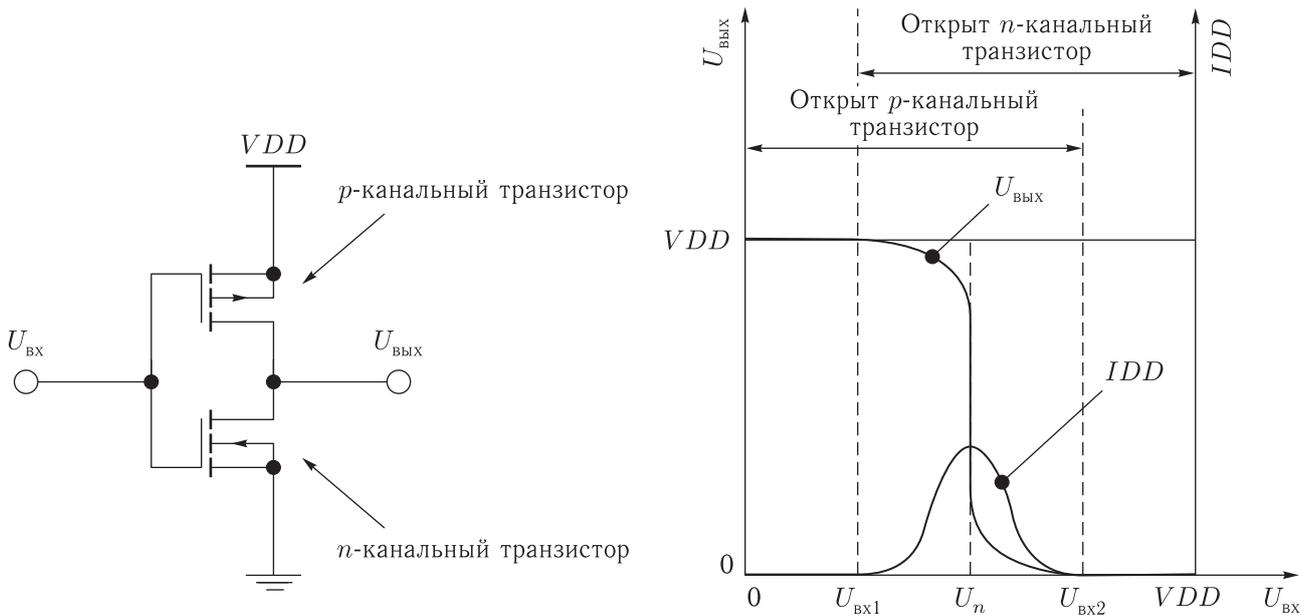


Рис. 1. Передаточная характеристика КМОП-инвертора

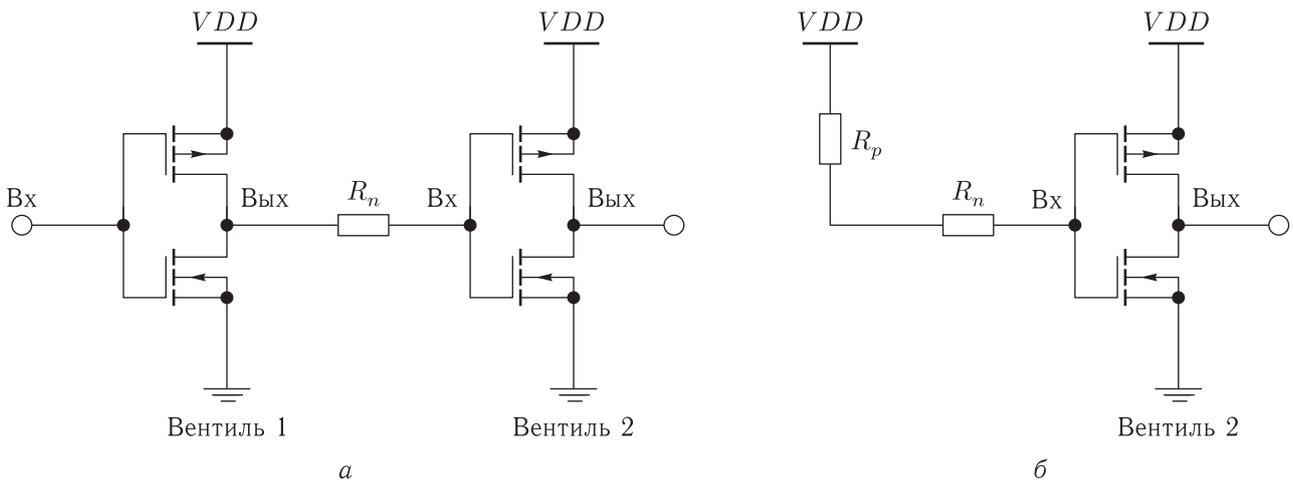


Рис. 2. Соединение двух вентилях через паразитное сопротивление  $R_n$  (а) и эквивалентная схема при напряжении на входе первого вентиля, равном 0 В (б)

вентиля  $U_{вх}$  от 0 В до  $U_{вх1}$   $n$ -канальный транзистор закрыт,  $p$ -канальный транзистор открыт — связь между питанием и землей микросхемы отсутствует и ток потребления  $I_{DD}$  практически равен нулю. Аналогичная ситуация наблюдается при нахождении напряжения на входе вентиля в диапазоне от  $U_{вх2}$  до  $V_{DD}$ , когда  $p$ -канальный транзистор закрыт, а  $n$ -канальный транзистор открыт. При напряжении на входе вентиля в диапазоне от  $U_{вх1}$  до  $U_{вх2}$  оба транзистора открываются, образуя

гальваническую связь между питанием и землей. В этом случае ток потребления микросхемы увеличивается, причем максимальным он будет при напряжении на входе вентиля, равном пороговому напряжению переключения  $U_{п}$ .

Дефекты типа «обрыв» в КМОП-структурах подразделяются на два основных типа: обрыв затвора и обрыв стока или истока. Рассмотрим первый тип — появление паразитного сопротивления  $R_{п}$  между выходом первого вентиля и входом

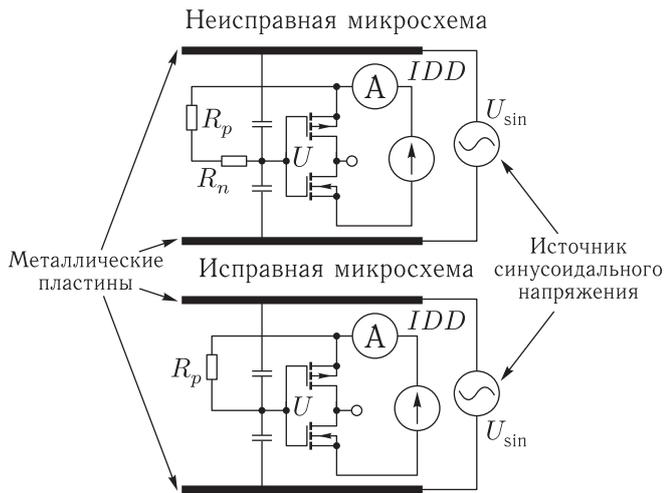


Рис. 3. Схема проведения эксперимента

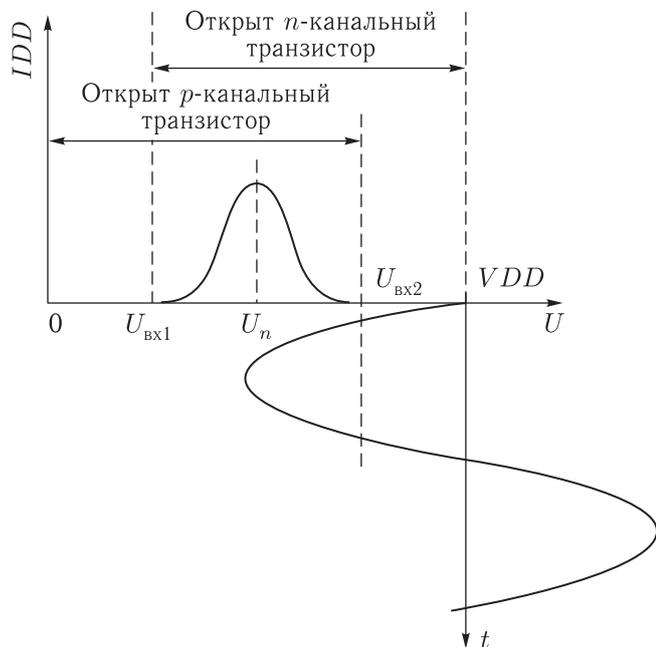
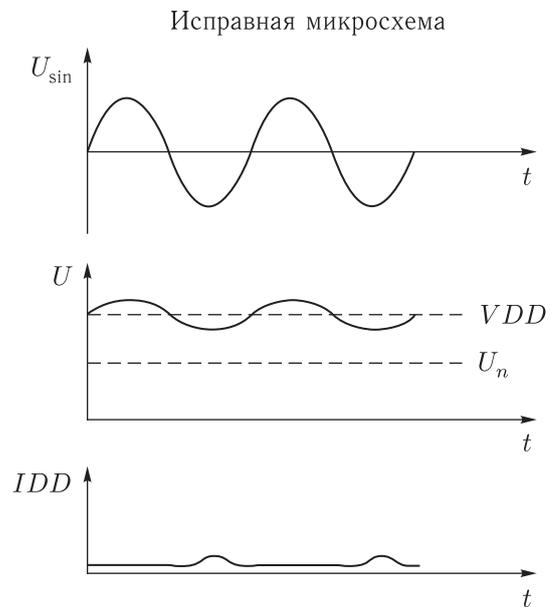
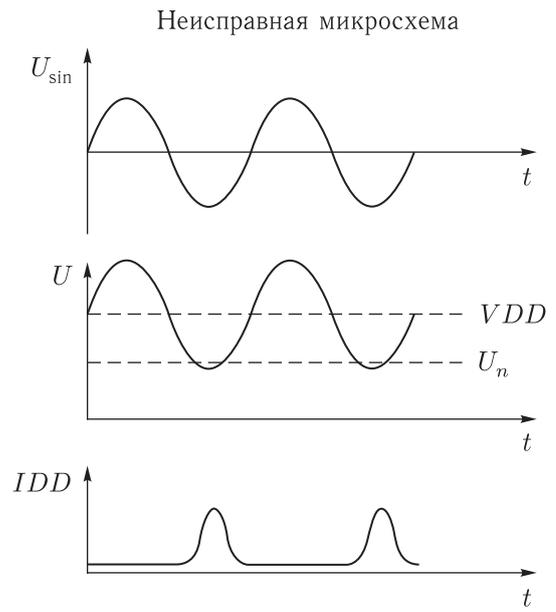


Рис. 4. Появление импульса тока потребления  $I_{DD}$  при достижении помехи на входе вентиля  $U$  порогового значения  $U_n$

Рис. 5. Различие осциллограмм тока потребления  $I_{DD}$  у исправной и неисправной микросхем при одном и том же уровне напряжения  $U_{sin}$

второго вентиля (рис. 2, а). Допустим, на входе первого вентиля установлено 0 В. Тогда выход первого вентиля подключит вход второго вентиля к питанию через последовательное сопротивление своего  $p$ -канального транзистора  $R_p$  и паразитного сопротивления  $R_n$  (рис. 2, б).

Таким образом, по сравнению с исправной микросхемой, у микросхемы с дефектом вход вен-

тиля имеет более слабую связь с питанием, а следовательно, более подвержен воздействию наводок.

Поместим микросхему в переменное электрическое поле, расположив ее между двумя металлическими пластинами, к которым приложено синусоидальное напряжение, и произведем измерение тока потребления (рис. 3). Между каждой точкой микросхемы и металлическими пластинами

образуется емкость, следовательно, на входы всех вентилях микросхемы будет наводиться помеха, величину которой можно варьировать при помощи амплитуды и частоты синусоидального напряжения.

Уровень наводимой помехи  $U$  на входе вентиля неисправной микросхемы будет больше, чем у исправной. Увеличивая амплитуду и частоту синусоидального напряжения  $U_{\text{sin}}$ , можно добиться уровня помехи, достаточной для открытия  $p$ -канального транзистора (рис. 4).

В этом случае будет наблюдаться протекание сквозного тока потребления. У исправной микросхемы при тех же параметрах синусоидального напряжения уровень помехи будет значительно ниже и не приведет к переключениям вентиля (рис. 5).

Таким образом, варьируя параметры синусоидального сигнала и сравнивая токи потребления отдельных образцов одной партии микросхем, становится возможным выявить микросхемы с внутренними дефектами типа «обрыв».

## Список литературы

1. *Segura J., Hawkins C.F.* CMOS Electronics: How It Works, How It Fails // Wiley-IEEE Press, 2004.
2. *Булаев И.Ю.* Диагностический неразрушающий контроль ЭКБ. Вариации метода критического напряжения питания // Материалы XII научно-технической конференции «Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА». М.: ОАО «НПП «Пульсар», 2013. С. 256–259.

Scientific and technical journal

# “Rocket-Space Device Engineering and Information Systems”

Vol. 5. No. 1. 2018

Founder:  
Joint Stock Company “Russian Space Systems”

## Advisory Council

### Chair:

Tyulin A.E., Cand. Sci. (Eng.), Corresponding Member of Russian Academy of Missile and Artillery Sciences, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

### Deputy Chairmen:

Ezhov S.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Romanov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member of International Academy of Astronautics, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Nesterov E.A., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

## Members of the Advisory Council:

Artemyev V.Yu., Joint Stock Company “Scientific and Production Association of Measurement Equipment”, Moscow, Russian Federation

Baturin Yu.M., Doctor of Law, Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, S.I. Vavilov Institute for the History of Science and Technology of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

Blinov A.V., Cand. Sci. (Eng.), Corresponding Member of Russian Engineering Academy, Joint-Stock Company “Research Institute of physical measurements”, Penza, Russian Federation

Bugaev A.S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Academician, Russian Academy of Sciences, Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Moscow, Russian Federation

Zhantayev Zh.Sh., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Academician of Kazakhstan National Academy of Natural Sciences, Joint-Stock Company “National Center of Space Research and Technology”, Almaty, Republic of Kazakhstan

Zhmur V.V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Moscow Institute of Physics and Technology, Moscow, Russian Federation

Kolachevsky N.N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Lebedev Physical Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

Kuleshov A.P., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician, Russian Academy of Sciences, Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russian Federation

Nosenko Yu.I., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Research Institute of Precision Instruments”, Moscow, Russian Federation

Perminov A.N., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Member of International Academy of Astronautics, Russian Engineering Academy, Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Petrukovich A.A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation

Rainer Sandau, Dr. Sci. (Eng.), Adjunct Professor, International Academy of Astronautics, Berlin, Germany

Stupak G.G., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Chebotaev A.S., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Stock Company “Special research bureau of Moscow power engineering institute”, Moscow, Russian Federation

Chernyavsky G.M., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member, Russian Academy of Sciences, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Chetyrkin A.N., branch of Joint Stock Company “United Rocket and Space Corporation” – “Institute of Space Device Engineering”, Moscow, Russian Federation

The publication frequency is four issues per year.

The journal is included into the Russian Science Citation Index.

The journal is included into the List of peer-reviewed scientific publications approved by the Higher Attestation Commission (VAK RF).

The opinions expressed by authors of the papers do not necessarily those of the editors.

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1

The subscription number of the journal in the united catalogue

“The Russian Press” is 94086.

## Editorial Board

### Editor-in-Chief:

Romanov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member of International Academy of Astronautics, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

### Deputy Editor-in-Chief:

Fedotov S.A., Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

## Members of the Editorial Board:

Alekseyev O.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Alybin V.G., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Akhmedov D.Sh., Dr. Sci. (Eng.), Corresponding Member of National Engineering Academy of the Republic of Kazakhstan, SLLP “Institute of Space Systems and Technologies”, Almaty, Republic of Kazakhstan

Betanov V.V., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Corresponding Member of Russian Academy of Missile and Artillery Sciences, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Vasilkov A.P., Ph. Doctor in Physics and Mathematics, Science Systems and Applications Inc., Lanham, Maryland, the USA

Vatutin V.M., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Danilin N.S., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Academician of Russian and International Engineering Academies, Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Zhodzhishsky A.I., Dr. Sci. (Eng.), Academician of Russian Academy of Cosmonautics named after K.E. Tsiolkovsky, Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Zhukov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Moroz A.P., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Scientific and Production Association of Measurement Equipment”, Moscow, Russian Federation

Pobedonostsev V.A., Dr. Sci. (Eng.), branch of Joint Stock Company “United Rocket and Space Corporation” – “Institute of Space Device Engineering”, Moscow, Russian Federation

Povalyayev A.A., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Rimskaya O.N., Cand. Sci. (Econ.), Assoc. Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Romanov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Sviridov K.N., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Selivanov A.S., Dr. Sci. (Eng.), Prof., Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Strelnikov S.V., Dr. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Scientific Production Association Orion”, Krasnoznamensk, Russian Federation

Sychev A.P., Cand. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Research Institute of Precision Instruments”, Moscow, Russian Federation

Tokarev A.S. (Tech. Sec.), Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Tuzikov A.V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Correspondent Member of the National Academy of Sciences of Belarus, The State Scientific Institution “The United Institute of Informatics Problems of the National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

Yazeryan G.G., Cand. Sci. (Eng.), Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Joint Stock Company “Russian Space Systems”,  
ul. Aviamotornaya 53, Moscow, 111250 Russia  
Tel. +7 (495) 673-96-29, www.russianspacesystems.ru  
e-mail: rks-304@mail.rue-mail; journal@spacecorp.ru

© Joint Stock Company “Russian Space Systems”  
© FIZMATLIT



Moscow  
FIZMATLIT®  
2018

ISSN 2409-0239



9 772409 023775

ISSN 2409-0239

DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1

