Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ГУАП

XXVI Международная научная конференция

ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 2

29 мая – 2 июня 2023 г.

Санкт-Петербург

Санкт-Петербург, Россия

2023

УДК 621.38
ББК 32.85
В67

В67 Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: XXVI Междунар. науч. конф. (СПб., 29 мая – 2 июня 2023 г.): сб. статей: в 3 ч. Ч. 2. СПб.: ГУАП, 2023. 415 с.
ISBN 978-5-8088-1841-5
ISBN 978-5-8088-1843-9 (Ч. 2)

Материалы XXVI Международной научной конференции отражают современное состояние волновой электроники и ее применение в информационных и телекоммуникационных системах.

Представляют интерес для широкого круга исследователей, преподавателей, аспирантов и специалистов в области акустооптики, акустоэлектроники.

УДК 621.38
ББК 32.85

ISBN 978-5-8088-1841-5
ISBN 978-5-8088-1843-9 (Ч. 2)

© Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2023

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.396.96; 004.67

В. А. Алексеев*
аспирант
Ю. В. Бакшеева*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ

Классификация радиолокационных кадров – одна из наиболее важных задач обработки радиолокационных изображений, которая позволяет различать объекты по их характеристикам и использовать эту информацию для принятия решений. В данной работе проведен сравнительный анализ нескольких методов классификации радиолокационных кадров и представлен подход, основанный на методах глубокого обучения с применением имитационных данных. Проанализирована точность и скорость классификации в сравнении с существующими методами. Обсуждаются преимущества и ограничения подобного подхода и возможные пути для дальнейшего улучшения результатов.
Ключевые слова: радиолокационное изображение, радиолокационный кадр, глубокое обучение, методы классификации радиолокационного изображения.

V. A. Alexeev*
PhD Student
Iu. V. Baksheeva*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

RADAR IMAGES CLASSIFICATION USING DEEP LEARNING

Classification of radar frames is one of the most important tasks of radar image processing, which allows to distinguish objects by their characteristics and use this information for decision-making. A comparative analysis of several methods of classification of radar frames is carried out and an approach based on deep learning methods using simulation data is presented. The accuracy and speed of classification are analyzed in comparison with existing methods. The advantages and limitations of this approach and possible ways to further improve the results are discussed.
Keywords: radar image, radar frame, deep learning, radar image classification methods.

Введение

Радиолокационные кадры являются важным инструментом во многих задачах, таких как обнаружение объектов, измерение скорости и направления движения, анализ состава объектов и т. д. Классификация радиолокационных кадров — это процесс разделения кадров на различные классы объектов, такие как люди, транспортные средства, здания, лес и т. д. Классификация может осуществляться на основе различных характеристик кадров, таких как форма, размеры, текстуры и т. д. Классические методы классификации включают в себя использование фильтров, операторов текстурных признаков и

методов машинного обучения, таких, например, как метод опорных векторов (*SVM*) и метод *k*-ближайших соседей (*k-NN*). Эти методы имеют ограничения, связанные с выбором признаков и требованием к большому количеству размеченных данных для обучения модели. В данной работе приведены результаты классификации радиолокационного кадра на основе глубокого обучения с использованием сверточной нейронной сети (*Convolution Neural Network – CNN*).

Постановка задачи

Современные подходы к классификации радиолокационных кадров основаны на использовании глубокого обучения, включая сверточные нейронные сети (*CNN*) и рекуррентные нейронные сети (*RNN*). Эти методы позволяют автоматически извлекать признаки из данных и могут работать с размеченными и неразмеченными данными.

Одним из основных ограничений глубокого обучения является необходимость большого количества размеченных данных для обучения модели, что может быть проблематично для радиолокационных кадров, так как создание большого количества размеченных данных может быть затруднительно и затратно [1]. Использование глубокого обучения может также привести к переобучению модели, особенно при недостаточном количестве обучающих данных, что может вызвать низкую обобщающую способность модели и плохую производительность на новых данных.

Для исследования качества классификации с использованием глубокого обучения выберем основным объектом исследования сверточную нейронную сеть и проведем сравнительное моделирование процесса классификации радиолокационных кадров с использованием CNN, а также с использованием методов опорных векторов (*SVM*) и случайного леса (*Random Forest – RF*) [2, 3]. Исследование состоит из следующих этапов:

- подготовка имитационных данных для генерации большого количества радиолокационных кадров различных классов, с использованием симулятора кадров;
- обучение моделей на сгенерированных имитационных данных;
- сравнительная оценка качественных показателей – точности и производительности.

Используемые инструменты и методы

Использованный для генерации имитационных данных симулятор кадров позволяет создавать изображения радиолокационных кадров различных объектов в различных условиях. Основные параметры:

- количество требуемых кадров. Задается целым числом и ограничивается только производительностью системы;
- размер кадра. Задается целым числом и симулирует размерность изображения после обработки в радиоприемном устройстве;

- уровень кадра. Отвечает за некую случайность в модели обучения и позволяет смоделировать ситуацию, при которой на реальном кадре находятся различные объекты наблюдения.

После генерации имитационные данные были разделены на обучающий, валидационный и тестовый наборы.

Исследуемая модель глубокой нейронной сети содержала несколько слоев свертки и пулинга (уменьшения размерности за счет объединения), а также полносвязных слоев. Для получения вероятностного распределения по классам были использованы функция активации ReLU и функция Softmax [4].

Обучение модели происходило с использованием алгоритма оптимизации Adam и функции потерь категориальной перекрестной энтропии. Для уменьшения переобучения модели была использована функция регуляризации Dropout [5].

Для ранней остановки обучения и предотвращения переобучения модели использовался валидационный набор сгенерированных имитационных данных.

Точность и производительность модели оценивались по тестовому набору данных и сравнивались с результатами, полученными другими методами классификации радиолокационных кадров – указанными выше SVM и RF.

Полученные результаты и их анализ

В качестве исходных данных была сгенерирована база из 8000 имитационных данных, разнесенных по четырем уровням сложности. Примеры изображений для обучения приведены на рис. 1. Уровни сложности различаются количеством объектов на них и уровнем зашумления изображения (уровень 1 содержит один объект и менее зашумлен, уровень 4 содержит четыре объекта и принудительно зашумлен в большей степени).

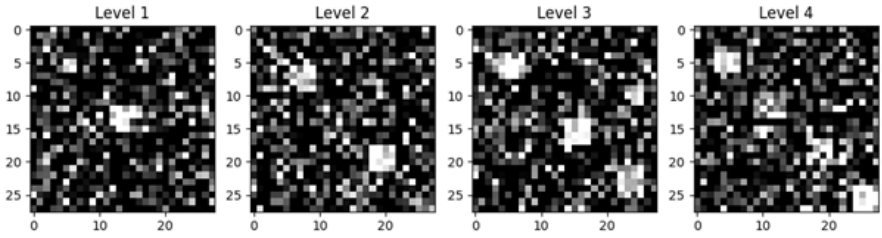


Рис. 1. Пример имитационных изображений четырех уровней

Обучение модели проводилось в 10 эпохах. Каждая эпоха содержала 125 итераций прогона по тестовой выборке изображений. На рис. 2 представлены результаты оценки точности моделей CNN, SVM и RF в зависимости от времени обучения.

Как можно наблюдать на рис. 2, точность модели SVM достигает максимума после эпохи 1 и больше не растет. Модели CNN и RF демонстрируют

примерно идентичную динамику роста. Однако модель RF значительно уступает модели CNN по быстродействию, которое оценивалось как время выполнения одной итерации (рис. 3).

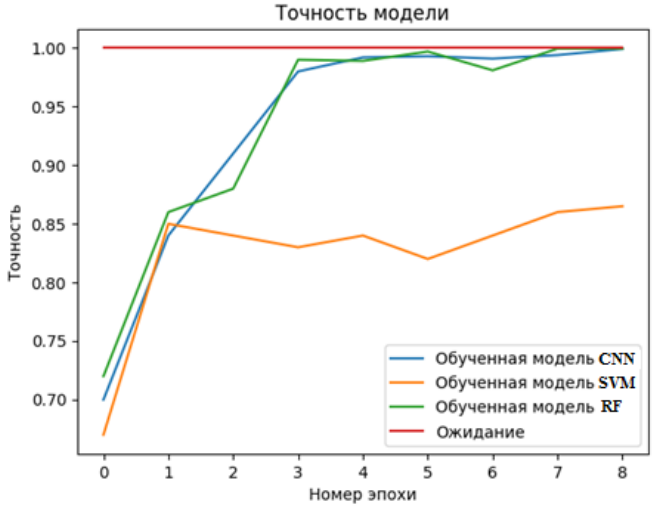


Рис. 2. Зависимость точности моделей от времени обучения

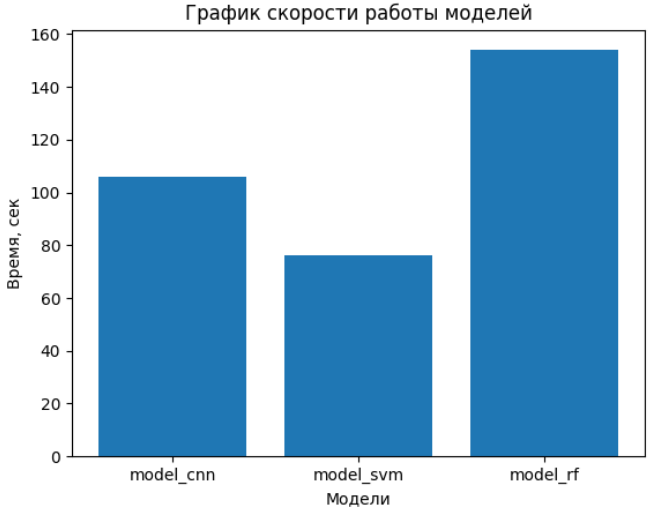


Рис. 3. Время выполнения одной итерации одной эпохи

Таким образом, совокупная оценка трех представленных методов позволяет сделать вывод о том, что метод классификации на основе глубокого обучения CNN обладает более перспективен – он позволяет получить и высокую точность классификации, и приемлемое быстродействие.

Заключение

Одно из главных преимуществ описанного подхода – высокая точность классификации радиолокационных кадров. Он может быть использован для классификации различных типов радиолокационных кадров, что делает его универсальным инструментом для решения практических задач в этой области.

К недостаткам предложенного подхода необходимо отнести требования больших объемов данных для обучения модели, что может быть проблематично в случае отсутствия доступа к большим наборам данных. Но использование имитационных данных позволяет компенсировать данный недостаток модели.

Развитие данной темы возможно в нескольких направлениях, а именно:

- использование более продвинутых методов генерации имитационных данных;
- применение методов обучения, используемых в других областях, например, в системах компьютерного зрения;
- исследование возможности использования различных архитектур нейронных сетей, а также различных гиперпараметров для достижения более высокой точности и скорости классификации;
- расширение модели на многоклассовую классификацию радиолокационных кадров, где каждый класс может представлять собой различные структуры и типы поверхности и др.

Эти задачи могут иметь важное практическое применение, в том числе, например, в области картографирования и мониторинга окружающей среды.

Библиографический список

1. A Deep Learning Framework for SAR Image Classification Using Transfer Learning and Data Augmentation / M. Jin [et al.] // Remote Sensing. 2019. Vol. 11, no. 3. P. 286–294.

2. PolSAR Image Classification Based on Deep Learning and Imbalanced Learning / Y. Liu [et al.] // Remote Sensing. 2020. Vol. 12, no. 14. P. 2209–2217.

3. SAR Image Classification Based on Deep Learning with Data Augmentation / Y. Zhao [et al.] // Remote Sensing. 2018. Vol. 10, no. 6. P. 904–910.

4. A Comparison Study on the Classification of High-Resolution SAR Images with Deep Learning / F. Gao [et al.] // Remote Sensing. 2018. Vol. 10, no. 12. P. 2007–2012.

5. Polarimetric SAR Image Classification Based on Deep Learning and Data Augmentation / S. Wang [et al.] // Remote Sensing. 2020. Vol. 12, no. 18. P. 2992–2997.

УДК 621.396.96

Г. А. Бабанин*
студент
Т. И. Тагаев*
студент
Д. А. Музафаров*
студент
А. К. Ермаков*
преподаватель
Н. В. Поваренкин*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ESPRIT ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ

Данная работа посвящена исследованию и разработке алгоритма ESPRIT для цифровой линейной антенной решетки.
Ключевые слова: радиолокация, низколетящая цель, алгоритм сверхразрешения ESPRIT.

G. A. Babanin*
Student
T. I. Tagaev*
Student
D. A. Muzafarov*
Student
A. K. Ermakov*
Lecturer
N. V. Povarenkin*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DEVELOPMENT OF THE ESPRIT ALGORITHM FOR DETERMINING THE COORDINATES OF A LOW-FLYING TARGET

This paper is devoted to the research and development of the ESPRIT algorithm for a digital linear antenna array.
Keywords: radar, low-flying target, ESPRIT super-resolution algorithm.

Введение

Одной из важнейших задач в радиолокации является определение координат двух и более целей, находящихся в зоне ответственности антенной системы. С точки зрения безопасности воздушного пространства особую важность представляет собой своевременное определение координат низколетящей цели, поскольку в случае запуска ракеты противника необходимо своевремен-

ное принятие решения для противодействия. Проблема точного определения координат низколетящей цели давно известна, но до сих пор полностью не решена [1], о чем говорит развитие военно-воздушной техники, способной производить полет на низкой высоте [2]. Следовательно, определение координат низколетящих целей остается одной из приоритетных задач радиолокации.

Одной из проблем определения координат низколетящих целей является различение двух и более сигналов, отраженных от каждой цели, расположенной в зоне ответственности антенной системы. Одним из алгоритмов сверхразрешения, способных разрешить между собой сигналы, является ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Techniques* – оценка параметров сигналов с использованием преобразований, инвариантных относительно оператора поворота) [3]. Алгоритм основан на цифровой обработке совокупности входных реализаций, полученных с каждого элемента цифровой антенной решетки. Особенностью данного алгоритма является поиск локальных максимумов при заранее известном количестве целей в зоне ответственности [4]. Это позволяет уменьшать количество обрабатываемой информации, что обеспечивает высокую скорость определения координат при относительно высокой точности.

Данная статья посвящена разработке алгоритма ESPRIT, позволяющего определить одну из двух угловых координат низколетящей цели.

Модель данных и постановка задачи

Рассмотрим цифровую линейную антенную решетку, состоящую из N излучателей. Известно [5], что сигнал, принимаемый от одной цели, находящейся в дальней зоне по отношению к антенной системе, образует плоский фазовый фронт, расположенный под углом θ относительно нормали к антенной решетке. Сигнал от одной цели принимается каждым элементом в антенной решетке, однако между полученными сигналами имеется фазовый набег, определяющийся углом прихода фазового фронта. Фазовый набег между двумя соседними излучателями определяется по формуле [5]:

$$A = e^{-2\pi \cdot ikd \cdot \sin(\theta)}, \tag{1}$$

где θ – угол прибытия сигнала; d – расстояние между элементами антенной решетки; λ – длина волны сигнала.

Для определения совокупности входных реализаций, которые мы ожидаем получить на выходе антенной решетки, записывается матрица фазовых набегов, записывающуюся как вектор-столбец:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & e^{-2\pi \cdot ikd \cdot \sin(\theta)} & \dots & e^{-2\pi \cdot ikd \cdot \sin(\theta)} \end{pmatrix}^{\mathrm{T}}, \tag{2}$$

где T – знак транспонирования.

В случае, если в зоне сканирования антенной системы находится m целей, на антенную решетку воздействует m плоских волн, каждая из которых задает создает фазовый набег между излучателями. Следовательно, матрицу фазовых

сдвигов, столбцами которой являются фазовые набеги одной волны, можно записать в следующем виде:

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-2\pi i d \sin(\theta_1)} & e^{-2\pi i d \sin(\theta_2)} & \dots & e^{--2\pi i d \sin(\theta_m)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-2\pi i d \sin(\theta_1)\cdot(N-1)} & e^{-2\pi i d \sin(\theta_2)\cdot(N-1)} & \dots & e^{-2\pi i d \sin(\theta_m)\cdot(N-1)} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Сигнал, отражаемый от цели, является непрерывным во времени. Однако поскольку цифровая антенная система работает только с дискретными значениями, необходимо сделать k отсчетов с каждого излучателя. Следовательно, сигнал, который мы ожидаем получить от каждой цели, можно записать в виде матрицы, строками которой являются дискретные значения, принимаемые от одной цели:

$$S(t) = \begin{pmatrix} S_1(t_1) & S_1(t_2) & \dots & S_1(t_k) \\ S_2(t_1) & S_2(t_2) & \dots & S_2(t_k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_m(t_1) & S_m(t_2) & \dots & S_m(t_k) \end{pmatrix}. \quad (4)$$

В случае, если бы между элементами антенной решетки не было фазового сдвига (что возможно при использовании только одного излучателя) и не было шумового воздействия, матрица $S(t)$ являлась входной реализацией, наблюдаемой на выходе приемника. Однако при использовании одного излучателя невозможно определить координаты двух и более целей в зоне ответственности антенны одновременно. Также можно отметить, что отсутствие шумового воздействия на сигнал является идеализированным случаем, невозможным на практике. Поэтому сигнал, принимаемый антенной решеткой, с учетом всего вышесказанного, записывается в виде:

$$x(t) = AS(t) + n(t), \quad (5)$$

где $n(t)$ – матрица шумов, воздействующих на каждый излучатель.

В системе входных реализаций $x(t)$ находится информация об угле прихода фазового фронта для каждой цели. Целью любого алгоритма сверхразрешения является извлечение информации путем математических преобразований, имея систему входных реализаций.

Для реализации алгоритма необходимо найти корреляционную матрицу сигналов антенной решетки:

$$R = \frac{1}{N} \sum_{t=t_k}^{N} x(t) \cdot x^{\mathrm{H}}(t), \quad (6)$$

где H – знак эрмитова сопряжения.

Принцип работы алгоритма ESPRIT

Для правильной работы алгоритма делается два предположения [6]:

1. Сигналы, приходящие с различных целей, не коррелированы между собой.

2. Шумовая помеха является случайным процессом с дисперсией σ^2.

Для работы алгоритма необходимо определить собственные вектора и собственные числа корреляционной матрицы:

$$R = U \cdot \Lambda \cdot U^{\mathrm{H}}, \tag{7}$$

где U – собственные вектора; Λ – собственные числа.

Корреляционная матрица представляет собой совокупность сигнального и шумового подпространства:

$$R = R_s + R_n. \tag{8}$$

Сигнальное подпространство можно записать в виде:

$$R_s = U_s \cdot \Lambda_s \cdot U_s^{\mathrm{H}}, \tag{9}$$

где U_s – матрица собственных векторов сигнального подпространства; Λ_s – диагональная матрица собственных чисел сигнального подпространства; $\Lambda_s = \mathrm{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_m\}$.

Ввиду того, что направления приходов фазовых фронтов сигналов различны, сигналы не коррелированы между собой. Следовательно, ранг матрицы сигнального подпространства будет равен количеству излучателей. Из этого следует, что сигнальное подпространство имеет m ненулевых собственных чисел и $(N–m)$ нулевых.

Поскольку шумы между собой не коррелированы, корреляционная матрица шумового подпространства будет иметь вид:

$$R_n = \sigma^2 I_N, \tag{10}$$

где I_N – единичная диагональная матрица размерами $N \times N$.

В результате сложения сигнального и шумового подпространства собственные числа матрицы R можно записать в виде:

$$\lambda_i = \begin{Bmatrix} \lambda_{si} + \sigma^2, 1 \le i < m \\ \sigma^2, m+1 \le i \le N \end{Bmatrix}, \tag{11}$$

где λ_{si} – собственные числа сигнального подпространства.

Из (9) можно сделать вывод, что количество источников определяется путем нахождения собственных чисел корреляционной матрицы, значения которых превышают дисперсию шума.

Алгоритм ESPRIT основан на следующем принципе. Антенную решетку разделяют на две подрешетки, где все элементы одной подрешетки смещены на одно и то же расстояние относительно другой подрешетки. Такие подрешетки

будут идентичны друг другу, но смещены друг относительно друга на величину шага между элементами d.

Рассмотрим матрицу собственных векторов сигнального подпространства U_s:

$$U_s = \begin{pmatrix} U_{s_{11}} & U_{s_{21}} & \cdots & U_{s_{N1}} \\ U_{s_{12}} & U_{s_{22}} & \cdots & U_{s_{N2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s_{1M}} & U_{s_{2M}} & \cdots & U_{s_{NM}} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Матрица собственных векторов первых M–1 элементов антенной решетки записывается в виде:

$$U_{s_x} = \begin{pmatrix} U_{s_{11}} & U_{s_{21}} & \cdots & U_{s_{N1}} \\ U_{s_{12}} & U_{s_{22}} & \cdots & U_{s_{N2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s_{1(M-1)}} & U_{s_{2(M-1)}} & \cdots & U_{s_{N(M-1)}} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Аналогичным образом записывается матрица последних M–1 элементов:

$$U_{s_y} = \begin{pmatrix} U_{s_{12}} & U_{s_{22}} & \cdots & U_{s_{N2}} \\ U_{s_{13}} & U_{s_{23}} & \cdots & U_{s_{N3}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_{s_{1M}} & U_{s_{2M}} & \cdots & U_{s_{NM}} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Поскольку подрешетки являются идентичными, существует такая матрица Ψ, которая удовлетворяет условию:

$$U_{s_x} \cdot \Psi = U_{s_y}. \quad (15)$$

Найдя вектор-строку собственных чисел матрицы Ψ, определим углы прибытия сигналов:

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{-|\varphi_i| \cdot \lambda}{2\pi d}\right), \quad (16)$$

где φ – вектор-столбец собственных чисел матрицы Ψ.

Заключение

Таким образом, в ходе работы был исследован принцип работы алгоритма сверхразрешения ESPRIT, позволяющий разрешать несколько сигналов в зоне ответственности антенной системы.

Библиографический список

1. *Островитянов Р. В., Басалов Ф. А.* Статистическая теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь. 1982.

2. Полет на предельно малой // Арсенал отечества. 2022. URL: https://arsenal-otechestva.ru/article/1589-polet-na-predelno-maloj?ysclid=lfuxkj5reo997259954 (дата обращения: 31.03.2023).

3. *Roy R., Kaillath Th.* ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques // IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. ASSP-37, iss. 7. P. 984–995.

4. *Немов А. В., Добырн В. В., Кузнецова Е. В.* Сравнение разрешающей способности псевдооценок углового спектра на основе Unitary ESPRIT и MUSIC // Телекоммуникации. 2001. № 12. С. 30–32.

5. *Тагаев Т. И., Музафаров Д. А., Мохорт Д. Ю.* Анализ эффективности алгоритма сверхразрешения ESPRIT для решения задачи разрешения двух самолетов, разнесенных на малое угловое расстояние, в аэропорту // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции. Т. 2. 2021.

6. *Гладышева М. А., Немов А. В.* Модификация метода ESPRIT для обработки данных в плоских фазированных антенных решетках // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2016. № 4.

УДК 621.396.67

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
С. В. Дворников **
доктор технических наук, профессор
И. А. Киршина*
кандидат экономических наук, доцент
С. С. Дворников **
кандидат технических наук, доцент
Е. А. Антохин*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
****Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

ПРИМЕНЕНИЕ РЕФЛЕКТОРНЫХ АНТЕНН ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА РАДИОЛИНИЙ

Представлены результаты влияния геометрической формы рефлектора на характеристики излучения антенн коротковолнового диапазона. Решена задача синтеза формы и размеров рефлектора, обеспечивающего или минимальный уровень боковых лепестков, или максимальное значение коэффициента направленного действия. Представлены результаты моделирования различных геометрических форм рефлекторов. Даны практические рекомендации по их применению.
Ключевые слова: вибраторные антенны, связанные вибраторы, пассивный рефлектор.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003, «Фундаментальные основы построения помехозащищенных систем космической и спутниковой связи, относительной навигации, технического зрения и аэрокосмического мониторинга».

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
S.V. Dvornikov **
Dr. Sc., Tech., Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Economic, Associate Professor
S.S. Dvornikov **
PhD, Tech., Associate Professor
E.A. Antokhin*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny

APPLICATION OF REFLECTOR ANTENNAS TO INCREASE THE ENERGY POTENTIAL OF RADIO LINKS

The article presents the results of the influence of the geometric shape of the reflector on the radiation characteristics of antennas in the short wave range. The problem of synthesizing the shape and dimensions of a reflector that provides either the minimum level of side lobes or the maximum value of the directivity coefficient is solved. The results of modeling various geometric shapes of reflectors are presented. Practical recommendations for their application are given.
Keywords: vibrator antennas, coupled vibrators, passive reflector.

Введение

Антенные системы, являясь составной частью радиолиний, обеспечивают свой вклад в повышение их энергетического потенциала [1]. И если в высокочастотном диапазоне указанный вклад достаточно весомый, поскольку коэффициент усиления антенн, например, на частоте 11 ГГц может составлять более 55 дБ [2], то в коротковолновом диапазоне вклад антенн в энергетический потенциал радиолиний гораздо скромнее. И на практике он, как правило, не превышает 3–5 дБ.

Вместе с тем сложная помеховая обстановка коротковолнового диапазона [3], обусловленная высокой нестабильностью параметров ионосферы и многолучевым характером распространения радиоволн, требует поиска конструктивных решений, обеспечивающих устойчивость работы радиолиний с требуемой достоверностью приема [4]. Эффективным решением рассмотренной проблемы является использование различных видов разнесенного приема [5, 6], а также применение помехоустойчивых видов передач и режимов работы [7]. И если реализация первого подхода на практике связана со значительными затратами временного, частотного и аппаратного ресурсов, что не всегда приемлемо, то реализация второго подхода и вовсе возможна лишь на стадии разработки программно-аппаратных средств. Поэтому в такой ситуации наиболее продуктивным решением, позволяющим обеспечить повышение энергетического потенциала радиолиний коротковолнового диапазона, является модернизация антенных устройств [8, 9].

В настоящей статье представлены предложения по совершенствованию антенных систем коротковолнового диапазона на основе применения рефлекторов.

Общие подходы к применению рефлекторных антенн

Физическая сущность повышения энергетического потенциала радиолиний за счет применения антенн заключается в модернизации конструкций последних таким образом, чтобы формируемые ими диаграммы направленности (ДН) поучили более ярко выраженные пространственные характеристики.

Анализ теории и практики применения антенных систем показывают, что наиболее просто обеспечить направленные свойства антенных систем возможно за счет применения рефлекторов [10–12]. Именно введение в антенную конструкцию дополнительных рефлекторов приводит к перераспределению кон-

центрации электромагнитного поля (ЭМ-поля) в заданном направлении, в частности, на корреспондента. При этом использование рефлекторов позволяет снизить паразитный уровней излучений задних и боковых лепестков диаграммы направленности, и, кроме того, повысить величину коэффициента направленного действия (КНД).

Наиболее простым типом рефлектора является линейный рефлектор в виде токопроводящего вибратора, расположенного за антенной на удалении полуволны от излучающих элементов [13]. Теория синтеза таких рефлекторов основательно проработана, и они активно применяются на практике в многоэлементных антеннах осевого излучения.

В общем случае, рефлектор может быть как пассивным, так и активным, т.е. излучающим элементов. Но в любом случае, конструктивно рефлектор устанавливают в ближней зоне остальных излучателей антенной системы. С таких позиций рефлекторы следует рассматривать в рамках теории связанных вибраторов [14].

Физика применения рефлекторов основана на том, что в режиме передачи на рефлекторе наводятся ЭМ-поля от излучающих элементов, и уже результирующее взаимодействие обеспечивает формирование искомой ДН. Поэтому неприемлемо понятие отраженных от рефлектора ЭМ-волн.

Аналогично можно рассматривать формирование ДН в режиме передачи при расположении в ближней области, т.е. на малом расстоянии r от основного излучателя (излучателей) по сравнению с длиной волны λ, т.е. $r < \lambda$, для любых токопроводящих поверхностей. При этом следует понимать, что интерференция ЭМ-полей от основного излучателя и от рефлектора происходит уже в дальней области, т.е. при условии, что $r >> \lambda$ [15]. И именно благодаря этой интерференции как раз и происходит формирование ДН в пространстве.

В режиме приема интерференция ЭМ-волн, отраженных от рефлектора, а также наведенного поля на основном излучателе, обеспечивают формирование в пространстве результирующей ДН.

Таким образом, в качестве рефлектора могут выступать любые токопроводящие поверхности, расположенные в ближней зоне активных элементов антенной системы.

Анализ влияния формы рефлектора на направленные свойства антенных систем коротковолнового диапазона радиоволн

Наибольшая эффективность антенной системы обеспечивается при размещении активного излучателя в фокусе рефлектора [13]. Однако, такой вариант достаточно сложно реализовать в коротковолновом диапазоне частот, учитывая потенциальные размеры результирующей системы. Поэтому, активное применение получили линейные рефлекторы [16]. Несколько реже используются рефлекторы, выполненные в виде плоских поверхностей. Такие системы позволяют повысить напряженность ЭМ-поля возбудителя до 3 дБ, а значение КНД увеличить до 6 дБ, что, в принципе, подтверждается теорией связанных вибраторов и, так называемого, метода зеркальных изображений [17].

Указанные значения были определены в виде показателей, используемых при моделировании в ходе поиска рациональной формы рефлектора. При этом, в качестве излучающего элемента рассматривался активный полуволновой вибратор. Так, на рис. 1 представлена ДН активного вибратора в вертикальной плоскости, на частоте излучения 10 МГц.

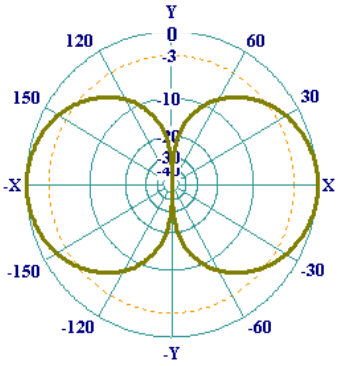


Рис. 1. Диаграмма направленности в плоскости полуволнового вибратора без рефлектора

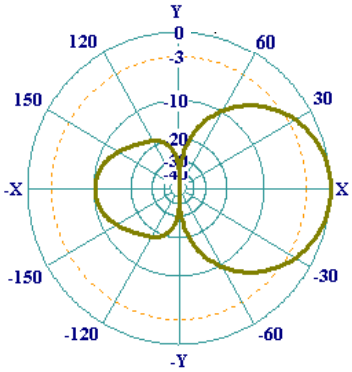


Рис. 2. Диаграмма направленности в плоскости полуволнового вибратора с линейным рефлектором

Заметим, что в свободном пространстве КНД полуволнового вибратора на максимуме излучения достигает значения 2,15 дБ.

Очевидно, что применение рефлектора обеспечивает повышение его направленных свойств. Так, на рис. 2 показана ДН антенной системы, состоящей из активного полуволнового вибратора и линейного рефлектора, установленного на удалении 0,25 λ по направлению 180°, применительно к ДН, представленной на рис. 2.

В общем случае, направленные свойства антенной системы, состоящей из двух связанных вибраторов, будет зависеть не только от места установки рефлектора, но и его геометрических размеров. При этом следует понимать, что зависимость КНД и входного сопротивления или коэффициента стоячей воны (КСВ) имеют противоположный характер изменения.

Так, уменьшение расстояния между вибраторами приводит к повышению значения КНД. Но при этом уменьшается сопротивление излучения и возрастает величина КСВ.

В ходе моделирования было установлено, что оптимальное удаление рефлектора должно быть в пределах (0,2…0,25) λ, а его геометрические размеры должны превышать не более чем на 5% линейные размеры активного вибратора, к которому подключен питающий фидер.

В диапазоне коротких волн при организации радиосвязи посредством ионосферных волн применение находят плоские апериодические рефлекторы, выполненные в виде горизонтальных проводов, расположенных параллельно вибраторам. Для расчета ДН антенной системы, состоящей из активного вибратора и плоского рефлектора, выполненного указанным образом, чаще всего используют метод зеркальных изображений [17, 18].

Плоские рефлекторы, как и линейные, располагают в ближней зоне активного излучателя, поэтому весомое увеличение результирующего КНД при их применении, даже теоретически невозможно. Это обусловлено тем, что для существенного увеличения КНД возбудители (активные вибраторы) должны размещаться в фокусе рефлектора, который при использовании плоской формы, находится в бесконечности. Поэтому, в рациональном варианте структуры антенной системы целесообразно размещение апериодически плоского рефлектора на удалении 0,25 λ от активного вибратора. На рис. 3 представлена структура такой антенной системы, а на рис. 4, изображена формируемая ее ДН.

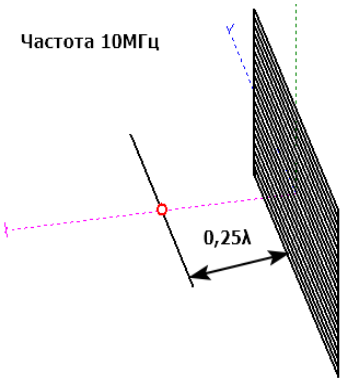


Рис. 3. Модель антенной системы с плоским рефлектором

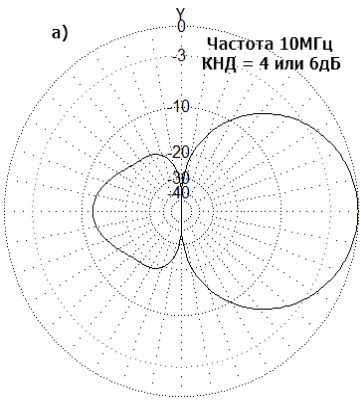


Рис. 4. Диаграмма направленности антенной системы с плоским рефлектором

Заметим, что для частоты равной 10 МГц, удаление активного вибратора от рефлектора составит 7,5 м. А для частоты 3 МГц, расстояние от рефлектора до вибратора возрастет до 25 м, что делает такую антенную систему достаточно громоздкой для практического применения в коротковолновом диапазоне радиоволн. Вместе с тем, хотя при переходе к плоскому рефлектору и не происходит существенного увеличения КНД по сравнению с линейным, что косвенно подтверждается результатами [19]. Зато заметно, более чем на 3 дБ снижается уровень паразитного излучения по заднему лепестку ДН. То есть, очевиден положительный эффект в сравнении с антенной системой, использующей в качестве рефлектора пассивный линейный вибра-

тор. Данный положительный эффект обеспечивается за счет стабилизации входного сопротивления.

Также следует понимать, что рефлекторные антенные системы являются резонансными, поэтому значение их КНД будет уменьшаться с увеличением расстройки частоты от номинального значения, для которой изначально рассчитывалась топология. Так, перестройка с частоты 10 МГц на частоту 15 МГц приводит к снижению КНД на 0,7 дБ и возрастанию уровня заднего лепестка на 2,5 дБ.

Существенное влияние на электрические параметры антенной системы оказывает ее пространственное расположение. На рис. 5 демонстрируются результаты моделирования антенной системы с плоским вибратором при ее размещении на высоте 10 м над поверхностью земли, имеющей следующие электрические параметры: относительная диэлектрическая проницаемость 10, и удельная проводимость 0,01 См/м.

Пространственное размещение антенной системы можно рассматривать с позиций использования дополнительного рефлектора, представляющего зеркальное изображение реального рефлектора, обусловленного влиянием поверхности земли. При этом пространственная конфигурация антенной системы обеспечивает существенное улучшение ее направленных свойств, поскольку значение КНД повышается почти на 4 дБ. При этом уровень излучения по заднему лепестку уменьшается еще на 2 дБ.

Переход к рефлекторам уголкового типа (рис. 6), позволяет незначительно улучшить направленные свойства антенной системы. При том, что снижается активная составляющая сопротивления и возрастает значение КСВ, где-то на 17%.

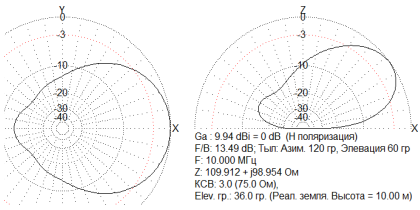


Рис. 5. Характеристики излучения приподнятой антенной системы с плоским рефлектором

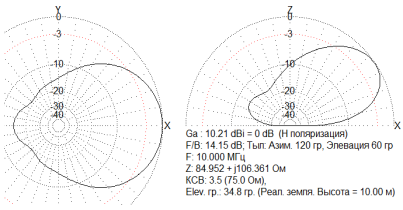


Рис. 6. Характеристики излучения приподнятой антенной системы с уголковым рефлектором

Проведенные исследования показали, что повысить значение КНД более чем в 3…4 раза, при расположении излучателя в ближней зоне ЭМ-поля рефлектора любой конструкции, не предоставляется возможным. Для улучшения направленных свойств антенной системы необходимо, или располагать излучатель в фокусе рефлектора, или переходить к применению синфазных антенных решеток при сохранении плоского типа рефлектора.

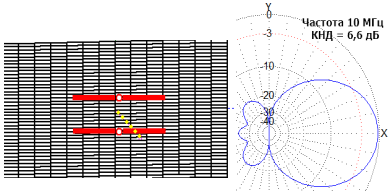


Рис. 7. Синфазная антенная решетка с плоским рефлектором (вибраторы в плоскости Н) и ее ДН

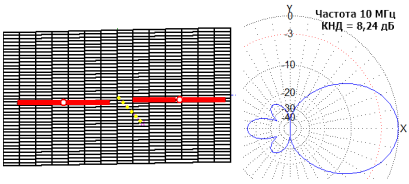


Рис. 8. Синфазная антенная решетка с плоским рефлектором (вибраторы в плоскости Е) и ее ДН

Так, расположение двух вибраторов в плоскости вектора **Н** рефлектора (рис. 7) позволяет повысить КНД на 0,6 дБ, а уровень задних лепестков снизить до величины –20 дБ. В то же время переход к синфазной решетке, у которой вибраторы расположены в плоскости *Е* (рис. 8), и вовсе повышает КНД до 8,24 дБ.

Директорные антенны и антенные системы с активными рефлекторами

Дальнейшее развитие антенных систем на основе пассивных рефлекторов связано с переходом к многовибраторным структурам [20]. Увеличение числа вибраторов приводит к весьма незначительному повышению КНД, при существенном усложнении самой антенной конструкции, хотя при этом снижается уровень задних и боковых лепестков ДН. В частности, директорные антенны состоят из излучающего активного полуволнового вибратора, рефлектора, обеспечивающего повышения ее направленных свойств, и одного или нескольких директоров для увеличения коэффициента усиления антенной системы [21]. Так, на рис. 9 показана диреторная антенна, а на рис. 10 – формируемая ДН в плоскости, ортогональной диполям (пунктиром выделена ДН в плоскости диполей).

Коэффициент усиления директорных антенн достигает 4-5 дБ, в зависимости от количества используемых директоров, как правило, не более трех. Кроме того, следует отметить, что строгость геометрии конструкции директорных антенн обеспечивает сохранение их направленных свойства при изменении частоты не более чем на 10% от расчетного номинала. Данное обстоятельство ограничивает практическое применение антенных систем данного типа на радиолиниях коротковолнового диапазона.

Громоздкость таких антенных конструкций, стимулировала переход к использованию активных рефлекторов, что позволило повысить направленные свойства системы [22]. В ходе исследования установлено, что коэффициент усиления антенной системой с активным рефлектором сопоставим с коэффициентом усиления полноразмерной трехэлементной антенны с пассивными директором и рефлектором. При этом сама система имеет лучшие массогабаритные показатели, обладает меньшим моментом инерции и парусностью, а также проще в конструктивном отношении.

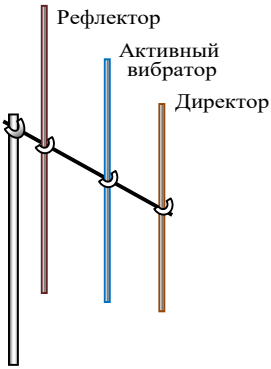


Рис. 9. Внешний вид директорной антенны

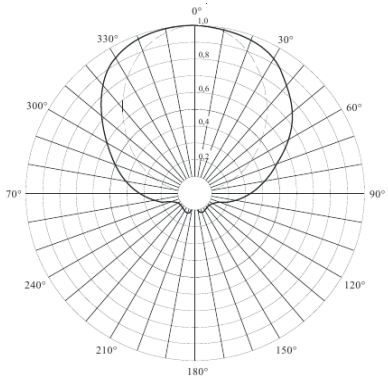


Рис. 10. Диаграмма направленности директорной антенны

Другим положительным моментом антенн с активным питанием рефлектора является существенное снижение уровня паразитного излучения по заднему лепестку ДН, что немаловажно при их совместном использовании с другими антеннами.

Сущность работы антенной системы с активным рефлектором заключается в следующем. Рефлектор создает ЭМ-поле равное по амплитуде полю, создаваемому вибратором, но противофазное по направлению, обратному главному максимуму излучения антенной системы. То есть активный рефлектор обеспечивает равенство токов в обоих элементах антенны и разности фаз, необходимой для максимального ослабления излучения по заднему лепестку ДН.

Результаты моделирования показали, что при сохранении общего контура ДН, величина КНД у антенной системы с активным рефлектором на 3,4 дБ выше, чем у аналогичной антенны с пассивным рефлектором. При этом снижение уровня излучения по заднему лепестку ДН даже с учетом потерь в соединительной линии, достигает значения 40 дБ.

Заметим, что переход к активному рефлектору предполагает внесение определенных конструктивных изменений в антенную систему, связанных с выбором точки питания, положение которой, в свою очередь, зависит от типа кабеля [23]. Дело в том, что в зависимости от конструкции кабеля в линии формируется фазовый сдвиг, характеризуемый коэффициентом укорочения [24], величина которого изменяется в пределах от 1,05 до 1,66. Кроме того необходимо учитывать, что длина рефлектора должна соотноситься с длиной вибратора в следующей пропорции 5/4,6.

Заключение

Результаты проведенного исследования позволяют сделать следующее заключение. Особенности работы радиолиний в коротковолновом диапазоне,

предполагающей сеансовую смену частот в течение суток, существенно ограничивают применение высокоэффективных антенн, которые, как правило, являются узкодиапазонными.

В интересах повышения энергетического потенциала радиолиний подвижных комплексов связи целесообразно использовать антенные системы, конструкции которых позволяют регулировать положение пассивного рефлектора в соответствии с выбором рабочего номинала частоты. При этом следует ориентироваться на обеспечение КНД порядка 4 дБ.

Для стационарных радиолиний, работающих на фиксированных частотах, интересным решением видится применение синфазных антенных решеток, применение которых позволяет повысить направленные свойства в 3-4 раза.

Директорные антенны будут представлять практический интерес только на радиолиниях, использующих для организации связи частоты из верхней части коротковолнового диапазона.

Библиографический список

1. Исследование характеристик быстроразвертываемых антенн ВЧ-диапазона с учетом параметров грунта и "искусственной земли" / П. И. Бондарь, А. В. Карлов, Д. А. Копылов, К. И. Пестовский // Радиотехника. 2021. Т. 85, № 7. С. 6–13. DOI: 10.18127/j00338486-202107-02.

2. *Palanisamy S., Thangaraju B.* Design and analysis of clover leaf-shaped fractal antenna integrated with stepped impedance resonator for wireless applications // Communication systems. 2022. Vol. 35, no. 11. P. e5184. DOI: 10.1002/dac.5184.

3. *Варламов О. В.* Максимальная мощность коммутируемого p-i-n диодами антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14, № 10. С. 26–32. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-10-26-32.

4. *Дворников С. В., Балыков А. А.* Предложения по управлению скоростью передачи и помехоустойчивостью сигналов с перестановочной частотной модуляцией // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14, № 6. С. 20–26. DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-6-20-26.

5. Помехоустойчивость строенного приема сигналов в каналах связи с релеевскими замираниями / А. А. Смирнов, М. Э. Солчатов, В. В. Бондарь [и др.] // Антенны. 2020. № 1 (263). С. 49–54. DOI: 10.18127/j03209601-202001-07.

6. Эффективный способ разнесенного приема ионосферных радиоволн / В. И. Власенко, С. С. Дворников, С. В. Дворников, А. В. Аскерко // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2022. № 4. С. 65–70.

7. *Дворников С. В., Овчинников Г. Р., Балыков А. А.* Программный симулятор ионосферного радиоканала декаметрового диапазона // Информация и космос. 2019. № 3. С. 6–12.

8. Двухэлементная фазированная антенная система КВ-диапазона для быстроразвертываемых полевых узлов / П. И. Бондарь, А. В. Карлов, М. А. Минкин, К. И. Пестовский // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 6. С. 6–16. DOI: 10.18127/j00338486-202206-02.

9. *Бузова М. А., Минкин М. А., Рубис А. А.* Приемная антенная система ВЧ-диапазона с возможностями поляризационной адаптации // Антенны. 2019. № 1 (255). С. 44–51. DOI: 10.18127/j03209601-201901-06.

10. *Fonseca N. J. G.* Reply to Comments on "doubly Curved Reflector Design for Hybrid Array-Fed Reflector Antennas" // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, no. 8. P. 5757. DOI: 10.1109/TAP.2019.2921145.

11. Double-OAM-mode resistor loaded microstrip antenna with a top dielectric layer / D. Weiguo, Z. Yongzhong, Y. Yang, Z. Kaiwei // IEICE Electronics Express. 2018. Vol. 15, no. 12. P. 20180370. DOI: 10.1587/elex.15.20180370.

12. *Liberman E. A., Nefedov E. A.* Analysis of Existing Technologies for Constructing an ESPAR Antenna System. Theory and Modeling // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. 2022. Vol. 5, no. 1. P. 157–162. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840942.

13. Dual circularly polarized Fabry-Perot antenna with metamaterial-based corner reflector for high gain and high aperture efficiency / Z. Y. Zhao, H. W. Liu, L. Chang [et al.] // Acta Physica Sinica. 2022. Vol. 71, no. 4. P. 044101. DOI: 10.7498/aps.71.20211914.

14. Degree of freedom and singularity analysis of the deployable truss antenna reflector / F. Hu, Y. Song, Z. Huang [et al.] // Chinese Space Science and Technology. 2018. Vol. 38, no. 3. P. 24–32. DOI: 10.16708/j.cnki.1000-758X.2018.0029.

15. Compact antennas for mobile radio communications / Yu. N. Nechaev, A. I. Klimov, I. V. Peshkov, V. V. Vereitin // Journal of Physics: Conference Series: 1, Al Nasiriya, Thi-Qar, 30–31 марта 2019 года. Al Nasiriya, Thi-Qar, 2019. P. 012009. DOI: 10.1088/1742-6596/1279/1/012009.

16. *Nenashev A. S., Setukha A. V., Stepanishcheva V. S.* On the Patch Antennas Radiation Numerical Modeling with Boundary Integral Equation Method // Lobachevskii Journal of Mathematics. 2021. Vol. 42, no. 6. P. 1370–1380. DOI: 10.1134/S1995080221060202.

17. *Sharipov D., Mukhiddinov B., Ruziqulova N.* Segmentation in an ancient Document Imaging and Characters // Проблемы вычислительной и прикладной математики. 2022. No. S2 (40). P. 272–279.

18. *Грахов П. А.* Применение метода консенсуса случайной выборки в задаче поиска оси зеркальной симметрии на цифровом изображении // Инженерный вестник Дона. 2021. № 3 (75). С. 88–99.

19. *Быковская Л. В., Галеев Р. Р.* Расчет внешних электромагнитных полей, воздействующих на кабельную линию, методом зеркальных изображений // Вестник науки и образования. 2019. № 22-2 (76). С. 8–12.

20. *Инденбом М. В.* Метод расчета взаимного влияния излучателей в выпуклой квазипериодической фазированной антенной решетке большого размера // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67, № 6. С. 546–556. DOI: 10.31857/S0033849422050060.

21. *Бухтияров Д. А., Горбачев А. П.* Многоэлементные директорные антенны с возбудителями дипольного вида. Новосибирск: Новосибирский госу-

дарственный технический университет, 2020. 220 с. (Монографии НГТУ). ISBN 978-5-7782-4108-4.

22. Полуволновой диполь с активным рефлектором на основе оптоуправляемого метаматериала / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17, № 4. С. 71–80. DOI: 10.36622/VSTU.2021.17.4.010.

23. *Seleznev V. M., Bolkhovskaya O. V., Maltsev A. A.* Synthesis and design of plane reflectarrays of microstrip elements for scanning antenna systems of the 60 GHz band // Antennas. 2022. No. 5 (279). P. 30–48. DOI: 10.18127/j03209601-202205-02.

24. Методика проектирования спиральных вибраторных антенн с реактивными включениями / С. Н. Бойко, Е. А. Зевакин, О. В. Корышев, И. М. Трухачев // Антенны. 2020. № 6 (268). С. 54–67. DOI: 10.18127/j03209601-202006-07.

УДК 621.391

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
С. В. Дворников **
доктор технических наук, профессор
И. А. Киршина*
кандидат экономических наук, доцент
С. С. Дворников **
кандидат технических наук, доцент
В. К. Лосев*
кандидат технических наук, ст. преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗРЫВНЫХ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

Рассмотрены теоретические аспекты обнаружения разрывных сигналов с недифференцируемой сигнальной функцией на основе байесовского обнаружителя в условиях априорной неопределенности об их длительности в аддитивных шумах. Получены аналитические выражения, позволяющие асимптотически описывать функцию распределения максимумов проявления разрывных сигналов в обрабатываемой выборке и значение вероятности ложной тревоги в зависимости от уровня интенсивности шума. Представлены результаты моделирования, характеризующие вероятность ошибки первого рода и средней вероятности ошибки обнаружения от отношения сигнал/шум в канале. Сформулированы выводы и определены направления дальнейшего исследования.
Ключевые слова: разрывные сигналы, байесовский обнаружитель, средняя вероятность ошибки обнаружения, недифференцируемая сигнальная функция.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003, «Фундаментальные основы построения помехозащищенных систем космической и спутниковой связи, относительной навигации, технического зрения и аэрокосмического мониторинга».

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
S. V. Dvornikov **
Dr. Sc., Tech., Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Economic, Associate Professor
S. S. Dvornikov **
PhD, Tech., Associate Professor
V.K. Losev*
PhD, Tech., Senior Lecturer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

**Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny

DETECTION OF BREAKING SIGNALS WITH UNKNOWN DURATION

Theoretical aspects of detecting discontinuous signals with a non-differentiable signal function based on a Bayesian detector under conditions of a priori uncertainty about their duration in additive noise are considered. Analytical expressions are obtained that allow one to asymptotically describe the distribution function of the maxima of the manifestation of discontinuous signals in the processed sample and the value of the false alarm probability depending on the noise intensity level. The results of modeling are presented, which characterize the probability of an error of the first kind and the average probability of a detection error on the signal-to-noise ratio in the channel. Conclusions are formulated and directions for further research are determined.
Keywords: discontinuous signals, Bayesian detector, average detection error probability, non-differentiable signal function.

Введение

Вопросы обнаружения сигналов в шумах различной интенсивности достаточно глубоко исследованы и проработаны, что позволило получить эффективные алгоритмы для практических приложений радиотехники [1]. Более того, для сигналов, сигнальные функции которых имеют более двух непрерывных производных, определена предельная форма оптимальных обнаружителей и получены рабочие характеристики [2].

Однако в ряде случаев приходится иметь дело, с так называемыми, разрывными сигналами [3], сигнальные функции которых недифференцируемы. Сложность их обнаружения и анализа связана с отсутствием предельных форм оптимальных алгоритмов, ввиду невозможности реализации логарифма функции отношения правдоподобия [4], ввиду неприменимости разложения Тейлора.

В таких условиях используют асимптотические выражения, применительно к рассматриваемым условиям. В настоящей статье представлены результаты исследования условий обнаружении прямоугольных импульсов в шумах аддитивного характера. В частности, зависимость характера поведения функции вероятности ложной тревоги от интенсивности шумов.

Байесовский обнаружитель сигнала с дифференцируемой сигнальной функцией

Под сигнальной функцией $K(\upsilon_0, \upsilon_1)$ понимают корреляционный интеграл между сигналом $s(t, \upsilon_0)$ с истинным значением параметра υ_0, и этим же сигналом $z(t, \upsilon_1)$, но с оцениваемым параметром υ_1, играющим роль аргумента, возможное изменение которого было вызвано негативным влиянием шумов [5]

$$K(\upsilon_0, \upsilon_1) = \int_0^T s(t, \upsilon_0) z(t, \upsilon_1) \, \mathrm{d}(t), \qquad (1)$$

где T – интервал корреляции.

В общем случае, алгоритм обнаружения сигнала с неизвестным параметром сводится к сравнению отношений его функций правдоподобий с некоторым порогом c [6].

$$l(\mathbf{x}) = W_n(\mathbf{x} \mid H_1) / W_n(\mathbf{x} \mid H_0) \geq \mathrm{c}, \tag{2}$$

где $W_n(\mathbf{x} \mid H_1)$ – функция правдоподобия (условная плотность вероятности), удовлетворяющая гипотезе H_1, согласно которой в обрабатываемой выборке s содержится полезный сигнал; $W_n(\mathbf{x} \mid H_0)$ – функция правдоподобия (условная плотность вероятности), удовлетворяющая гипотезе H_0, согласно которой в обрабатываемой выборке x не содержится полезный сигнал.

Условие (2) представляет собой оптимальный алгоритм байесовского обнаружителя [7]. Для гауссовых шумов, условие (2) можно переписать к виду

$$L = \ln(l(\mathbf{x})) \geq C = \ln(c). \tag{3}$$

Тогда, вероятность средней ошибки обнаружения сигнала будет определяться следующим выражением [8]:

$$p = \frac{(\alpha + \beta)}{2}, \tag{4}$$

где α – вероятность ложной тревоги (ошибка 1-го рода)

$$\alpha = \int_{\mathbf{x}_1} W_n(\mathbf{x} \mid H_0)\, \mathrm{d}\mathbf{x}; \tag{5}$$

β – вероятность пропуска сигнала (ошибка 2-го рода)

$$\beta = \int_{\mathbf{x}_0} W_n(\mathbf{x} \mid H_1)\, \mathrm{d}\mathbf{x}. \tag{6}$$

В формулах (5) и (6) $\mathbf{x}_1$ – выборка содержащая полезный сигнал; x0 – выборка содержащая только шум. Таким образом, алгоритм (3) и выражение (4) определяют байесовский обнаружитель для сигнала с неизвестными параметрами при условии дифференцируемости его сигнальной функции.

Обнаружитель сигнала с недифференцируемой сигнальной функцией

Вместе с тем для разрывных функций реализация процедур логарифмирования отношения l(s) становится невозможной. Так же не поддаются прямым вычислениям значения α и β. Поэтому, в этом случае используют асимптотические выражения [9]. В частности, для нахождения функции распределения абсолютного максимума $F_{\max}$ [10], входную реализацию полагают в виде пуассоновского потока

$$F_0(x) \simeq \begin{cases} \exp\left[-mx \exp\left(\dfrac{-x^2/2}{\sqrt{2\pi}}\right)\right], & x \geq 1; \\ 0, & x < 1. \end{cases} \tag{7}$$

Здесь x – текущее значение входной реализации.

Тогда, учитывая, что значение ошибки 1-го рода α в приемнике, реализующего критерий максимального правдоподобия [11], рассчитывается как вероятность того, что

$$\alpha = p(K(\upsilon_0, \upsilon_1) > L / h_0^2), \tag{8}$$

можно приближенное значение для вероятности ложной тревоги представить в виде

$$\alpha \simeq \begin{cases} 1 - \exp\left[-mx \exp\left(\dfrac{-x^2/2}{\sqrt{2\pi}} \right) \right], & x \geq 1 \\ 0, & x < 1 \end{cases} .. \tag{9}$$

Следует отметить, что точность расчета α согласно формуле (9) увеличивается с ростом параметра m и увеличения значения порога L при фиксированном значении отношения сигнал/шум h_0^2 (ОСШ).

Учитывая, что значение вероятности ложной тревоги α для сигнала с дифференцируемой сигнальной функцией определяется как

$$\alpha = 1 - \Phi(x). \tag{10}$$

где Ф – интеграл вероятности [12]; x – текущее значение выборки, содержащей только шум.

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp(-t^2/2)\,\mathrm{d}t$$

Можно оценить зависимость величины ложной тревоги от значения ОСШ при обнаружении сигнала с недифференцируемой сигнальной функцией вида

$$K(\upsilon_0, \upsilon_1) = \begin{cases} 1 - \dfrac{|\upsilon_0 - \upsilon_1|}{\upsilon}, & |\upsilon_0 - \upsilon_1| \leq \upsilon/2 \\ 0, & |\upsilon_0 - \upsilon_1| > \upsilon/2 \end{cases} . \tag{11}$$

Сигнальной функцией вида (11) соответствует условиям обнаружения прямоугольного импульса с неизвестной длительностью.

В качестве примера, на рис. 1 представлены зависимости $\alpha(h_0^2)$, рассчитанные согласно выражениям (9) и (10).

На рис. 1 значение $\alpha_0(h_0^2)$ получено при расчете ошибки 1-го рода согласно формуле (10), а значение $\alpha_1(h_0^2)$ – согласно формуле (9).

Анализ полученных результатов показывает, что фактически до уровня ОСШ 6,5 дБ сложно рассчитывать на высокую достоверность обнаружения точность измерения длительности импульсов.

Так, на рис. 2 показан фрагмент единичного импульса в условиях ОСШ 40 дБ и 6,5 дБ.

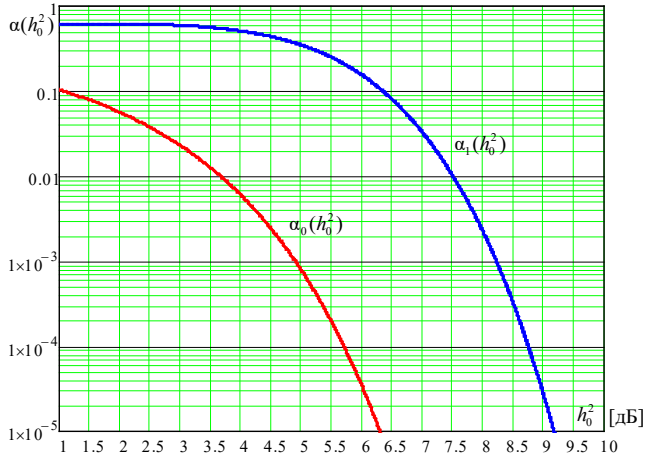


Рис. 1. Зависимость вероятности ложной тревоги от ОСШ

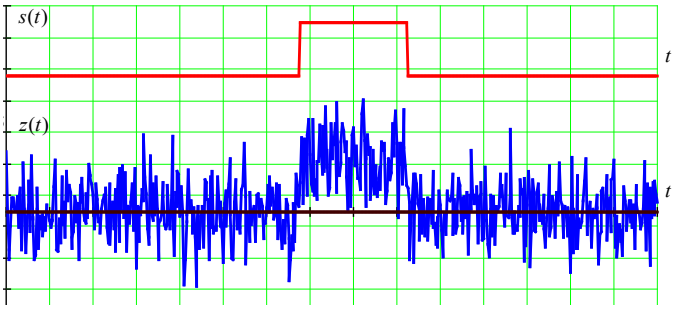


Рис. 2. Фрагменты импульсов при разных значениях ОСШ

Полученные выражения позволяют рассчитать и величину средней вероятности ошибки обнаружения сигнала с неизвестной длительностью p в соответствии с выражением (4) и учетом того, что значение вероятности ошибки 2-го рода рассчитывается как [13]

$$\beta = 1 - \Phi(z), \qquad (12)$$

где Ф – интеграл вероятности; z – текущее значение выборки, содержащей сигнал и шум.

На рис. 3 изображены графики зависимости средней ошибки при обнаружении сигналов с дифференцируемой $p_0(h_0^2)$ и недифференцируемой $p_1(h_0^2)$ сигнальной функцией.

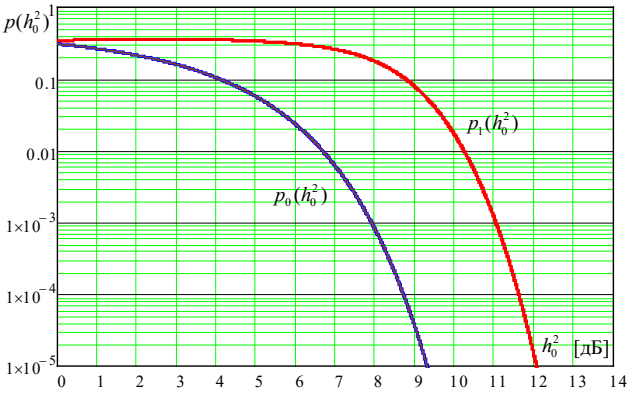


Рис. 3. Зависимость средней вероятности ошибки

обнаружения сигнала от ОСШ

Анализ полученных результатов показал, что для сигналов с недифференцируемой сигнальной функцией условия достоверного обнаружения с вероятностью ошибки $p_1(h_0^2)<0{,}1$ наступает при ОСШ в канале не менее чем 9 дБ.

Заключение

Результаты проведенного теоретического исследования показали, что задача обнаружения разрывных сигналов со случайной длительностью достаточно нетривиальна. Поэтому в радиотехнике используют импульсы, описываемые дифференцируемыми функциями. Практическое применение разрывных сигналов оправдано лишь в том случае, если уровень канальных шумов не менее чем в четыре раза ниже их спектральной мощности в полосе приема.

Дальнейшее исследование авторы связывают с применением методов совместной частотно-временной обработки сигналов на основе билинейных распределений, представленных в [14].

Библиографический список

1. *Düvel N., Kopiez R.* The paired A–Not A design within signal detection theory: Description, differentiation, power analysis and application // Behavior Research Methods. 2022. No. 54. P. 2334–2350. DOI: 10.3758/s13428-021-01728-w.

2. *Khafaga A. S. M.* Increasing noise immunity of the receiving device at reception of digital signal due to use of additional channel with phase converter // T-Comm. 2022. Vol. 16, no. 2. P. 65–70. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-2-65-70.

3. Квазиправдоподобное обнаружение разрывного сигнала с неизвестными амплитудой и моментами появления и исчезновения / А. П. Трифонов, Ю. Э.

Корчагин, Е. В. Литвинов, П. А. Кондратович // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2016. № 2. С. 34–45.

4. Оптимальный приемник для обнаружения совокупности сигналов с неизвестными параметрами / В. А. Пахотин, Р. В. Симонов, К. В. Власова, С. В. Петров // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 4. С. 36–42.

5. *Монаков А. А.* Влияние фазовых ошибок на сигнальную функцию радиолокатора с синтезированной апертурой // Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации: Сб. докладов Первой Всероссийской научн. конференции, СПб, 14–22 апреля 2020 года. СПб.: ГУАП, 2020. С. 72–76. DOI: 10.31799/978-5-8088-1451-6-2020-1-72-76.

6. Алгоритмы обнаружения полезного сигнала малой амплитуды на фоне сильных помех и статистический анализ их эффективности / К. В. Руновский, А. В. Палазюк, О. Е. Кульша [и др.] // Гидроакустика. 2021. № 46 (2). С. 72–82.

7. *Андриянов Н. А., Дементьев В. Е., Ташлинский А. Г.* Обнаружение объектов на изображении: от критериев Байеса и Неймана-Пирсона к детекторам на базе нейронных сетей // Компьютерная оптика. 2022. Т. 46, № 1. С. 139–159. DOI: 10.18287/2412-6179-CO-922.

8. *Трифонов П. А., Ахмад Н. Н.* Эффективность обнаружения сверхширокополосного сигнала неизвестной формы с неизвестными моментами появления и исчезновения, принимаемого на фоне узкополосных помех и гауссовского белого шума // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 2. С. 48–57. DOI: 10.18127/j00338486-202202-06.

9. *Балыко А. К., Терешкин Е. В., Балыко И. А.* Определение неизвестного числа флюктуирующих сигналов // Электронная техника. Сер. 1: СВЧ-техника. 2020. № 2 (545). С. 73–76.

10. *Евграфов Д. В.* Распределение абсолютного максимума дифференцируемого в среднеквадратическом гауссовского стационарного процесса // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2017. Т. 60, № 4 (658). С. 232–242. DOI: 10.20535/S0021347017040045.

11. *Бурнашев М. В.* О минимаксном обнаружении гауссовских стохастических последовательностей с неточно известными средними и ковариационными матрицами // Проблемы передачи информации. 2022. Т. 58, № 3. С. 70–84. DOI: 10.31857/S0555292322030068.

12. Application of finite sampling points in probability based multi – objective optimization by means of the uniform experimental design / M. Zheng, H. Teng, Yi. Wang, J. Yu // Military Technical Courier. 2022. Vol. 70, no. 3. P. 636–649. DOI: 10.5937/vojtehg70-37087.

13. Objects detection based on the sea surface video fragments cross-correlation / D. V. Ursol, D. A. Chernomorets, E. V. Bolgova, A. A. Chernomorets // Research Result. Information Technologies. 2022. Vol. 7, no. 2. P. 19–27. DOI: 10.18413/2518-1092-2022-7-2-0-2.

14. Частотно-временное оценивание параметров сигналов на основе функций, огибающих плотности распределения их энергии / С. В. Дворников,

Е. Ю. Бородин, Х. Маджар, Ю. Х. Махлуф // Информация и космос. 2007. № 4. С. 41–45.

15. *Дворников С. В.* Теоретические основы синтеза билинейных распределений. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2007. 268 с. EDN: QMRKRH.

16. *Дворников С. В.* Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве (обзор) // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4, № 1. С. 47–60.

УДК 62-503.5

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
И. А. Киршина*
кандидат технических наук, доцент
М. Н. Титова*
доктор экономических наук, профессор
Е. М. Ильинская*
доктор экономических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КОНЦЕПЦИЯ РОБАСТНОСТИ В УПРАВЛЕНИИ УСТОЙЧИВОСТЬЮ И КАЧЕСТВОМ В ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ СИСТЕМАХ

Проблема достижения устойчивости производственных систем обусловлена требованиями конкурентоспособности и качества продукции и самих производственных систем. Концепция робастности для организации производства выходит на авансцену научных исследований. В статье уделено внимание различным режимам динамического состояния производственной системы, которые соответствуют тем или иным классификациям робастности. Дана характеристика модели волоконно-оптической Smart-системы с точки зрения формирования системной единицы. Показано значение робастного подхода для приближения сложной производственной системы к таргетированным показателям. Отдельное внимание уделено алгоритму повышения эффективности внедрения новых материалов и технологий. Представлена характеристика параметров внедрения при робастном подходе.
Ключевые слова: робастные подходы, робастная устойчивость, робастное качество, волоконно-оптические системы, новые материалы и технологии.

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Tech., Associate Professor
M. N. Titova*
Dr. Sc., Economic, Professor
E. M. Ilinskaya*
Dr. Sc., Economic, Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ROBUSTNESS CONCEPT IN SUSTAINABILITY AND QUALITY MANAGEMENT IN PRODUCTION SYSTEMS

The problem of achieving the sustainability of production systems is due to the requirements of competitiveness and product quality, as well as the production systems themselves. The concept of robustness for the organization of production comes to the forefront of scientific research. The article pays attention to various modes of the dynamic state of the production system, which correspond to certain classifications of robustness. The characteristic of the fiber-optic Smart system model is given from the point of view of the formation of a system unit. The importance of a robust approach for approximating a complex production system to targeted indicators is shown. Special attention is paid

to the algorithm for improving the efficiency of the introduction of new materials and technologies. The characteristic of the implementation parameters with a robust approach is presented.
Keywords: robust approaches, robust stability, robust quality, fiber-optic systems, new materials and technologies.

Введение

Проблему устойчивости производственных систем можно оценивать с помощью робастных подходов, поскольку робастность в организации производства означает свойство системы сохранять свойства и качества в пределах заданных требований при предположении о происходящем изменении ее параметров или структуры под влиянием как внутренних, так и внешних воздействий. Для производственных систем важна возможность учета технологического разброса ее параметров, вызванных ее старением или изменением нагрузки. Если под устойчивостью понимается способность системы стремиться к некому определенному равновесию, то робастность характеризуется с точки зрения неопределенности, включающей в себя немоделируемую динамику, структурную неопределенность и внешние воздействия [1].

На основе понятия эластичности можно определить робастность как низкую чувствительность запаса устойчивости к изменениям параметров объекта и можно вывести термин робастная устойчивость, которая отражает способность производственной системы гарантировать устойчивость в условиях неопределенности состояний и волатильности. Однако робастная устойчивость не может быть бесконечно эластичной, поэтому возникает понятие робастный предел или обоснованный таргет технологических изменений показателей производственной системы.

Постановка проблемы

Задача повышения конкурентоспособности продукции требует обеспечения качества производственного процесса и выдвигает в научное поле разработку рекомендаций по применению робастных подходов к достижению устойчивости производственных систем. Развитие положений робастности для организации производства следует согласовывать со сложностями возникающих организационных и производственных задач, с ростом затрат на обеспечение гибкости и волатильности производственного процесса. В рамках динамического состояния производственной системы существуют детерминированные и вероятностные режимы, которые соответствуют классификациям робастности как характеристики устойчивости с корректировкой на модель засорения, известную как модель Тьюки – Хубера [2].

Задача робастной устойчивости состоит в проверке устойчивости производственной системы для каждого элемента из множества неопределенности, поэтому возможны различные подходы к анализу: параметрический анализ при детерминированной робастности, нахождение вероятности устойчивости по отношению к случайной неопределенности при вероятностной робастности или нахождение вероятности при смешанной робастности.

Интеллектуальная радиоэлектроника относится к перспективным технологиям для многих областей применения, но технологические и автоматические процессы в данной сфере полностью не отработаны, что не позволяет стандартизировать процесс на стадии разработки и организации. Нет однозначных технологических требований к сборке микрокомпонентов на текстильных подложках, поэтому установление требований к качеству таких процедур является важной задачей робастного анализа.

Функциональная модель волоконно-оптической Smart системы

Методологии оценки робастного качества, основанные на применении детерминированной, вероятностной или смешанной робастности позволяют создать новую единицу класса производственных систем, а именно, функциональную модель волоконно-оптической Smart системы. Generic Standard on Printed Board Design и общий стандарт на проектирование печатных плат (IPC-2221, IPC-2221-A) устанавливают производственные допуски ±0,06 мм, что требует точности, которую на самом очень трудно достичь при производстве волоконно-оптических изделий [3].

Для данной модели требуется волоконно-оптическая текстильно-интегрированная сенсорная сборка, в процессе которой микроэлектронные и микрооптические компоненты связаны с текстилем для формирования системной единицы. Диапазон требований к волоконно – оптической системе весьма широк и выходит за рамки простого размещения тех или иных элементов на типовых конструктивных решениях.

Синтез микроэлектроники и текстильных систем расширяет применение произведенной продукции в совершенно различных областях. Это авиастроение, автомобилестроение, оборонная промышленность, медицина и связь [4].

Мы получаем защитный материал с текстильно-интегрированными датчиками для регистрации экологических и жизненно важных параметров, материал с функциями защиты и мониторинга. В связи с этим производственная функция должна быть обогащена детализацией данных по всем новым переменным, возникающим в производственном процессе, включая производство того или иного материала. А также и последующие процессы, позволяющие на основе опыта нанесения клеевого материала или образования слоев создать условия, необходимые для достижения этого высокого уровня точности, вплоть до применения термореактивных покрытий. Внедрение оптико-волоконных систем актуализируют задачу декомпозиции данных, позволяющих оценить восстановление первоначальных свойств материалов, которые могут быть существенно изменены в условиях гибридных или новых технологий [5].

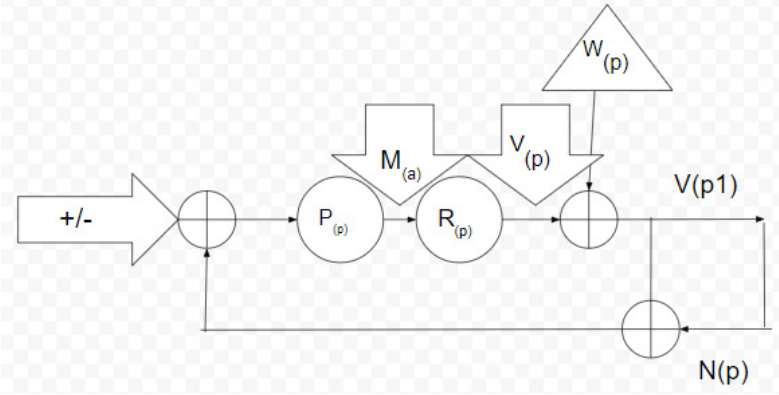
Аналогично можно оценить влияние частичных покрытий из различных полимеров, используемых для пассивации воздействий окружающей среды. Отметим, что требования к произвольно малым изменениям, возможным в робастном оценивании, демонстрируют максимальное соответствие задачам проектирования и управления волоконно – оптическими Smart системами. Робастные оценки адекватны ситуациям в условиях отклонений от некоего статуса

модели. Сейчас популярно управление по отклонениям может быть дополнено функцией влияния, позволяющей выявить контролируемые факторы сложных производственных систем [6, 7].

Робастный подход для приближения производственной системы к таргетированным показателям

Робастный подход к оценке устойчивости производственных систем призван решить ряд сложных задач применительно к технологиям и новым материалам, включающим в себя более двух слоев, в том числе с различными компонентами вплоть до нано-частиц или мантией поверхностного слоя. При этом предполагается высокий уровень цифровизации и гибкости производственных систем, что выражается в усложнении производственных функций, механизма воздействия и увеличении числа контрольных показателей. Это приводит к замене единичной позиции воздействия на множественную.

Мы получаем множество рассматриваемого объекта (R(p)), вектор управляющего воздействия (M(a)), его объем регулятора (P(p)) и контрольные параметры (V(p)). Как отмечалось выше при постановке проблемы, робастные подходы в качестве преимущества позволяют устранить возмущения выборки и избавиться от так называемого засорения измерений (N(p)). Алгоритм повышения эффективности внедрения новых материалов и технологий представлен на рисунке.



Алгоритм приближения к таргетированным показателям на основе робастных подходов: $P_{(p)}$ – объем регулятора; $M_{(a)}$ – управляющее воздействие; $R_{(p)}$ – множество объекта; $V_{(p)}$ – целевая величина; $N_{(p)}$ – засорение измерений

Робастность как свойство производственной системы предполагает, что она, характеризуясь динамическими характеристиками, обладает изменчивостью по отношению к заданным параметрам и воздействиям внешней среды, но достигает устойчивости в определенном интервальном диапазоне [8].

Важно определить границы робастного качества, так как погрешность возрастает в зоне достижения границы устойчивости, четко определенная по границам устойчивость отвечает признакам робастной. Более того, расслоение характеристик возникает при изменении параметров рассматриваемого объекта в нерелевантом периоде. Именно робастность эти изменения нормирует и устанавливает необходимый диапазон. Следовательно, если возможные изменения и отклонения по любой причине не определены, система не является робастной и требует других организационных подходов, частным случаем которых являются адаптивные процедуры [9–12].

Векторно-матричная форма динамических систем может быть представлена через вектор состояния или вектор фазовых координат и управленческое воздействие. Если управленческое воздействие равно или стремится к нулю, объект характеризуется как неуправляемый.

Говоря о целях контроля параметров внедрения, следует отметить, что можно выделить четыре параметра: стабильность, производительность, внутренний контроль и наблюдаемость. При робастном подходе система стабильна для всех возмущенных состояниях объекта и неопределенности, система удовлетворяет техническим требованиям, предъявляемым к всем объектам пространства, имеется конфигурация обратной связи или внутреннее управление моделью и наблюдаемость лежит в диапазоне от 50 до 100 процентов.

Создание волоконно – оптических Smart систем и их аналогов систем требует развития подходов к организации производства на основе проектирования параметрического множества допустимых вероятностных значений известных функций влияния, так как надежность системы контрольных показателей должна быть повышена.

Выводы

1. Параметры новой техники и материалов характеризуются фактическими значениями в части свойств, охваченных наблюдениями. Функциональные характеристики в данном случае являются неопределенными. В ходе внедрения и освоения таких материалов и технологий весьма вероятной становится и волатильность первичных характеристик, полученных в ходе экспериментального моделирования, кроме случаев создания цифровых двойников. Для учета и анализа подобных изменений во времени необходимо применение понятия робастной устойчивости и робастного качества.

2. Робастность в организации производства означает свойство системы сохранять свойства и качества в пределах предъявляемых или заданных требований при предположении о происходящем изменении ее параметров или структуры под влиянием как внутренних, так и внешних воздействий.

3. Термин «робастная устойчивость», развивающий понятие устойчивость и формоустойчивость и отражающий способность производственной системы гарантировать устойчивость в условиях неопределенности состояний. Робастная устойчивость не может быть

бесконечно эластичной, следовательно, возникает понятие робастный предел или обоснованный таргет технологических изменений показателей системы.

Библиографический список

1. *Barron J. T.* A General and Adaptive Robust Loss Function. 2017. URL: https://arxiv.org/abs/1701.03077 (дата обращения: 16.03.2023).

2. *Eslami M.* Theory of Sensitivity in Dynamic Systems: An Introduction. Berlin: Springer-Verlag, 1994.

3. Общий стандарт на проектирование печатных плат. URL: https://mp36c.ru/pdf/library/gost/pcb/IPC-2221A-10.pdf (дата обращения: 16.03.2023).

4. Волокнистые композиционные материалы / под ред. С. З. Бокстей. М.: Мир, 1967. 13 с.

5. *Штурцева Е. В.* Разработка оптимальных процессов образования клеевых соединений // Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. Л., 1984. 21 с.

6. *Сивак М. А.* Исследование применимости робастных функций потерь в нейронных сетях // Сборник научных трудов НГТУ. 2020. № 4. С. 50–58.

7. *Сивак М. А., Тимофеев В. С.* Построение робастных нейронных сетей с различными функциями потерь // Системы анализа и обработки данных. 2021. Т. 82, № 2. С. 67–83. СПб.: Наука, 2003.

8. *Оморов Р. О.* Робастная устойчивость интервальных динамических систем. Бишкек: Илим, 2018. 104 с.

9. *Бобцов А. А.* Адаптивное и робастное управление неопределенными системами по выходу. СПб.: Наука, 2011. 174 с

10. *Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л.* Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука, 2000.

11. *Никифоров В. О.* Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений.

12. *Фрадков А. Л.* Адаптивное управление в сложных системах. М.: Наука, 1990.

УДК 621.396.96

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Новикова*
кандидат физико-математических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ЗАХВАТА НА ДОГОННЫХ КУРСАХ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ЛОГИКИ ПОИСКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ТРАССЫ

Представлена методика, позволяющая оценивать дальность захвата радиолокационных трасс для избегания случаев столкновения малоразмерных летательных аппаратов, отличающихся относительно малой отражаемостью и, как следствие, необходимостью их заблаговременного наблюдения, то есть поиска при малых значениях порога (отношения сигнал/шум). С учетом определения соответствующего множителя она может быть распространена и на случай пересекающихся догонных курсов.
Ключевые слова: бортовая радиолокационная станция, отношение сигнал/шум, логика обнаружения.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 22-19-00058.

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Novikova*
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHODOLOGY FOR ESTIMATING THE CAPTURE RANGE ON CATCH-UP COURSES WHEN USING THE LOGIC OF SEARCHING FOR A RADAR ROUTE

A technique is presented that makes it possible to estimate the capture range of radar tracks in order to avoid collisions of small-sized aircraft with relatively low reflectivity and, as a consequence, the need for their early observation, that is, search for small signal/threshold ratios. Taking into account the determination of the corresponding multiplier, it can be extended to the case of overlapping catch-up courses.
Keywords: on-board radar, signal-to-noise ratio, detection logic.

Под захватом радиолокационной трассы будем понимать момент от первого обнаружения на кадре обзора до появления данных о текущем местополо-

жении и скорости сближения с ним. Увеличить дальность захвата как на встречных, так и на догонных курсах можно за счет применения методов обнаружения, известных как обнаружение на этапе сопровождения [1]. Однако для воздушных судов, движущихся с относительно малыми взаимными скоростями, для которых требуется только избежать столкновения по курсу полета, методику обнаружения, представленную в [1] можно заметно упростить, так как на смежных кадрах обзора цель наблюдается в пределах минимального объема подтверждения.

Для расчета потенциальной дальности захвата в случае воздушного объекта (ВО) обнаружения на нескольких кадрах модифицируем универсальную методику расчета, применимую как для случаев поиска ВО как на встречно-пересекающихся курсах, так и на догонных. Оценить мощность полезного отраженного от ВО сигнала S, на входе приемника БРЛС в зависимости от дальности до нее R, можно по следующему соотношению [2]:

$$S(R) = \frac{P_{\text{имп}} \lambda^2 G^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L_{\text{рлс}}} 10^{-0,1 l_{\text{атм}} R},$$

где $P_{\text{имп}}$ – мощность в импульсе, излучаемом с поверхности раскрыва антенны; λ – длина волны; G – коэффициент усиления антенны; σ – эффективная площадь рассеяния ВО; $L_{\text{рлс}}$ – общие потери в РЛС; $l_{\text{атм}}$ – удельное двухстороннее затухание в атмосфере.

На основании [3] порог для обнаружения в спектральной области может быть вычислен как в случае наблюдения ВО с высокой частотой повторения импульсов (ВЧПИ), так и для случая сигналов со средней частотой повторения импульсов (СЧПИ) следующим образом:

$$P_{\text{пор}} = P_{\text{ш}} \alpha_{\text{мо}} K_{\text{р}} / N_{\text{БПФ}},$$

$P_{\text{ш}}$ – мощность шумов на входе приемника, которая рассчитывается по соотношениям, представленным в [3]; K_p – коэффициент различимости, где $N_{\text{БПФ}}$ – база быстрого преобразования Фурье (БПФ). Величина $\alpha_{\text{мо}}$ рассчитывается по формуле [4]:

$$\alpha_{\text{мо}} = 1 + \frac{\overline{P}_{\text{з.ф}}}{P_{\text{ш}} / N_{\text{БПФ}}},$$

$\overline{P}_{\text{з.ф}}$ – оценка средней мощности помехи от земной поверхности в пределах одного частотного фильтра, которую можно найти с использованием методики из [4]. Но для предварительных оценок согласно [1], если значение $\alpha_{\text{мо}}$ определяют при условии нахождения ВО на плоскости «дальность – доплеровская частота» вне областей альтиметровых высот, области сильных мешающих отражений от земной поверхности и переотражений по основному лучу, то оно может быть выбрано из диапазона значений $\alpha_{\text{мо}} \in [3–4]$.

Коэффициент различимости при обнаружении ВО пачкой $N_{имп}$ когерентных импульсов может быть определен в соответствии с [1] $K_{р} = \dfrac{q_{ср}}{N_{имп}}$. Среднее значение энергетического отношения сигнал/шум $q_{ср}$, в одном частотном фильтре и дискрете дальности определяется, исходя из требования обеспечения заданной вероятности правильного обнаружения $P_{по}$, при определенной вероятности ложной тревоги $P_{лт}$, для случая приема отраженного сигнала, флуктуирующего по амплитуде со случайной начальной фазой. Для данного случая справедливо соотношение [3]:

$$q_{ср} = 2\left(\frac{\ln\left(P_{лт}\right)^{-1}}{\ln\left(P_{по}\right)^{-1}} - 1\right).$$

При таком подходе для обеспечения $P_{по}$=0,7, $P_{лт}$=10^{-7} требуется отношение сигнал/шум $q_{ср}$ не менее 90. Для снижения порогового уровня при выполнении требований по заданным значениям $P_{по}$ и $P_{лт}$ и требуемой дальности постановки на сопровождение можно использовать принцип накопления вероятности правильного обнаружения и уменьшения вероятности ложной тревоги за счет n-кратного подтверждения наличия цели в n-кадрах повторного обнаружения ВО. При таком подходе подтверждение наличия цели производится в ограниченном подтверждающем объеме – интервале угловых направлений $\Delta N_{аз}$, частотных фильтров $\Delta N_{ф}$ и дискретов дальности $\Delta N_{д}$. Как раз в случае малых скоростей ВО и носителя БРЛС, возможно ограничится проверкой из двух смежных дискретов дальности, одного углового направления и четырех частотных фильтров. Из [1, 3] получение оценки сниженной величины порога $q_{0ср}$ можно произвести по формулам:

$$q_{0ср} = 2\left(\frac{\ln\left(F\left(n\right)\right)^{-1} + \ln\left(\Delta N_{аз}\Delta N_{ф}\Delta N_{д}\right)}{\ln\left(D\left(n\right)\right)^{-1}}\right); 1 - \left(1 - D\left(n\right)\right)^{n} = P_{по}; F\left(n\right) = \sqrt[n]{P_{лт}}.$$

Такой подход позволяет путем выбора критериев подтверждения («2» из «2», «3» из «3») снизить значение величины $q_{ср}$ до значения $q0_{ср}$ и получить более высокую оценку максимальной дальности обнаружения (на первом кадре в последовательности).

Снизить требования к вероятностям ложной тревоги и правильного обнаружения в элементе обнаружения можно и посредством n-кратного подтверждения наличия цели в m-кадрах повторного обнаружения ВО (n и m – целые числа, б/р, такие что $n \le m$).

При использовании логики «2» из «3», «3» из «4» требуемые вероятности правильного обнаружения $D(n)=P$ и ложной тревоги $F(n)=P^{*}$ находятся из уравнений:

$$\left(\sum_{k=n}^{m} C_m^k P^k \left(1-P\right)^{m-k}\right) - P_{по} = 0; \left(\sum_{k=n}^{m} C_m^k \left(P^*\right)^k \left(1-P^*\right)^{m-k}\right) - P_{лт} = 0,$$

где C_m^k – число сочетаний. Оценка максимальной дальности обнаружения ВО $R_{\text{макс}}$ как в ППС, так и в ЗПС находится графическим методом как точка пересечения кривой, характеризующей падение отраженной от ВО мощности от дальности, и прямой, соответствующей установленному пороговому уровню.

Итоговую уточненную оценку дальности для захвата ВО после n-го кадра обнаружения при использовании S разных периодов повторения для раскрытия неоднозначности измерений дальности можно найти по формуле:

$$R_{\text{сбл}} = R_{\text{макс}} - nT_{\text{п}}N_{\text{имп}}K_{\text{обр}}V_{\text{сбл}}N_{\text{л}} - \sum_{s=1}^{S} T_{\text{п}}(s)\,N_{\text{имп}}V_{\text{сбл}},$$

где T_n – период следования зондирующих импульсов; $K_{\text{обр}}$ – коэффициент запаса по времени, используемого для выполнения обработки радиолокационной информации после приема сигнала, (больше единицы); $V_{\text{сбл}}$ – максимальная скорость сближения с целью; $N_{\text{л}}$ – число лучей в зоне обзора.

Например, при подтверждающем объеме порядка $\Delta N_{\text{аз}}\Delta N_{\text{ф}}\Delta N_{\text{д}} \approx 140$ при использовании логики «2» из «2» дальность захвата вырастает на 20%. Проведенные результаты исследований показывают, что увеличить дальность захвата можно за счет выбора логики обнаружения цели в нескольких смежных кадрах.

Библиографический список

1. *Костромицкий С. М., Нефедов Д. С.* Оценка энергетического выигрыша при обнаружении малоразмерных целей методом «сопровождение до обнаружения» // Вестник концерна ВКО «Алмаз-Антей». 2022. № 3. С. 67–78.

2. *Дудник П. И., Кондратенков Г. С., Табарский Б. Г.* Авиационные радиолокационные комплексы и системы. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006.

3. *Ширман Я. Д.* Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.

4. *Ryzhikov M. B., Kovregin V. N., Novikova Y. A.* Selection of Pulse Repetition Frequency in Radar for Flight Prediction to Detect Flight Trajectories of Small Aircraft and Unmanned Aerial Vehicles at Low Altitudes // 2022 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2022. Conference Proceedings, 2022. 5 p.

УДК 621.396.96

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Новикова*
кандидат физико-математических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОШИБКА ОЦЕНИВАНИЯ ПЕЛЕНГА В МОНОИМПУЛЬСНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ, СВЯЗАННАЯ С АМПЛИТУДНОЙ НЕИДЕНТИЧНОСТЬЮ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ

Для повышения качества процедуры обнаружения радиолокационных трасс, связанной с точностью оценивания углового направления моноимпульсным методом, традиционно используют методы амплитудно-фазовой коррекции разбаланса каналов приема. При этом необходимо найти допуск на допустимый разброс амплитудно-частотных характеристик, связанный с допустимой ошибкой пеленгации.
Ключевые слова: фазированная антенная решетка, амплитудный разбаланс, пеленг.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 22-19-00058.

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Novikova*
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ERRORS IN ESTIMATING ANGLES IN A MONOPULSE RADAR ASSOCIATED WITH THE AMPLITUDE NON-IDENTITY OF THE RECEIVING CHANNELS

To improve the quality of the radar trace detection procedure associated with the accuracy of estimating the angular direction by the monopulse method, methods of amplitude-phase correction of the unbalance of reception channels are traditionally used. At the same time, it is necessary to first find the tolerance for the permissible range of amplitude-frequency characteristics associated with the permissible direction finding error.
Keywords: phased array antenna, amplitude unbalance, direction finding.

Моноимпульсный метод пеленгации точечной цели предполагает получение оценки углового направления на цель по одиночному импульсу (накопленной за короткое время пачке импульсов) с определенной точностью [1]. В случае двумерной пеленгации цели (азимут и угол места) минимально необходи-

мыми оказываются три канала приема. Кроме того, к многоканальным системам возникает принципиально новое требование – требование идентичности (одинаковости) каналов приема. В случае неидентичности, например, при наличии амплитудной и фазовой разбалансировки каналов, измерение углового положения цели будет происходить с систематической ошибкой. Для выравнивания каналов многоканальной системы целесообразно использовать разные подходы. Во-первых, при проектировании антенных решеток и приемных устройств ориентироваться на качественную элементную базу, параметры которой не меняются существенно при изменении условий окружающей среды (температура, влажность), а также не подвержены краткосрочному старению. Во-вторых, применять специфические процедуры, например, устранение разбалансировки путем многоканального приема тестовых сигналов, сравнения параметров тестовых сигналов, принятых по различным каналам, и устранение неидентичности в процессе калибровочной обработки принимаемых сигналов с разных каналов. В [2] была предложена модель и получены оценки ошибки пеленгации, возникающие при малых значениях сигнал/шум, а данная работа посвящена анализу пеленгационных ошибок, являющихся следствием негативного воздействия амплитудной неидентичности каналов (в том числе остаточной неидентичности после применения специальных операций по выравниванию каналов).

Пусть антенна состоит из двух симметричных парциальных антенн пФАР0 и пФАР1 со своими фазовыми центрами. Принимаемые сигналы двух парциальных ФАР усиливаются и подвергаются процедурам суммирования и вычитания: образуются так называемый суммарный и разностный сигналы. Формирование этих сигналов обычно реализуется в волноводном тракте антенного блока.

Диаграммы направленности пФАР0 $F_0(\alpha)$ и пФАР1 $F_1(\alpha)$ определяются следующими выражениями [2]:

$$F_0(\alpha) = F_{er}(\alpha) \sum_{n_x=0}^{0,5N_x-1} \left\{ J(n_x) \exp\left(jk\Delta r(\alpha, n_x) + j\varphi_{ctr}[\alpha_b, n_x] \right) \right\};$$

$$F_1(\alpha) = F_{er}(\alpha) \sum_{n_x=0,5N_x}^{N_x-1} \left\{ J(n_x) \exp\left(jk\Delta r(\alpha, n_x) + j\varphi_{\text{ctr}}[\alpha_b, n_x] \right) \right\};$$

$$\Delta r(\alpha, n_x) = x_{\text{er}}[n_x] \sin(\alpha),$$

$$\varphi_{\text{ctr}}[\alpha_b, n_x] = (-1) k\, x_{\text{er}}[n_x] \sin(\alpha_b),$$

где $F_{er}(\alpha)$ – диаграмма направленности элементарного излучателя (ЭИ); α – текущее направление; j – мнимая единица; $J(n_x)$ – амплитудное распределение; $\varphi_{\text{ctrt}}[\alpha_b, n_x]$ – фазовое распределение; $\Delta r(\alpha, n_x)$ – разность хода лучей; $x_{er}[n_x]$ – положение ЭИ, n_x – номер ЭИ; N_x – число ЭИ, пФАР0 и пФАР1 содержат в своем составе по $0{,}5N_x$ ЭИ; k– волновое число; λ – длина волны. Будем рассматривать типовое амплитудное распределение [3]:

$$J(n_x) = h + (1-h)\cos^s\left(\frac{\pi}{D_x} x_{э.и}[n_x]\right),$$

где h и s – параметры распределения (пьедестал и показатель степень косинуса, соответственно), D_x – линейный размер раскрыва антенны.

Рассмотрим ошибки пеленгации цели, связанные с введенным фактором неидентичности из-за амплитудного (амплитудные множители − U_1, U_2) и фазового разбаланса (фазовые добавки − φ_1 и φ_2) в приемных каналах антенны. В этом случае наблюдаются искажения суммарной и разностной ДН:

$$F_\Sigma(\alpha) = F_0(\alpha)U_0\exp(j\varphi_0) + F_1(\alpha)U_1\exp(j\varphi_1);$$

$$F_\Delta(\alpha) = F_0(\alpha)U_0\exp(j\varphi_0) - F_1(\alpha)U_1\exp(j\varphi_1).$$

Введя коэффициент идентичности в виде:

$$K_r\exp(j\varphi_r) = \frac{U_1\exp(j\varphi_1)}{U_0\exp(j\varphi_0)} = \frac{U_1}{U_0}\exp(j(\varphi_1 - \varphi_0)),$$

последние выражения преобразуем к форме:

$$F_\Sigma(\alpha) = F_0(\alpha) + F_1(\alpha)K_r\exp(j\varphi_r);\ F_\Delta(\alpha) = F_0(\alpha) - F_1(\alpha)K_r\exp(j\varphi_r),$$

α – истинное угловое направление.

Условия $K_r \neq 1$ и $\varphi_r \neq 0$ свидетельствуют о неидентичности парциальных антенн. Пеленгационная характеристика F_p и ей обратная F_{ip} также будет искажены:

$$F_p(\alpha) = \frac{F_0(\alpha) - F_1(\alpha)K_r\exp(j\varphi_r)}{F_0(\alpha) + F_1(\alpha)K_r\exp(j\varphi_r)};\ \alpha = F_{ip}(P) = F_{ip}\left(F_p(\alpha)\right),$$

Связанная с искажениями ошибка пеленгации цели δα(α) равна:

$$\delta\alpha(\alpha) = \left|\alpha^* - \alpha\right|,$$

где $\alpha^* = F_{ip}(P)$, α^* − оценка углового направления.

На рис. 1*а* и 1*б* приведены графики искаженных $F_\Sigma(\alpha)$, $F_\Delta(\alpha)$, на рис. 1*в* − $F_{ip}(P)$, а на рис. 1*г* − ошибка δα(α) в пределах ширины основного луча суммарной диаграммы направленности. Расчеты реализованы для ФАР с параметрами λ=0,03 м; D_x = 1м; N_x=64, s=1, h=0,3. Ширина луча Δα=1,8°.

Из графиков следует, что при $K_r \neq 1$: происходит расширение суммарной ДН. При этом, чем меньше K_r, тем она шире; деформируется кривая разностной ДН. И имеет разрыв при α=0°. Искажается и претерпевает разрыв в нуле и обратная пеленгационная характеристика. Величина ошибки достигает максимального значения в точке разрыва и плавно уменьшается к краям диапазона, равного Δα. Задаваясь допустимой величиной ошибки менее 0,1°, необходимо выполнять условие $K_к \geq 0{,}85$.

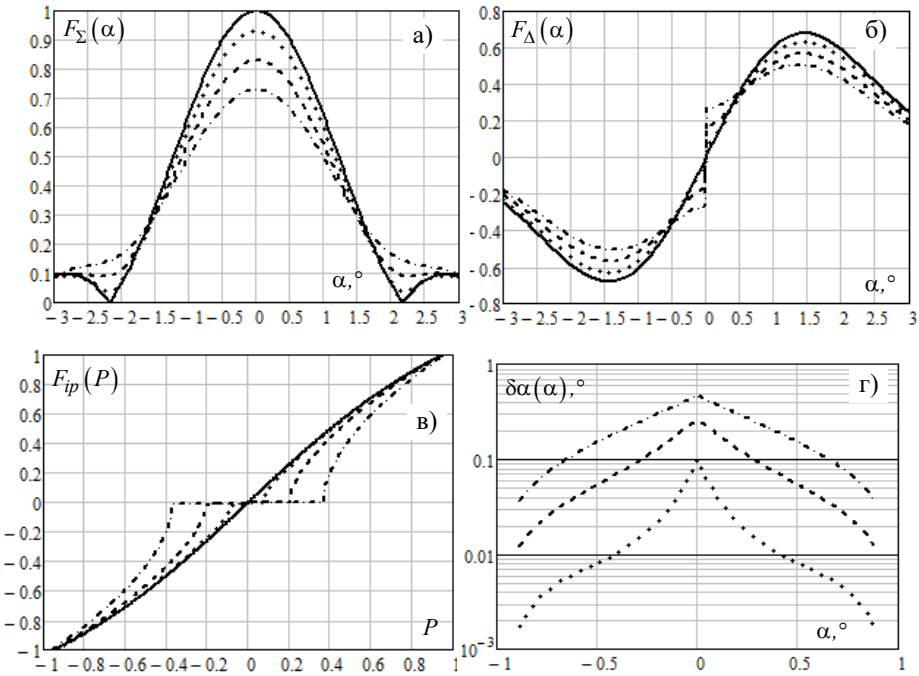


Рис. 1. Искажения суммарной (а), разностной (б), обратной пеленгационной характеристики (в) и ошибки измерения угла (г):
$K_r = 0{,}85$; $K_r = 0{,}65$; $K_r = 0{,}45$

Библиографический список

1. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014.

2. Computational-oriented mathematical model of direct and inverse target direction finding characteristics in airborne weather radar based on multi-channel phased antenna array / A.R. Bestugin, I.A. Kirshina, M.B. Ryzhikov, V.G. Svanidze // Antennas Design and Measurement International Conference, ADMInC'2019. P. 62–66.

3. *Хансен Р.С.* Фазированные антенные решетки, 2-е изд., М.: Техносфера, 2012.

УДК 351.814:621.38

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
А. Д. Филин*
доктор технических наук, профессор
И. А. Киршина*
кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИРУЮЩЕГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА ЛЕТНО-ТАКТИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ АВИАЦИОННЫХ СПЕЦИАЛИСТОВ

На основе результатов исследований вопросов совершенствования летно-тактической подготовки авиационных специалистов ВВС разработана концепция синтеза моделирующего комплекса как основного звена в перспективном облике авиационного виртуального электронного полигона. Предложена эмерджентная структура перспективного моделирующего комплекса, обеспечивающего функционирование взаимодействия составных частей виртуального электронного полигона в режиме реального времени. Показан необходимый состав математического обеспечения.
Ключевые слова: летно-тактическая подготовка, моделирующий комплекс, летательные аппараты, авиационный виртуальный электронный полигон, эмерджентная структура.

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. D. Filin*
Dr. Sc., Tech., Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Economic, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE CONCEPT OF BUILDING A MODELING COMPLEX OF AN AVIATION VIRTUAL ELECTRONIC TRAINING GROUND FOR FLIGHT TACTICAL TRAINING OF AVIATION SPECIALISTS

Based on the results of research on the issues of improving the tactical flight training of aviation specialists of the Air Force, the concept of synthesis of a modeling complex as the main link in the perspective appearance of an aviation virtual electronic test site has been developed. An emergent structure of a promising modeling complex is proposed that ensures the functioning of the interaction of the components of a virtual electronic polygon in real time. The necessary composition of the mathematical support is shown.
Keywords: flight tactical training, modeling complex, aircraft, aviation virtual electronic test site, emergent structure.

Введение

Анализ современного состояния и развития инфраструктуры оперативно-тактической подготовки летных экипажей (ЛЭ) и расчетов боевого управления авиацией (БУА) в наиболее развитых странах мира [1–3] позволяет определить тенденции ведущих держав к созданию условий обучения близких к реальным боевым действиям, реализуемым с помощью специальных авиационных виртуальных электронных полигонов (АЭП).

Организация совместного функционирования набора моделей систем вооружении, летательных аппаратов, наземных средств обеспечения полетов и ПВО синхронно с реальными полетами одного или нескольких ЛЭ в системе АЭП позволит найти то компромиссное направление в развитии полигонной обучающей инфраструктуры ВВС, которое сочетает и экономические факторы и обеспечит необходимый уровень организации оперативно-тактической подготовки с учетом фактора реального полета [4, 5]. Таким образом, АЭП является многофункциональной системой, объединяющей в рамках единого комплекса средства измерения, имитации и моделирования условных боевых действий частей ВВС с целью создании оперативно-тактической обстановки, максимально приближенной к реальной.

Постановка проблемы

Задающим звеном в этой обучающей среде АЭП является моделирующий комплекс (МК). Информация о моделируемой тактической наземной и воздушной обстановке из МК передается по линии передачи данных на реальные борта для подмешивания в бортовые системы. Кроме того, информация МК подмешивается к реальной радиолокационной и навигационной информации наземных радиотехнических средств обеспечения полетов, отображаемой на наземном командном пункте лиц БУА. Совместное функционирование комплекса моделей МК позволяет:

- моделировать оперативно-тактическую обстановку боевых действий любой заданной сложности и в условиях этой обстановки выполнять реальные полеты;
- моделировать полеты противника необходимого состава и полеты своей тактической группы заданного состава, в числе которого могут выполнять полеты один или несколько реальных ЛА;
- проводить совместную отработку тактических задач ЛЭ со специалистами БУА наземных командных пунктов (КП);
- обеспечивать детальный контроль за ходом учебно-боевых действий и оценивать их результаты в реальном масштабе времени;
- проводить одно, двухсторонние летно-тактические учения (ЛТУ) при весьма низких затратах;
- отрабатывать новые тактические приемы;
- подготавливать ЛЭ и специалистов БУА к выполнению тактических операций в конкретном заданном географическом регионе и воздушном пространстве с предполагаемым противником.

Объединяя в составе АЭП средства измерения, моделирования, имитации, контроля, анализа, передачи данных, отображения и регистрации информации, объективной оценки боевых действий, комплекс обеспечивает возможность создания и внедрения новой методологии организации боевой подготовки в ВВС. При этом обеспечивается:

- создание среды обучения, приближенной к реальной боевой в условиях маневренного, огневого и радиоэлектронного противодействия;
- проведение ЛТУ и командно-штабные учения (КШУ) до авиационной дивизии; новой авиационной техники и методологии ее боевого применения.

Значительным недостатком и сдерживающим фактором существующей полигонной инфраструктуры является высокая стоимость средств обеспечения ЛТП (управляемые мишени, реальное применение авиационных средств поражения (АСП) и т.п.). Кроме того, затруднительно проведение летно-тактической подготовки (ЛТП) со средствами ПВО и радиоэлектронной борьбы (РЭБ), имеющими характеристики современных зарубежных аналогов. Стоимость управляемых мишеней и АСП современных ЛА достаточно высока, а для приобретения соответствующих навыков и достижения и поддержания необходимого уровня подготовки их расход приводит к значительным материальным затратам на обеспечение боевой подготовки.

Значительно более эффективно организация ЛТП может обеспечиваться в АЭП. Это достигается за счет следующих факторов:

- применения аналогов средств ПВО и РЭБ противника, его средств воздушного нападения (СНВ) и АСП использованием моделей, имитирующих силы и средства, реально не представленные на учениях;
- имитация применения моделируемых АСП с реальных ЛА;
- использованием автоматизированных систем контроля и анализа за действиями участвующих в ЛТУ экипажей.

При этом снижение стоимости ЛТП при одновременном совершенствовании ее форм и методов достигается использованием математического моделирования воздушной и наземной тактической обстановки в МК.

Таким образом, реализация основных целей создания перспективного АЭП, требует решения задачи синтеза релевантной структуры МК, как основной информационно-синхронизирующей системы комплекса.

Эмерджентная структура моделирующего комплекса АЭП

Репрезентативный анализ учебно-методических целей и задач, решаемых моделирующим комплексом авиационного виртуального полигона [2, 4, 6–8], позволяет представить структуру МК в следующем виде (рис. 1).

МК АЭП является сложной многофункциональной, аппаратно-программной системой.

Структура МК носит открытый характер и включает в свой состав следующие основные системообразующие блоки: модуль подготовки сценариев (упражнений) ЛТП (ЛТУ); база данных АЭП для обеспечения полной информационной поддержки комплекса; модуль взаимодействия с объектами, систе-

мами и комплексами АЭП в том числе с реальными летательными аппаратами (ЛА) и авиационным полигонным измерительным комплексом (АПИК); блок моделей объектов оперативно-тактической обстановки; Блок моделей ЛА, АСП, кабин тренажеров самолетов (КТС) и учебно-тренировочных средств (УТС); блок моделей систем пунктов управления (ПУ), пунктов наведения (ПН), автоматизированных рабочих мест (АРМ) лиц боевого расчета; модуль управления сценарием ЛТП (ЛТУ) на дазе АРМ операторов центра управления и контроля (ЦУК); модуль технического управления и контроля (ТУК) на базе АРМ ТУК; модуль контроля и оценки ЛТП (ЛТУ) на базе АРМ группы руководства учений (ГРУ); модуль документирования ЛТП (ЛТУ).

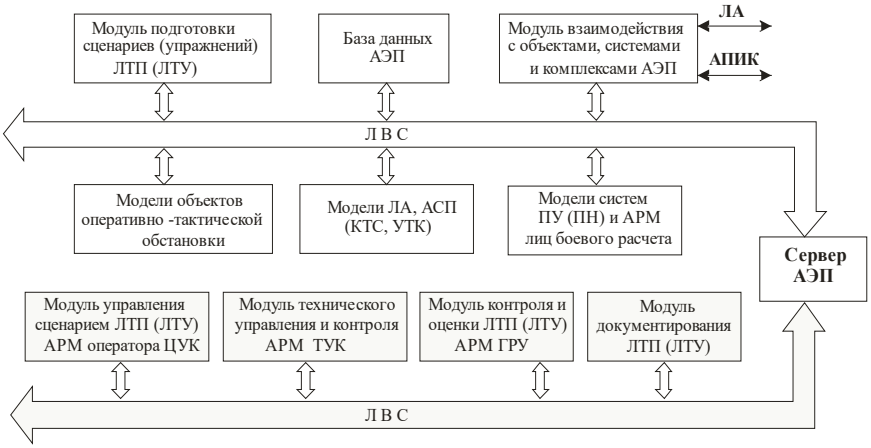


Рис. 1. Эмерджентная структура моделирующего комплекса авиационного электронного полигона

Необходимость реализации моделирования процессов авиационной полигонной инфраструктуры в реальном масштабе времени (РМВ), комплексирования со смежными средствами, входящими в АЭП, предъявляет достаточно высокие требования к принципам построения и функционирования МК. Для организации взаимодействия блоки МК (рис. 1) объединены локальной вычислительной сетью (ЛВС). Для организации информационно-временного обмена между блоками комплекса целесообразно использовать программный протокол верхнего уровня для создания единой моделирующей среды для совместной работы всей совокупности функциональных блоков, входящих в виртуальный моделирующий комплекс. Протокол базируется на стандартном стеке протоколов TCP/IP. Протокол может работать как в централизованном, так и в распределенном режиме. Для связи участников может использоваться как соединение «точка-точка», так и соединение типа «звезда» через специальный серверный модуль.

Средой функционирования специального программного обеспечения (ПО) АЭП является системное ПО на базе операционной системы ОС МСВС 3.0 (или ее более поздние версии). ОС МСВС является отечественной защищенной операционной системой общего назначения и обеспечивает построение стационарных защищенных автоматизированных систем со следующими функциональными возможностями: многопользовательская многозадачная сетевая ОС; функционирует на аппаратных платформах Intel, Sparc, MIPS; защищенность (включая специальные средства защиты от несанкционированного доступа); поддержка многопроцессорных конфигураций (SMP); поддержка широкого ряда современных встроенных и внешних устройств; графический интерфейс пользователя; поддержка стандартов POSIX, сетевых протоколов TCP/IP, SMB, NES, DNS; поддержка файловых систем DOS FAT,VFAT, ISO 9660 CD-ROM, Microsoft Joliet CD-ROM extension, NTFS, NFS, SMB-FS.

Ревалентная структура и состава математического обеспечения МК АЭП

Анализ учебно-методических задач, предъявляемых к перспективной авиационной полигонной инфраструктуре, направленной на повышение эффективности подготовки авиационных специалистов в соответствии с современными требованиями [1–5] позволяет определить релевантный состав и структуру специального программного обеспечения АЭП. Учитывая, что АЭП является постоянно развивающейся системой, предназначенной для отработки не только штатных приемов и способов решения задач ЛТУ курсов боевой подготовки, но и для отработки новых приемов с использованием новых внедряемых авиационных комплексов и АСП, структура ПО МК должна иметь открытую релевантную архитектуру. В общем виде структура программного обеспечения перспективного МК АЭП может быть представлена в виде рис. 2.

На основании вышеизложенного для синтеза специального ПО МК АЭП целесообразно применять метод покомпонентной разработки. Это позволяет повторно использовать уже существующие компоненты и с минимальными затратами учитывать специфические требования при реализации новых функциональных компонентов. Таким образом, ПО АЭП представляется совокупностью взаимодействующих компонентов. В свою очередь компонент является частью программно-аппаратной системы, и состоит из интерфейсной части и части реализации. Внутреннее состояние компонента всегда скрыто. Компонент может являться библиотекой программных модулей и подпрограмм, отдельным классом, библиотекой классов, работающих совместно, автономной подсистемой, базой данных.

Компоненты более абстрактны, чем классы объектов и являются независимыми поставщиками сервисов. Все взаимодействие с ними осуществляется через импортируемые и экспортируемые интерфейсы (интерфейсы, которые поставляются и которые запрашиваются). Интерфейсы могут поддерживать различные протоколы и форматы данных. По специфике решаемых задач компоненты можно подразделить на несколько типов.

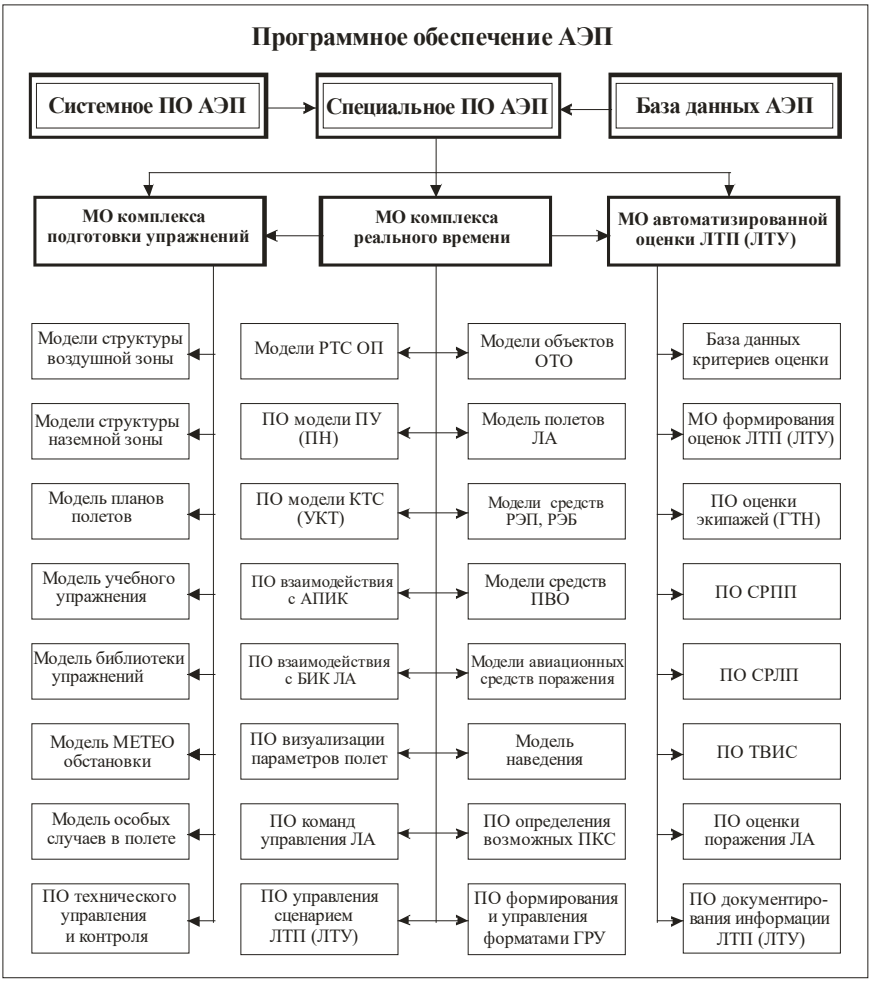


Рис. 2. Структура математического обеспечения авиационного электронного полигона

Вычислительные компоненты. Реализуют математические модели отдельных объектов или групп объектов (например, модели ЛА, средств ПВО, средств АСП).

Координирующие компоненты. Обеспечивают синхронизацию совместной работы отдельных компонентов, приоритетность выполнения функциональных задач. Поддерживают заданную конфигурацию АЭП.

Коммуникационные компоненты. Реализуют информационный обмен между программно-аппаратными комплексами в соответствии с различными

протоколами и временными циклограммами. Реализуют программную поддержку сопряжения с нестандартными аппаратными комплексами.

Компоненты пользовательского интерфейса. Обеспечивают удобную и оперативную работу пользователя МК. Реализуется несколько вариантов пользовательского интерфейса для различных типов рабочих мест АЭП с различными функциональными возможностями.

Компоненты работы с базой данных. Позволяют создавать, редактировать, использовать структуры базы данных в режиме автономной работы с базой данных и во время штатного функционирования.

Визуальные компоненты. Обеспечивают реализацию визуальных объектов в системе АЭП.

Из компонентов, решающих частные задачи, собираются укрупненные компоненты, являющиеся составными частями ПО МК: комплекс подготовки упражнений, комплекс реального времени, комплекс автоматизированной оценки ЛТП (ЛТУ), как показано на рис. 2. Каждый из этих укрупненных компонент, обеспечивающих решение специальных задач моделирования в системе АЭП как в реальном времени, так и на этапе подготовки к ЛТУ и в процессе выполнения автоматизированного оценивания хода ЛТП состоит из совокупности специальных обеспечивающих компонент.

В целом, структура, изображенная на рис. 2, обеспечивает решение определяющей задачи ЛТП авиационных специалистов по реализации модели в реальном времени управляемой воздушной и наземной тактической обстановки заданной сложности, позволяющей изменять тактическую обстановку в процессе ЛТУ и на этапе подготовки с обеспечением автоматизированного оценивания элементов ЛТП.

Заключение

1. В работе представлена эмерджентная структура моделирующего комплекса авиационного электронного полигона, обеспечивающая решение всего комплекса учебно-методических задач, требующих реализации в перспективной системе АЭП.

2. На базе экспертного анализа учебно-методических требований и задач АЭП представлен релевантный состав и структура специального программного обеспечения АЭП. Обоснован методом покомпонентной реализации ПО МК АЭП.

3. В работе сформулированы научно-технические задачи построения моделирующего комплекса, которые решаются при развитии теории синтеза авиационных виртуальных электронных полигонов.

Библиографический список

1. *Филин А. Д., Рачков В. П., Шатраков Ю. Г.* Виртуальные авиационные электронные полигоны – состояние и тенденции развития // Вестник воздушно-космической обороны. М.: 2018. № 4. С. 109–122.

2. Организация эксплуатации воздушного пространства: монография / А.Р. Бестугин, И.А. Киршина, А.Д. Филин, В.П. Рачков. М.: ИНФРА-М, 2020. 256 с.

3. Безопасность полетов и направления развития тренажеров специалистов управления авиацией: монография / А.Р. Бестугин, И.А. Киршина, А.Д. Филин, Ю.Г. Шатраков. СПб.: ГУАП, 2015. 515 с.

4. Исследования вопросов методического обеспечения функционирования автоматизированных комплексов летно-тактической подготовки-электронных полигонов / А.Д. Филин, А.Р. Бестугин, В.П. Рачков, Ю.Г. Шатраков // Вестник воздушно-космической обороны. 2019. № 4. С. 51–58.

5. *Бестугин А.Р., Киршина И.А., Филин А.Д.* Принципы построения и перспективы внедрения авиационных виртуальных электронных полигонов // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74, № 11. С. 30–39.

6. *Остроух А.В., Николаев А.Б.* Интеллектуальные информационные системы и технологии: монография. СПб.: Лань, 2019. 308 с.

7. Организация информационного обеспечения авиационных виртуальных электронных полигонов / А.Д. Филин, А.Р. Бестугин, В.П. Рачков, И.А. Киршина // Вестник воздушно-космической обороны. 2021. № 2 (30). С. 94–103.

8. *Филин А.Д., Бестугин А.Р., Киршина И.А.* Имплементарная модель зоны управления структуры воздушного пространства авиационных виртуальных электронных полигонов // Вестник воздушно-космической обороны. 2022. № 1 (33). С. 106–117.

УДК 351.814:621.38

А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
А. Д. Филин*
доктор технических наук, профессор
И. А. Киршина*
кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОБОСНОВАНИЕ РЕЖИМОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АВИАЦИОННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА ЛЕТНО-ТАКТИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ АВИАЦИОННЫХ СПЕЦИАЛИСТОВ

Разработка перспективных авиационных виртуальных электронных комплексов (АЭП) с когнитивными функциями для эффективной подготовки авиационных специалистов требует обоснования и решения тривиальной задачи организации релевантных режимов функционирования в реальном масштабе времени. В работе обоснованы необходимые режимы для обеспечения эффективного функционирования комплекса. При этом обеспечивается реализация методологии по синтезу среды обучения, приближенной к реальной, проведение летно-тактических учений (ЛТУ) в соответствии с требованиями курсов специальной подготовки авиационных специалистов, а также проведение экспериментальных исследовательских работ по испытанию и освоению новой авиационной техники и методологии ее применения при разрешении региональных конфликтов.
Ключевые слова: авиационный электронный виртуальный полигон, летно-тактическая подготовка, режим функционирования, имитационное моделирование, имплементарная управляющая модель, экспертные оценки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003, «Фундаментальные основы построения помехозащищенных систем космической и спутниковой связи, относительной навигации, технического зрения и аэрокосмического мониторинга».

A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. D. Filin*
Dr. Sc., Tech., Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Economic, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SUBSTANTIATION OF THE MODES OF OPERATION OF THE AVIATION ELECTRONIC TRAINING GROUND FOR FLIGHT TACTICAL TRAINING OF AVIATION SPECIALISTS

The development of promising aviation virtual electronic complexes (AES) with cognitive functions for the effective training of aviation specialists requires justification and solution of the trivial task of

organizing relevant modes of functioning in real time. The paper substantiates the necessary modes to ensure the effective functioning of the complex. At the same time, the implementation of the methodology for the synthesis of a training environment close to the real one is ensured, the conduct of flight tactical exercises (LTT) in accordance with the requirements of special training courses for aviation specialists, as well as experimental research on testing and mastering new aviation technology and the methodology of its application in resolving regional conflicts.
Keywords: aviation electronic virtual training ground, flight tactical training, operating mode, simulation modeling, implementation control model, expert assessments.

Введение

Успех авиации в решении поставленных задач при разрешении региональных конфликтов зависит не только от качества вооружения и степени оснащенности им авиационных частей, но и от когнитивного потенциала летного состава, уровня его тактической выучки и натренированности мгновенно оценивать обстановку и грамотно вести боевые действия. На первый план выходит также способности расчетов командных пунктов (КП) управлять боевыми действиями в условиях огневого, радиоэлектронного и маневренного противодействия. То есть, одним из основных показателей эффективности выполнения задач выступает способность экипажей к действиям в сложных динамичных условиях и их готовность реализовать все боевые возможности, заложенные в современных авиационных боевых комплексах. В связи с этим, сегодня основным условием подготовки летных экипажей и специалистов управления авиацией (СУА) должна быть отработка задач летно-тактической подготовки (ЛТП) в условиях, приближенных к реальным боевым [1–4].

Такие условия необходимо создавать на авиационных полигонах государственной авиации, которые должны обеспечивать [5–7]:

- проведение летно-тактических учений (ЛТУ) с применением различных авиационных средств поражения (АСП);
- совершенствование тактической и огневой подготовки авиационных экипажей, подразделений, частей и соединений в условиях, максимально приближенных к боевым в заданном географическом регионе;
- освоения новых, наиболее эффективных способов и приемов боевых действий;
- отработку способов и приемов преодоления противовоздушной обороны (ПВО) противника, а также боевого применения в условиях радиоэлектронных помех;
- обучение и совершенствование навыков боевого применения различных видов авиационного вооружения;
- проведение войсковых испытаний новых образцов вооружения, прицельно-навигационных комплексов, АСП, комплексов радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и полигонного оборудования.

Постановка проблемы

Инновационной основной концепции синтеза АЭП является объединение в рамках единого комплекса реальных, имитируемых и моделируемых объектов

с целью создания оперативно-тактической обстановки (ОТО) и условий обучения, при выполнении задач ЛТП, максимально адекватных к реальным боевым. Это достигается моделированием и имитацией функционирования объектов ОТО, применения АСП, с обеспечением высокого уровня достоверности контроля результатов практических действий экипажей летательных аппаратов (ЛА), подразделений и частей противоборствующих сторон в реальном масштабе времени (РМВ). При этом важнейшей задачей удовлетворения учебно-методических требований эффективного использования АЭП является организация режимов его функционирования, которые должны способствовать реализации целей и решению задач, возлагаемых на АЭП. Совокупность реализуемых целей и решаемых задач представлена на рисунке.

Цели и задачи авиационного электронного полигона

Эффективность и полнота практической подготовки авиационных специалистов может быть полной только тогда, когда позволяет отрабатывать задачи, спланированные и организационно-методически, позволяющие проводить как предварительную наземную подготовку, так и в условиях виртуальной реальности при выполнение реальных полетов [2, 5, 8, 9].

Режимы функционирования АЭП

Репрезентативный анализ синтеза АЭП и экспертный анализ методологии организации ЛТП на его базе [1, 2, 5–7] позволяют сделать вывод о целесообразности обеспечения функционирования АЭП в трех когерентных режимах.

Первый режим моделирования летно-тактических учений с возможностью проведения наземной предполетной тренажной подготовки к работе в условиях второго или третьего режимов, предусматривающих проведение ре-

альных полетов. Режим используется для ввода сценария ЛТП (ЛТУ), предварительной оценки и выбора оптимального варианта решения на выполнение поставленных задачи, проверку планов полетов на безопасность.

В этом режиме функционирования моделирующий комплекс (МК) АЭП обеспечивает автоматизированное формирование исходной воздушной и наземной тактической обстановки, внесение исходной и справочной информации о предстоящем ходе оперативно-тактических учений в базу данных АЭП. Обеспечивается моделирование (проигрывание) хода учений в реальном масштабе времени по заданной информации: заданным структуре воздушного пространства, полетным заданиям, воздушной оперативно-тактической обстановке (ОТО), для отработки сценария предстоящих учений, предварительной отработки задач ЛТП лицами ГРУ в наземных условиях без проведения реальных полетов.

Второй режим контроля и регистрации реальных действий летных экипажей в учебных воздушных боях и результатов боевого воздействия по наземным целям на огневом и тактическом полигонах (АПИК-О) при проведении реальных полетов. В этом режиме функционирования АЭП обеспечивается решение задач контроля и регистрации реальных действий летных экипажей. Аппаратно-программные средства выполняют информационный обмен с бортовыми информационными комплексами (БИК) ЛА, (формирование и передачу управляющих и информационных посылок на БИК, прием, обработка и регистрация информационных посылок от БИК), сбор, обработку, отображение и хранение принятой информации. МК АЭП обеспечивает получение информации о работе ЛЭ на АПИК-О. Данная информация используется для автоматизированного контроля учений, анализа и автоматизированной оценки действий участников ЛТП. Программный комплекс МК формирует и отображает наземную и тактическую обстановку в ходе учения. Отображает текущие параметры полета ЛА, их пространственное положение на автоматизированных рабочих местах (АРМ) группы руководства учений (ГРУ) в специальных форматах, соответствующих отображению на реальных индикаторах воздушной обстановки, находящихся на КП группы руководства полетами.

Для предупреждения конфликтных ситуаций формируются и отображаются информационные сообщения о потенциально опасных ситуациях (конфликтные ситуации между ЛА, опасность столкновения с поверхностью земли и местниками, выход из разрешенных зон, попадание в зоны разлета осколков, выход на запредельные режимы полета). МК обеспечивает формирование автоматизированных оценок действий летных экипажей в соответствии с заданными в базе данных АЭП критериями и отображение результатов на АРМ ГРУ. Программный комплекс МК позволяет вносить дополнительную справочную информацию в ходе учений и отображать ее на экранах АРМ ГРУ. Корректировать уже заданную в ходе подготовки учений информацию, необходимую для отображения оперативно-тактической обстановки. Обеспечивается документирование информации о ходе ЛТП (радиолокационной, речевой, кабиной ин-

формации ЛА) для последующего ее воспроизведения в интересах анализа и оценки действий сторон.

Третий режим контроля и регистрации реальных действий летных экипажей совместно с моделированием действий как своей, так и противоборствующей сторон с учетом воздействия ПВО и РЭБ. в условиях выполнения реальных полетов (одиночно или в группе). В этом режиме при выполнении реальных полетов обеспечивается также дополнительно моделирование действий своей стороны и противодействия авиации, средств ПВО и радиоэлектронной борьбы (РЭБ) обозначенного противника. Третий режим функционирования представляет собой симбиоз первого и второго режимов и за счет этого обладает значительными эмерджентными возможностями. В третьем режиме функционирования АЭП обеспечивает моделирование заданной управляемой воздушной и наземной тактической обстановки и суммирование ее с реальной информацией о воздушной обстановке в реальном масштабе времени, и отображение синтетической информации о моделируемых объектах на АРМ ГРУ, с одновременной передачей моделируемой информации для отображения на рабочих местах КП, и передачу информации о моделируемых объектах в БИК для подмешивания в БРЭО ЛА. Таким образом, обеспечивается взаимодействие МК с реальными КП и ЛА для создания виртуальной реальности хода ЛТП. В целом во втором режиме реализуются все функциональные возможности первого и второго режимов АЭП. Для предупреждения потенциально конфликтных ситуаций (ПКС) формируются и отображаются информационные сообщения об опасности столкновения ЛА между собой, с земной (водной) поверхностью и препятствиями, попадание в зоны разлета осколков. МК обеспечивает формирование автоматизированных оценок действий ЛЭ по заданным в базе данных критериями и отображение этих результатов на АРМ ГРУ, а также на групповых средствах контроля центра управления и контроля (ЦУК) АЭП. Программный комплекс МК формирует и отображает в специальных форматах на АРМ ГРУ наземную и тактическую обстановку в ходе учения, текущие параметры полета ЛА, их пространственное положение, соответствующее отображению на реальных индикаторах воздушной обстановки, находящихся на КП.

Для предупреждения потенциально конфликтных ситуаций (ПКС) формируются и отображаются информационные сообщения об опасности столкновения ЛА между собой, с земной (водной) поверхностью и препятствиями, попадание в зоны разлета осколков. Программный комплекс МК позволяет вносить дополнительную информацию и вводные в ходе учений и отображать их на экранах АРМ ГРУ, корректировать заданную в ходе подготовки учений информацию, необходимую для отображения ОТО. Обеспечивается документирование всей циркулирующей информации в ходе ЛТП (ЛТУ) для последующего ее воспроизведения в интересах анализа и оценки действий сторон. Настройка и конфигурирование комплекса АЭП производится в диалоговом режиме с помощью специализированного командного интерфейса.

Предварительные экспертные исследования показали, что представленные режимы функционирования АЭП, является достаточными и позволяют ор-

ганизовать учебно-методическую базу использования в соответствии с целями и задачами, решаемыми АЭП.

Заключение

Реализация представленных в работе режимов функционирования при синтезе авиационных электронных полигонов позволит повысить учебно-методические возможности летно-тактической подготовки и обеспечить требуемый уровень профессиональной подготовки летных экипажей и специалистов управления авиацией.

Библиографический список

1. Виртуальные авиационные электронные полигоны – состояние и тенденции развития / А.Д. Филин, В.П. Рачков, В.Т. Яковлев, Ю.Г. Шатраков // Вестник воздушно-космической обороны. 2018. № 4 (20). С. 109–123.

2. Организация эксплуатации воздушного пространства / А.Р. Бестугин, И.А. Киршина, А.Д. Филин, В.П. Рачков. М.: ИНФРА-М, Научная мысль, 2020. 256 с.

3. Design and Implementation of Flight Monitoring Simulation Training System / G. Pan, Y. Su, S. Liu, P. Li // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2019. Vol. 585, no. 1. P. 012111. DOI: 10.1088/1757-899X/585/1/012111.

4. A passive brain-computer interface application for the mental workload assessment on professional air traffic controllers during realistic air traffic control tasks / P. Arico, G. Borghini, G. Di Flumeri [et al.] // Progress in Brain Research. 2016. Vol. 228. P. 295–328.

5. Инновационно-когнитивная концепция развития обучающих средств в авиации / А.Д. Филин, А.Р. Бестугин, В.П. Рачков, Ю.Г. Шатраков // Вестник воздушно-космической обороны. 2017. Вып. 1 (13). С. 23–28.

6. Безопасность полетов и направления развития тренажеров специалистов управления авиацией: монография / А.Р. Бестугин, И.А. Киршина, В.А. Санников [и др.]; под ред. Бестугина А.Р. СПб.: ГУАП, 2015. 516 с.

7. *Бреслер И.Б.* Некоторые концептуальные подходы к построению современной АСУ авиацией // Военная мысль. 2008. № 9. С. 27–30.

8. *Бестугин А.Р., Киршина И.А., Филин А.Д.* Принципы построения и перспективы внедрения авиационных виртуальных электронных полигонов // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74, № 11. С. 30–39.

9. Организация информационного обеспечения авиационных виртуальных электронных полигонов / А.Д. Филин, А.Р. Бестугин, В.П. Рачков, И.А. Киршина // М.: Вестник воздушно-космической обороны. 2021. № 2 (30). С. 94–103.

УДК 621.396.969

Е. Г. Борисов*
доктор технических наук
С. С. Поддубный**
кандидат технических наук, доцент
*ООО НПК «ТИМ»
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ИЛИ НЕПОДВИЖНОЙ ДИАГРАММНОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ОДНОПОЗИЦИОННЫМ ПАССИВНЫМ МНОГОЛУЧЕВЫМ ПЕЛЕНГАТОРОМ

Рассматривается вариант определения местоположения однопозиционной системой радиомониторинга работающего на излучение радиоэлектронного средства. Показано, что для определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ) однопозиционной системой пассивной локации необходимо использовать многолучевую антенную решетку и многоканальное приемное устройство. Пассивный пеленгатор должен осуществлять измерения азимута на объект локации и участки переотражения радиоволн и соответствующие разности расстояний. Проведена оценка точности предложенного метода предложены пути дальнейшего его развития.
Ключевые слова: однопозиционная система, пассивная локация, местоположение, переотражение радиоволн.

E. G. Borisov*
Dr. Sc., Tech.
S. S. Poddubny**
PhD, Tech., Associate Professor
*OOO NPC "TIM"
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF THE RANGE TO A SOURCE OF RADIO EMISSION WITH A SCANNING OR FIXED ANTENNA PATTERN BY A SINGLE-POSITION PASSIVE MULTIBEAM DIRECTION FINDER

The article considers the option of determining the location of a single-position radio monitoring system of a radio-electronic device operating for radiation. It is shown that in order to determine the location of the radio source by a single-position passive location system, it is necessary to use a multipath antenna array and a multi-channel receiver. The passive direction finder shall measure the azimuth on the location object and the radio wave re-reflection areas and the corresponding distance differences. The accuracy of the proposed method is assessed and ways of its further development are proposed.
Keywords: one-position system, passive location, location, rereflection of radio waves.

Введение

Задача обнаружения ИРИ, являющихся объектом радиомониторинга рассмотрена в обширном перечне научной библиографии. Проблематике опреде-

ления координат ИРИ за счет отражений радиоволн от неизлучающих объектов – вторичных отражателей посвящены публикации [1–10]. В частности, работы [1–5] посвящены вопросам определения координат объектов по переотраженным сигналам РЛС, работающей в режиме обзора, в основе которых лежат более ранние работы [6, 7]. В [8, 9] рассмотрены процедуры определения местоположения работающей РЛС, имеющей сканирующую направленную антенну, причем для получения оценок координат используется информация о координатах отражателей по данным цифровой карты местности, заложенной в память компьютера.

В [10] рассмотрен способ определения местоположения ИРИ по меньшей мере трехлучевым пеленгатором, при котором измеряют период вращения антенны РЛС, определяют угол поворота антенны РЛС относительно направления на пеленгатор и измеряют временные задержки сигналов, рассеянных отражающей поверхностью не менее, чем в двух лучах пеленгатора. Рассматриваемые способы определения местоположения имеют один принципиальный недостаток – лоцируемый ИРИ должен иметь антенну с круговым обзором.

В работе [11] предложен временной метод определения дальности до сканирующего источника радиоизлучения в многопозиционной радиолокационной системе, состоящей минимум из трех приемных пунктов без применения пеленгаторных устройств только за счет измерения интервалов времени между последовательным облучением приемных пунктов ДНА ИРИ. Недостатком такого решения является необходимость одновременного приема сигналов тремя пространственно – разнесенными пунктами приема, что накладывает ряд ограничений на применимость системы.

Таким образом, необходимо разработать способ определения координат, позволяющий определять местоположение ИРИ со сканирующей (РЛС секторного обзора) или с неподвижной ДНА (антенна передающего связного устройства, ориентированная в сторону абонента). В качестве первичных измеряемых параметров в однопозиционной пассивной радиотехнической системе будем использовать угол α_i (рис. 1) лежащий между пеленгом на ИРИ и направлением на источник локального отражения.

Традиционно для определения угла α измеряют период обзора РЛС T_o и разность между моментом времени приема сигналов Δt_{ij} отраженных от местного предмета t_i и моментом прохождения ДНА ИРИ пеленгатора t_j $\Delta t_{ij} = t_i - t_j$, тогда $\alpha_1 = 2\pi\ \Delta t_{ij}/T_0$.

На рис. 2 приведена область существенная для распространения радиоволн и при $h_R \approx h_T$ размеры малой и большой полуосей эллипса соответственно равны [12]

$$a_n = \frac{1}{\sin(\theta)}\sqrt{\frac{n\lambda h_T h_R}{(h_T + h_R)\sin(\theta)}},\ b_n = \alpha_n \sin(\theta),$$

здесь h_T и h_R – высоты поднятия фазовых центров передающей и приемной антенны, θ – угол скольжения, n – номер зоны Френеля, λ – длина волны радиопередатчика ИРИ.

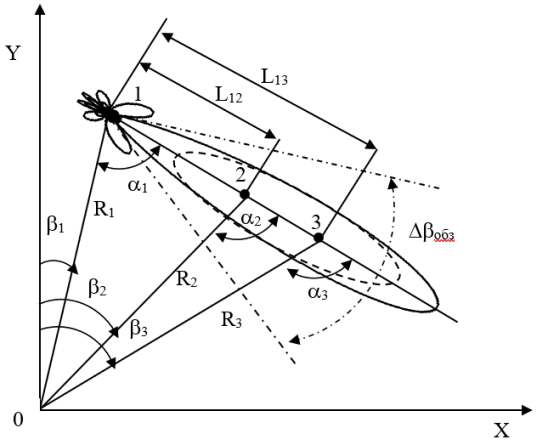


Рис. 1. Пояснение определения координат РЛС с секторной антенной

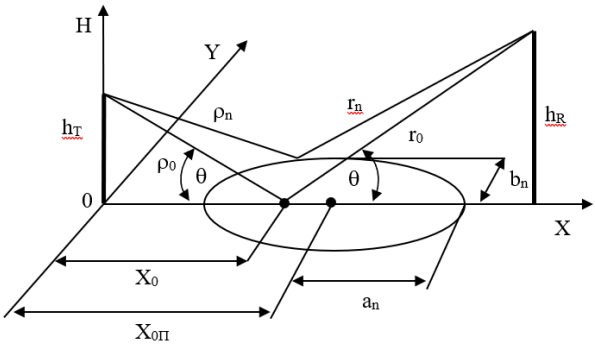


Рис. 2. Пояснение области существенной для распространения радиоволн

Также измерению подлежат азимуты на ИРИ и на локальные участки отражений β_i, и разности расстояний, образованные разностью временных интервалов, образованных трассами прохождения радиоволн по пути «ИРИ – локальный участок отражения – приемная позиция» и «ИРИ – приемная позиция» $\Delta R_{12}=L_{12}+R_2-R_1$. Располагая измерениями α_1, ΔR_{12} и $\Delta\beta_{12}=\beta_1-\beta_2$, получим искомую дальность до ИРИ

$$R_1 = \Delta R_{12}\frac{\sin(\alpha_1+\Delta\beta_{21})}{\sin(\alpha_1)-\sin(\alpha_1+\Delta\beta_{21})+\sin(\Delta\beta_{21})}, \qquad (1)$$

а также дальность до локального источника отражения

$$R_2 = \Delta R_{12} \frac{\sin(\alpha_1)}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21}) + \sin(\Delta\beta_{21})}$$

и расстояние от ИРИ до источника локального отражения

$$L_{12} = \Delta R_{12} \frac{\sin(\Delta\beta_{21})}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21}) + \sin(\Delta\beta_{21})},$$

что позволяет определить прямоугольные координаты ИРИ

$$X = x + \Delta R_{12} \frac{\sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21})\sin(\beta_1)}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21}) + \sin(\Delta\beta_{21})},$$

$$Y = y + \Delta R_{12} \frac{\sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21})\cos(\beta_1)}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21}) + \sin(\Delta\beta_{21})}.$$

В случае, если ИРИ имеет сканирующую в некотором секторе $\Delta\beta_{\text{обз}}$ ДНА, или неподвижно ориентированную антенную систему в направлении абонента осуществляя прием сигналов по боковым лепесткам ДНА и отражений от рельефа местности от точек 2 и 3 измерению подлежат разности расстояний $\Delta R_{12}=L_{12}+R_2-R_1$, $\Delta R_{13}=L_{13}+R_3-R_1$ и азимуты β_1, β_2, β_3 что позволяет выразить дальности

$$R_1 = \frac{\Delta R_{12} \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21})}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{21}) + \sin(\Delta\beta_{21})}, \quad (2)$$

$$R_1 = \frac{\Delta R_{13} \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{31})}{\sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_1 + \Delta\beta_{31}) + \sin(\Delta\beta_{31})}. \quad (3)$$

Приравняв (2) и (3) и учитывая тригонометрические отношения

$$\sin(\alpha + \beta) = 2\sin\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right)\cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right),$$

$$\sin(\alpha) + \sin(\beta) = 2\sin\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right)\cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right),$$

после ряда упрощений получим равенство

$$\frac{\Delta R_{12} \cos\left(\frac{\alpha_1 + \beta_{21}}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha_1 - \beta_{21}}{2}\right) - \cos\left(\frac{\alpha_1 + \beta_{21}}{2}\right)} = \frac{\Delta R_{13} \cos\left(\frac{\alpha_1 + \beta_{31}}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\alpha_1 - \beta_{31}}{2}\right) - \cos\left(\frac{\alpha_1 + \beta_{31}}{2}\right)}. \quad (4)$$

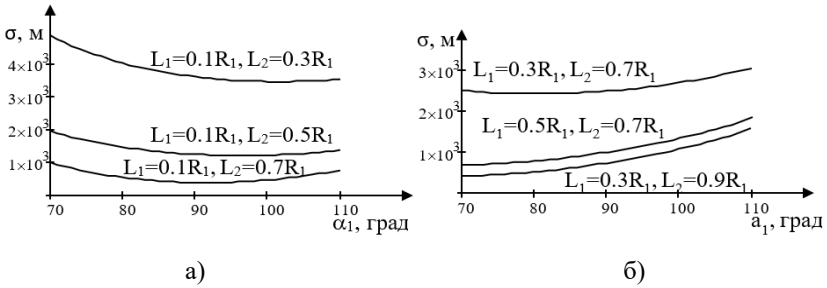
$$\cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) = 2\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)\sin\left(\frac{\beta}{2}\right).$$

Подстановка тригонометрических соотношений в (4) позволит получить угол

$$\alpha_1 = 2arcctg\left[\frac{\Delta R_{12}\tan\left(\frac{\Delta\beta_{31}}{2}\right)-\Delta R_{13}\tan\left(\frac{\Delta\beta_{21}}{2}\right)}{\left(\Delta R_{12}-\Delta R_{13}\right)\tan\left(\frac{\Delta\beta_{21}}{2}\right)\tan\left(\frac{\Delta\beta_{31}}{2}\right)}\right]. \quad (5)$$

С учетом (5) можно записать выражения для дальности аналогично (1). На точность определения местоположения ИРИ оказывают влияние следующие факторы: собственно геометрия задачи, среднеквадратические ошибки определения (СКО) точек стояния приемных пунктов (ПП) – σ_x, σ_y, ошибки измерения разностей расстояний $\sigma_{\Delta R}$ и азимута на ИРИ и участки локального отражения σ_β. Среднеквадратическую ошибку определения местоположения можно определить методом линеаризации функции нескольких случайных аргументов [13] или имитационно-статистическим моделированием.

На рис. 3 приведены СКО определения местоположения ИРИ в зависимости от расположения участков локального отражения L_1 и L_2, точности первичных измерений разности расстояний и угловых координат. Результаты получены при $h_T = h_R = 16$ метров, секторе сканирования $\Delta\beta_{обз}=40$ град, дальности до передатчика порядка 30 км.



а) б)

Рис. 3. Среднеквадратические ошибки определения местоположения ИРИ в зависимости от расположения участков локального отражения L1 (а) и L2(б)

Заключение

В статье рассмотрен способ определения местоположения ИРИ однопозиционной пассивной локации. Получены аналитические выражения, позволяющие определить местоположения ИРИ посредством измерения азимутов на объект локации, участки переотражения радиоволн и соответствующие разности расстояний. Проведена оценка точности предложенного метода, предложены пути дальнейшего его развития. Развитием данного способа является применение статистической обработки результатов измерений с накоплением данных за несколько циклов обработки данных и критериев отбраковки аномальных измерений. Рас-

смотренный способ позволяет определять местоположение ИРИ как со сканирующей, так и с неподвижной антенной, что выгодно отличает его от иных способов определения местоположения ИРИ однопозиционным пеленгатором.

Библиографический список

1. *Мельников Ю.П., Попов С.В.* Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008. 432 с.

2. *Мельников Ю.П.* Методы оценки погрешностей пассивного определения координат объектов при использовании сигналов удаленной обзорной РЛС // Радиотехника. 2000. № 9.

3. *Мельников Ю.П.* Особенности методики оценки эффективности применения переотраженных сигналов «посторонней» РЛС для скрытного определения координат кораблей и летательных аппаратов // Информационно-измерительные системы. № 4. 2005. С. 108–113.

4. *Гладков В. Е.* Обнаружение целей с использованием «постороннего» источника излучения // Радиотехника. 1997. № 9. С. 42–44.

5. Патент РФ № 2166199. Способ определения горизонтальной дальности цели по излучению сканирующей РЛС МПК G01S 5/10, G01S 3/02. Опубл: 27.04.2001. Бюл. № 12.

6. Патент США US4176357. Passive method and apparatus for radar locating and parasitic surveillance. Nov. 27, 1979 МПК G01S 5/02.

7. Патент США US 2971190. Position fending system. 1945-02-24.

8. Патент РФ № 2457505. Устройство для определения местоположения работающей радиолокационной станции / Гельцер А.А., Денисов В.П., Мещеряков А.А. Опубликовано: 27.07.2012. Бюл. № 21 МПК G01S 5/04.

9. *Денисов В.П., Гельцер А.А., Крутиков М.В.* Определение местоположения объектов, рассеивающих радиоволны на трассе распространения, по сигналам, принятым пассивной системой радиомониторинга // Труды 15-й международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. 2009. Т. 3. С. 1833–1841.

10. Способ определения местоположения сканирующей РЛС пассивным многолучевым пеленгатором: патент на изобретение RU 2633962 / Машков Г.М., Борисов Е.Г., Голод О.С., Мартемьянов И.С., Рябуха Ю.В.; 14.07.2016.

11. *Петроченков Д. М., Федотов А. В.* Временной метод определения дальности до сканирующего источника радиоизлучения в многопозиционной радиолокационной системе с некооперируемым подсветом // Вестник ЯВВУ ПВО. 2018. № 2. С. 78–84.

12. *Черный Ф. Б.* Распространение радиоволн / 2-е изд., доп. и переработ. М.: Сов. радио, 1972. 464 с.

13. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей / 7-е изд. М.: Высшая школа, 2001. 575 с.

УДК 621.396.969.1

Е. Г. Борисов*
доктор технических наук
С. С. Поддубный**
кандидат технических наук, доцент
*ООО НПК «ТИМ»
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМЕ БИСТАТИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

В статье рассматривается вариант организации совместной обработки суммарно-дальномерных измерений в системе бистатических радиолокационных станций. Используя избыточность измерений методом наименьших квадратов, получены аналитические выражения для наклонных дальностей и радиальных скоростей целей при совместной обработке измерений. Показано, что совместная обработка измерений сумм расстояний и скорости изменения суммарной дальности позволяет повысить точность измерения местоположения воздушного объекта и проекций его вектора скорости на оси прямоугольной системы координат. Рассматриваемый вариант обработки избыточных измерений в радиолокационной системе не требует значительного времени для накопления данных, а задача повышения точности решается за один цикл проведения измерений. Проведены расчеты потенциальной точности и результаты имитационно-статистического моделирования определения местоположения воздушного объекта для различного значения среднеквадратических ошибок определения дальномерных параметров в системе бистатических РЛС.
Ключевые слова: многопозиционная радиолокация, суммарно-дальномерные, доплеровский сдвиг частоты, местоположение, вектор скорости цели, среднеквадратическая ошибка.

E. G. Borisov*
Dr. Sc., Tech.
S. S. Poddubny**
PhD, Tech., Associate Professor
*OOO NPC "TIM"
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF COORDINATES AND MOTION PARAMETERSAERIAL OBJECTS IN THE BISTATIC SYSTEM RADAR STATIONS

The article considers a variant of the organization of joint processing of total – rangefinder measurements in a system of bistatic radar stations. Using the redundancy of measurements by the method of named squares, analytical expressions are obtained for inclined ranges and radial velocities of targets during joint processing of measurements. It is shown that the joint processing of measurements of the sum of distances and the rate of change of the total range makes it possible to increase the accuracy of measuring the location of an air object and projections of its velocity vector on the axis of a rectangular coordinate system. The physical basis for improving the accuracy of location determination is the use of redundant measurements due to the processing of total ranges. The considered

option processing of redundant measurements in the radar system does not require significant time for data accumulation, and the task of improving accuracy is solved in one measurement cycle. Calculations of potential accuracy and the results of simulation and statistical modeling of determining the location of an air object for different values of RMS errors in determining rangefinder parameters in the system of bistatic radars are carried out.
Keywords: multi-position radar, total-rangefinder, Doppler shift of the clock, location, target velocity vector, RMS error.

Введение

Определению местоположения цели в бистатических радиолокационных системах (БРЛС) посвящено значительное количество научных публикаций [1–8]. Так в [1] рассмотрено состояние теории и некоторые проблемные вопросы разнесенной радиолокации. Уделено внимание основным показателям качества, способам обзора пространства, особенности обнаружения низколетящих целей и варианты практического применение разнесенных РЛС. В фундаментальной работе [2] развита теория обнаружения сигналов, измерения их параметров, оценивания координат и траекторий целей многопозиционных радиолокационных системах (МПРЛС). В [3, 4] рассматриваются основные концепции построения БРЛС, приведены основные математические соотношения, позволяющие оценить рабочие зоны системы. В работах [5, 6] затронута проблематика применения БРЛС в задачах дистанционного зондирования Земли, исследовании космоса и иных приложениях. В [7, 8] рассматриваются принципы построения БРЛС, использующие сигналы подсвета цели сторонними источниками излучения.

Однако в данных работах авторами не в полной мере раскрыта проблематика совместной обработки измерений в БРЛС.

Целью статьи является разработка методов и алгоритмов совместной (кооперативной) обработки измерений в системе суммарно-дальномерных БРЛС, что позволит получить высокоточные оценки местоположения воздушного объекта (ВО) и проекции его вектора скорости на оси декартовой системы координат.

Методы

В работе [2] подчеркнуто, что кооперативная обработка РЛИ в МПРЛС является наиболее полной и позволяет извлечь из сигнальной информации потенциально больший объем данных. Особенность такого способа обработки радиолокационной информации заключается в том, что все позиции системы способны принимать отраженные сигналы от целей в зоне ответственности при их облучении любой передающей позицией. Кооперативная обработка информации позволяет создать в системе избыточные измерения, что является физической основой повышения точности определения координат. Пусть в системе БРЛС, состоящей из N приемопередающих позиций, производятся N(N–1) измерений суммарных дальностей $R_{\sum 12}$, $R_{\sum 21}$, $R_{\sum N(N-1)}$, что позволяет сформировать систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) соответствующую измерениям

$$\begin{cases} \hat{R}_{\Sigma 12} = 1\cdot\tilde{R}_1 + 1\cdot\tilde{R}_2 + 0\cdot\tilde{R}_3 + \ldots + 0\cdot\tilde{R}_{N(N-1)}, \\ \hat{R}_{\Sigma 21} = 1\cdot\tilde{R}_1 + 1\cdot\tilde{R}_2 + 0\cdot\tilde{R}_3 + \ldots + 0\cdot\tilde{R}_{N(N-1)}, \\ \hat{R}_{\Sigma 13} = 1\cdot\tilde{R}_1 + 0\cdot\tilde{R}_2 + 1\cdot\tilde{R}_3 + \ldots + 0\cdot\tilde{R}_{N(N-1)}, \\ \hat{R}_{\Sigma 31} = 1\cdot\tilde{R}_1 + 0\cdot\tilde{R}_2 + 1\cdot\tilde{R}_3 + \ldots + 0\cdot\tilde{R}_{N(N-1)}, \\ \vdots \\ \hat{R}_{\Sigma N(N-1)} = 0\cdot\tilde{R}_1 + 0\cdot\tilde{R}_2 + 0\cdot\tilde{R}_3 + \ldots + 1\cdot\tilde{R}_{N(N-1)} \end{cases} \quad (1)$$

где $\hat{R}_{\Sigma ij}$, $i, j = \overline{1, N}, i \neq j$ –суммарные дальности до цели относительно *i*-й и *j*-й позиций.

В матричной форме записи система уравнений (1) примет вид $\hat{z} = A\tilde{Z}$, где: $\hat{z}^T = \left\| \hat{R}_{\Sigma 12}, \hat{R}_{\Sigma 21}, \hat{R}_{\Sigma 13}, \ldots, \hat{R}_{N(N-1)ij} \right\|$ – матрица (вектор-строка) первичных измерений размерностью $1\times N\left(N-1\right)$; A – матрица коэффициентов при неизвестных размерностью $N\times N(N-1)$; $\tilde{Z}^T = \left\| \tilde{R}_1, \tilde{R}_2 \ldots \tilde{R}_N \right\|$ – матрица (вектор – строка) искомых оценок дальностей размерностью $1\times N$.

Применив к (2) метод наименьших квадратов (МНК), получим

$$\tilde{Z} = \left(A^T W A \right)^{-1} A^T W \hat{z}, \quad (2)$$

где W – матрица дисперсий соответствующих дальномерных параметров размерностью $N\left(N-1\right)\times N\left(N-1\right)$.

Можно показать, что искомые значения дальностей при кооперативной обработке измерений (на примере дальности до ВО относительно первой приемной позиции)

$$\tilde{R}_1 = \frac{1}{6}\Big(\hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21} + \hat{R}_{\Sigma 13} + \hat{R}_{\Sigma 31} + \hat{R}_{\Sigma 14} + \hat{R}_{\Sigma 41} - \\ - \frac{1}{2}\hat{R}_{\Sigma 23} - \frac{1}{2}\hat{R}_{\Sigma 32} - \frac{1}{2}\hat{R}_{\Sigma 24} - \frac{1}{2}\hat{R}_{\Sigma 42} - \frac{1}{2}\hat{R}_{\Sigma 34} - \frac{1}{2}\hat{R}_{\Sigma 43} \Big). \quad (3)$$

Полученные выражения для наклонных дальностей имеют определенное сходство с процедурами вторичной обработки радиолокационной информации с той лишь разницей, что весовые коэффициенты при оцениваемых параметрах в случае проведения последовательных измерений обновляются по мере поступления данных, а случае совместной обработки зависят от числа позиций и количества измерений. Измеряя доплеровский сдвиг частоты $F_{\dot{R}\Sigma i}$, образованный скоростью изменения суммарных дальностей $\dot{R}_{\Sigma ij}$ можно получить значения радиальных скоростей аналогично (3), где вместо дальностей и сумм расстояний необходимо использовать. Для определения прямоугольных координат

рассмотрим N нелинейных уравнений связывающих искомые координаты цели $R_{ik} = \sqrt{(X - x_i)^2 + (Y - y_i)^2 + (H - h_i)^2}$, где x_i, y_i, h_i – координаты местоположения РЛС. Прямоугольные координаты объекта локации определим, используя МНК

$$Z_R = \left(A_R{}^T A_R\right)^{-1} A_R{}^T z_R, \tag{4}$$

здесь

$$A_R = \begin{Vmatrix} \Delta x_{21} & \Delta y_{21} & \Delta h_{21} \\ \Delta x_{31} & \Delta y_{31} & \Delta h_{31} \\ \Delta x_{41} & \Delta y_{41} & \Delta h_{41} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \Delta x_{N1} & \Delta y_{N1} & \Delta h_{N1} \end{Vmatrix}, \; z_R = 0.5 \begin{Vmatrix} R_1^2 - R_2^2 - d_1^2 + d_2^2 \\ R_1^2 - R_3^2 - d_1^2 + d_3^2 \\ R_1^2 - R_4^2 - d_1^2 + d_4^2 \\ \vdots \\ R_1^2 - R_N^2 - d_1^2 + d_N^2 \end{Vmatrix}, \tag{5}$$

где $\Delta x_{ij} = x_i - x_j$, $\Delta y_{ij} = y_i - y_j$, $\Delta h_{ij} = h_i - h_j$, а $d_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + h_i^2}$ – расстояние от начала координат до *i*-й позиции.

Для определения значений проекций вектора скорости цели на оси декартовой системы координат продифференцируем (2) по времени [9]

$$\dot{Z}_R = \begin{bmatrix} \left(A_R{}^T A_R\right)^{-1} \left(\dot{A}_R{}^T z_R + A^T \dot{z}_R\right) - \\ -\left(A_R{}^T A_R\right)^{-1} \left(\dot{A}_R{}^T A_R + A_R{}^T \dot{A}_R\right) \left(A_R{}^T A_R\right)^{-1} A_R{}^T z_R \end{bmatrix}, \tag{6}$$

где:

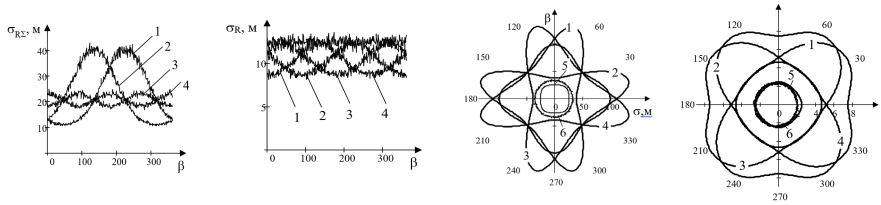
$$\dot{A}_R = \begin{Vmatrix} \Delta \dot{x}_{\mathrm{N}1} & \Delta \dot{y}_{N1} & \Delta \dot{h}_{N1} \\ \Delta \dot{x}_{\mathrm{N}2} & \Delta \dot{y}_{N1} & \Delta \dot{h}_{N2} \\ \Delta \dot{x}_{\mathrm{N}3} & \Delta \dot{y}_{N1} & \Delta \dot{h}_{N3} \\ & & \\ \Delta \dot{x}_{\mathrm{N}(N-1)} & \Delta \dot{y}_{N(N-1)} & \Delta \dot{h}_{N(N-1)} \end{Vmatrix},$$

$$\dot{z}_R = \begin{Vmatrix} R_1 \dot{R}_1 - R_N \dot{R}_N - d_1 \dot{d}_1 + d_N \dot{d}_N \\ R_2 \dot{R}_2 - R_N \dot{R}_N - d_2 \dot{d}_2 + d_N \dot{d}_N \\ R_3 \dot{R}_3 - R_N \dot{R}_N - d_3 \dot{d}_3 + d_N \dot{d}_N \\ \vdots \\ R_{N-1} \dot{R}_{N-1} - R_N \dot{R}_N - d_{N-1} \dot{d}_{N-1} + d_N \dot{d}_N \end{Vmatrix},$$

$\Delta\dot{x}_{ij} = \dot{x}_i - \dot{x}_j$, $\Delta\dot{y}_{ij} = \dot{y}_i - \dot{y}_j$, $\Delta\dot{h}_{ij} = \dot{h}_i - \dot{h}_j$ скорость изменения расстояния между позициями по соответствующим прямоугольным координатам, – скорости изменения местоположения РЛС, а $\dot{d}_i = \left(x_i \dot{x}_i + y_i \dot{y}_i + h_i \dot{h}_i\right) \Big/ d_i$ – скорость удаления РЛС от начала координат.

Результаты

Как следует из (6) определение координат и проекций вектора скорости цели на оси декартовой системы координат возможно за один цикл обработки информации без учета ограничений на гипотезу движения цели, что позволяет определить полный вектор скорости цели. На рис. 1 приведены результаты оценки точности определения дальномерных параметров и местоположения ВО полученные расчетным методом по методике, приведенной в [10], и по результатам имитационно-статистического моделирования при различных вариантах обработки и различных соотношениях между дальностью до цели относительно начала системы координат дальностями до РЛС – d. На рис. 1*а* цифрами обозначены СКО определения суммарных дальностей: 1 – $\sigma_{R\Sigma 12}$, 2 – $\sigma_{R\Sigma 14}$, 3 – $\sigma_{R\Sigma 13}$, 4 – $\sigma_{R\Sigma 24}$, на рис. 1*б* – СКО определения дальностей при кооперативной обработке (согласно формулам 4) 1 – σ_{R1}, 2 – σ_{R2}, 3 – σ_{R3}, 4 – σ_{R4}, на рис. 1*в* обозначено СКО определения местоположения цели, а цифрами обозначены излучающие позиции: 1–4 – при приеме отраженных сигналов на остальных позициях, 5 – при полной кооперативной обработке, 6 – при полной кооперативной обработке по результатам моделирования.



а) *б)* *в) R=4d* *г) R=0,5d*

Рис. 1. Среднеквадратические ошибки определения суммарно-дальномерных измерений и дальностей при кооперативной обработки

Заключение

Получены выражения для определения наклонных дальностей и радиальных скоростей целей при совместной обработке измерений в системе дальномерно-доплеровских БРЛС, на основании которых возможно определение прямоугольных координат целей и параметров их движения за минимальное время.

Принципиальное отличие использования избыточности данных в БРЛС при обработке координатно-измерительной информации заключается в том, что не требуется значительного времени для накопления данных, а задача повышения точности решается за один цикл проведения измерений.

Полученные выражения для наклонных дальностей имеют некоторое сходство с процедурами вторичной обработки радиолокационной информации с той лишь разницей, что весовые коэффициенты при оцениваемых параметрах в случае вторичной обработки радиолокационной информации обновляются по мере поступления данных, а в случае совместной обработки зависит от числа позиций и количества измерений.

Библиографический список

1. *Аверьянов В.Я.* Разнесенные радиолокационные станции и системы. Минск: Техника, 1978. 148 с.

2. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

3. *Willis N. J.* Bistatic radar. SciTech Publishing. 2005. 329 p.

4. *Willis N. J., Griffiths H. D.* Advances in bistatic radar. SciTech Publishing, 2007. 650 p.

5. *Cherniakov M.* Bistatic Radar: Principles and Practice. 2007. 518 p.

6. *Cherniakov M.* Bistatic Radar: Emerging Technology. 2008. 406 p.

7. Пассивная когерентная радиолокация / А.В. Бархатов, В.И. Веремьев, Е.Н. Воробьев [и др.]. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 163 с.

8. Malanowski M. Signal Processing for Passive Bistatic Radar. ArtechHouse, 2019. 367 p.

9. *Борисов Е.Г.* Совместная обработка измерений в дальномерно-доплеровской многопозиционной радиолокационной системе. Научный вестник МГТУ ГА. 2020. Т. 23, № 2. С. 8–19. DOI: https://doi.org/10.26467/2079-0619-2020-23-2-8-19.

10. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В. С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич [и др.]; под ред. В. С. Шебшаевича. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1993. 408 с.

УДК 004.932

В. И. Букова*
стажер-исследователь
А. В. Гурылева*
кандидат технических наук, научный сотрудник
А. С. Мачихин*
доктор технических наук, заведующий лабораторией
*Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук

ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ И МЫШЕЧНОЙ СИСТЕМ DANIO RERIO

Danio rerio – распространенный модельный организм для изучения болезней человека, тестирования лекарств и других биомедицинских исследований. Параметры сердечно-сосудистой и мышечной систем являются ценными индикаторами нарушений в организме и его реакции на стрессовые факторы. В данной работе представлены алгоритм и программное обеспечение для обработки изображений *Danio rerio*, позволяющие визуализировать элементы сердечно-сосудистой и мышечной систем, а также измерить параметры их функционирования. Описаны ключевые этапы алгоритма. Экспериментально продемонстрирована его эффективность.
Ключевые слова: модельный организм, *Danio rerio*, сердечно-сосудистая система, поляриметрия, неинвазивная диагностика, фотоплетизмография, видеокапилляроскопия, обработка изображений.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РНФ 22-49-08012.

V. I. Bukova*
Research Trainee
A. V. Guryleva*
PhD, Tech., Research Employee
A. S. Machikhin*
Dr. Sc., Tech., Head of the Laboratory
*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation, Russian Academy of Sciences

APPLICATION SOFTWARE FOR VISUALIZATION AND STUDYING THE CARDIOVASCULAR AND MUSCULAR SYSTEMS OF DANIO RERIO

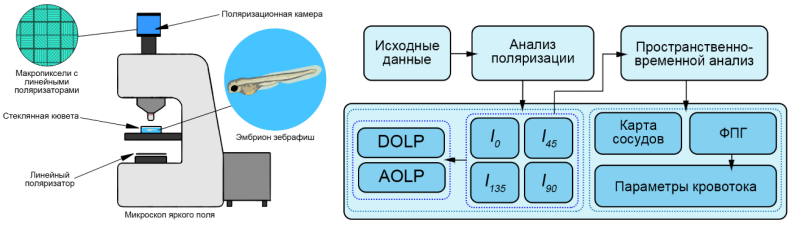
Danio rerio (zebrafish) is a common model organism for human disease research, drug discovery and other biomedical studies. Cardiovascular and muscle function are valuable indicators of specimen's reaction to stresses. In this study, we present an image processing algorithm and software application for simultaneous visualization and analysis of zebrafish cardiovascular and muscular systems. We describe key features of this algorithm and demonstrate its efficiency on experimental study of zebrafish larvae.
Keywords: model organism, *Danio rerio*, cardiovascular system, muscles, non-invasive diagnostics, photoplethysmography, videocapillaroscopy, Mueller-matrix imaging, image processing.

Введение

Danio rerio – один из наиболее популярных и эффективных модельных организмов в исследованиях, посвященных биологии развития, моделированию болезней и тестированию лекарств [1, 2]. Они просты в содержании, имеют небольшой размер тела и схожую с человеком по ряду параметров сердечно-сосудистую систему [3]. При этом *Danio rerio* отличаются прозрачностью и коротким периодом эмбрионального развития, что позволяет проводить исследования *in vivo* неинвазивными оптическими методами. Взаимодействуя с тканями рыбы, свет меняет интенсивность, спектральный состав, состояние поляризации и другие параметры, поэтому анализ отраженного или прошедшего сквозь организм света несет важную информацию о функционировании и морфологии отдельных органов и организма в целом [4, 5].

Параметры кровотока и морфология сосудистой сети являются информативными индикаторами состояния организма, поэтому изучение кровеносной системы позволяет получить ценные данные о нем [6–9]. Методы регистрации изменений интенсивности проходящего света позволяют проводить точные исследования кровотока и строить полные карты сосудов в теле животного. Кросс-поляризационная визуализация является еще одной полезной техникой, служащей для исследования структуры и функционирования мышц. Она включает в себя регистрацию состояния поляризации прошедшего света, что помогает визуализировать ткани мышц и обнаруживать нарушения в их работе [10, 11]. Использование описанных методов совместно может позволить получить важную информацию о состоянии животного.

Описанный в настоящей работе метод позволяет одновременно получать данные о сердечно-сосудистой и мышечной системах, что снижает нагрузку на организм рыбы и позволяет одновременно регистрировать изменения в обеих системах. Кроме того, при предлагаемом подходе наложение обработанных изображений друг на друга на стадии постобработки осуществляется проще и точнее. Для демонстрации эффективности разработанной методики мы разработали алгоритм (рис. 1*б*) и программное обеспечение для обработки изображений, которое проверили на личинках *Danio rerio* с помощью установки, собранной на базе оптического микроскопа и поляризационной камеры TheImagingSource DYK33UX250 (рис. 1*а*).

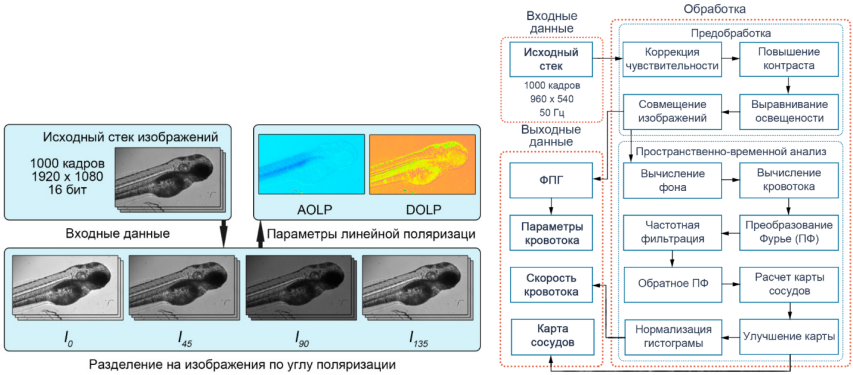


а) *б)*

Рис. 1. Экспериментальная установка (а) и алгоритм обработки данных (б)

Обработка данных

Последовательность изображений $I_S(x,y)$, полученных в ходе съемки, состоит из 1000 кадров разрешением 1920×1080 пикселей, совмещающих полученные в 4 направлениях поляризации изображения. Первым этапом обработки является разделения исходных изображений на четыре отдельных согласно углам поляризации (рис. 2*а*). Каждый макропиксель состоит из пикселей p_0, p_{45}, p_{90} и p_{135}. Из каждого макропикселя были выбраны пиксели с одинаковым индексом, и таким образом получены изображения $I_0(x,y)$, $I_{45}(x,y)$, $I_{90}(x,y)$ и $I_{135}(x,y)$, каждое из которых имеет разрешение 960x540 пикселей. Далее для каждого макропикселя были вычислены параметры Стокса *AOLP* и *DOLP*, определяющие угол и степень линейной поляризации. Рассчитанные изображения *AOLP*(*x*,*y*) и *DOLP*(*x*,*y*) имели разрешение 960×540 пикселей.



а) *б)*

Рис. 2. Алгоритм обработки изображений для исследования мышечной (а) и сердечно-сосудистой (б) систем Danio rerio

Следующим этапом обработки изображений являлась реализация широко апробированных алгоритмов обработки для видеокапилляроскопических исследований (рис. 2*б*) [9].

Результаты

На рис. 3 показаны панорамы исходного (рис. 3*б*) и обработанных (рис. 3*в*; 3*г*) изображений с наложением карты сосудов (рис. 3*а*) на них. Панорамы *AOLP* (рис. 3*в*) и *DOLP* (рис. 3*г*) содержат информацию о работе и морфологии мышечной системы, *AOLP*-изображения визуализируют мышцы с высоким контрастом, *DOLP*-изображения дополнительно показывают области отолитов, глаз и плавательного пузыря. Панорама сосудов иллюстрирует структуру кровеносной системы, позволяет оценить ее развитие и обнаружить ее патологии, с легкостью анализировать формы и размеры основных вен и артерий.

Наложение совместно обработанных изображений друг на друга делает возможным совместный анализ сердечно-сосудистой и мышечной систем, позволяя сопоставить патологии в них.

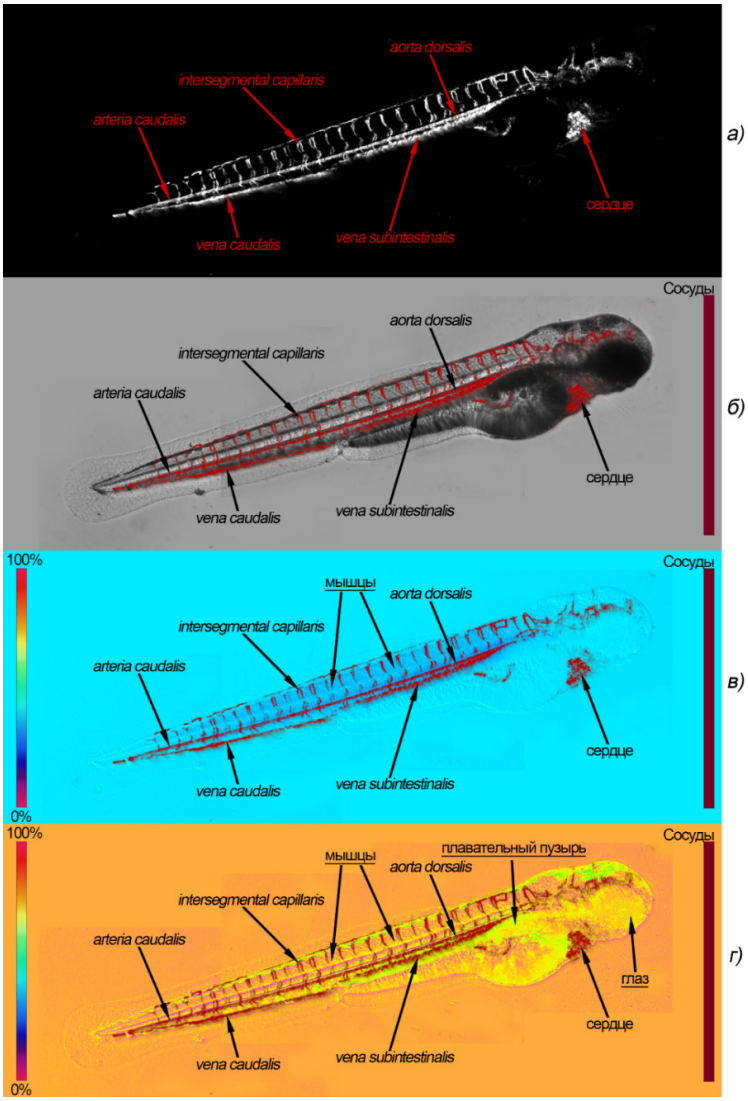


Рис. 3. Примеры панорамных изображений

Описанный алгоритм реализован в приложении на платформе MATLAB. Приложение позволяет в удобной для пользователя форме совместно обраба-

тывать данные как для кросс-поляризационной визуализации тканей, так и для построения карт и количественной оценки параметров сердечно-сосудистой системы. Важным параметром работы приложения, который мы стремились повысить, является быстродействие. При реализации алгоритма на компьютере (ЦП AMD Ryzen 7 5700G x64 с Radeon Graphics 3,80 ГГц, ОЗУ 64 Гб, 64-битная операционная система) среднее время обработки составило 15 минут, при этом улучшение изображений занимает 5 минут, совмещение изображений проводится за 7 минут, расчет карты сосудов, скорости кровотока и фотоплетизмограммы длится около 2 минут.

Заключение

В настоящей работе описан и экспериментально апробирован алгоритм обработки изображений и его программная реализация, позволяющие обрабатывать совместно данные кросс-поляризационного и видеокапилляроскопического исследования прозрачных биообъектов. Разработанное приложение позволяет визуализировать ткани и органы организма, получать карты и количественные характеристики его сердечно-сосудистой системы. Проведение единовременной мультимодальной регистрации данных и последующей их совместной обработки позволяет минимизировать внешнее воздействие на организм при сохранении информативности исследования и повысить точность данных о взаимосвязи морфофункциональных параметров различных системы организма. Полученные результаты могут быть использованы при изучении реакции организма на внешние и внутренние стрессы в различных биологических и медицинских задачах.

Библиографический список

1. *Bournele D., Beis D.* Zebrafish models of cardiovascular disease // Heart Fail Rev. 2016. Vol. 21. P. 803–813.

2. *Zon R.* Peterson. In vivo drug discovery in the zebrafish // Nat Rev Drug Discov. 2005. Vol. 4. P. 35–44.

3. *Isogai S., Horiguchi M., Weinstein B.M.* The vascular anatomy of the developing zebrafish: An atlas of embryonic and early larval development // Developmental Biology. 2001. Vol. 230. P. 278–301.

4. *Abu-Siniyeh A., Al-Zyoud W.* Highlights on selected microscopy techniques to study zebrafish developmental biology // Lab Anim Res. 2020. Vol. 36. 12.

5. Rapid whole brain imaging of neural activity in freely behaving larval zebrafish (Danio rerio) / Lin Cong [et al.] // eLife. 2017. Vol. 6. e28158.

6. Heart Function and Hemodynamic Analysisfor Zebrafish Embryos / H.C. Yalcin, A. Amindari, J.T. Butcher [et al.] // Developmental Dynamics. 2017. Vol. 246 (11). P. 868–880.

7. Light Sheet Microscopy of Fast Cardiac Dynamics in Zebrafish Embryos / A. Schlaeppi, A. Graves, M. Weber, J. Huisken // J. Vis. Exp. 2021. Vol. 174. e62741.

8. Automated high-throughput heartbeat quantification in medaka and zebrafish embryos under physiological conditions / J. Gierten [et al.] // Scientific Reports. 2020. Vol. 10(1). P. 1–12.

9. Imaging photoplethysmography and videocapillaroscopy enable noninvasive study of zebrafish cardiovascular system functioning / A.S. Machikhin, A.B. Burlakov, M.V. Volkov, D.D. Khokhlov // J Biophotonics. 2020. 13:e202000061.

10. Zebrafish structural development in Mueller-matrix scanning microscopy / Gratiet A. Le [et al.] // Sci Rep. 2019. Vol. 9. 19974.

11. Single-shot Mueller-matrix imaging of zebrafish tissues: In vivo analysis of developmental and pathological features / A.S. Machikhin, C.C. Huang, D.D. Khokhlov [et al.] / J Biophotonics. 2022. Vol. 15(9). e202200088.

УДК 681.5:681.3; 004.032.26

Н. В. Бутырлагин*
кандидат технических наук, доцент
В. Я. Югай**
кандидат технических наук, доцент
В. Е. Чумаков*
аспирант
*Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ
в г. Шахты
**Южный федеральный университет

ТОКОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА В ФОРМАЛЬНЫХ НЕЙРОНАХ

Исследована токовая схемотехника в формальных нейронах. Приведена схема реализации нейрона и дано ее описание. Разработана схема тела нейрона на основе токовой логики. Представлены рекомендации по использованию токовой логики в нейронах.
Ключевые слова: нейрон, токовая логика, пороговые функции, биполярные транзисторы, полевые транзисторы.

N. V. Butyrlagin*
PhD, Tech., Associate Professor
V. Ya. Yugai**
PhD, Tech., Associate Professor
V. E. Chumakov*
PhD Student
*Institute of Service and Business (BRANCH) DSTU in Shakhty
**South Federal University

CURRENT CIRCUITS IN FORMAL NEURONS

Research circuitry in formal neurons. A diagram of the implementation of a neuron is given and its description is given. A scheme of the body of a neuron based on current logic has been developed. Suggestions of recommendations for the reproduction of current logic in neurons.
Keywords: neuron, inverse logic, threshold functions, bipolar transistors, field-effect transistors.

Введение

В настоящее время применение нейронных сетей (НС) становится все более популярным для решения разнообразных задач преобразования и обработки данных. Особенно актуально использование НС в реализации алгоритмов искусственного интеллекта [1, 2]. Основными и наиболее распространенными вариантами НС являются их реализации цифровыми методами и средствами. В настоящее время все большее внимание уделяется цифровой реализации НС посредством специальной аппаратной базы. К сожалению, существующая элементная база плохо приспособлена для построения НС, что приводит к необходимости разработки новых нейроноподобных схемотехнических структур [3].

Нейрон (формальный, искусственный) [1, 2] – элементарная базисная единица НС (рис. 1) состоит из элементов трех типов:

- синапсы (умножители) умножают входной сигнал (x_j) на число, характеризующее силу связи, вес синапса обозначается (w_j);
- сумматор выполняет сложение сигналов, поступающих по синоптическим связям от других нейронов и внешних входных сигналов;
- нелинейный преобразователь $F(S)$ выполняет нелинейную функцию одного аргумента, установленный на выходе сумматора. При этом множество синапсов образуют набор входов, соответствующий структуре НС, а сумматор и нелинейный преобразователь образуют тело нейрона.

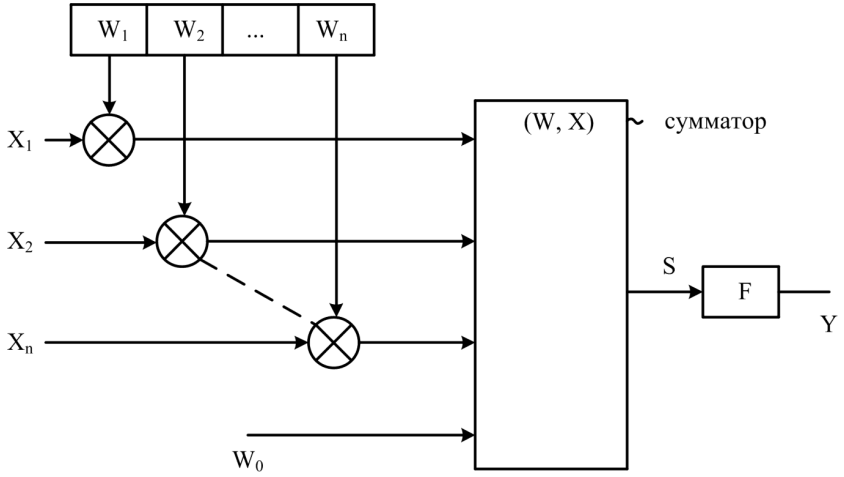


Рис. 1. Реализация нейрона

Таким образом, нейрон в целом реализует скалярную функцию векторного аргумента. Функционирование нейрона можно разбить на два этапа (в соответствии с двумя его функциями):

1. В сумматоре вычисляется величина возбуждения, полученного нейроном

$$S = \sum_{j=0}^{n} w_j x_j = (W, X). \qquad (1)$$

2. Возбуждение пропускается через преобразующую (активационную) функцию $F(S)$, в результате чего определяется выходной сигнал

$$Y = F(S) = F\left(\sum_{j=1}^{n} w_j x_j\right). \qquad (2)$$

Наиболее часто используются следующие функции активации:

1. Пороговая (ступенчатая) функция

$$F(S)=\begin{cases}1, \ \textit{если} \ \ S>T\\ 0, \ \textit{если} \ \ S\le T\end{cases}, \tag{3}$$

где T – порог срабатывания нейрона.

2. *Сигмоидная* (*логистическая*) функция. Функция называется *сигмоидной,* если она ограничена по минимальному и максимальному значениям и имеет везде положительную производную. Кроме этого предполагается, что функция быстро сходится к верхнему пределу при $S\to+\infty$ и к нижнему при $S\to-\infty$. Например

$$F(S)=\frac{1}{1+e^{aS}}, \tag{4}$$

где a – параметр ($a>0$), $0<F(S)<1$.

3. Гиперболический тангенс

$$F(S)=th(aS)=\frac{1-e^{-aS}}{1+e^{-aS}}, \tag{5}$$

$$-1<F(S)<1. \tag{6}$$

Свойство нечетности тангенса, а также то, что $F(0)=0$, иногда оказывается очень удобным.

Пример схемотехнической реализации нейрона показан в [4], где входными сигналами являются напряжения, которые затем преобразуются в токовые сигналы. Это преобразование в токовые сигналы приводит к существенному упрощению схемотехнической реализации для операции суммирования сигналов синапсов. Токовые сигналы суммируются простым «монтажным» объединением токовых выходов синапсов и, как показано в данной схемотехнической реализации, вычитание также легко обеспечивается изменением направления токового сигнала в суммирующем узле. В то же время, использование входных и выходных сигналов в форме напряжений приводит к определенным ограничениям. Например, как указано авторами этой схемотехнической реализации [4], функции преобразования нелинейны как во входных цепях синапсов, так и в выходной цепи при реализации функции активации. Кроме того, вид и стабильность данных функций преобразования однозначно определяются параметрами и характеристиками соответствующих транзисторов, что, по нашему мнению, существенно затрудняет практическое применение, несмотря на простоту схемотехнической реализации нейрона в целом.

Применение токовых сигналов на всех этапах реализации НС позволяет не только устранить указанные недостатки, но и существенно расширяет функциональные возможности всех компонентов нейронов. Большинство известных схемотехнических реализаций основано на использовании бинарного представления данных, математического аппарата булевой алгебры и соответствующего

элементного базиса. Как известно [5], применение линейной алгебры в качестве математического аппарата открывает целый спектр дополнительных функциональных возможностей, устраняя ряд ограничений булевой алгебры, как «вырожденного», в определенном смысле, математического аппарата. Уравнения линейной алгебры, основанные на алгебраическом суммировании переменных, при схемотехнической реализации гармонично сочетаются с простой выполнения операций алгебраического суммирования токовых сигналов.

Как показано в [5], аппарат линейной алгебры обеспечивает построение не только бинарных логических элементов – уравнения линейной алгебры обеспечивают естественный и простой переход к схемотехнической реализации многозначных логических функций. Применение *k*-значной логики и соответствующих *k*-значных операций преобразования, наряду с простотой схемотехнической реализации, открывает новые возможности по построению НС и реализации дополнительных функциональных возможностей при аппаратной реализации нейронов.

Эквивалентом сигналов в токовой логике [5] являются кванты тока, поэтому сложение токовых сигналов может выполнять базовый элемент – токовое зеркало.

На рис. 2 показан простейший пример нейрона с двумя входами на основе токовой логики [5]. Переменными x1 и x2 показаны входы, куда поступают токовые входные сигналы от синапсов, причем синапсы не представлены на рисунке. Особенностью данной схемы является то, что все активные элементы могут быть реализованы как на биполярных, так и полевых транзисторах. Синапсы для схемы (рис. 2) могут быть реализованы, например, с помощью управляемых источников тока [6].

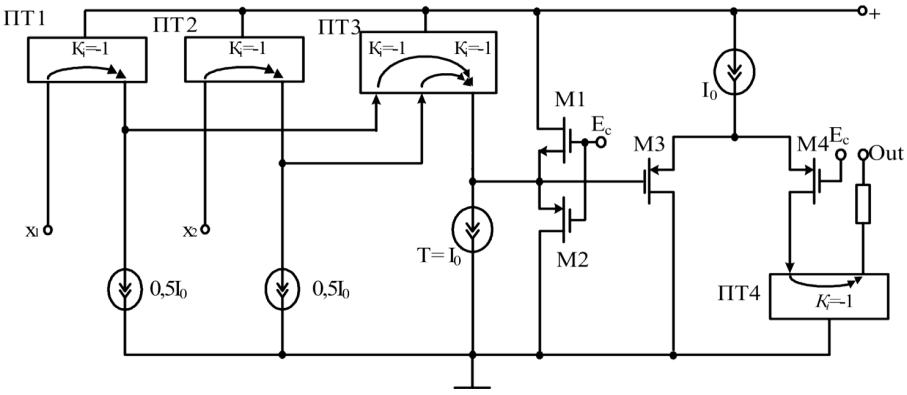


Рис. 2. Тело нейрона с двумя входами

Для каждой входной переменной $\boldsymbol{x_i}$ введено смещение на уровне 0,5 опорного тока. Величина этого смещения может устанавливаться произвольно

и независимо для каждого входа. Также могут устанавливаться необходимые значения весовых коэффициентов соответствующим изменением коэффициентов передач $\boldsymbol{K_i}$ управляемых источников тока ПТ (в данной схеме показаны единичные коэффициенты передач). Для активационной функции порог срабатывания $\boldsymbol{T}$ задается соответствующим источником опорного тока и также может принимать различные значения. Пороговая активационная функция реализуется выходными транзисторами, формирующими токовый выходной сигнал. В данном нейроне (рис. 2) с токовыми входными и токовым выходным сигналом все промежуточные преобразования также выполняются токовыми сигналами.

Представление логических функций в линейной алгебре имеет вид взвешенных алгебраических сумм, как и в формальном нейроне, у которого активационная функция $F(S) = sign(S–T)$.

Другими словами:

- обычные логические функции, представленные в линейной алгебре, позволяют эффективно реализовать формальные нейроны с функцией активации $F(S) = sign(S–T)$;

- токовая схемотехника – это схемотехника для эффективной и простой реализации нейронов.

Библиографический список

1. *Лысцов Н.А., Мартышкин А.И.* Нейронные сети: применение и перспективы // Научное обозрение. Педагогические науки. 2019. № 3-2. С. 35–38. URL: https://science-pedagogy.ru/ru/ article/view?id=1951 (дата обращения: 14.04.2023).

2. *Куимова О.В., Глинская А.Р., Маркевич И.В.* Перспективное применение нейронных сетей // Молодые ученые в решении актуальных проблем науки: сб. материалов Всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Красноярск, 21–22 апреля 2022 года. Красноярск, 2022. С. 515–517.

3. *Моисейченко В.С.* Аппаратная реализация искусственных нейронных сетей. Часть 1 // Молодой ученый. 2017. № 12 (146). С. 69–72. URL: https://moluch.ru/archive/146/40889/ (дата обращения: 14.04.2023).

4. Патент № 2678153 C2 Российская Федерация, МПК G06N 3/063. Схема нейрона: № 2017120077: заявл. 07.06.2017: опубл. 23.01.2019 / В.А. Сколота, И.А. Белова, М.В. Мартинович; заявитель НГТУ.

5. Двузначные и многозначные токовые логические элементы и вычислительные модули: монография / Н.И. Чернов, Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, В.Я. Югай. М.: СОЛОН-Пресс, 2022. 268 с.

6. *Гусев В.Г., Гусев Ю.М.* Электроника: учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов / 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк. 1991. 622 с.

УДК 681.2.001.5

Е. П. Виноградова*
старший преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Рассматриваются вопросы методологии корреляционных навигационных систем в контексте использования подобных систем для решения проблем автономной навигации беспилотных летательных аппаратов.
Ключевые слова: классификация корреляционных навигационных систем, автономная навигация, преобразование Гильберта, беспилотные летательные аппараты.

E. P. Vinogradova*
Senior Lecturer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHODOLOGICAL APPROACH TO SOLVING THE PROBLEM OF AUTONOMOUS NAVIGATION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

The article deals with the methodology of correlation navigation systems in the context of using such systems for solving the problem of autonomous navigation of unmanned aerial vehicles.
Keywords: classification of correlation navigation systems, autonomous navigation, Hilbert transform, unmanned aerial vehicles.

Введение

Бурное развитие беспилотной авиации в последние годы связано с наличием определенного рода достоинств данного вида летательных аппаратов. В первую очередь это связано с отсутствием необходимости размещения человека на борту воздушного судна, что позволяет существенно снизить массогабаритные показатели аппарата и смягчить требования к его техническим характеристикам, за исключением характеристик надежности. Однако, в силу малости размеров данного типа воздушных судов, а также по причине тенденции к максимальному удешевлению их стоимости, размещение на борту сложной аппаратуры становится невозможным и нецелесообразным. Это приводит к большей уязвимости беспилотных летательных аппаратов (БЛА) по сравнению с пилотируемыми авиационными средствами. В частности, БЛА оказываются крайне чувствительны к нарушениям навигационного поля в случае технического сбоя аппаратуры каналов связи или воздействия на них современных средств радиоэлектронного противодействия. Второй причиной, затрудняющей процесс навигации БЛА, является сильная зависимость безотказной работы бортовой аппаратуры от погодных условий. В связи с этим актуальной представляется задача обеспечения автономной метеонезависимой навигации воздушных судов

данного типа, которая может быть решена с помощью современных корреляционных методов.

Постановка задачи классификации современных корреляционных навигационных систем

Существующий на сегодняшний день технический уровень средств генерации цифровых изображений местности позволяет успешно формулировать и решать целый ряд задач, связанных с созданием цифровых карт местности, используемых в дальнейшем в качестве банков данных, а также в качестве эталонных образцов для сравнения с текущими изображениями в навигационных системах. Основной проблемой, связанной с систематизацией вышеупомянутой цифровой информации, является многообразие видов карт местности (статические фотографические изображения, результаты видеосъемки, полученные с помощью специализированного оборудования цифровые матрицы рельефа и т. д.) и, соответственно, многообразие форматов представляемых данных. Только при решении геодезических и топографических задач используется более десятка различных форматов представления результирующих данных. Это существенно затрудняет процесс сравнения данных между собой, например, с целью уточнения (детализации) картографической информации. В задачах навигации также возникает проблема сопоставления текущих изображений и эталонов, представленных в разных графических форматах, что в свою очередь существенно затрудняет процесс совмещения текущих и эталонных изображений, лежащий в основе процесса управления БЛА [1].

Решение проблем предварительной классификации и последующей подготовки эталонных изображений путем их цифрового преобразования позволяет ставить и успешно решать следующие навигационные задачи:

- получение единого связного цифрового изображения анализируемой местности;
- выполнения пространственной привязки изображения и получение требуемых проекций (срезов) изображений местности;
- определение текущего местоположения БЛА и задание желаемой траектории на основании анализа существующих карт местности для автономного управления БЛА;
- автоматическое обновление информации в существующих навигационных и картографических базах данных.

Как было упомянуто ранее, основным способом решения задач навигации является метод сравнения текущих локационных, фотографических и других изображений с эталоном, взятым из соответствующей базы данных. Одним из мощных математических средств такого сравнения является применение корреляционной теории, что позволяет в качестве меры сходства использовать взаимно-корреляционную функцию (ВКФ) между текущим и эталонным изображениями. Принятие решения о соответствии проводится по результату вычисления ВКФ: чем больше значение функции взаимной корреляции, тем с большей вероятностью эталон совпадает с изображением. Тем самым, процесс нави-

гации можно рассматривать как процесс поиска экстремального значения ВКФ и выявления величины и знаков пространственного рассогласования между текущим изображением и изображения цели.

При разработке систем, основанных на использовании корреляционного метода, возникает целый ряд вопросов, связанных с предварительной обработкой эталонных и текущих изображений (задача преобразования данных к единому формату, задача преобразования изображений к виду яркостной матрицы (обычно этому предшествует перевод цветного изображения в изображение в градациях серого цвета), задачи поворота, масштабирования, контрастирования изображений), а также основной вопрос, связанный с выбором целевого функционала, пропорционально связанного с ВКФ, экстремум которого предстоит отыскать в процессе цифровой обработки.

Корреляционно-экстремальные навигационные системы (КЭНС)

В традиционных корреляционных системах, называемых также корреляционно-экстремальными, в качестве такого функционала используется следующее математическое выражение:

$$R(x_1, y_1) = \frac{\sum_{x=0}^{N-1}\sum_{y=0}^{M-1} t(x - x_1, y - y_1) \cdot g(x, y)}{\sqrt{\sum_{x=0}^{N-1}\sum_{y=0}^{M-1} t^2(x - x_1, y - y_1)} \cdot \sqrt{\sum_{x=0}^{N-1}\sum_{y=0}^{M-1} g^2(x, y)}}, \qquad (1)$$

где $t(\cdot)$ – яркость элемента фрагмента изображения; $g(\cdot)$ – яркость элемента эталона размером N×M.

По сути дела, данное выражение представляет собой нормированную ВКФ, которая обращается в единицу тогда и только тогда, когда текущее изображение в окне полностью совпадает с эталонным. Недостатком такого алгоритма является достаточно большой объем вычислений, так как вычисление ВКФ осуществляется для всех возможных относительных сдвигов обрабатываемых изображений. При этом, если размеры эталона и зоны поиска равны N×M и N×M соответственно, то число точек, для которых вычисляется функция взаимной корреляции, равно $(N_i - N+1) \bullet (M_j - M+1)$. Обычно это число является весьма значительным. Кроме того, функция корреляции может иметь размытый максимум, что затрудняет его обнаружение. Помимо этого, шум на изображении может завуалировать максимум ВКФ. И наконец, если требуется обнаружение объекта, то эталонный фрагмент не должен содержать элементов фона, чтобы не произошло привязки по фону.

Можно улучшить меру корреляции таким образом, чтобы в ней учитывались статистические свойства изображений. Практически в этом случае предобработка сводится к предварительной фильтрации изображений. Особенно часто применяется декорреляция элементов изображения или отбеливание, т. е. обработка, при которой энергия изображения становится равна единице. Чтобы построить классический отбеливающий фильтр, необходимо вычислить соб-

ственные векторы и собственные значения ковариационных матриц, что также требует больших вычислительных затрат. Но в ряде случаев можно упростить вычислительный процесс. Если изображения моделируются разделимым марковским процессом и отсутствует шум, то фильтрация сводится к свертке изображений с маской обнаружения перепадов, а в предельном случае – с маской оператора Лапласа. Таким образом, если изображения сильно коррелированы, то изображения представляются в контурном виде и выполняется бинарная корреляция.

К тому же, даже в случае, когда вычислительные затраты не слишком значительны, а вид полученной ВКФ позволяет легко определить ее наибольшее (в идеале – единичное) значение, например, с использованием методов дифференцирования, то закономерными остаются вопросы о нахождении аргументов целевого функционала, при которых этот максимум достигается, и определении расхождения между текущим местоположением ЛА и желаемыми целевыми координатами [2].

Корреляционные чувствительные элементы

Чуть более привлекательными с точки механизмов выявления рассогласований между текущим и эталонным изображениями являются разностные корреляционные системы (корреляционные чувствительные элементы (ЧЭ)). В основе их функционирования лежат разностные алгоритмы, вида:

$$R(x_1, y_1) = \sum_x \sum_y \left| g(x, y) - t(x - x_1, y - y_1) \right|^p, \quad p = 0,1,2...$$

На практике чаще всего используются следующие алгоритмы:

$$M(x_1, y_1) = \sum_x \sum_y \left| g(x, y) - t(x - x_1, y - y_1) \right|$$

$$E(x_1, y_1) = \sqrt{\sum_x \sum_y [g(x, y) - t(x - x_1, y - y_1)]^2}$$

$$S(x_1, y_1) = \max_{x,y} \left| g(x, y) - t(x - x_1, y - y_1) \right|. \qquad (2)$$

Особенностью данных алгоритмов является обращение в ноль целевого функционала в случае, когда текущее изображение тождественно совпадает с эталоном. Это позволяет упростить вычислительные алгоритмы, реализующий процесс сопоставления текущего и эталонного изображений.

Специализированные корреляционные чувствительные элементы

Еще одним промежуточным способом реализации корреляционных ЧЭ может является способ, основанный на применении математического аппарата преобразования Гильберта, подробно описанный в [3–5]. Такая предварительь-

ная подготовка эталонных изображений позволяет сократить временные затраты на реализацию алгоритма выявления модуля и знака рассогласования между текущим навигационным изображением и эталоном, поскольку не требует реализации разностных или дифференцирующих алгоритмов в режиме реального времени [4]. Подобный способ реализован в работе [3], приведем основные положения методики создания корреляционного ЧЭ на основе преобразования Гильберта.

При создании подобных ЧЭ возникают две проблемы [3, 4]:

1. Корреляционная зависимость, лежащая в основе алгоритма работы чувствительного элемента может иметь несколько соизмеримых максимумов, что обуславливается квазипериодичностью обрабатываемых сигналов. При этом ошибки в работе чувствительного элемента сильно зависят от начального приближения. Если последнее оказывается в области одного из локальных максимумов корреляционной зависимости, система определяет искомый сдвиг с аномальной ошибкой.

Проблема успешно решается путем анализа огибающей корреляционной функции:

$$A(x,y,...) = \sqrt{R_1(x,y,...)^2 + R_2(x,y,...)^2}\,, \qquad (3)$$

где R_1 – исходная корреляционная функция; R_2 – функция, сопряженная по Гильберту с ВКФ текущего и эталонного сигналов.

Поиск глобального максимума (в первом приближении) осуществляется по огибающей, а дальнейший анализ искомого сдвига – традиционными средствами [3].

Максимумы огибающей и исходной корреляционной функции совпадают по свойствам огибающей комплексной модели, причем у огибающей область главного максимума имеет значительно меньшую изрезанность, нежели у исходной корреляционной зависимости.

Для определения знака искомого сдвига удобно использовать дискриминационную характеристику чувствительного элемента, определяемую, как взаимно-корреляционная функция текущего процесса и процесса, сопряженного по Гильберту с эталонным [3, 4]:

$$D(x,y,...) = \int_S ... \int s1(x1,y1,...) \cdot \Gamma[s2(x-x1, y-y1,...)]dx1dy1..., \qquad (4)$$

где $s1$ – текущий сигнал; $s2$ – эталонный сигнал.

Тогда, соответственно, огибающая дискриминационной характеристики будет иметь вид:

$$D(x,y,...) = \Gamma(A(x,y,...))\,, \qquad (5)$$

где $\Gamma(A(x,y,\ ...))$ – Гильберт-изображение огибающей корреляционной функции.

Эта характеристика является более пологой и имеет более протяженный линейный участок вблизи начала координат.

В случае сильной изрезанности исходной корреляционной зависимости для некоторых типов анализируемых сигналов возможно повторное построение огибающей, где в качестве исходной зависимости берется огибающая корреляционной функции. Тем самым решается задача поиска явно выраженного глобального максимума исследуемой характеристики.

2. Другая проблема состоит в слабой обусловленности максимума взаимно-корреляционной функции сигналов некоторых типов. Для решения этой проблемы прибегают к искусственному обострению корреляционной зависимости [3]. При этом исходная корреляционная зависимость является огибающей обостренной. Степень обострения можно регулировать, что приводит к большей или меньшей изрезанности дискриминационной характеристики чувствительного элемента.

Графики, иллюстрирующие работу корреляционного чувствительного элемента, полученные в результате моделирования в среде MathCAD для корреляционных зависимостей и дискриминационных характеристик чувствительного элемента приводятся на рис. 1 и рис. 2 соответственно.

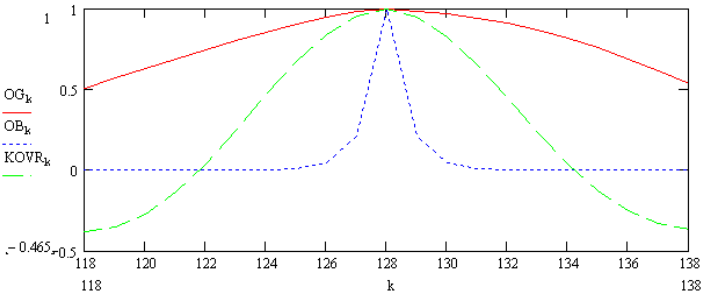


Рис. 1. Исходная (KOVR), сглаженная (OG) и обостренная корреляционные (OB) функции

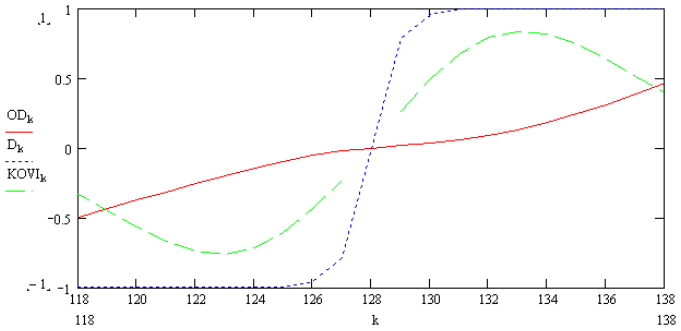


Рис. 2. Исходная (KOVI), сглаженная (OD) и обостренная (D) дискриминационные характеристики чувствительного элемента

Таким образом, обобщая все сказанное выше, можно заметить, что корреляционные системы можно условно подразделить на корреляционно-экстремальные системы и разностные корреляционные системы (рис. 3).

Рис. 3. Классификация корреляционных систем

Также следует отметить, что все рассмотренные алгоритмы не лишены методических и вычислительных погрешностей. Их работоспособность существенно зависит от детерминированности эталонных изображений и предсказуемости текущих изображений.

Соответствие между уровнем предсказуемости изображения и используемым алгоритмом

Уровень предсказуемости изображения	Возможные корреляционные алгоритмы
1. Интенсивности изображений могут быть предсказаны точно по отношению к абсолютному уровню	Разностные алгоритмы (минимум квадрата разности, минимум модуля разности)
2. Разности интенсивностей могут быть предсказаны по отношению к абсолютному уровню, но возможно случайное смещение	Разностные алгоритмы, нормализованные к среднему уровню, алгоритмы на основе преобразования Гильберта
3. Могут быть оценены относительные интенсивности (т. е. элемент *i* ярче, чем элементу), но масштаб предсказать трудно	Нормализованный классический алгоритм. Алгоритм амплитудного ранжирования
4. Могут быть выделены области с различными интенсивностями, но относительные интенсивности непредсказуемы (т. е. возможно инвертирование интенсивности), могут иметь место непредсказуемые элементы, включая искажение перспективы	Алгоритмы с предварительной обработкой текущих изображений (выделение контуров и других предсказуемых признаков)

В таблице приведены различные уровни предсказуемости изображений. Для изображений определенного уровня предсказуемости подходит алгоритм того же уровня и ниже. Чем выше уровень предсказуемости, тем более детерминированным становится изображение и тем проще структура алгоритма. Применение сложных алгоритмов, предназначенных для низших уровней, к изображениям с высокой предсказуемостью, не всегда оправданно. Причиной этого является то, что сложные алгоритмы нечувствительны к тем элементам изображения, которые считаются непредсказуемыми и, таким образом, не могут использовать всей имеющейся информации изображения высокого уровня.

В задачах привязки изображений различных каналов или полученных в разное время требуется выделить реперные точки, т. е. фрагменты изображения, по которым будет производиться совмещение. Имеет смысл осуществлять поиск реперных фрагментов только в информационно насыщенных областях. Наиболее информативными считаются области, где яркость быстро меняется, т. е. области границ объектов. В качестве критерия информативности можно взять, например, суммарное значение степени анизотропии фрагмента.

Главный недостаток всех классифицируемых методов сопоставления с эталоном заключается в необходимости использования огромного количества эталонов для учета изменений объектов, возникающих при их повороте и масштабировании. По этой причине эффективность данных алгоритмов существенно зависит от качественной предварительной обработки анализируемых изображений.

Заключение

В статье представлен методологический подход к решению задачи автономной навигации беспилотных летательных аппаратов, ориентированный на использование корреляционно-экстремальных способов навигации в современных бортовых вычислительных устройствах с ограниченными ресурсами.

Математический аппарат преобразования Гильберта, используемый в предлагаемом подходе к решению задачи корреляционно-экстремальной навигации, позволяет существенным образом сократить требования к производительности (быстродействию) вычислительных устройств.

Библиографический список

1. Развитие навигационных технологий для повышения безопасности полетов: монография / Ю.А. Антохина, С.В. Бабуров, А.Р. Бестугин [и др.]; под ред. Шатракова Ю.Г. СПб.: ГУАП, 2016. 298 с.

2. *Сырямкин В. И., Шидловский В. С.* Корреляционно-экстремальные радионавигационные системы. Томск: Изд.-во Томского ун.-та, 2010. URL: http://vital.lib.tsu.ru/vital/access/manager/Repository/vtls:000431737 (дата обращения: 22.12.2022).

3. *Виноградова Е.П., Фалеев С.П.* Корреляционный чувствительный элемент // Сб. докладов Шестой научн. сессии аспирантов и соискателей ГУАП, посвященной Всемирному дню космонавтики. СПб.: ГУАП, 2003.

4. *Саута О.И., Виноградова Е.П.* Применение математического аппарата теории аналитического сигнала при решении навигационных задач // Математические методы и модели в высокотехнологичном производстве: II Междунар. форум (СПб., 9 ноября 2022 г.): сб. докл. СПб.: ГУАП, 2022. С. 278–282.

5. *Саута О.И., Виноградова Е.П.* Метрологические аспекты построения комплексной корреляционно-экстремальной навигационной системы с использованием псевдорадиолокационных карт // Метрологическое обеспечение инновационных технологий: V Междунар. форум: сб. ст.; под ред. академика РАН В. В. Окрепилова. СПб.: ГУАП, 2023. С. 127–128.

УДК 621.396

В. Ю. Волков* **
доктор технических наук, профессор
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет (LETI)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Рассмотрена задача формирования диаграммы направленности радара с разреженной линейной антенной решеткой. Представлен обзор методов формирования виртуальных структур. На конкретном примере исследуется форма и свойства боковых лепестков амплитудной диаграммы направленности для структуры coprime. Проведено сравнение амплитудных диаграмм направленности полученной разреженной решетки и ФАР.
Ключевые слова: разреженные антенные решетки, решетки с минимальным резервированием, вложенные и взаимно простые структуры coprime и nested, диаграмма направленности, уровень боковых лепестков.

V. Yu. Volkov* **
Dr. Sc., Tech., Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**St. Petersburg State Electrotechnical University (LETI)

INVESTIGATION OF THE CHARACTERISTICS OF A SPARSE ANTENNA SYSTEM

The problem of forming a radar radiation pattern with a sparse linear antenna array is considered. An overview of the methods of forming virtual structures is presented. Using a concrete example, the shape and properties of the side lobes of the amplitude radiation pattern for the coprime structure are investigated. A comparison of the amplitude radiation patterns of the obtained sparse grating and phased array is carried out.
Keywords: sparse antenna arrays, arrays with minimal redundancy, nested and coprime structures, radiation pattern, side lobe level.

Введение

Применение многоэлементных антенных решеток является фундаментальной технологией, используемой в различных приложениях, таких как радар, гидролокатор, навигация, беспроводная связь, электронное наблюдение и радиоастрономия [1]. Их ключевые преимущества включают пространственную избирательность и возможность уменьшения помех и улучшения качества приема сигнала. Наиболее часто используются обычные однородные линейные решетки (*ULA – uniform linear array*), где расстояние между элементами является постоянным и составляет не более половины длины волны, чтобы избежать пространственного наложения. Линейные решетки с M эквидистантными элементами могут обеспечить эффективное оценивание и разрешение не более чем

M–1 излучателей. Они также страдают от серьезных эффектов взаимной связи между датчиками.

В последнее время неоднородные или неэквидистантные (*nonuniform*) разреженные антенные решетки, включая взаимно простые массивы (*coprime array*) и вложенные массивы (*nested array*), привлекли заметное внимание благодаря их более высокой производительности по сравнению с ULA [2–6].

Разреженные антенные решетки

Разреженные антенные решетки могут обеспечить существенно большую апертуру, чем однородные при том же числе излучателей или датчиков. Это позволяет получить большую точность оценивания и повысить разрешающую способность. Помимо этого, ослабляется взаимное влияние датчиков вследствие большего разнесения [3, 4].

Взаимно простые (*coprime*) решетки содержат линейные однородные подрешетки, из которых формируется конечная разреженная структура [3–6]. Число элементов в подрешетках и расстояния между элементами в каждой из них связаны соотношениями, обеспечивающими малое число повторяющихся позиций в результирующей решетке: количества элементов в каждой из подрешеток должны быть взаимно-простыми числами, т. е. их наибольший общий делитель равен единице. Прототип решетки coprime состоит из двух ULA [3], где один ULA имеет M_1 датчиков с межэлементным расстоянием $M_2\lambda/2$, в то время как другой ULA имеет M_2 датчиков с межэлементным расстоянием $M_1\lambda/2$, где M_1 и M_2 – пара взаимно простых целых чисел, а λ – длина волны сигнала. По сравнению с вложенным массивом, массив coprime может дополнительно уменьшить эффекты взаимной связи между элементами.

Решетка coprime может обеспечить разрешение до $O(M_1M_2)$ источников только с M_1+M_2–1 физических датчиков. Руководствуясь этими преимуществами, был предпринят ряд попыток использовать матрицу coprime для оценки направлений на излучатели, адаптивного формирования луча и определения спектра [4].

Задачей обработки сигналов радара является оценивание и интерпретация радиолокационного канала, который расположен между передающими и приемными элементами, и содержит движущиеся цели и помехи.

Образование виртуальной антенной системы в разреженной антенной решетке

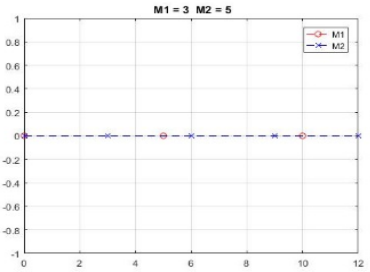
Рассмотрим получение виртуальной антенной системы на основе coprime разреженной линейной антенной решетки. Эта структура может использоваться как для передачи сигналов, так и на прием. Общая теория такой системы изложена в работах [3–6].

Пусть число элементов в паре однородных линейных подрешеток M_1=3 и M_2=5 соответственно. Таким образом, имеем три элемента первой подрешетки, разнесенных на 5d, где d=λ/2, и пять элементов второй подрешетки, разнесенных на 3d. Полагая позиции первых элементов каждой подрешетки нулевыми,

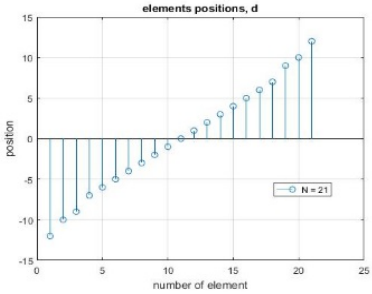
остальные позиции определяются двумя массивами: X_1=[0 5 10] и X_2=[0 3 6 9 12].

Результирующий массив позиций элементов X=[X_1 X_2] определяет разреженную структуру, представленную на рис. 1*а*.

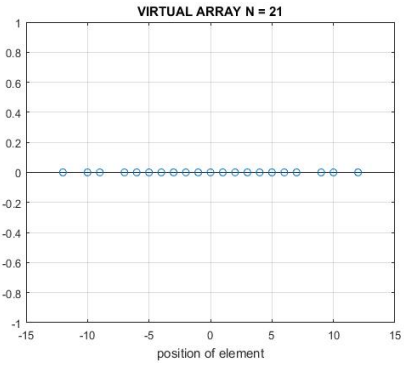
Для образования виртуальной решетки следует получить разностную матрицу позиций элементов размером M_2xM_1. Она рассчитывается по формуле [3] P={±(M_2n–M_1m)}, где n изменяется от единицы до M_1, а m изменяется от единицы до M_2. После отбрасывания повторяющихся позиций имеем матрицу виртуальных позиций из 21 элемента, которая представлена графически на рис. 1*б*. Сама решетка виртуальных элементов изображена на рис. 1*в*.



а)



б)



в)

Рис. 1. Расположение физических датчиков разреженной и виртуальной решеток: а – позиции физических элементов; б – значения позиций виртуальных элементов в количестве полуволновых расстояний d; в – виртуальная решетка

На рис. 1*в* заметны два пустых промежутка между элементами решетки, которые вообще говоря являются нежелательными. Существует два способа

получения сплошной структуры: первый сводится к использованию только центральной части решетки, при этом качество приема несколько падает. Второй способ включает интерполяцию элементов, что дает дополнительный выигрыш в характеристиках, но требует усложнения обработки [4].

Амплитудные диаграммы направленности решеток

Пусть разреженная решетка используется в приемной антенне. Передающие антенны излучают независимые комплексные сигналы, формы которых содержатся в строках матрицы **S**. В случае дискретного полосового сигнала матрица NRxNT наблюдений может быть представлена в виде [3–6]

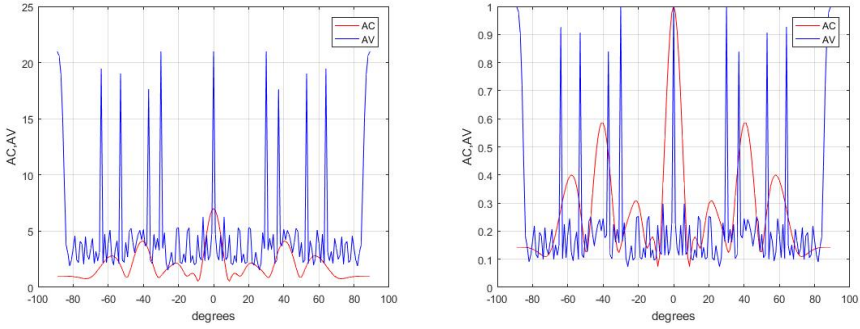
$$\mathbf{Z} = \sum_{\delta} \mathbf{H}_{\delta}\mathbf{S}_{\delta} + \mathbf{N},$$

где NT – число излучателей; NR – число приемных элементов. Матрица **N** размера NRx1 включает шум и внешние помехи. Суммирование осуществляется по значениям δ задержек сигналов. Если облучаемый сектор содержит одиночный отражатель, расположенный в дальней зоне, то канальная матрица $\mathbf{H}_{\delta}$ размера NRxNT содержит элементы

$$\left(\mathbf{H}_{\delta}\right)_{m,n} = \exp(jk_0\mathbf{u}(\mathbf{x}_m + \mathbf{y}_n)),$$

где $k_0=2\pi/\lambda$; $k_0\mathbf{u}$ – волновой вектор; $\mathbf{x}_m$ и $\mathbf{y}_n$ есть трехмерные векторы координат антенных элементов.

Аргументы под экспонентой отражают различные временные задержки между передающими и приемными фазовыми центрами для данного отражателя в направлении **u.** Канальная матрица дает возможность получить амплитудную диаграмму направленности виртуальной решетки, которая представлена на рис. 2.



а) *б)*

Рис. 2. Амплитудные диаграммы направленности виртуальной решетки (AV) с числом элементов N=21 и обычной ФАР, которая содержит семь физических элементов (AC): а – ненормированные; б – нормированные

Нетрудно получить амплитудную диаграмму направленности физической решетки при ее обычном использовании в радаре с ФАР. В этом случае антенна содержит семь физических элементов. Амплитудная диаграмма направленности (АС) также изображена на рис. 2.

Анализ показывает, что использование разреженной антенной решетки coprime позволяет получить потенциально существенные выигрыши в коэффициенте усиления, в точности оценивания направления на излучатель, и в разрешающей способности. Существенным моментом является реализация оптимальной обработки, которая требует точного оценивания задержек и элементов матрицы.

Заключение

Рассмотрены амплитудные диаграммы направленности разреженной антенной решетки при реализации структуры coprime. Проведено сравнение с ФАР, содержащей то же число физических элементов. Рассмотренные конфигурации имеют практическое значение, например, для построения автомобильных радаров.

Библиографический список

1. *Van Trees H. L.* Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV: Optimum Array Processing. New York: Wiley, 2002.

2. *Schmidt R.* Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Trans. Antennas Propag. 1986. Vol. 34, no. 3. P. 276–280/

3. *Vaidyanathan P. P., Pal P.* Sparse sensing with co-prime samplers and arrays // IEEE Trans. Signal Process. 2011. Vol. 59, no. 2. P. 573–586.

4. MISC Array: A New Sparse Array Design Achieving Increased Degrees of Freedom and Reduced Mutual Coupling Effect / Z. Zheng, W.-Q. Wang, Y. Kong, Y. D. Zhang // IEEE Trans. Signal Processing. Feb 2019. P. (99):1–1.

5. *Zhang Y. D., Amin M. G., Himed B.* Sparsity-based DOA estimation using co-prime arrays // Proc. IEEE ICASSP. Vancouver, Canada, May 2013. P. 3967–3971.

6. Direction-of-arrival estimation for coprime array via virtual array interpolation / C. Zhou, Y. Gu, X. Fan [et al.] // IEEE Trans. Signal Process. 2018. Vol. 66, no. 22. P. 5956–5971.

УДК 53.082.52

Г. С. Гришкин*
студент
Я. А. Рывкина*
студент
В. И. Казаков*
кандидат технических наук, доцент
Г. И. Безотецкий*
студент
А. А. Шахов*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА КВАНТОВОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЕТЕКТОРА ОДИНОЧНЫХ ФОТОНОВ

Исследована зависимость квантовой эффективности детектора одиночных фотонов в зависимости от среднего числа фотонов в лазерном импульсе. Предложена методика оценки квантовой эффективности детектора одиночных фотонов. На базе учебной академической установки системы квантового распределения ключа EMQOS 1.0 компании QRate выполнены экспериментальные исследования и получены зависимости квантовой эффективности детектора одиночных фотонов от среднего количества падающих на детектор фотонов при различных длинах последовательности импульсов. Даются практические рекомендации по использованию предложенной методики для оценки квантовой эффективности детекторов одиночных фотонов.
Ключевые слова: квантовая криптография, детектор одиночных фотонов (ДОФ), квантовая эффективность, лазерный импульс, аттенюация.

G. S. Grishkin*
Student
Ya. A. Ryvkina*
Student
V. I. Kazakov*
PhD, Tech., Associate Professor
G. I. Bezoteckiy*
Student
A. A. Shakhov*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

QUANTUM EFFICIENCY OF A SINGLE PHOTON DETECTOR EXPERIMENTAL ESTIAMTION

The dependence of the quantum efficiency of a single photon detector from the average number of photons in a laser pulse was studied. A method for estimating the quantum efficiency of a single photon detector is proposed. On the basis of the educational academic set up EMQOS 1.0 quantum

key distribution system by QRate, experimental studies were carried out and the dependences of the quantum efficiency of the single photon detector on the average number of photons incident on the detector at different pulse sequence lengths were obtained. Practical recommendations are given on the use of the proposed technique for estimating the quantum efficiency of single photon detectors.
Keywords: quantum cryptography, single photon detector (SPD), quantum efficiency, laser pulse, attenuation.

Введение

Применение детекторов одиночных фотонов возрастает с каждым годом. Наиболее востребованной и актуальной областью является их применение в системах квантового распределения ключа (КРК) [1], в которых ДОФ осуществляет детектирование информационных сигналов в форме одиночных фотонов. Для того, чтобы исключить возможность атаки с разделением фотонов, в системе реализуется состояние со средним числом фотонов в импульсе меньше 1 (обычно от 0,1 до 0,3).

Ключевыми параметрами детектора одиночных фотонов являются его квантовая эффективность, темновой счет, джиттер, мертвое время, вероятность появления остаточного импульса [2]. В настоящее время детекторы одиночных фотонов производятся как в России, так и за рубежом. Примером зарубежных ДОФ можно привести детекторы ID Qube [3] и Count от компании Laser Components [4]. В качестве отечественного решения стоит отметить детекторы одиночных фотонов от компании QRate [5]. Проведенные недавно исследования по сопоставлению эффективности детекторов одиночных фотонов показали, что отечественные решения не уступают зарубежным аналогам, а по некоторым характеристикам даже превосходят их [6].

Тем не менее, во всех приведенных спецификациях указывается калиброванная квантовая эффективность ДОФ без привязки к той входной мощности (а точнее – количества фотонов в импульсе), попадающей на детектор. Например, в работе [6] исследования по оценке квантовой эффективности ДОФ выполнены для режима 0,1 фотона/имп. Вместе с тем, изменение квантовой эффективности при изменении мощностного режима работы может приводить к негативным явлениям и проблемам при последующей цифровой обработке сигналов.

В представленной работе представлена методика определения границ рабочего участка квантовой эффективности ДОФ для корректной работы системы квантового распределения ключа, а также исследована зависимость квантовой эффективности при различных параметрах последовательности лазерных импульсов, подаваемых на ДОФ.

Методика расчета квантовой эффективности

Измерение квантовой эффективности детектора одиночных фотонов может быть реализовано с помощью следующей оптической схемы измерений, представленной на рис. 1.

Лазер генерирует последовательность оптических импульсов с определенной частотой следования и мощностью. Набор постоянного и переменного

оптического аттенюатора позволяет реализовать нужный мощностной режим и изменять его для проведения измерений.

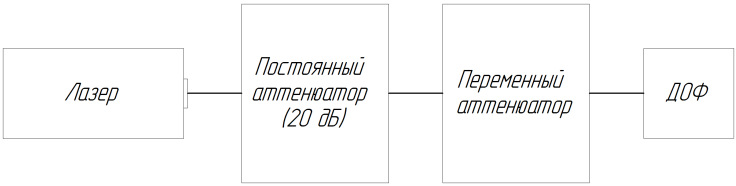


Рис. 1. Схема измерения квантовой эффективности ДОФ

С помощью аттенюаторов задается затухание для достижения необходимого показателя количества фотонов на импульс. Затухание находится с помощью выражения

$$\alpha_{att} = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_{laser}}{P_0}\right), \quad (1)$$

где P_{laser} – мощность лазера; P_0 – мощность, падающая на ДОФ с заданным средним числом фотоном в импульсе μ.

В свою очередь, мощность P_0 рассчитывается по формуле:

$$P_0 = \frac{c_0 \cdot v_0 \cdot h \cdot \mu}{\lambda}, \quad (2)$$

где c_0 – скорость света; v_0 – частота следования лазерных импульсов; h – постоянная Планка; λ – длина волны оптического излучения.

Таким образом, зная P_{laser} и P_0 имеется возможность устанавливать совокупное затухание двух аттенюаторов для достижения заданного мощностного режима со средним числом фотонов в импульсе μ.

Квантовая эффективность может быть оценена на основании простого соотношения:

$$QE = \frac{C}{N} \cdot 100\%, \quad (3)$$

где C – количество срабатываний ДОФ; N – количество пришедших на детектор фотонов.

При расчете количества срабатываний следует учесть «темновые» срабатывания ДОФ C_{DC} [7]. Таким образом формула расчета квантовой эффективности приобретает вид:

$$QE_1 = \frac{C - C_{DC}}{N} \cdot 100\%. \quad (4)$$

Количество пришедших на ДОФ фотонов в каждом импульсе можно рассчитать по формуле:

$$N = N_{ph} \cdot 10^{-0.1\alpha_{att}}. \quad (5)$$

где $N_{ph} = \dfrac{P_{laser} \cdot \lambda}{\nu_0 \cdot h \cdot c}$ – число фотонов в лазерном импульсе до аттенюации.

Таким образом, методика расчета квантовой эффективности представляет собой набор следующих этапов:

1) расчет требуемой величины аттенюации согласно выражениям (1) и (2) для достижения мощностного режима с заданным средним числом фотоном в импульсе μ;

2) расчет количества пришедших фотонов на ДОФ в каждом импульсе по выражению (5);

3) измерение количества срабатываний детектора C и «темновых» срабатываний C_{DC};

4) расчет квантовой эффективности по выражению (4).

Описание эксперимента

Эксперимент по измерению квантовой эффективности ДОФ компании QRate проводился на учебной академической установке EMQOS 1.0. Модульность и доступность платформы позволяет производить адаптацию оптической схемы под требуемые параметры исследований.

На рис. 2 показана фотография установки, используемой для эксперимента.

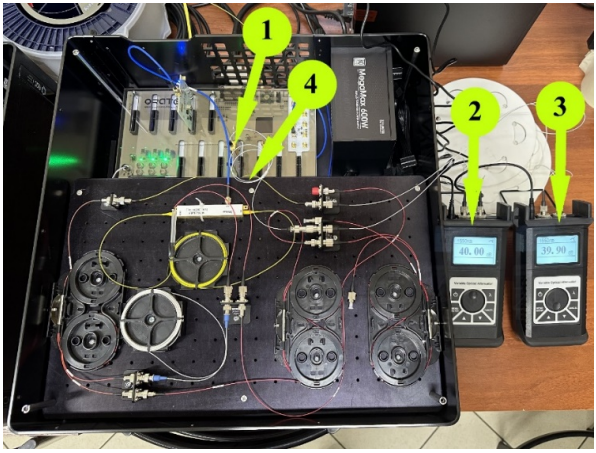


Рис. 2. Схема экспериментальной установки: 1 – лазер; 2 – постоянный аттенюатор; 3 – переменный аттенюатор; 4 – ДОФ (под оптической плитой)

Мощность лазерного источника была измерена с помощью измерителя оптической мощности Grandway FHP2A04. Величина требуемой аттенюации выставлялась на переменном оптиеском аттенюаторе FOVA-101.

Лазерный источник генерирует последовательность импульсов с частотой следования ν_0=5 МГц. Мощность лазерного источника составила –22,5 дБм. На рис. 3 представлен интерфейс программы для измерения квантовой эффективности ДОФ.

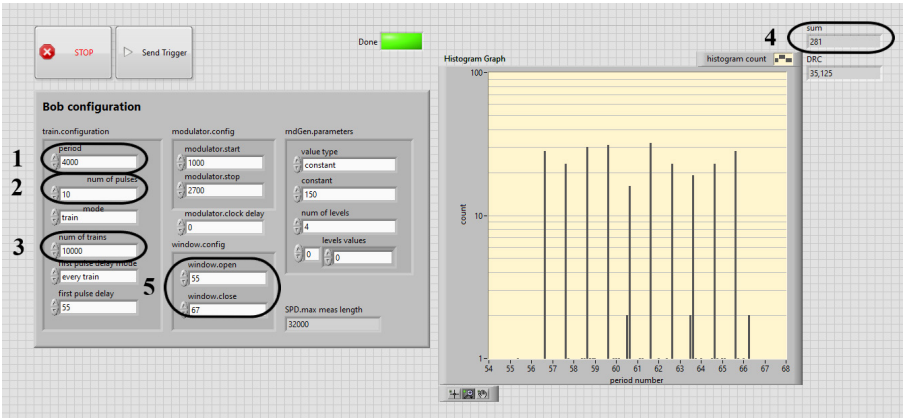


Рис. 3. Интерфейс программы для исследования квантовой эффективности ДОФ

Установка позволяет генерировать и регистрировать последовательность импульсов, называемую трейнами. Программное обеспечение позволяет выставлять следующие параметры трейна: период трейна (1), число импульсов в трейне N_{imp} (2), число генерируемых трейнов N_t (3). ПО имеет возможность регистрации количества срабатываний ДОФ на всем времени генерации последовательности трейнов (4) и выводить гистограмму срабатываний ДОФ в зависимости от номера такта (периода следования импульсов T=1/ν_0=200 нс.

Важно отметить, что программное обеспечение имеет также возможность изменения тактового окна работы ДОФ (5). В процессе эксперимента очень важно, чтобы окно работы ДОФ соответствовало длине трейна, так как увеличение окна работы ДОФ будет приводить к лишним «темновым» срабатываниям, а меньшее окно работы ДОФ будет приводить к тому, что не все импульсы трейна будут зарегистрированы.

С учетом особенностей работы установки в трейновом режиме, количество пришедших фотонов на ДОФ может быть рассчитано согласно выражению:

$$N = N_{imp} \cdot N_t \cdot N_{ph} \cdot 10^{-0.1\alpha_{att}}. \qquad (6)$$

Для каждого режима со средним количеством фотонов в одном импульсе μ в диапазоне от 0,1 до 1 был выполнен эксперимент по регистрации количества срабатываний детектора и темновых срабатываний для 10000 трейнов с периодом 4000 тактов. Таким образом время регистрации для каждого режима составило 8 сек.

Результаты и обсуждение

Результаты измерений можно представить в форме таблице.

Экспериментальные результаты срабатывания ДОФ

μ	α_{att}, дБ	N_{imp}							
		1		10		100		1000	
		C	C_{DC}	C	C_{DC}	C	C_{DC}	C	C_{DC}
0.1	79.93	30	3	251	31	2281	313	14495	3120
0.2	76.92	59		577		4178		20116	
0.3	75.16	74		813		5466		23323	
0.4	73.91	114		1037		6532		25077	
0.5	72.94	175		1267		7136		25999	
0.6	72.15	156		1592		7582		26589	
0.7	71.48	178		1761		7873		26879	
0.8	70.90	250		2036		7951		27180	
0.9	70.39	255		2218		8194		27524	
1	69.93	317		2425		8417		27881	

На рис. 4 и рис. 5 представлены графические зависимости числа срабатываний детектора и его квантовой эффективности от среднего числа фотонов в импульсе. Результаты представлены для серий из четырех экспериментов с изменением числа импульсов в трейне: 1, 10,100 и 1000.

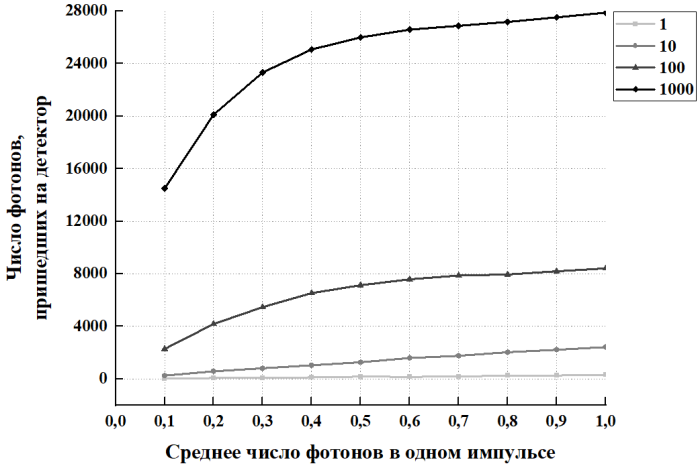


Рис. 4. Зависимость числа фотонов, пришедших на детектор, от среднего числа фотонов в одном импульсе

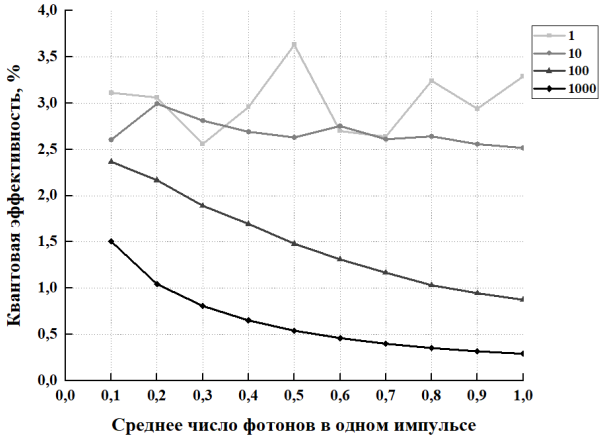


Рис. 5. Зависимость квантовой эффективности от среднего числа фотонов в одном импульсе

Результаты эксперимента показали, что от корректного выбора количества импульсов в трейне зависит квантовая эффективность ДОФ. В эксперименте с 1 и 10 импульсами в трейне квантовая эффективность ДОФ остается постоянной на всем диапазоне изменения мощностного режима и составляет порядка 2,5…3%. В то же время можно заметить существенное снижение квантовой эффективности ДОФ в экспериментах с длиной трейна 100 и 1000 импульсов. Данное уменьшение, по мнению авторов, связано с влиянием на квантовую эффективность так называемого «мертвого времени» детектора. На рис. 6 представлена гистограмма срабатываний детектора для 1000 импусльсов в трейне.

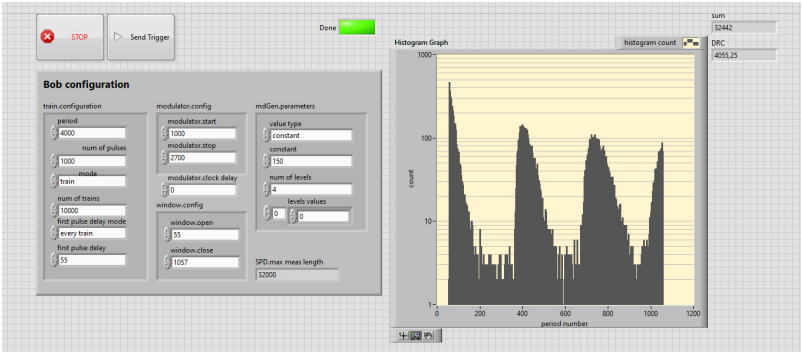


Рис. 6. Гистограмма срабатываний ДОФ для трейна 1000 импульсов

Отчетливо видны провалы в срабатываниях ДОФ, что обусловлено снижением эффективности преобразования фотонов в электронно-дырочные пары и требуемым определенным временем восстановления квантовой эффективности (в данном случае порядка 35 мкс).

Заключение

Проведенные исследования зависимости квантовой эффективности ДОФ от мощностного режима показали следующие результаты. Исследованный в работе ДОФ от компании QRATE имеет квантовую максимальную эффективность порядка 3% при работе в мощностном режиме 0,1…1 фотон/имп. На результат измерения квантовой эффективности влияет выбор параметров трейна. При оценке квантовой эффективности согласно предложенной методике важно выбирать длину трейна, значительно меньшую, чем «мертвое время» детектора. В то же время, при малых длинах трейна для получения статистически более корректных результатов следует максимально увеличить время регистрации путем увеличения количества посылаемых трейнов.

Следует также отметить, что предложенная методика оценки квантовой эффективности позволяет оценивать границы рабочего мощностного участка, на котором зависимость количества срабатываний ДОФ от количества падающих фотонов линейна.

Библиографический список

1. Metrology of single-photon sources and detectors: a review / Chunnilall C. J. [et al.] // Optical Engineering. 2014. Vol. 53, no. 8. P. 081910-1-17.

2. *Курочкин Ю. В., Курочкин В. Л.* Детекторы одиночных фотонов на основе лавинных фотодиодов // Известия высших учебных заведений. Физика. 2011. Т. 54, № 2-2. С. 202–205.

3. ID Qube series. URL: https://www.idquantique.com/quantum-sensing/idqube-series/ (дата обращения: 10.04.2023).

4. Single Photon Counting Modules. URL: https://www.lasercomponents.com/de-en/product/single-photon-counting-modules (дата обращения: 10.04.2023).

5. QButterfly – Полупроводниковый лавинный детектор одиночных фотонов. URL: https://goqrate.com/projects/qbutterfly-poluprovodnikovyy-lavinnyy-detektor-odinochnykh-fotonov (дата обращения: 10.04.2023).

6. Сравнение отечественных детекторов одиночных фотонов от QRate с аналогами от ID Quantique / С.Н Мосенцов, А. В. Лосев, В. В. Заводиленко [и др.] // Фотоника. 2023. Т. 17, № 2.

7. *Корнеева Ю.П.* Квантовая эффективность сверхпроводникового однофотонного детектора на основе тонкой пленки NbN: дис. ... канд. физ.-матем. наук: 01.04.05- Москва, 2014. 201 с. РГБ ОД: FB 9 14-4/1288.

УДК 004.932

А. В. Гурылева*
кандидат технических наук, научный сотрудник
А. С. Мачихин*
доктор технических наук, заведующий лабораторией
М. В. Волков* ****
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
Д. С. Фомина**
кандидат медицинских наук, руководитель МНПЦ аллергологии и иммунологии
С. А. Сердотецкова**
аспирант, врач аллерголог-иммунолог
*Научно-технологический центр уникального приборостроения Российской академии наук
**Национальный исследовательский университет ИТМО
***Городская клиническая больница № 52

АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ КОЖИ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРАПИВНИЦЫ МЕТОДОМ ФОТОПЛЕТИЗМОГРАФИИ

Многие аспекты, связанные с патогенезом, течением, прогностическими маркерами ответа на проводимую терапию физических форм крапивницы, до сих пор остаются неисследованными. Анализ параметров микроциркуляции может способствовать повышению объективности, точности и автоматизации диагностики физических форм крапивницы. Фотоплетизмография является неинвазивным и простым в реализации методом получения ценных диагностических данных *in vivo* о состоянии и функционировании капилляров. Работа посвящена определению оптимальных режимов цифровой обработки последовательности изображений кожи, обеспечивающих автоматизированность расчета и повторяемость результатов при различных входных данных, для диагностики физических форм крапивницы.
Ключевые слова: крапивница, неинвазивная диагностика, фотоплетизмография, обработка изображений.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства здравоохранения РФ Рег. № НИОКТР 122120600044-2.

A. V. Guryleva*
PhD, Tech., Research Employee
A. S. Machikhin*
Dr. Sc., Tech., Head of the Laboratory
M. V. Volkov* ****
PhD, Tech., Senior Research Employee
D. S. Fomina**
PhD, Medic., Head of the ISPC for Allergology and Immunology
S. A. Serdoteckova**
PhD Student, Allergist-immunologist

*Scientific and Technological Center of Unique Instrumentation, Russian Academy of Sciences
**ITMO University
***City clinical hospital № 52

DIGITAL IMAGE PROCESSING FOR THE DIAGNOSIS OF THE CHRONIC INDUCIBLE URTICARIA BY MEANS OF PHOTOPLETHYSMOGRAPHY

Some features of the pathogenesis and response to therapy of chronic inducible urticaria still remain unexplored. The objectivity, accuracy and automation of the diagnosis of the physical forms of urticaria can be improved through the analysis of microcirculation parameters. Photoplethysmography is non-invasive method for collecting valuable microcirculation diagnostic data. Existing descriptions of image processing algorithms of such method are limited to the basic principles and general mathematical expressions. In practice, parameters of the algorithm can vary significantly and affect the measurements accuracy. In this paper, we study the optimal characteristics of digital image processing for the implementation of photoplethysmographic skin examination for the diagnosis of inducible urticaria. The proposed approach provides automation and repeatability of the results under various input data.
Keywords: urticarial, photoplethysmography, non-invasive diagnostics, image processing.

Введение

Корректная и своевременная диагностика кожного заболевания и причин его возникновения является принципиальным фактором, напрямую влияющим на эффективность лечения. До 25–30% всего населения когда-либо сталкивалось с проявлениями крапивницы, а 0,5–1,5% всей популяции подвержены хронической крапивнице [1]. Известно, что ее развитие сопровождается поражением микрососудов кожи [2] и вызывает специфическую реакцию микроциркуляции на внешние воздействия [3].

Существуют различные методы анализа микроциркуляции [4–6], среди которых фотоплетизмографические исследования выделяются простотой технической реализации и возможностью получения количественных данных о гемодинамических характеристиках микроциркуляции. Известны аппаратные и программные решения для проведения видеокапилляроскопии и фотоплетизмографии ногтевого ложа [7] и произвольных областей тела [8]. В этих исследованиях рассмотрены основные подходы к разработке алгоритмов обработки данных, но не приводятся конкретные значения ряда параметров, вариации которых могут приводить к снижению качества получаемых фотоплетизмограмм и точности определения параметров микроциркуляции. Настоящая работа посвящена определению оптимальных режимов цифровой обработки, обеспечивающих автоматизированность расчета и повторяемость результатов, изображения для проведения фотоплетизмографического и видеокапилляроскопического исследования кожи в задачах диагностики физических форм крапивницы.

Определение параметров цифровой обработки

Ключевыми этапами алгоритма обработки изображений, параметры которого оптимизировались, является предварительная обработка, расчет карты со-

судов и фотоплетизмограммы [9]. В рамках предварительной обработки следует провести коррекцию неравномерности чувствительности приемника излучения, повысить контраст изображений, выровнять неравномерность освещенности, а также устранить междкадровые смещения изображений. При этом требуется определить количество кадров N_c равномерной диффузно отражающей пластины, используемых для расчета карты чувствительности приемника при коррекции ее неравномерности [8], пороги эквализации гистограммы ρ, обеспечивающие повышение контраста изображения без потери полезной информации [9], стандартное отклонение σ фильтра Гаусса, используемого для выравнивания неравномерности освещенности [10], а также алгоритм совмещения изображений исходя из требований к быстродействию при сохранении качества получаемых карт сосудов.

Основным этапом получения карты сосудов является отделение пикселей, связанных с кровотоком, от остального изображения структуры кожи, что реализуется расчетом и вычитанием из каждого кадра изображения структуры кожи и последующей частотной фильтрацией временного сигнала в каждом пикселе изображения [11], для чего следует установить оптимальное время, за которое проводится усреднение кадров для получения изображения структуры кожи, определить верхний и нижний пороги фильтрации последовательности изображений $f_{min} \dots f_{max}$, а также количество кадров N анализируемой последовательности.

Для выделения сигнала фотоплетизмограммы зависимость исходных усредненных значений интенсивности $I2$ переводят в частотную область с помощью преобразования Фурье и подвергают фильтрации в диапазоне частот $f_{minPPG} \dots f_{maxPPG}$, а также делят на низкочастотный составляющую исходного сигнала. В работе были установлены оптимальные значения частот $f_{minPPG} \dots f_{maxPPG}$.

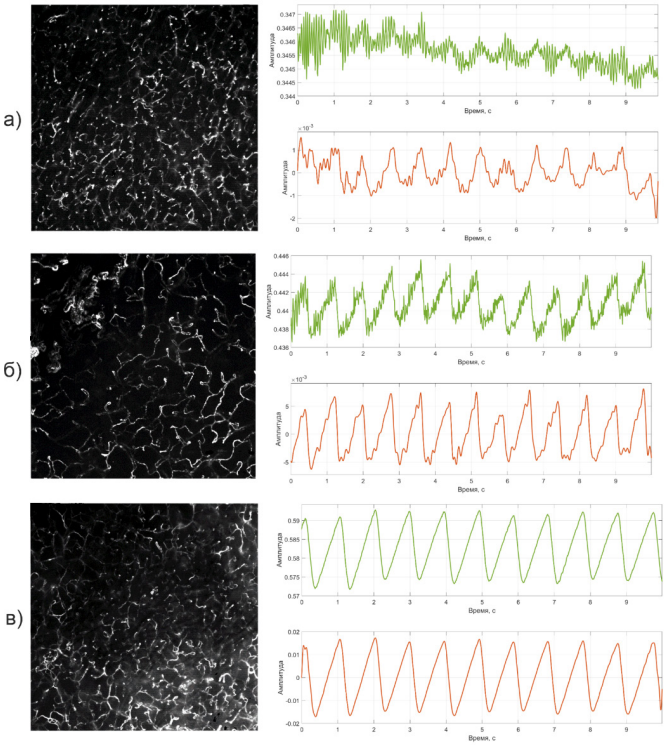
Результаты

Выработка рекомендаций к параметрам алгоритма обработки изображений проводилась по полученным с помощью установки видеокапилляроскопии [10] последовательностям изображений запястья ряда добровольцев. В ходе исследования были определены диапазоны переменных, обеспечивающих одновременно высокое качество обработки, автоматизированность, повторяемость и быстродействие (таблица). Значения σ, указаны в процентах от количества пикселей одной стороны изображения.

Рекомендуемые параметры цифровой обработки

		Параметр									
		N_c, кадр	p, %	σ, %	Метод совмещения	t, с	f_{min}, Гц	f_{max}, Гц	N, кадр	f_{minPPG}, Гц	f_{maxPPG}, Гц
Значение	min	1000	0,1	2	*GeFolki* [12]	2	0,3	7,0	1000	0,3	5,0
	max	1500	1,0	10		5	1,0	10,0	1500	0,5	10,0

Для подтверждения эффективности определенных параметров были рассчитаны карты сосудов фотоплетизмограммы для различных пациентов (рисунок).



Данные трех добровольцев (а–в): карты сосудов (слева), исходный сигнал (справа, зеленый) и фотоплетизмограммы (справа, оранжевый)

Заключение

В работе экспериментально определены оптимальные значения параметров цифровой обработки для проведения фотоплетизмографии. Использование рекомендованных параметров цифровой обработки позволяет получать данные о микроциркуляции автоматизированно, с высоким быстродействием и обеспечивает однородно качественные результаты при различных входных данных, что важно для внедрения рассматриваемых методов в клиническую практику. Дополнение гистологических исследований такими методами анализа параметров микроциркуляции может способствовать повышению объективности, точности и автоматизации диагностики физических форм крапивницы.

Библиографический список

1. *Kaplan A. P.* Clinical practice. Chronic urticaria and angioedema // N Engl J Med. 2002. Vol. 346, no. 3. P. 175–179. DOI: 10.1056/NEJMCP011186.

2. *Zuberbier T.* Classification of urticarial // Indian J Dermatol. May 2013. Vol. 58, no. 3. P. 208. DOI: 10.4103/0019-5154.110830.

3. *Andersson T., Wardell K., Anderson C.* Human in vivo cutaneous microdialysis: estimation of histamine release in cold urticarial // Acta Derm Venereol. 1995. Vol. 75, no. 5. P. 343–347. DOI: 10.2340/0001555575343347.

4. *Scardina G. A., Ruggieri A., Messina P.* Oral microcirculation observed in vivo by videocapillaroscopy: a review // J Oral Sci. Mar. 2009. Vol. 51, no. 1. P. 1–10. DOI: 10.2334/JOSNUSD.51.1.

5. Novel Optical Techniques for Imaging Microcirculation in the Diabetic Foot / O.A. Mennes, J. J. van Netten, R. H. J. A. Slart, W. Steenbergen // Current Pharmaceutical Design. March 2018. Vol. 24 (12). DOI:10.2174/1381612824666180302141902.

6. *Enfield J., Jonathan E., Leahy M.* "In vivo imaging of the microcirculation of the volar forearm using correlation mapping optical coherence tomography (cmOCT)," Biomed Opt Express, vol. 2, no. 5, p. 1184, May 2011, DOI: 10.1364/BOE.2.001184.

7. Nailfold capillaroscopy findings in patients with coronavirus disease 2019: Broadening the spectrum of COVID-19 microvascular involvement / G. Natalello [et al.] // Microvasc Res. Jan. 2021. Vol. 133. P. 104071. DOI: 10.1016/J.MVR.2020.104071.

8. Exoscope-based videocapillaroscopy system for in vivo skin microcirculation imaging of various body areas / A. S. Machikhin [et al.] // Biomedical Optics Express. Aug. 2021. Vol. 12, is. 8. P. 4627–4636. DOI: 10.1364/BOE.420786.

9. *Guryleva A.V., Machikhin A. S., Bukova V. I.* Application Software for Visualization and Quantification of Capillary Networks, 2022 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2022 – Conference Proceedings, 2022, DOI: 10.1109/WECONF55058.2022.9803647.

10. Feasibility of videocapillaroscopy for characterization of microvascular patterns in skin lesions / A. V. Guryleva [et al.] // Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering, 2022. DOI: 10.1117/12.2621479.

11. Imaging photoplethysmography and videocapillaroscopy enable noninvasive study of zebrafish cardiovascular system functioning / A. S. Machikhin, A. B. Burlakov, M.V. Volkov, D. D. Khokhlov // J Biophotonics. Jul. 2020. Vol. 13, no. 7. P. e202000061. DOI: https://doi.org/10.1002/jbio.202000061.

12. Plyer A., Colin-Koeniguer E., Weissgerber F. A New Coregistration Algorithm for Recent Applications on Urban SAR Images // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. Nov. 2015. Vol. 12, no. 11. P. 2198–2202. DOI: 10.1109/LGRS.2015.2455071.

УДК 681.7.068:621.396

Н. А. Давлеткильдеев* **
кандидат физико-математических наук, доцент
А. О. Никифорова***
младший научный сотрудник
Е. Ю. Мосур* **
кандидат физико-математических наук, доцент
С. В. Кривальцевич* ***
кандидат физико-математических наук, доцент
*Омский научно-исследовательский институт приборостроения
**Омский научный центр СО РАН
***Институт радиофизики и физической электроники Омского научного центра СО РАН

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АНАЛОГОВОЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ВЧ- И УВЧ-ДИАПАЗОНОВ

Построена и изучена аналоговая волоконно-оптическая система передачи сигналов на базе оптического модуля с прямой модуляцией лазерного излучения. Определены характеристики системы при передаче сигналов ВЧ- и УВЧ-диапазонов: коэффициент передачи, суммарный коэффициент гармонических составляющих, динамические диапазоны.
Ключевые слова: аналоговая волоконно-оптическая система передачи, ВЧ- и УВЧ-диапазоны, передающий оптический модуль с прямой модуляцией, коэффициент передачи, суммарный коэффициент гармонических составляющих, динамический диапазон.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).

N. A. Davletkildeev* **
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
O. Nikiforova***
Junior Research Employee
E. Yu. Mosur* **
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
S. V. Krivaltsevich* ***
PhD, Phys.-Math., Associate Professor
*Omsk Scientific Research Institute of Instrument Engineering
**Omsk Scientific Center SB RAS
***Institute of Radiophysics and Physical Electronics Omsk Scientific Center SB RAS

FEATURES OF APPLICATION OF ANALOG FIBER-OPTIC SYSTEM FOR TRANSMISSION OF SIGNALS OF VHF-UHF BANDS

An analog fiber-optic signal transmission system based on an optical module with direct modulation of laser radiation is constructed and studied. The characteristics of the system for transmitting RF-

UHF signals of the ranges are determined: transmission coefficient, total coefficient of harmonic components, dynamic ranges.
Keywords: analog fiber-optic line, HF-UHF range, transmitting optical module with direct modulation, transmission coefficient, total harmonic distortion, dynamic range.

Введение

Волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) обладают рядом преимуществ (например, малые потери, невосприимчивость к электромагнитным помехам, лучшие массогабаритные характеристики) по сравнению с традиционным способом передачи сигналов посредством медного коаксиального кабеля в следующих случаях: обмен сигналами между удаленной антенной и пунктами обработки информации, передача сигналов внутри различных объектов [1, 2]. К недостаткам ВОСП относятся искажения выходного сигнала, связанные с особенностями распространения оптического излучения [2, 3], потери при электрооптическом и обратном преобразованиях, высокий уровень шума источников оптического излучения.

Вышеуказанные системы передачи предполагают наличие либо внешней, либо прямой модуляции электромагнитного излучения оптического диапазона. Внешняя модуляция обеспечивает более высокую производительность, обусловленную выигрышем в коэффициенте передачи и меньшим значением коэффициента нелинейных искажений. Коэффициент передачи для ВОСП с данным видом модуляции может принимать положительные значения при оптимальных параметрах активных компонентов системы [4], тогда как для систем с прямой модуляцией он всегда будет отрицательным. В области максимума коэффициента передачи сигнала ВОСП с внешней модуляцией нелинейные искажения, главным образом, являются следствием нелинейности электрооптического модулятора и в отличие от систем с прямой модуляцией излучения практически не зависят от длины диспергирующего волокна [2]. В то же время, применение внешней модуляции, способствующее получению лучших характеристик, сопряжено с усложнением конструкции системы, которое предопределяет увеличение габаритов, энергопотребления и стоимости. При выборе способа модуляции необходимо учитывать множество факторов, в частности, приоритетность компенсации дисперсии или установки внешнего модулятора [5].

Целью данной работы является определение коэффициента передачи, суммарного коэффициента гармонических составляющих и динамических диапазонов при передаче радиосигналов ВЧ- и УВЧ-диапазонов по аналоговой волоконно-оптической линии с прямой модуляцией оптического излучения.

Методика эксперимента

Экспериментальная установка для исследования ВОСП и методика определения ее характеристик (коэффициента передачи, динамических диапазонов по блокированию и свободного от интермодуляционных составляющих) были подробно описаны в работе [6]. Следует отметить, что в настоящей работе вместо приемного оптического модуля (ПрОМ) ДФДШ70-06 использовался ДФДМШ40-16.

В дополнение к вышеперечисленным параметрам определялся суммарный коэффициент гармонических составляющих:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2}}{U_1}, \quad (1)$$

где U_1, U_2, U_3 – напряжение основной (первой), второй и третьей гармоники исследуемого сигнала, соответственно.

Результаты и их обсуждение

На рис. 1 приведена частотная зависимость коэффициента передачи изучаемой системы. В диапазоне частот от 3 до 20 МГц среднее значение коэффициента равно –29,4 дБ при неравномерности ±0,2 дБ. Данный узкий интервал частот включает в себя нижнюю границу полосы пропускания ПрОМ, составляющую 10 МГц [7, 8], что объясняет подобный характер описываемой зависимости в этом диапазоне. При частотах более 20 МГц коэффициент передачи плавно снижается до –34,4 дБ.

Зависимость относительной мощности второй гармоники от мощности входного сигнала при различных частотах представлена на рис. 2. Для частот от 10 до 500 МГц увеличение мощности входного сигнала приводит к практически линейному возрастанию относительной мощности второй гармоники, в остальных случаях увеличение имеет немонотонный характер. Относительная мощность второй гармоники для всех частот принимает свои максимальные значения при мощности входного сигнала 10 дБм, достигая в среднем величины –40 дБн.

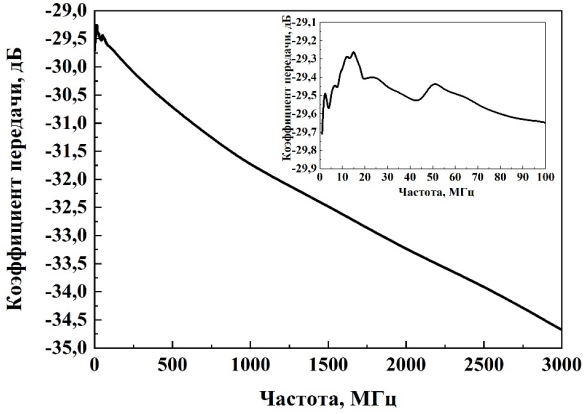


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента передачи

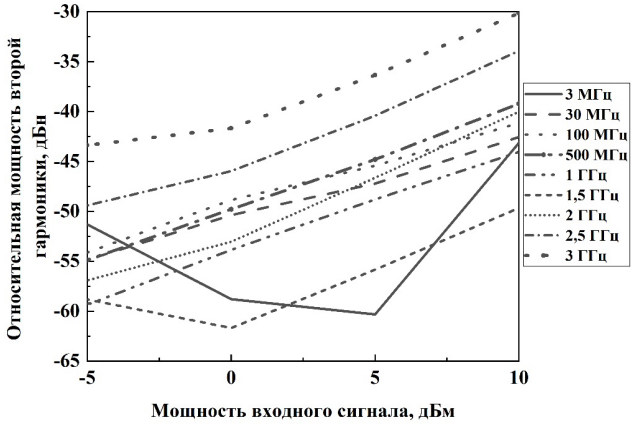


Рис. 2. Зависимость относительной мощности второй гармоники от мощности входного сигнала при различных частотах

Относительная мощность третьей гармоники в целом неравномерно слабо увеличивается с ростом частоты сигнала (рис. 3), при этом средний максимум при 10 дБм составляет –50 дБн. В интервале от 10 до 100 МГц отмечается неоднородное возрастание относительной мощности третьей гармоники при росте мощности входного сигнала, для других частот наблюдаются немонотонные изменения.

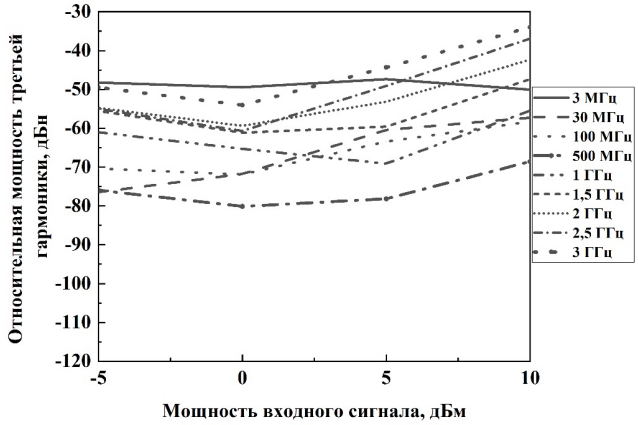


Рис. 3. Зависимость относительной мощности третьей гармоники от мощности входного сигнала при различных частотах

На рис. 4 показана частотная зависимость суммарного коэффициента гармонических составляющих для нескольких значений мощности входного

сигнала. При мощности –5 и 0 дБм данный коэффициент во всем исследуемом диапазоне частот не превышает 1%, $K_Г$ для сигнала мощностью 5 дБм превосходит данный предел при частотах свыше 2,5 ГГц. Частотная зависимость, соответствующая мощности 10 дБм, заметно отличается от остальных: при частоте 500 МГц суммарный коэффициент гармонических составляющих имеет локальный максимум (1,1%), а с 1,5 ГГц $K_Г$ начинает резко расти, достигая при частоте входного сигнала 3 ГГц значения 3,7%.

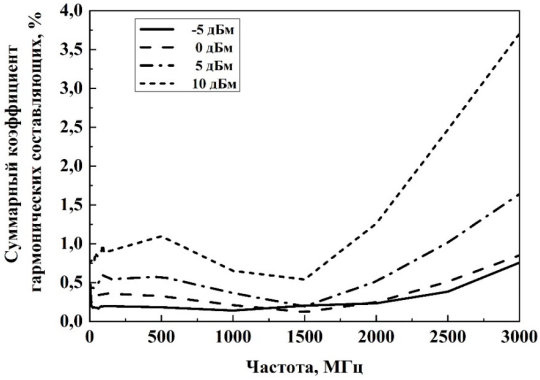


Рис. 4. Частотная зависимость суммарного коэффициента гармонических составляющих

Динамический диапазон по блокированию (ΔR_b) рассчитан в заданном частотном интервале (рис. 5). Можно отметить, что на отрезке от 3 до 20 МГц приведенная зависимость и соответствующий участок вышеприведенного графика для коэффициента передачи имеют схожий вид, при этом средняя величина ΔR_b здесь составляет 152,9 дБ при неравномерности ±0,3 дБ. При остальных частотах зависимость динамического диапазона проявляет слабую немонотонность от 20 МГц до 2 ГГц, которая сменяется линейным уменьшением до 150,3 дБ.

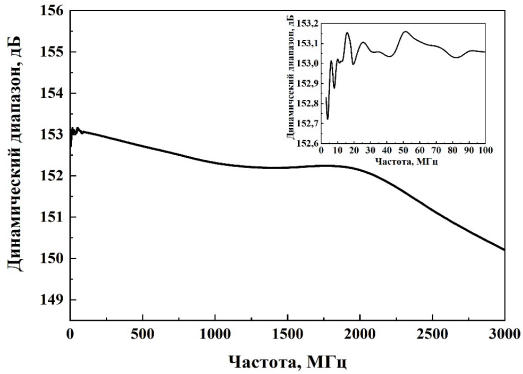


Рис. 5. Частотная зависимость динамического диапазона по блокированию

На рис. 6 в качестве примера приведены линейно экстраполированные до точки пересечения зависимости мощности выходного сигнала от мощности входного сигнала для основной частоты и интермодуляционной составляющей третьего порядка. Значение входной мощности в найденной точке необходимо для вычисления динамического диапазона, свободного от интермодуляционных составляющих (рис. 7). Полученный динамический диапазон в интервале частот от 3 до 550 МГц неоднородно изменяется с увеличением частоты сигнала, соответствующее среднее значение ΔR_f равно 109,2 дБ при неравномерности ±1,6 дБ. В дальнейшем возрастание частоты сигнала приводит к постепенному уменьшению ΔR_f до 106,1 дБ. Для сравнения, динамический диапазон, свободный от интермодуляционных составляющих, характеризующий аналоговую ВОСП с прямой модуляцией лазерного излучения при частоте сигнала 1,5 ГГц, составляет 108 дБ согласно данным производителя [9].

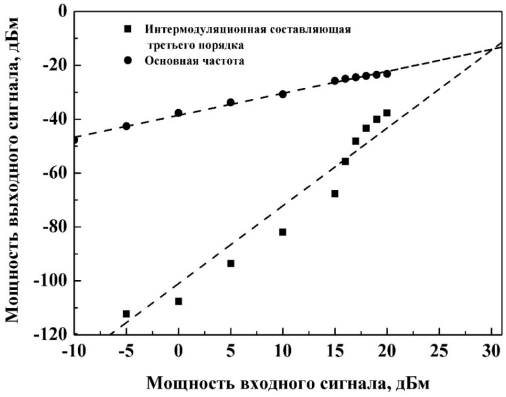


Рис. 6. Зависимость мощности выходного сигнала от мощности входного сигнала

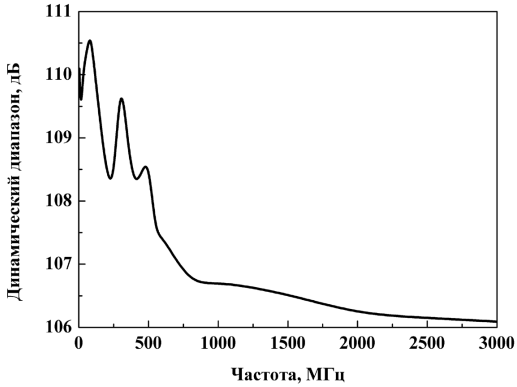


Рис. 7. Частотная зависимость динамического диапазона, свободного от интермодуляционных составляющих

Замена приемного оптического модуля способствовала расширению динамического диапазона по блокировке примерно на 2 дБ при частоте входного сигнала 2,5 ГГц, соответствующий динамический диапазон, свободный от интермодуляционных составляющих, практически не изменился по сравнению с ранее полученными результатами [6]. Таким образом, изменение представленной ВОСП позволило несколько улучшить ее характеристики при сопоставлении с параметрами подобных систем, в которых используется внешняя модуляция, по известным литературным данным [10, 11].

Заключение

Определены основные характеристики (коэффициент передачи, суммарный коэффициент гармонических составляющих, динамические диапазоны по блокированию и свободный от интермодуляционных составляющих) экспериментальной аналоговой волоконно-оптической системы передачи сигналов ВЧ- и УВЧ-диапазонов на базе оптического модуля с прямой модуляцией лазерного излучения.

Коэффициент передачи в диапазоне частот от 3 до 20 МГц в среднем составляет –29,4 дБ при неравномерности ±0,2 дБ, далее с увеличением частоты монотонно уменьшается, достигая значения –34,4 дБ при 3 ГГц.

Суммарный коэффициент гармонических составляющих при мощности сигнала –5 и 0 дБм лежит в пределах 1% во всем исследуемом частотном диапазоне, а при мощности 5 дБм превышает его при частотах более 2,5 ГГц. При мощности сигнала 10 дБм коэффициент гармонических составляющих начинает превышать величину в 1% при частоте 1,8 ГГц, а при частоте 3 ГГц достигает значения 3,7%.

Динамический диапазон по блокированию в диапазоне частот от 3 до 20 МГц в среднем равен 152,9 дБ при неравномерности ±0,3 дБ. При частотах от 20 МГц до 2 ГГц динамический диапазон немонотонно уменьшается, а в интервале частот 2÷3 ГГц линейно уменьшается до 150,3 дБ при частоте 3 ГГц.

Динамический диапазон, свободный от интермодуляционных составляющих, в диапазоне частот от 3 до 550 МГц составляет в среднем 109,2 дБ при неравномерности ±1,6 дБ, далее с ростом частоты сигнала уменьшается и достигает значения 106,1 дБ при частоте 3 ГГц.

Сопоставление полученных значений динамических диапазонов с известными литературными данными выявило их удовлетворительное согласие с аналогичными параметрами систем с прямой [9] и внешней модуляцией [10, 11].

Библиографический список

1. *Refai Hakki H., Sluss James J.Jr., Refai Hazem H.* Atiquzzaman Mohammed Comparative study of the performance of analog fiber optic links versus free-space optical links // Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers. 2006. Vol. 45, no. 2. P. 025003-1-025003-10.

2. *Щербаков В.В., Солодков А.Ф., Задерновский А.А.* Передача сигналов модуляции интенсивности света в аналоговых волоконно-оптических линиях связи // Радиоэлектроника. 2016. Т. 8, № 1. С. 9−24.

3. Особенности аналоговой и цифровой передачи радиосигналов по волокну / В.С. Сперанский, С.В. Абрамов, О.И. Клинцов, В.М. Шувалов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10, № 9. С. 38−42.

4. *Betts G. E., Johnson L. M., Cox III C. H.* Optimization of externally modulated analog optical links // Devices for Optical Processing. SPIE. 1991. Vol. 1562. P. 281–302.

5. *Петров В.М., Шамрай А.В.* СВЧ интегрально-оптические модуляторы. Теория и практика: учебное пособие. СПб.: Университет ИТМО, 2021. 226 с.

6. Определение эффективности передачи сигналов ВЧ-, ОВЧ- и УВЧ-диапазонов по аналоговой волоконно-оптической системе передачи с прямой модуляцией лазерного излучения / Н.А. Давлеткильдеев, А.О. Никифорова, Е.Ю. Мосур, С.В. Кривальцевич // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27, № 6. С. 45−52.

7. Широкополосный микроволновый InGaAs PIN фотоприемник ДФДМШ70-06. URL: http://www.dilas.ru/prom/dfdmsh70-06.php (дата обращения: 16.03.2023).

8. Широкополосный микроволновый InGaAs PIN фотоприемник ДФДМШ40-16. URL: http://www.dilas.ru/prom/dfdmsh40-16.php (дата обращения: 16.03.2023).

9. Модули для передачи РЧ и спутниковых сигналов по волокну. URL: https://sphotonics.ru/catalog/opticheskie-linii-peredachi-sputnikovykh-signalov-l-diapazona/ (дата обращения: 16.03.2023).

10. *Ivanov S. I., Lavrov A. P., Saenko I. I.* Application possibilities of fiber-optic telecommunication links components for beamforming systems of broadband antenna arrays // 24th Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology. 2014. P. 479–480.

11. *Иванов С.И., Лавров А.П., Саенко И.И.* Характеристики сверхширокополосных радиофотонных линий передачи СВЧ сигналов // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2015. Т. 2. С. 294–298.

УДК 621.391

С. В. Дворников* **
доктор технических наук, профессор
С. А. Якушенко*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

ПРОБЛЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН

Проведена количественная оценка негативного влияния атмосферных эффектов на качество связи и устойчивость радиолиний широкополосных систем спутниковой связи миллиметрового диапазона длин волн. Вскрыты проблемы обеспечения мобильной связи, ограничивающие их возможности для информационного обеспечения потребителей. Материалы статьи могут использоваться при планировании и эксплуатации радиолиний спутниковой связи миллиметрового диапазона волн.
Ключевые слова: широкополосная система спутниковой связи, радиолиния спутниковой связи, миллиметровый диапазон волн, потери радиосигнала в атмосфере.

S. V. Dvornikov* *
Dr. Sc., Tech., Professor
S. A. Yakushenko*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny

PROBLEMS OF BROADBAND SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM IN THE MILLIMETER RANGE OF RADIO WAVES

The paper quantifies the negative impact of atmospheric effects on the quality of communication and the stability of the radio lines of broadband satellite communication systems in the millimeter wavelength range. The problems of providing mobile communications that limit their possibilities for providing information to consumers are revealed. The materials of the article can be used in the planning and operation of satellite communication radio lines in the millimeter wave range.
Keywords: broadband satellite communication system, satellite communication radio line, millimeter wave range, radio signal loss in the atmosphere.

Введение

Основными качествами спутниковой связи, которыми не обладают другие виды связи, являются глобальный охват и способность предоставить каналы из любой точки мира в очень короткое время [1]. В настоящее время продолжают бурно развиваться как в нашей стране, так и за рубежом широкополосные спутниковые системы связи (ШССС) в миллиметровом диапазоне (ММД) волн. Этот диапазон частот позволяет значительно увеличить пропускную способ-

ность радиолинии связи, что особенно важно при постоянном увеличении числа потребителей информационных услуг и объемов передаваемой информации. Успешное освоение диапазона стало возможным благодаря изучению закономерностей распространения радиоволн в земной атмосфере на частотах выше 30 ГГц. Однако, решение некоторых проблем необходимо учитывать при эксплуатации существующих, а также создании перспективных ШССС в ММД длин волн. Этим вопросам и посвящена данная статья.

Основные преимущества ШССС в ММД

К ММД электромагнитных волн (*K*-диапазону) или диапазону крайне высоких частот (КВЧ) относятся радиоволны с частотами от 30 до 300 ГГц с длинами волн, соответственно, от 10 до 1 мм. Сегодня радиолинии спутниковой связи (РЛСС) работают в субмиллиметровом диапазоне и нижней части *K*-диапазона: 30/20 ГГц; 50/40 ГГц и их комбинациях, например, 20/40 ГГц (рис. 1). В *Ku*-диапазоне работают практически все классические низкоэнергетические VSAT-сети, а в *Ka*-диапазоне развернуты стационарные высокоскоростные РЛСС.

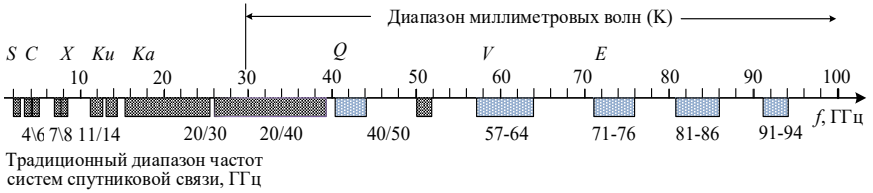


Рис. 1. Диапазоны частот систем спутниковой связи

В ММД волн ШССС имеют возможность увеличить объем и скорость передачи информации в РЛСС, обеспечить электромагнитной совместимости без существенных затрат на дополнительное оборудование и помехоустойчивость от любого типа помех, а также эффективно используются относительно простые методы модуляции, что повышает энергетику линии и снижает нагрузку на сигнальный процессор. Применение узконаправленных многолучевых бортовых антенн позволяет осуществлять коммутацию и пространственное управление лучами диаграммы направленности, а значительное уменьшение массогабаритных показателей приемопередающего оборудования ретрансляторов связи (РС) космических аппаратов (КА) и земных станций (ЗС) существенно снижает их стоимость и повышает мобильность [1].

Таким образом, для повышения пропускной способности в ШССС используется более высокий диапазон частот (Ku-11/14 ГГц, Ka-20/30 ГГц, Ka/Q-20/40 ГГц). Высокая несущая частота и особенности взаимодействия с атмосферой, метеорологическими и климатическими факторами определяют основные преимущества и недостатки миллиметровых волн (ММВ).

Проблемы организации VISAT-сетей в ММД

Негативными факторами, влияющими на качество связи в диапазоне ММВ, являются поглощение их энергии в молекулах водяного пара и кислорода, в гидрометеорах, в твердых частицах (пыли, песка и т. д), а также сезонные изменение климата и рефракция тропосферы.

Молекулярное поглощение ММВ происходят за счет их резонансного взаимодействия с молекулами воды и кислорода на частотах, близких к частотам их собственных колебаний. Суммарное затухание атмосферы для РЛСС определяется выражением [2, 5].

$$L_{\text{атм [дБ]}} \approx [\gamma_o h_o(1 - (t^\circ - 15)0{,}01 + \gamma_н h_н(1 - (t^\circ - 15)0{,}06)] / \sin\beta, \qquad (1)$$

где $\gamma_o = [7{,}19\cdot10^{-3} + 6{,}09/((f^2 + 0{,}227) + 4{,}81/(f - 57)^{2+1}{,}5)]f^2\cdot10^{-3}$ – погонное затухание радиоволны в кислороде, дБ/км; t° – температура воздуха в месте размещения ЗС, град С; $\gamma_н = [0{,}05 + 0{,}021\ \rho + 3{,}6/((f - 22{,}2)^2 + 8{,}5) + 10{,}6/((f - 188{,}3)^2 + 9) + 8{,}9/((f - 325{,}4)^2 + 26{,}3)]f^2\rho\cdot10^{-4}$ – погонное затухание радиоволны в водяных парах, дБ/Вт; h_o, $h_н$ – высота кислорода и водяного пара в атмосфере, км; β – угол места антенны станции, град; f – рабочая частота радиосигнала, ГГц; ρ – плотность водяных паров в атмосфере, г/м^3.

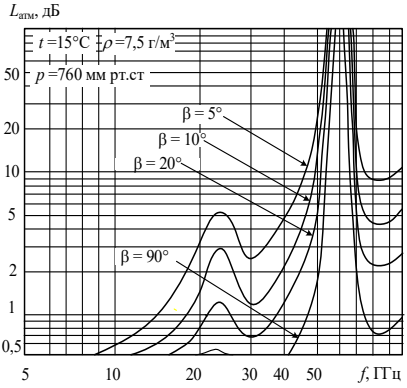


Рис. 2. Затухания радиоволн в газах атмосферы в РЛСС ММД волн

Результаты оценки полного атмосферного поглощения при влажности воздуха 7,5 г/м^3 в РЛСС в зависимости от частоты и угла места антенны при условии, что станция находится на высоте уровня моря представлены на рис. 2. Наблюдаются резонансные пики поглощения радиоволн на частотах 60 ГГц (более 100 дБ) для кислорода и 22 ГГц (от 0,55 до 5,1 дБ в зависимости от β) для водяного пара. Так же, имеются окна радиопрозрачности со слабым поглощением в области 100 ГГц (0,7–9 дБ) и 35 ГГц (0,2–1,5 дБ). Эти факторы необходимо учитывать при выборе рабочего диапазона частот радиолиний. В зимнее время (при t= –15°С) затухание радиоволн в газах атмосферы увеличивается

от 0,5 дБ до 1,5 дБ в зависимости от частоты и угла места. Аналогичная ситуация наблюдается при увеличении влажности воздуха до 20 г/м^3. Однако, снижение давления уменьшает затухание от 0,3 до 2 дБ.

Дождь, является наиболее серьезной проблемой для линий ММВ. Наиболее полной и строгой моделью оценки затухания радиоволн в дожде является модель Крейна, которая позволяет с приемлемой для практики точности определить затухание сигнала [3, 5]

$$L_{\text{д [дБ]}} \approx kI^{\alpha}K_{\text{н}}l_{\text{д}}, \qquad (2)$$

где k, α – вспомогательные эмпирические коэффициенты [3]; I – интенсивность выпадения осадков в данной зоне, мм/ч (1…5 мм/час – слабый дождь, 5…20 мм/час – умеренный дождь, 20…40 мм/час – сильный дождь, больше 40 мм/час – ливень); $K_{\text{н}}$ – коэффициент неравномерности дождя; $l_{\text{д}}$ –эффективная длина дождевого слоя на пути распространения радиоволн.

Интенсивность дождей, значение которой превышает в 0,01% случаев, равно [3]:

$$I_{\text{д [мм/ч]}} = \xi\ 2{,}5\cdot 10^{5}\cdot \text{Ш}^{-2}(\text{Д} + 25)^{-0{,}3}, \qquad (3)$$

где ξ – коэффициент, учитывающий особенности территорий (ξ=1 для северо-западного региона); Д(Ш) – долгота (широта) местоположения станции спутниковой связи, град.

Путь радиосигнала в дождевом слое определяется по формуле

$$l_{\text{д [км]}} = (h_{\text{д}} - h_{\text{зс}})/\sin\beta, \qquad (4)$$

где $h_{\text{зс}}$ – высота ЗС над уровнем моря в км; $h_{\text{д [км}} = 5° - 0{,}075(\varphi_{\text{зс}} - 23°)$ для $\varphi_{\text{зс}} > 23°$; $h_{\text{д}} = 5$ км для $0° \le \varphi_{\text{зс}} > 23°$ – эффективная высота дождевой зоны для Северного полушария при условии $\beta \ge 5$; $\varphi_{\text{зс}}$ – широта на которой размещается ЗС; β – угол места антенны станции (град).

Значения полного затухания излучения в дожде в зависимости от частоты и угла места антенны при нахождении ЗС на высоте уровня моря представлены на рис. 3–6.

Анализ результатов расчета показывает, что ослабление в гидрометеорах имеет общую тенденцию увеличиваться с ростом частоты, интенсивности осадков и уменьшении угла места антенны ЗС. Нижняя часть частот *K*-диапазона менее уязвима по сравнению с верхней.

Дожди вносят большие потери сигнала, однако они носят не постоянный характер. Во время сильных дождей радиосвязь будет отсутствовать при больших углах места антенны и малой энергетики линии. Однако необходимо отметить, что согласно статистическим данным сильные дожди и особенно ливни на территории РФ бывают редко и продолжительность их небольшая, как правило, нескольких десятков минут. Поэтому данный фактор влияет на устойчивость радиолинии (надежность связи). Так, при требуемой надежности связи 99% суммарный перерыв связи по причине дождей может длиться не более 7 часов, при 99,9% – 43,2 минуты, а при 99,99% – не более 4,3 минут простоя связи в

месяц. Это необходимо учитывать при проектировании станций ШССС и организации спутниковой связи [3].

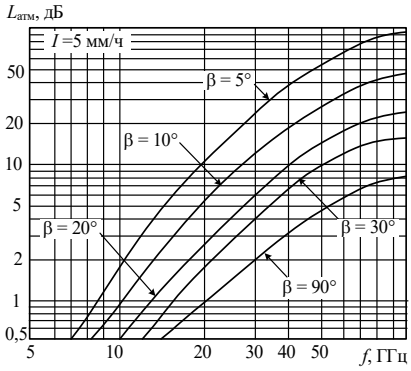


Рис. 3. Затухания радиоволн в осадках атмосферы при I=5 мм/ч в РЛСС ММД волн

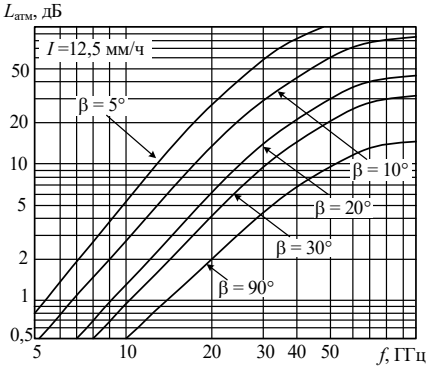


Рис. 4. Затухания радиоволн в осадках атмосферы при I=12,5 мм/ч в РЛСС ММД волн

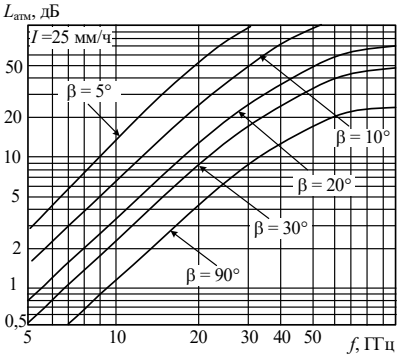


Рис. 5. Затухания радиоволн в осадках атмосферы при I=25 мм/ч в РЛСС ММД волн

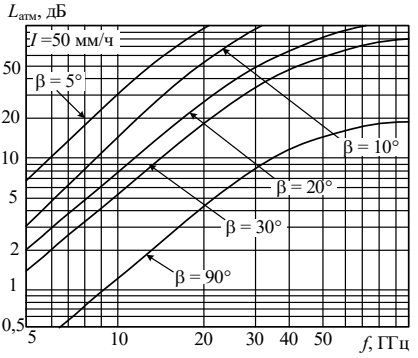


Рис. 6. Затухания радиоволн в осадках атмосферы при I=50 мм/ч в РЛСС ММД волн

Наличие взвешенных частиц «аэрозолей» практически *не влияет* на поглощение сигнала и может не учитываться, т.е. миллиметровые системы передачи продолжают полноценно работать в условиях густого тумана, дымки и мглы при отсутствии дождей, пока размер взвешенных в атмосфере частиц воды, пыли и т.п. не станет соразмерным с длиной волны (примерно 3 мм).

Потери за счет рефракции радиоволн в стандартной атмосфере (ионосфере $\delta_{ион}$, тропосфере $\delta_{тр}$) и неточного наведением антенны на КА $\delta_{ка}$, можно определить по эмпирическим формулам [5]:

$$\Delta\delta_{[град]} = \delta_{ион} + \delta_{тр} + \delta_{ка} = 57{,}3(\cos\beta/(f^2\sin\beta) + (n-1)\sin^2\beta) + \delta_{ка}, \qquad (5)$$

где β – угол места; n – коэффициент преломления радиоволны в тропосфере.

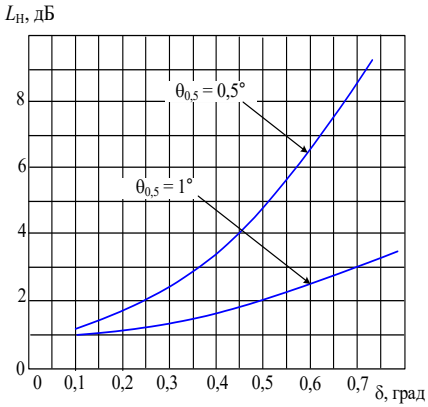


Рис. 7. Потери от неточного наведения антенн ЗС на КА в ММД волн

Результаты расчетов приведены на рис. 7. Анализ показывает, что искривление траектории волны за счет рефракции в ММД для малых углов (5–10 град) составляет от 1,14° для 30 ГГц до 0,48° для 100 ГГц. При автоматическом наведении антенн по максимуму приходящего сигнала влияние рефракции практически исключается.

Потери из-за неточности наведения антенн ЗС на КА – определяется угловым отклонением оси главного лепестка диаграммы направленности от истинного направления на КА. Обычно для оценки потерь наведения пользуется выражение [1, 5]

$$L_н \approx 1 + (2\Delta\delta/\theta_{0,5})^2, \qquad (6)$$

При других методах наведения с учетом погрешностей конструкции устройства наведения потери сигнала будут значительными.

Поляризационные потери на участках РЛСС складываются из потерь, вызванных несогласованностью поляризаций приемной и передающей антенн и потерь из-за деполяризации радиоволн в осадках. Потери, вызванные несогласованностью поляризации, имеют существенное значение при использовании узконаправленных антенн и применении линейной поляризации. Использование круговой поляризации позволяет эти потери сделать пренебрежимо малыми. Потери из-за деполяризации радиоволн при осадках больше характерны для сигналов с круговой поляризацией, носят статистический характер и могут ока-

зывать заметное влияние на энергетику систем спутниковой связи на частотах выше 12 ГГц. Деполяризация приводит к потере уровня сигнала в радиолинии на 1–2 дБ [4].

Таким образом, в отличии от наземных радиолиний в космических линиях связи путь распространения волны проходит через всю толщу тропосферы. Поэтому проблемами функционирования РЛСС ММД волн является наличие больших дополнительных потерь сигнала, как в свободном пространстве, так и за счет негативных явлений в атмосфере, связанных с поглощением в кислороде, в парах воды и гидрометеорах, а также проблемы технической реализации устройств РЛСС с параметрами прецизионной точностью. Для уменьшения потерь радиоволн необходимо: осуществлять работу РЛСС в нижней части ММД волн (20/40 ГГц, 30/50 ГГц), где атмосферное влияния минимальное; не использовать малые углы места антенн ЗС; оборудовать ЗС автоматизированную систему наведения антенны ЗС на КА; использовать круговые виды поляризации.

Заключение

Из приведенных исследований в работе можно сделать вывод о целесообразности дальнейшего развития ШССС в ММД волн, поскольку он имеет большой частотный ресурс для повышения пропускной способности системы в целом. Затухания, которые возникают в атмосфере, можно компенсировать за счет увеличения энергетики линии и работы станций при больших углах места. Для количественного обоснования энергетических параметров радиолинии и ее элементов необходимо дополнительно провести энергетических расчет. Материалы статьи могут использоваться при организации и эксплуатации РЛСС в ММД волн.

Библиографический список

1. Спутниковая связь и вещание / под ред. Л.Я. Кантора. 2-е изд. М.: Радиосвязь, 1988.

2. Recommendations. ITU-R P.676-11. Attenuation by atmospheric gases, Geneva, 2016. 23 p.

3. Recommendations ITU-R P.840-7. Attenuation due to clouds and fog. Geneva, 2017. 4 p.

4. Recommendations ITU-R P.838-3. A model of linear attenuation in rain used in forecasting methods, Geneva, 2005. 9 p.

5. *Потапов А.А.* Радиофизические эффекты при взаимодействии электромагнитного излучения ММД волн с окружающей средой // Зарубежная радиоэлектроника. 1992, № 8. С. 36–77.

УДК 621.391

С. В. Дворников* **
доктор технических наук, профессор
С. А. Якушенко*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛИНИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА РАДИОВОЛН

Исследована пропускная способность радиолиний спутниковой связи миллиметрового диапазона радиоволн. Особенностью является анализ и учет дестабилизирующих факторов данного диапазона, снижающих энергетику радиолинии, и пути их преодоления. Материалы статьи могут использоваться при проектировании радиолиний спутниковой связи миллиметрового диапазона волн.
Ключевые слова: радиолиния спутниковой связи, миллиметровые радиоволны, энергетический потенциал, пропускная способность, устойчивость радиолинии.

S. V. Dvornikov* *
Dr. Sc., Tech., Professor
S. A. Yakushenko*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny

ENERGY JUSTIFICATION OF THE BANDWIDTH OF THE SATELLITE COMMUNICATION RADIO LINE OF THE MILLIMETER WAVE BAND

The paper investigates the bandwidth of satellite communication radio lines in the millimeter range of radio waves. A special feature is the analysis and consideration of destabilizing factors of this range that reduce the energy of the radio line and ways to overcome them. The materials of the article can be used in the design of satellite communication radio lines in the millimeter wave range.
Keywords: satellite communication radio line, millimeter radio waves, energy potential, bandwidth, stability of the radio line.

Введение

В настоящее время продолжают бурно развиваться широкополосные системы спутниковой связи (ШССС) в миллиметровом диапазоне (ММД) волн, так как он обладает огромным частотным ресурсом, что позволяет значительно увеличить пропускную способность радиолинии связи. Это важно при постоянном увеличении числа потребителей информационных услуг и объемов передаваемой информации. Однако при распространении радиоволн в ММД возникают большие потери энергии в атмосфере, что непосредственно снижает про-

пускную способность радиолинии. Разрешению этого противоречия и посвящена данная статья [1, 2].

Особенности и проблемы ММД радиоволн

В соответствии с регламентом Международного союза электросвязи по радио для систем спутниковой связи выделено несколько поддиапазонов частот, субмиллиметрового и ММД каждый из которых получил условное обозначение буквой латинского алфавит (табл. 1) [2].

Таблица 1

Диапазоны частот, выделенные IEEE для систем спутниковой связи

Поддиапазоны	Полоса частот, ГГц	Ширина полосы канала
L-диапазон	1,0-2,0 (1452-1550, 1610-1710 МГц)	15 МГц
S-диапазон	2,0-4,0 (1930-2700 МГц)	70 МГц
C-диапазон	4,0-7,0 (3400-5250, 5725-7075 МГц)	500 МГц
X-диапазон	7,0-10,7 (7250-8400 МГц)	500 МГц
Ku-диапазон	10,70-12,75 (12,75-14,80 Гц)	500 МГц
Ka-диапазон	15,4-26,5 (26,5-40 Гц)	3500 МГц
K-диапазон	84-86 Гц (не используется)	5000 МГц

В настоящее время в радиолиниях спутниковой связи (РЛСС) широко используются диапазоны 14/11, 30/20 ГГц, 40/20 50/40 ГГц, в которых работают практически все классические низкоэнергетические VSAT-сети. В качестве земных станций (ЗС) применяются не только стационарные, но и мобильные (перевозимые, переносимые) станции. Создание высокоскоростных каналов ШССС в ММД ограничивается появлением дополнительных затуханий радиосигнала в атмосфере. Они возникают из-за поглощения их энергии в молекулах водяного пара и кислорода, в гидрометеорах, в твердых частицах (пыли, песка и т. д.), а также сезонных изменений климата и рефракции тропосферы. Максимальные потери энергии радиоволны в субмиллиметровом и ММД волн в нормальных условиях атмосферы (температура 15, давление 760 мм рт. ст., плотность 7,5 г/м3) приведены в табл. 2–4 [2–4].

Таблица 2

Затухание (потери) энергии радиоволн в атмосферных газах (дБ)

Угол места антенны станции	Рабочая частота (длина волны)							
	10 ГГц (2,5 см)	20 ГГц (15мм)	30 ГГц (10 мм)	40 ГГц (6,8 мм)	50 ГГц (6 мм)	60 ГГц (5 мм)	70 ГГц (4,5 мм)	90 ГГц (3,3 мм)
β=90 град	0,044	0,28	0,26	0,43	1,8	80	2	0,8
β=20 град	0,13	0,8	0,8	1,3	5,3	>100	6	2,3
β=10 град	0,25	1,6	1,5	2,5	10,4	>100	11	5
β=5 град	0,5	3,2	3	5	20,7	>100	23	11

Таблица 3

Затухание (потери) энергии радиоволн из-за неточного наведения антенн (дБ)

Угол места антенны станции	Рабочая частота (длина волны)							
	10 ГГц (2,5 см)	20 ГГц (15мм)	30 ГГц (10 мм)	40 ГГц (6,8 мм)	50 ГГц (6 мм)	60 ГГц (5 мм)	70 ГГц (4,5 мм)	90 ГГц (3,3 мм)
β=90 град	1,1	1	1	1	1	1	1	1
β=20 град	>10	2	1,5	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
β=10 град	>10	6	2,8	2	1,8	1,6	1,6	1,5
β=5 град	>10	>10	8,3	4,5	3,4	3	2,7	2,4

Примечание:

1. Ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны $\theta_{0,5}$=1 град.

2. Точность наведения антенны на КА $\delta_{ка}$=0,1 град.

Таблица 4

Затухание (потери) энергии радиоволны в осадках (дБ)

Угол места антенны станции спутниковой связи, интенсивность дождя		Рабочая частота (длина волны)				
		10 ГГц	20 ГГц	30 ГГц	40 ГГц	50 ГГц
β=90 град	слабый дождь, I = 5 мм/ч	0,2	1	2	3,3	4,6
	умеренный дождь, I = 12,5 мм/ч	0,5	2,3	4,6	7,2	9,5
	сильный дождь, I = 25 мм/ч	1,1	4,6	8,7	13	16,4
	ливень, I = 50 мм/ч	2,7	9,1	16,4	23,3	28,4
β=20 град	слабый дождь, I = 5 мм/ч	0,5	2,8	5,9	9,8	13,5
	умеренный дождь I = 12,5 мм/ч	1,4	6,8	13,5	21,1	27,9
	сильный дождь I = 25 мм/ч	3,3	13,5	25,5	38	48
	ливень I = 50 мм/ч	7,7	26,7	48	67,9	82,9
β=10 град	слабый дождь, I = 5 мм/ч	0,9	5,4	11,6	19,2	26,7
	умеренный дождь I = 12,5 мм/ч	2,8	13,4	26,7	41,6	21,1
	сильный дождь I = 25 мм/ч	6,6	26,6	50,2	74,6	>100
	ливень I = 50 мм/ч	15,2	52,5	94,6	>100	>100
β=5 град	слабый дождь, I = 5 мм/ч	1,8	10,8	23	38,3	53,1
	умеренный дождь I = 12,5 мм/ч	5,6	26,7	53,2	82,9	>100
	сильный дождь I = 25 мм/ч	13,1	52,9	100	>100	>100
	ливень I = 50 мм/ч	30,3	>100	>100	>100	>100

Энергетический расчет радиолиний спутниковой связи ММД

Значительное суммарное ослабление радиосигнала ММД приводит к необходимости повышения энергетического потенциала (ЭП) радиолинии. Как известно, уровень мощности сигнала на входе приемника радиолинии спутниковой связи определяется выражением [2]

$$P_{\text{пм [дБВт]}} = P_{\text{пд}} + G_{\text{пд}} + L_{\text{ф пд}} - L_{\Sigma} + G_{\text{пм}} - L_{\text{ф пм}} = \text{ЭИИМ} + G_{\text{пм}} - L_{\Sigma} - L_{\text{ф пм}}, \quad (1)$$

где ЭИИМ = $P_{пд} + G_{пд} + L_{ф\ пд}$ – эквивалентная изотропно излучаемая мощность, дБВт; $P_{пд}$ – мощность передатчика, дБВт; $G_{пд}$, $G_{пм}$ – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн, дБ; $L_{ф\ пд}$, $L_{ф\ пм}$ – затухание в фидере (антенно-волноводном тракте) передатчика и приемника, дБ; L_{Σ} – суммарное затухание радиосигнала на трассе радиосвязи, дБ.

Суммарное затухание радиосигнала на трассе для ММД определяется выражением [1, 2]

$$L_{\Sigma} = L_0 + L_{доп} = L_0 + L_{атм} + L_{н} + L_{пр} + L_{д}, \quad (2)$$

где L_0 – затухание в свободном пространстве на трассе, дБ; $L_{доп}$ – дополнительное затухание радиосигнала за счет дестабилизирующих факторов в ММД, дБ; $L_{атм}$ – молекулярные затухание радиоволны в газах; $L_{н}$ – потери энергии, вызванные рефракцией радиоволн и неточным наведением антенн; $L_{пр}$ – прочие потери; $L_{д}$ – затухание радиоволны в осадках атмосферы.

Запас уровня радиосигнала на входе приемника определяется выражением

$$q = P_{пм} - P_{пор}, \quad (3)$$

где $P_{пор}$ – пороговая чувствительность приемника, дБВт.

Пороговая чувствительность приемника определяется выражением

$$P_{пор} = k_{б} + T_{экв} + B_{пи} + h_{тр} + P_{тех}, \quad (4)$$

где $k_{б}$=−228,6 дБВт/K·Гц – постоянная Больцмана; $T_{экв}$ – эквивалентная шумовая температура приемной системы, дБK; $B_{пи}$ – скорость передачи информации, дББит/с; $h_{тр}$ – требуемое отношение средней мощности сигнала к средней мощности помехи пересчитанное ко входу приемника ($h_{тр} = E_b/N_0 + B_{пи} + \Delta f_{ш}$, здесь $\Delta f_{ш}$ – шумовая полоса частот, равная полосе пропускания приемника $\Delta f_{п}$) для радиолиний с ФМ и без кодирования $\Delta f_{п} = (1{,}1–1{,}2)B_{пи}$, а с кодированием $\Delta f_{п} = (1{,}1–1{,}2)B_{пи}/R_{к}$, где $B_{пи}$ – скорость передачи информации в радиолинии, дБ; $P_{тех}$ – потери, заложенные в не идеальность технической реализации технологий, дБ.

Значения эквивалентной шумовой температуры приемной системы с $D_{А} = 1$ м, $N_{ш} = 3$ дБ, $L_{авт} = 1$ дБ ($\eta_{А}$=0,8) для радиолинии Ka/Q приведены в табл. 5.

Таблица 5

Эквивалентная шумовая температура приемной системы

Частота, ГГц	Угол места антенны		
	β = 90 град	β = 20 град	β = 90 град
20	550°K (27,1 дБK)	600°K (27,8 дБK)	700°K (28,5 дБK)
40	510°K (27,1 дБK)	550°K (27,1 дБK)	650°K (28,1 дБK)

Примечание: температура солнца и луны не учитывались.

Добротность приемной системы ЗС определяется выражением [2]

$$\mathbf{Q}_{[дБ]} = \mathbf{G}_{\mathbf{пм}[дБ]} - 10\lg T_{экв} - \mathbf{L}_{\mathbf{ф\ пм}[дБ]}. \quad (7)$$

Подставив выражения (3), (6) и (7) в выражение (5), получим выражение для обоснования требуемых значений энергетических параметров передающего устройства ЗС

$$\text{ЭИИМ} = B_{\text{пи}} + L_{\Sigma} + h_{\text{тр}} + P_{\text{тех}} - k_{\text{б}} - Q. \quad (8)$$

Результаты расчетов линии «ЗС-КА» приведены в табл. 6.

Таблица 6

Результаты расчета линии «ЗС-КА» на частоте 20 ГГц

Угол места антенны ЗС	$Q_{\text{ка}}$, дБК	$h_{\text{тр}}$, дБ	L_0, дБ	$L_{\text{атм}}$, дБ	$L_{\text{пр}}$, дБ	$L_{\text{д}}$, дБ (12,5мм/ч	Требуемая ЭИИМ ЗС, дБВт (без дождя/с дождем)		
							64 кбит/с	2 Мбит/с	8 Мбит/с
Для β = 90°	10	15	209,7	0,7	2	2	35/37	50/52	56/58
Для β = 20°	10	15	210,5	2	2	7	37/44	52/59	58/65
Для β = 5°	10	15	211	8	2	22	43/65	58/80	64/86

Примечание: запас на техническую реализацию технологий приемной системы $P_{тех}$ = 2 дБ.

Аналогично получим выражение для определения максимальной скорости передачи в радиолинии «РС-ЗС», а, следовательно, требований к приемной системе ЗС

$$B_{\text{пи}} = \text{ЭИИМ} + Q - L_{\Sigma} - k_{\text{б}} - h_{\text{тр}} - P_{\text{тех}}. \quad (9)$$

Результаты расчетов линии «ЗС-КА» на частоте 44 ГГц приведены в табл. 7.

Анализ расчетов позволяет отметить следующее:

1. В радиолинии «ЗС-РС» субмиллиметрового диапазона (20 ГГц) можно обеспечить скорость передачи данных до 2 Мбит/с перевозимыми ЗС с ЭИИМ не ниже 52 дБ при β≥20 град. Более высокие скорости можно достичь только в РЛСС со стационарных ЗС с большой мощностью передатчика и антенной большого диаметра (более 2,5 м) даже при малых углах места антенн β ≥ 5 град.

Таблица 7

Результаты расчета линии «ЗС-КА» в диапазоне Q (44 ГГц)

Угол места антенны ЗС	$\text{ЭИИМ}_{\text{КА}}$, дБВт	$Q_{\text{ЗС}}$, дБК	$h_{\text{тр}}$, дБ	L_0, дБ	$L_{\text{атм}}$, дБ	$L_{\text{пр}}$, дБ	$L_{\text{д}}$, дБ (12,5мм/ч)	$B_{\text{пи}}$, Мбит/с без дождя/с дождем
Для β = 90°	60	10	5	216,5	0,7	2	7	16 /3
Для β = 20°	60	10	5	217,3	1,5	2	19	8/0,13
Для β = 5°	60	10	5	217,8	7	2	69	2/0

Примечание: запас на техническую реализацию технологий приемной системы Ртех=2 дБ.

2. В условиях слабых и умеренных атмосферных осадков качество связи резко ухудшается и скорость снижается до 0,13 Мбит/с при $\beta<20$ град. Для его повышения необходимо иметь запас энергетического потенциала ЗС не менее 10 дБ для перевозимых и не менее 22 дБ для стационарных станций. При этом ЗС должна иметь добротность приемной системы не хуже 10 дБ*К*. При сильных осадках и малых углах места антенн связь отсутствует.

Заключение

Из приведенных исследований следует, что ММВ находят все более широкое применение на современном этапе развития в широкополосных системах спутниковой связи. В целом можно сделать вывод о целесообразности дальнейшего развития ШССС в миллиметровом диапазоне, поскольку этот диапазон обладает большими частотными ресурсами для повышения пропускной способности системы в целом. Материалы статьи могут использоваться при организации связи в ШССС, а также при разработке перспективных широкополосных систем спутниковой связи и ее элементов в диапазоне миллиметровых волн.

Библиографический список

1. *Тихомиров А.В., Омельянчук Е. В.* Особенности проектирования систем связи миллиметрового диапазона радиоволн // Инженерный вестник Дона. 2013. № 2. С. 89–95.

2. *Якушенко С.А., Сазонов М.А., Бибарсов М.Р.* Радиорелейные и спутниковые системы передачи специального назначения. СПб.: ВАС, 2016. 486 с.

3. Рекомендации. МСЭ-R P.838-3: 2005. Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования.

4. Рекомендации. МСЭ-R P.1411-8: 2015. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования наружных систем радиосвязи малого радиуса действия и локальных радиосетей в диапазоне частот от 300 МГц до 100 ГГц.

УДК **681.2**

К. В. Епифанцев*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ БЕСКОНТАКТНОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ДЕФЕКТОВ ФОРМЫ ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ

Представлены результаты теоретического обоснования, исследований технических и методических решений по созданию цифровых приборов, которые могут быть использованы для измерения дефектов формы и шероховатости. Емкостной датчик, имеющий предварительную систему преобразования, был использован как альтернатива имеющемуся контактному щупу на кругломере японского производства, поставка контактных щупов на который осложняется санкциями.
Ключевые слова: емкостные датчики, дефекты геометрии, кругломер, погрешность измерений.

K. V. Epifantsev*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INVESTIGATION OF A NON-CONTACT METHOD FOR MEASURING DEFECTS IN THE SHAPE OF BODIES OF ROTATION

The article presents the results of theoretical substantiation, research of technical and methodological solutions for the creation of digital devices that can be used to measure shape defects and roughness. A capacitive sensor with a preliminary conversion system was used as an alternative to the existing contact probe on a Japanese-made round meter, the supply of contact probes for which is complicated by sanctions.
Keywords: optical sensors, geometry defects, round gauge, measurement error.

Процесс измерения дефектов формы производится с помощью кругломеров (рис. 1).

Рис. 1. Стандартный щуп кругломера (справа) и кругломер Roundtest (слева)

Основная цель работы – создать прототип бесконтактного емкостного датчика для измерения дефектов формы для импортозамещения контактного щупа кругломера зарубежного производства.

В процессе разработки датчика собственной оригинальной конструкции были проанализированы аналогичные типы датчиков для бесконтактного контроля геометрии деталей. В работах [3, 4] отмечена зависимость между емкостью и расстоянием наблюдаемого объекта, представленная на рис. 2. Анализируя представленный график, можно также сделать вывод, что есть некоторый выход датчика на режим (стабилизацию, происходящую из-за сопротивления датчика шумам), сопровождающийся резким увеличением емкости в момент минимального расстояния между наблюдаемым объектом и второй пластиной конденсатора (вторая пластина конденсатора – исследуемый объект). На графике ниже показано, что точка координат на графике Cm и dm являются некоторой точкой экстремума функции, больше которой начинается экспоненциальный подъем графика и плавное переход в ровную линию, что свидетельствует о некотором расстоянии, при котором датчик уже перестает улавливать приближение объекта.

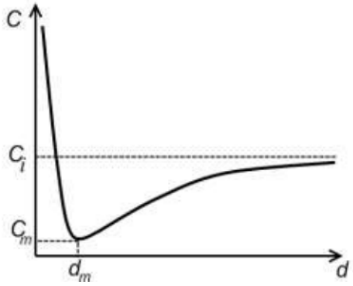


Рис. 2. Зависимость емкости чувствительного элемента датчика от расстояния между наблюдаемым объектом и поверхностью чувствительного датчика

Однако, при создании прибора для анализа биения (к примеру, для создания датчика для кругломера или контурографа отечественного производства) не стоит задача максимально удалять датчик от объекта измерения, расстояния от нулевой координаты до точки Cm и dm вполне достаточно. При этом, как отмечают авторы [5, 6] участок от 0 до dm – «короткодействующий» (в изготовленном макете – около 1 мм), а участок от dm до бесконечности – «дальнодействующий» – с 1 м и более. Возрастание емкости при увеличении расстояния между пластинами (объектом и щупом) также доказано в указанных трудах, в котором рассматривается вопрос разработки датчика индуктивности с характеристиками, представленными на рис. 3.

Схема показана ниже (рис. 4). В ней авторами реализован следующий принцип: от источника питания (12 В) генератор ВЧ-импульсов (его частота 280 кГц, от микросхемы NE 555) к выходу микросхемы подключена цепочка

последовательно соединенных пластин – электродов датчика и потенциометра на базе резисторов R1 и R2.

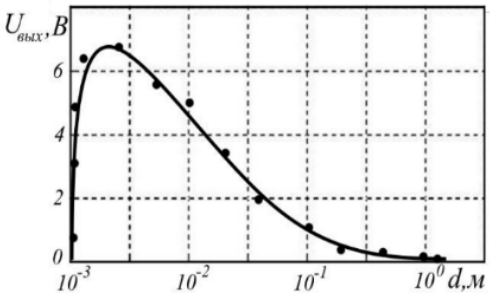


Рис. 3. Зависимость выходного сигнала датчика от расстояния до металлической детали

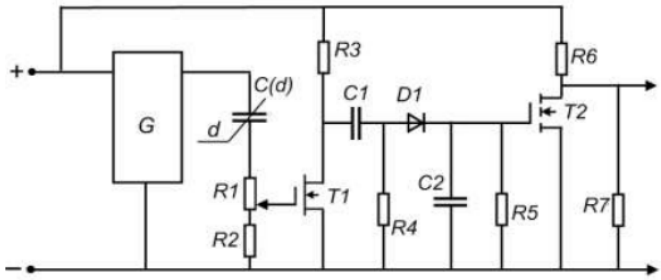


Рис. 4. Схемотехническая реализация планарного емкостного датчика

В разработке, описанной в данной статье и сделанной с учетом вышеприведенных прототипов, был использован компонентный состав и генератор 8 МГц (рис. 6). Из рассмотренных выше разработок была интегрирована система шумоподавления, которая уменьшила процесс стабилизации при измерении частоты.

При приближении посторонних контролируемых элементов к рабочему электроду изменяется пространственная картина распределения электромагнитного поля, что ведет к изменению емкости рабочего электрода. Однако, при изменении влажности, также может произойти изменение емкости, что может привести к погрешностям. Как отмечается в [1, 2], необходимо применить блок коррекции.

При использовании цепи емкостной коррекции изменение емкости рабочего электрода также вызывает изменение напряжения на выходе устройства выборки хранения. Медленное изменение емкости рабочего электрода обычно происходит при изменении состояния погодных условий. В этом случае напря-

жение на выходе устройства выборки-хранения изменяется постепенно и поступает на электрически изменяемую емкость через интегратор, который обеспечивает необходимую задержку корректировки емкости. Использование интегратора необходимо для обеспечения включения сигнализации при резких изменениях емкости рабочего электрода. В процессе разработки бесконтактного датчика для измерения дефекта формы была применена аналогичная схема создания данных преобразователей на основе емкостного датчика, применяемая в виде планарного конденсатора. [3, 4]. В данном процессе в качестве одной из пластин конденсатора была принята деталь, из конструкционной стали – тело вращения, полученной с помощью токарной обработки. Вторая пластина планарного конденсатора – латунный щуп, соединенный с контроллером ESP-32 и кварцевым генератором, получающих питание, не превышающее 6 вольт от USB входа ноутбука, в котором находилась программа для контроллера. Экспериментальная установка описана на рис. 5.

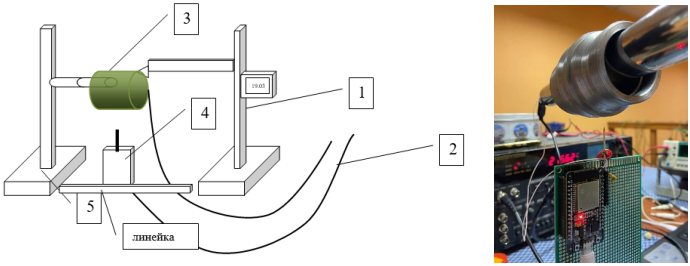


Рис. 5. Экспериментальная установка: 1 – штангенрейсмас; 2 – провода к осциллографу или частотомеру; 3 – контролируемая деталь на консоли; 4 – емкостный датчик с латунным щупом; 5 – стойка с контролируемой высотой консоли

В данном случае провод «–» пробника от частотомера Voltcraft был подключен к детали, положительный вывод был подключен к латунному щупу. При этом возможно измерение с отключенным основным питанием, так как питания, имеющегося в пробнике от частотомера, вполне хватает на измерение детали, однако в среднем показания на частотомере при этом меньше примерно в 100 раз. Основными измерительныи приборами для разработанной экспериментальной установки были приняты частотомер MS9150 и осциллограф АКИП.

При этом данные показаний при приближении латунного щупа к детали, следовательно, при уменьшении воздушного зазора было в следующем порядке – представлено на графике. Установленный конденсатор – 2 пикофарада. Ниже представлена выявленная зависимость (рис. 6). Все значения фиксировались вручную, приближение щупа к прибору фиксировалось штангенрейсмасом, который контролировал, в свою очередь, положение металлической оси, на которой была зафиксирована деталь (рис. 6). При этом были замечены шумовые эффекты, которые требовали значительной стабилизации частоты, около пяти

секунд на одно измерение. При этом категорически исключается касание детали рукой, так как это вызывает мгновенное зашумление результата измерения. Ниже на графике была выявлена зависимость частоты от воздушного зазора.

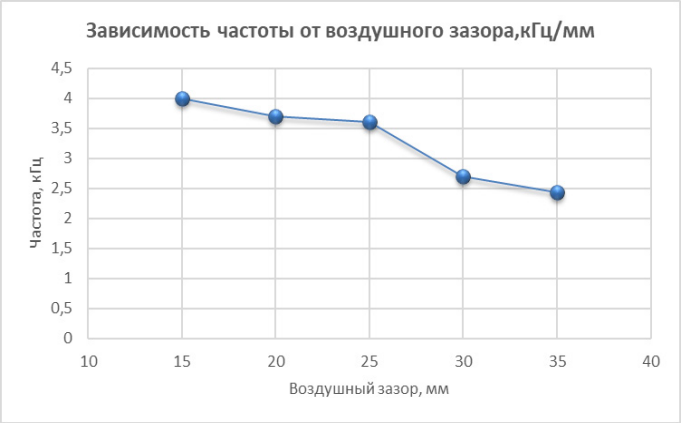


Рис. 6. Выявленная зависимость при измерении детали на частотомере

Таким образом, было замечено, что при уменьшении воздушного зазора частота возрастает. При этом частотомер в дальнейшей серии экспериментов был заменен на осциллограф АКИП с целью исследования осциллограмм.

Библиографический список

1. *Ballas R.G.* Tip Deflection Measurement – Inductive Sensor Principle // Piezoelectric Multilayer Beam Bending Actuators – Static and Dynamic Behavior and Aspects of Sensor Integration. Feb 2007. Chapter 12. P. 217–248.

2. *Галков А.В., Якунин А.Г.* К вопросу о разработке адаптивных охранных систем на основе емкостных датчиков // Вестник Алтайского государственного аграрного университета. 2005. № 1 (17). С. 121–125.

3. *Кулманаков Д.С., Пщелко Н.С., Костовский И.П.* Многофункциональный емкостной датчик. Наука настоящего и будущего. 2020. Т. 1. С. 122–125.

4. *Пщелко Н.С.* Многофункциональный датчик на основе планарного конденсатора для дистанционного зондирования // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества: Тезисы докладов I Росс. науч. конф. Омск, 2020. С. 95–96.

5. *Novak J. L., Feddema I. T.* A capacitance-based proximity sensor for whole arm obstacle avoidance // Proceedings 1992 IEEE International Conference on Robotics and Automation. IEEE, 1992. P. 1307–1314.

6. Combined capacitive and ultrasonic distance measurement for automotive applications / Schlegl T. [et al.] // IEEE sensors journal. 2011. Vol. 11, no. 11. P. 2636–2642.

УДК **681.2**

К. В. Епифанцев*
кандидат технических наук, доцент
Г. А. Петров*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА КРУГЛОМЕРА

Рассматривается вопрос применения оптического датчика, имеющего предварительную систему преобразования, который был использован как альтернатива контактного щупа на кругломере Roundtest RA–120p [1]. В настоящее время настройка кругломера с контактным щупом сопровождается дополнительными сложностями в связи с длительной операцией выравнивания стола и осей, а также возможностью повреждения контактного щупа из-за необработанной детали, о которую он истирается. Подобранные характеристики оптического датчика позволили использовать его вместо контактного щупа при измерении дефектов формы детали (круглости, цилиндричности, концентричности, биения). Датчик, представляющий лазерную установку, визуализирует измеренные значения благодаря специфическому ПО для снятия данных с щупа в милливольтах и преобразования их в микрометры и вывода графика с учетом нивелирования возникающих погрешностей в процессе калибровки. В процессе настройки и калибровки датчиков перед началом работы использовались осциллографы и частотомеры типа АКИП, что позволило выявить соответствие амплитуды осциллограммы определенному участку детали, имеющей дефект, что важно для градуировки графика в написанной на основе С++ программе.
Ключевые слова: оптические датчики, дефекты геометрии, кругломер, погрешность измерений.

K. V. Epifantsev*
PhD, Tech., Associate Professor
G. A. Petrov*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INVESTIGATION OF THE OPTICAL SENSOR OF THE ROUNDTEST

The article discusses the issue of using an optical sensor with a preliminary conversion system, which was used as an alternative to the contact probe on the Roundtest RA – 120p roundmeter. Currently, setting up a roundmeter with a contact probe is accompanied by additional difficulties due to the lengthy operation of leveling the table and axes, as well as the possibility of damage to the contact probe due to an untreated part, about which it is worn out. The selected characteristics of the optical sensor made it possible to use it instead of a contact probe when measuring defects in the shape of a part (roundness, clinidricity, concentricity, runout). The sensor representing the laser installation visualizes the measured values thanks to specific software for taking data from the probe in millivolts and converting them into micrometers and displaying a graph taking into account the leveling of errors during calibration. In the process of setting up and calibrating sensors before starting work, oscilloscopes and frequency meters of the AKIP type were used, which made it possible to identify the correspondence of the amplitude of the oscillogram to a certain part of the part with a defect, which is important for the calibration of the graph, in a C++-based program.
Keywords: optical sensors, geometry defects, round gauge, measurement error.

В исследовании [2] представлен лазерный кругломер, который был взят за прототип.

В настоящей работе рассмотрен интерференционный метод измерений. За основу взят интерферометр Майкельсона, схема которого приведена на рис. 1.

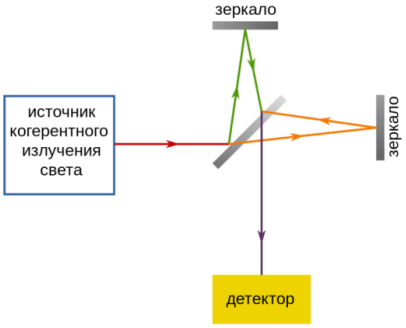


Рис. 1. Оптическая схема интерферометра Майкельсона

В приведенной оптической схеме можно производить измерения смещения одного зеркала при неизменном положении второго и постоянстве параметров лазерного излучения. Приведенная оптическая схема соотетствует случаю приема излучения на матричный фотоприемник. Разница во взаимном положении зеркал в плечах интерферометра приводит к изменениям положения максимумов интерференции на фотоприемнике.

Современные оптоволоконные технологии позволяют реализовать измерительную схему внутри волоконного тракта. В этом случае прием излучения осуществляется на точечный приемник-фотодиод. Для снижения шумов измерительного тракта может использоваться балансный фотоприемник, который позволяет устранить синфазные помехи и убрать постоянную составляющую измерительного сигнала. Волоконно-оптическая схема измерительного тракта приведена на рис. 2.

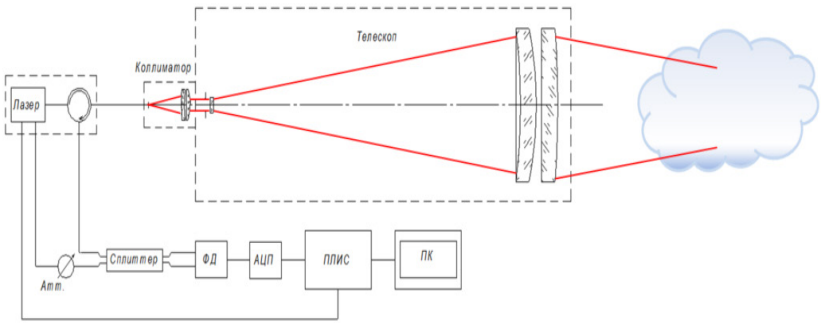


Рис. 2. Схема установки

В процессе физического моделирования измерительного тракта была собрана система, показанная в таблице далее. Измерительный тракт построен на основе полупроводникового лазера с длиной волны 1,54 мкм. Излучение лазера передается по одномодовому поляризованному оптоволокну. В измерительной схеме реализован интерферометр в одно плечо которого поступает опорное излучение от лазерного источника, а во втором – излучение, прошедшее измерительный тракт. Для формирования опорного сигнала использован волоконный делитель, после которого 10% энергии лазера поступает в опорный канал, а 90% в канал измерений. Излучение и прием осуществляются через коллиматор. Для разделения каналов излучения и приема установлен волоконно-оптический циркулятор. Излучение с первого входа циркулятора поступает на второй канал циркулятора и передается через коллиматор в среду, а отраженное от измеряемой поверхности излучение проходит со второго на третий порт циркулятора. Далее излуение опорного и сигнального канала смешиваются в оптическом сплиттере и поступают на вход балансного фотоприемника. В схеме использован оптический циркулятор Thorlabs F810APC-1550 и волоконно-оптические компоненты LightComm. В качестве фотоприемника использован балансный детектор Thorlabs PDB 425C-AC.

Используемый метод измерений позволяет получать только переменную составляющую сигнала интерференции. Поэтому необходимым условием осуществления измерений является непрерывное вращение измеряемой поверхности. Для увеличения отношения сигнал / шум используется статистическое накопление сигнала. Синхронизация сигнала обеспечивается привязкой к началу нового оборота вращающегося столика.

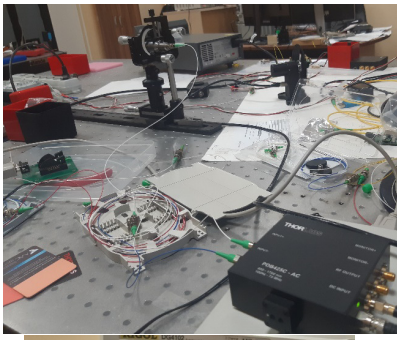
При используемой длине волны лазера, 1,54 мкм, минимально возможное регистрируемое смещение составляет 385 нм. Такое смещение поверхности приводит к появлению на сигнале одной целой гармоники. Без применения дополнительных методов обработки сигнала данное смещение можно считать порогом обнаружения. Такой уровень измерений с запасом перекрывает требования к пороговой чувствительности прибора измерения поверхности вращения.

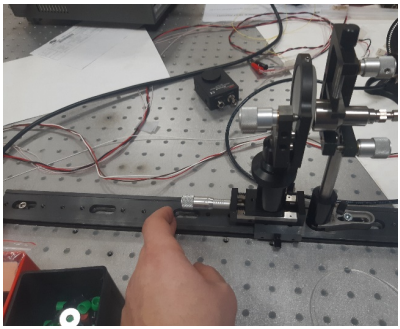
В процессе измерений подтверждено отсутствие влияния на результат измерений внешних источников света и естественного фона. Это связано с регистрацией на фотоприемнике лишь переменной составляющей светового потока, которая возникает вследствие интерференции опорного и сигнального каналов излучения.

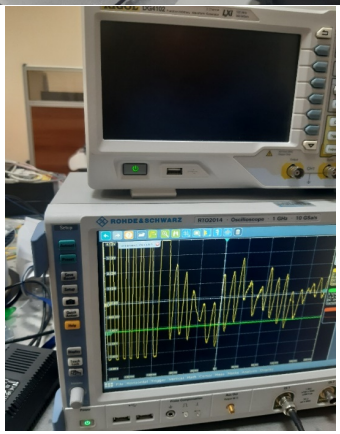
На фото выше, на осциллографе, визуализировано представлены скачки осциллограммы, которые были зарегистрированы при микросмещении винта и приближении линзы к лазеру. Это свойство может быть использовано при анализе вибросмещения на доли микрометров детали, закрепленной на кругломере RoundTest. В настоящее время на данном приборе использован контактный щуп, который применяется для ощупывания детали, но при этом имеет ряд ограничений, так как сам щуп истирается в процессе эксплуатации.

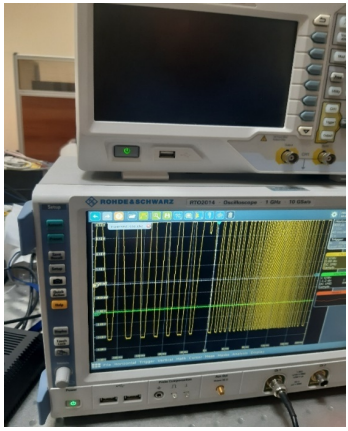
Процесс моделирования лазерной установки имеет ряд важных требований – наличие устойчивого электрического сигнала, обязательное наличие высококачественного осциллографа, многократное умножение исходящего сигнала для выявления самых малых микросмещений.

Результаты экспериментов и общий вид собранного макета









Для отслеживания положения лазера на теле детали была смоделирована программа (рис. 3).

Представленный программный продукт позволяет производить преобразование Фурье с входных сигналов, которые при отражении от объекта улавливает светоприемное устройство лазера. Данный анализ позволяет дополнительно снижать помехи, создаваемые естественным освещением, теневыми эффектами, бликами от поверхности детали, а также обще погрешности системы. Программа в комплексе с преобразованием Фурье позволяет выводить на экран ПК результаты фильтрованного, усредненного лазером сигнала. Расстояние от точки нахождения лазера до детали определяется в милливольтах с применением стандартного мультиметра. Далее при определенном соотношении милливольты возможно перевести в микрометры. Однако в случае проведения анализа работы выходных сигналов через осциллограф или частотомер, преобразование Фурье является крайне необходимым. При повороте детали на поворотном столе или в трехкулачковом патроне подобным методом возможно провести фильтрацию сигналов с калиматроной установки лазера, измерить микросме-

щение и вибрацию поверхности детали, определить ее торцевое или осевое биение, круглость, конусность.

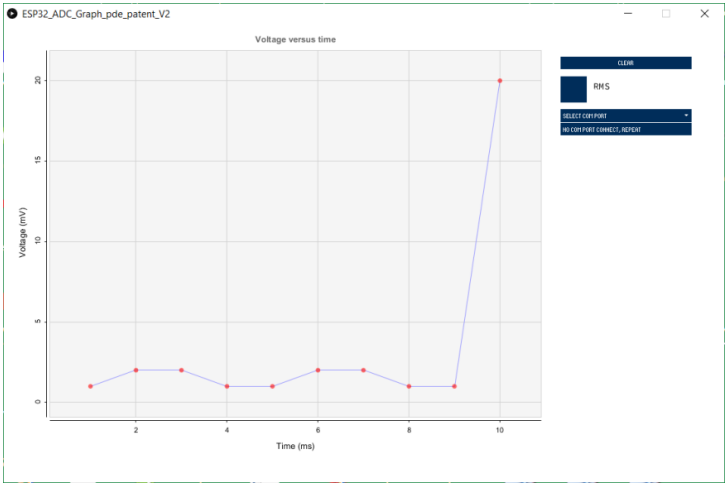


Рис. 3. Разработанная программа для отслеживания отклонения геометрии детали, поиска дефекта формы

Программа позволяет выводить на экран ПК результаты смодулированного лазером сигнала, направляемого им на деталь, и впоследствии отражаемого от поверхности детали, который затем улавливается матричным фотоприемником. Расстояние от точки нахождения лазера до детали, благодаря преобразованию Фурье, определяется в милливольтах, герцах, миллиамперах, что существенно расширяется диапазон потенциально применимых измерительных цифровых устройств, позволяет расширять унификацию приборной базы.

Созданная программа в комплексе с щупом способна также противостоять негативному влиянию алиасинга и не зависит от освещенности помещения, в котором проводятся измерения лазерной установкой. Таким образом, за счет применения преобразования Фурье повышается помехоустойчивость системы, уменьшается количество потенциальных метрологических отказов, которые могут заключаться в некорректно подобранных режимах освещения, мерцания или совмещения работы данного лазерного устройства с другими аналогичными приборами.

Библиографический список

1. *Гущина Е. А., Епифанцев К. В., Ефремов Н. Ю.* Цифровая метрология: учеб.-метод. пособие. СПб.: ГУАП, 2022. 104 с.

2. *Заякин О.А., Манухин А.В., Ростов А.А.* Экспериментальный лазерный кругломер, исследование основной погрешности // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2017. Т. 19, № 6. С. 184–188.

УДК 621.396

С. В. Ермак*
доктор физико-математических наук, профессор
А. Ф. Крячко**
доктор технических наук, профессор
В. В. Семенов*
доктор физико-математических наук, профессор
О. В. Шакин*** *******
доктор технических наук, старший научный сотрудник
О. В. Ермак*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
**Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
***Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КВАНТОВЫХ МАГНИТОМЕТРОВ С ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В ДИАПАЗОНЕ СВЕРХДЛИННЫХ ВОЛН

Показаны возможности применения квантовых магнитометров с оптической накачкой в качестве приемников сигналов в диапазоне сверхдлинных волн. Представлены структурная схема экспериментальной установки, реализующей базовые типы квантовых магнитометров с ламповым источником накачки и зарегистрированные сигналы. Проблема рассмотрена в приложении к изучению дисциплины «Системы оптической связи» для бакалавров направления «Оптотехника».

Ключевые слова: квантовый магнитометр, сверхдлинные волны, радиосвязь, магнитная связь.

Данная работа выполнена в Санкт-Петербургском политехническом университете Петра Великого при поддержке Российского Научного Фонда, грант 20-19-00146.

S. V. Ermak*
Dr. Sc., Phys.-Math., Professor
F. Kryachko***
Dr. Sc., Tech., Professor
V. V. Semenov*
Dr. Sc., Phys.-Math., Professor
O. V. Shakin*** *******
Dr. Sc., Tech., Senior Research Employee
O. V. Ermak*
PhD, Tech., Associate Professor
*Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University
** St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
***Ioffe Institute

USE OF OPTICALLY PUMPED QUANTUM MAGNETOMETERS AS SIGNAL RECEIVERS IN THE ULTRALONG WAVELENGTH RANGE

The possibilities of using the quantum magnetometers with optical pumping as signal receivers in the ultralong wavelength range are shown. A block diagram of an experimental setup that implements basic types of quantum magnetometers with a lamp pump source and recorded signals is presented. The problem is considered in the appendix to the study of the discipline Optical communication systems. for bachelors of the direction Optotechnics.

Keywords: quantum magnetometer, ultralong waves, radio communication, magnetic communication.

Введение

В представленной статье рассмотрена проблема приема сверхнизкочастотных (СНЧ) магнитных сигналов с помощью квантовых магнитометров с оптической накачкой.

Традиционно сверхдлинноволновые (сверхнизкочастотные) сигналы применяются для передачи информации в средах с повышенной электропроводностью, например, во влажном грунте и в воде, что связано с большей глубинной проникновения волны в среду. При этом, магнитная компонента электромагнитной волны подвержена наименьшему затуханию в сравнении с электрической компонентой, что характерно для всего диапазона частот. Это свойство переменного магнитного поля способствовало бурному развитию направления подводной телекоммуникации на основе магнитной связи (магнитоиндукционная связь) в диапазоне частот от сотен Гц до десятков МГц. [1–3]. В качестве приемников сигнала в этом случае традиционно используются ферритовые и рамочные антенны, чувствительность которых резко падает при работе магнитной связи на сверхнизких частотах (сотни Гц – десятки кГц) [4]. Одним из возможных путей решения этой проблемы является использование в качестве приемных датчиков квантовых магнитометров с оптической накачкой (КМОН) [5, 6]. Чувствительность подобных устройств находится в диапазоне от долей фТл до тысяч фТл, а полосы регистрации сигнала составляют от долей Гц до десятков кГц [7–10]. Так, например, в лучших образцах КМОН на отщепленной линии калия достигнута чувствительность порядка 100 фТл/Гц$^{1/2}$ при ламповой накачке, а увеличение линейных размеров рабочей ячейки до 15 см обеспечило достижение этого параметра на уровне 1 фТл/Гц$^{1/2}$ – 3 фТл/Гц$^{1/2}$ [6]. Применение в схеме магнитометра пробного луча позволяет детектировать резонансный сигнал по эффекту фарадеевского вращения с чувствительностью, лучше 1 пТл/Гц$^{1/2}$ в полосе 1 кГц для рабочей ячейки, содержащей атомы ^{87}Rb. При компенсации шумов внешнего магнитного поля до уровня 300 фТл, например, при вычитании показаний второго КМОН, оценка расстояния от передатчика до приемника может составить сотни метров [7]. Применение изотопа калия ^{39}K в качестве рабочего вещества КМОН с малогабаритной рабочей ячейкой и детектирования резонансного сигнала в тракте пробного луча по фарадеевскому вращению, позволяет при частоте резонанса порядка 100 кГц достичь чувствительности 2 фТл/Гц$^{1/2}$. Прогноз фундаментального предела вариационной чувствительности для такого КМОН составляет 0,01 фТл/Гц$^{1/2}$ в случае увеличения размера рабочей ячейки с калием до 200 см^3 [8]. Определенные пер-

спективы КМОН имеют в плане миниатюризации, значительного уменьшения энергопотребления и увеличения устойчивости к механическим воздействиям, что является чрезвычайно актуальным при создании мобильных систем. Созданный на рабочей ячейке объемом 1 мм^3 с атомами ^{87}Rb КМОН с модуляцией интенсивности луча накачки и детектировании резонансного сигнала в тракте пробного луча по фарадеевскому вращению поляризации излучения в пробном канале, имеет чувствительность лучше 10 пТл/Гц$^{1/2}$ в полосе от 1кГц до 10 кГц [9]. Работа подобного КМОН в режиме подавления спинобменных процессов в рабочей ячейке (режим SERF) позволяет достичь чувствительности 5 фТ/Гц$^{1/2}$ [10].

Целью работы являлся анализ особенностей применения КМОН в качестве высокочувствительных приемников переменного магнитного поля в СНЧ-диапазоне.

Экспериментальная методика регистрации СНЧ-сигналов

Для демонстрации практической реализации КМОН в качестве приемника СНЧ-сигналов использовалась экспериментальная установка, схема которой приведена на рис. 1, позволяющая создать базовые типы КМОН, работающие на эффекте двойного радиооптического резонанса (ДРОР) [11, 12]. В качестве источника накачки использовался хорошо зарекомендовавший себя в практических приложениях спектральный источник на газоразрядной лампе СИ.

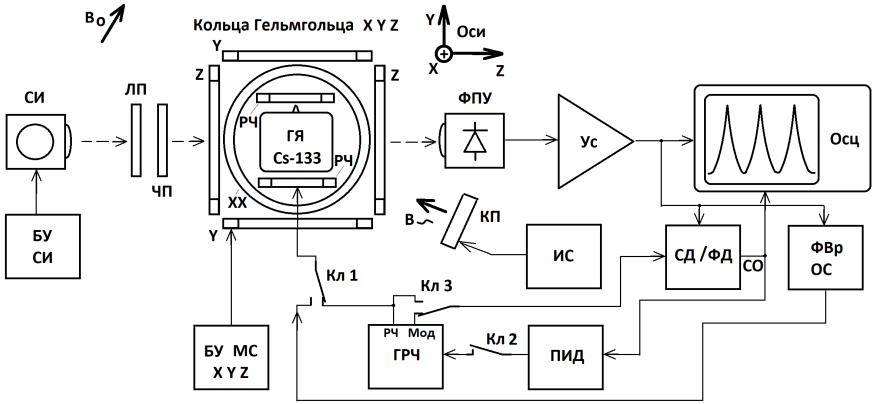


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: СИ – спектральный источник; БУ СИ – блок управления спектральным источником; ЛП – линейный поляризатор, четвертьволновая пластина; X, Y, Z – три пары колец Гельмгольца магнитной системы; ГЯ – газовая ячейка; РЧ – пара радиочастотных катушек; БУ МС XYZ – блок управления магнитной системой; ГРЧ – генератор радиочастоты; ФПУ – фотоприемное устройство; Ус – усилитель; Осц – осциллограф; КП – катушка передающая; ИС – источник сигнала; СД/ФД – блоки синхронного и фазового детекторов; ФВр ОС – фазовращатель цепи обратной связи; ПИД – пропорциональный интегральный дифференциальный регулятор; Кл 1, Кл 2 и Кл 3 – переключатели; B_0 – лабораторное магнитное поле; Оси X, Y, Z – направления создаваемых магнитной системой полей; $B_\sim$ – сигнальное магнитное поле; СО – сигнал ошибки

Экспериментальная установка работает следующим образом. Резонансное излучение спектрального источника СИ, управляемого блоком управления БУ СИ, проходит последовательно через линейный поляризатор ЛП и четвертьволновую пластину ЧП и преобретя циркулярную поляризацию попадает в газовую ячейку ГЯ. Ячейка содержит пары изотопа ^{133}Cs в атмосфере буферного газа, либо в отсутствии буферного газа при наличии антирелаксационного покрытия стенок ячейки. Поглощение излучения спектрального источника СИ в газовой ячейке ГЯ определяется эффектом ДРОР в условиях действия радиополя резонансной частоты, создаваемого радиочастотными катушками РЧ. Прошедшее газовую ячейку излучение регистрируется фотоприемным устройством ФПУ, выходное напряжение которого (резонансный сигнал ДРОР) усиливается в усилителе Ус, работающем либо в широкополосном либо ускополосном режиме, поступает на один из входов осциллографа Осц. На другой вход осциллографа подается сигнал ошибки СО с выхода синхронного детектора СД в виде медленноменяющегося напряжения, амплитуда и полярность которого определяются отклонением частоты сигнала генератора ГРЧ от частоты резонанса атомов ^{133}Cs, определяемой в рабочем магнитном поле B_0 в соответствии со следующим выражением:

$$F_0 = \gamma \cdot B_0, \qquad (1)$$

где γ – гиромагнитное отношение атомов ^{133}Cs (3,5 Гц/нТл). На синхронный детектор, помимо резонансного сигнала с выхода усилителя Ус поступает низкочастотный опорный сигнал модуляции (выход Мод) с одного из выходов радиочастотного генератора ГРЧ. С этой же частотой осуществляется частотная модуляция сигнала генератора ГРЧ, подаваемого с другого выхода генератора ГРЧ (РЧ) на вход катушек РЧ для создания резонансного радиочастотного поля (частота поля соответствует выражению (1)). Пропорциональный интегральный дифференциальный регулятор ПИД, на вход которого приходит сигнал ошибки СО, формирует сигнал управления частотой генератора ГРЧ для подстройки ее к частоте резонанса атомов (ключ Кл 2 – замкнут). Магнитная система, состоящая из трех пар колец Гельмгольца XYZ и управляемая блоком управления БУ МС XYZ, предназначена для создания постоянных и переменных магнитных полей, в частности, для компенсации компонент внешнего магнитного поля (поля Земли). Источник сигнала ИС питает передающую катушку КП, формирующую переменное низкочастотное магнитное поле $B_{\sim}$, являющееся регистрируемым в работе сигналом.

Описанное выше функционирование экспериментальной установки соответствует ее работе в режиме квантового магнитометра M_Z-типа [5]. При этом положения контактов ключей Кл1 и Кл 3 соответствуют рис. 1. Разомкнутый ключь Кл 2 разрывает цепь подстройки частоты сигнала генератора ГРЧ под частоту резонанса атомов и позволяет «ручной» поиск резонансной частоты.

Регистрация сигнала в режиме магнитометра M_Z-типа поясняется на рис. 2. В первом случае для регистрации передаваемого сигнала (рис. 2*а*)

используется сигнал ошибки СО, формируемый в синхронном детекторе СД (см. рис. 1), представляющий из себя дисперсионную зависимость выходного напряжения от положения частоты сигнала радиочастотного генератора ГРЧ (выход РЧ) на оси частот относительно частоты резонанса атомов F_0. В этом случае требуется модуляция резонансных условий ДРОР, например НЧ-модуляция частоты сигнала ГРЧ (выход РЧ), либо НЧ-модуляция магнитного поля вдоль оси излучения накачки. При этом, наличие внешнего переменного магнитного поля (регистрируемый сигнал) приводит к перемещению рабочей точки по линии сигнала ошибки относительно ее центра и регистрации передаваемого сигнала. Во втором случае для регистрации передаваемого сигнала (рис. 2*б*) используется сигнал с выхода усилителя Ус (см. рис. 1), представляющий из себя резонансный сигнал поглощения ДРОР, амплитуда которого зависит от положения рабочей точки на линии резонанса (положение частоты сигнала ГРЧ (см. рис. 1) на оси частот относительно частоты резонанса F_0). В данном случае регистрируемый сигнал может формироваться на любом из склонов линии резонанса в области ее наибольшей крутизны. Переменное магнитное поле вызывает движение линии резонанса вдоль частотной оси и перемещает рабочую точку по склону зависимости, формируя принемаемый сигнал. В этом случая для регистрации принемаемого сигнала не требуется модуляции резонансных условий ДРОР. Сравнение двух представленных выше случаев регистрации принемаемых СНЧ-сигналов показывает целесообразность применения первого варианта (рис. 2*а*) при регистрации сигналов на частотах в диапазоне от долей до десятков Гц, что обусловлено необходимостью применения модуляции резонансных условий, частота которой ограничивает сверху частоту принемаемого сигнала. Во втором варианте (рис. 2*б*) такое ограничение отсутствует. Однако в сравнении со вторым вариантом, требующим поддержания резонансных условий ДРОР (F=F_0), первый вариант автоматически обеспечивает работу в центре линии сигнала ошибки.

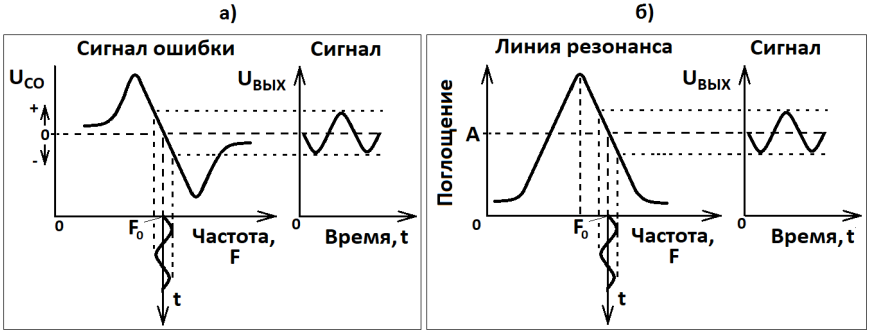


Рис. 2. Регистрация сигнала M_Z-магнитометром: а – используется сигнал с выхода синхронного детектора (сигнал ошибки) при настройке в резонанс; б – регистрируемый гармонический сигнал используется в качестве сигнала модуляции резонансных условий (модуляция резонансных условий в M_Z-магнитометре отключена) при отстройке M_Z-магнитометра от резонанса в точку максимальной крутизны линии резонанса

В данной работе при использовании экспериментальной установки в режиме M_Z-магнитометра использовалась компенсация Y-компоненты магнитного поля Земли (МПЗ) для работы с Z-компонентой (величина X-компоненты близка к нулю), ориентированной по касательной к поверхности Земли, что упрощало проведение экспериментов (F_0 порядка 53 кГц). Передающая катушка КП (см. рис. 1) располагалась на оси магнитометра (вдоль оптической оси). Расстояние от центра газовой ячейки ГЯ до передающей катушки КП (см. рис. 1) было выбрано 1,25 м. Чувствительность экспериментальной установки к вариациям магнитного поля в варианте с применением синхронного детектирования (рис. 2*а*) составила величину порядка 9 пТл/Гц$^{1/2}$. По величине зарегистрированного сигнала частотой 1 Гц при расположении передающей катушки на расстоянии 1,25 м от газовой ячейки и амплитуде передаваемого сигнала порядка 0,1 Тл была получена оценка максимального расстояния приема данного магнитного сигнала, которое составило 100 м (учет уменьшения величины магнитного поля с расстоянием по кубической зависимости). На рис. 3 представлен внешний вид зарегистрированного амплитудно-модулированного (АМ) сигнала Mz-магнитометром с применением синхронного детектирования. Частота несущей составила 0,5 Гц при 100 % глубине модуляции, частоте модуляции 0,1 Гц и полосе приема от 0 Гц до 1 Гц.

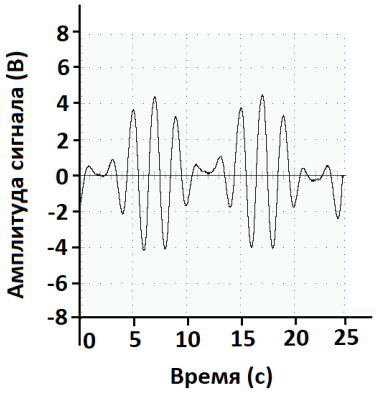


Рис. 3. Внешний вид зарегистрированного АМ-сигнала Mz-магнитометром с применением синхронного детектирования: частота несущей 0,5 Гц, 100% глубина модуляции, частота модуляции 0,1 Гц, полоса приема от 0 Гц до 1 Гц

При регистрации сигналов по варианту без синхронного детектирования (рис. 2*б*), как было отмечено ранее, достигается более широкая полоса регистрации, не ограниченная частотой модуляции резонансных условий Mz-магнитометра. Однако максимальную частоту регистрируемого сигнала ограничивает ширина линии резонанса ДРОР [5]. При ширинах линии резонанса единицы-сотни Гц максимальная частота регистрируемого сигнала, в случае обеспечения приемлемой вариационной чувствительности, составляет порядка

1 Гц – 1 кГц. На рис. 4 показан внешний вид зарегистрированных АМ-сигналов Mz-магнитометром без применения синхронного детектирования. Амплитуда приведенных сигналов уменьшается с увеличением их частоты. В данном случае частота зарегистрированного сигнала 534 Гц соответствует максимальной частоте модуляции резонансных условий, примерно равной половине ширины линии резонанса. Это незначительно уширяет линию резонанса ДРОР и, как следствие, не снижает вариационную чувствительность Mz-магнитометра. При малых амплитудах АМ-сигналов (рис. 4*б*; 4*в*) становятся заметными вариации амплитуды сигнала, обусловленные влиянием магнитных поле на частоте 50 Гц и ее гармониках.

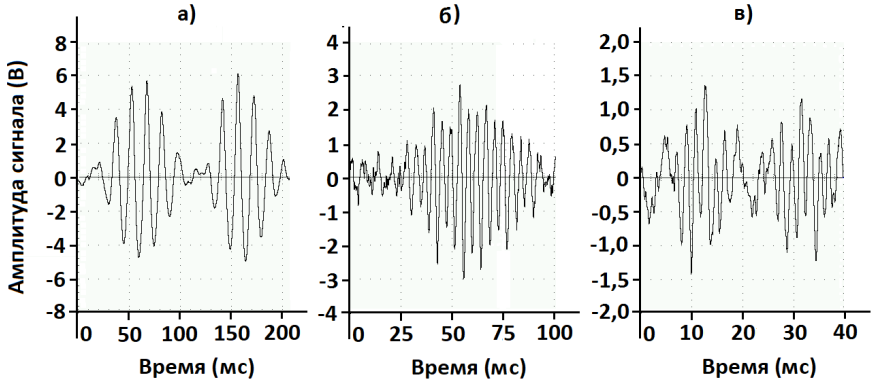


Рис. 4. Внешний вид зарегистрированных АМ-сигналов Mz-магнитометром без применения синхронного детектирования: а – частота несущей 67 Гц, 100% глубина модуляции, частота модуляции 1 Гц, полоса приема от 0,01 кГц до 1 кГц; б – частота несущей 234 Гц, 100% глубина модуляции, частота модуляции 10 Гц, полоса приема от 0,1 кГц до 1 кГц; в – частота несущей 534 Гц, 100% глубина модуляции, частота модуляции 50 Гц, полоса приема от 0,1 кГц до 1 кГц

Работа экспериментальной установки в режиме M_X-магнитометра характеризуется модуляцией интенсивности луча накачки с частотой F_0 при ориентации внешнего (геомагнитного) поля под углом примерно 45^0 к направлению излучения накачки [5]. В этом случае не требуется НЧ-модуляция резонансных условий, а резонансный сигнал представляет собой гармонический сигнал частотой F_0. В резонансе, сдвиг фаз между регистрируемым резонансным сигналом и РЧ-сигналом на выходе генератора ГРЧ (рис. 1) составляет примерно 90^0 и меняется при отстройке частоты ГРЧ от частоты резонанса атомов. Для стабилизации резонанса ($F=F_0$) и измерения его частоты замыкается цепь обратной связи, включающая фазовый детектор ФД, ключ Кл 3 (соединение контактов в верхнем по схеме положении), ПИД-регулятор, замкнутый ключ Кл 2, вход управления частотой ГРЧ, сигнал РЧ, катушки РЧ, газовая ячейка ГЯ, фотоприемное устройство ФПУ, усилитель Ус, фазовый детектор ФД. На рис. 5 приведен зарегистрированный на экспериментальной установке спектр сигнала

M_X-магнитометра при воздействии переменного магнитного поля (регистрируемый сигнал) частотой 500 Гц и магнитной наводки на частоте 50 Гц и ее гармониках. Как следует из рисунка, сигнал M_X-магнитометра в отсутствии внешних магнитных переменных полей представляет собой гармонический сигнал частотой F_0 (компонента 1). С точки зрения приемника магнитного сигнала, компонента 1 является несущей, частота (и фаза) которой модулируется в присутствии внешних переменных магнитных полей (компоненты 2 и 3). Резонансная частота такого устройства в геомагнитном поле составляет сотни кГц, а скорость реакции на изменение магнитного поля ограничена полосой пропускания тракта регистрации сигнала (при обеспечении условий резонанса ДРОР). Представленная лабораторная установка в режиме M_X-магнитометра работала при частоте F_0 примерно 86 кГц и имела вариационную чувствительность порядка 50 пТл. Невысокая чувствительность M_X-магнитометра по сравнению с M_Z-магнитометром обусловлена одноканальным оптическим трактом и более широкой линией резонанса. Применение реализаций M_X-магнитометров, аналогично [7–10] позволяет увеличить чувствительность более чем на три порядка.

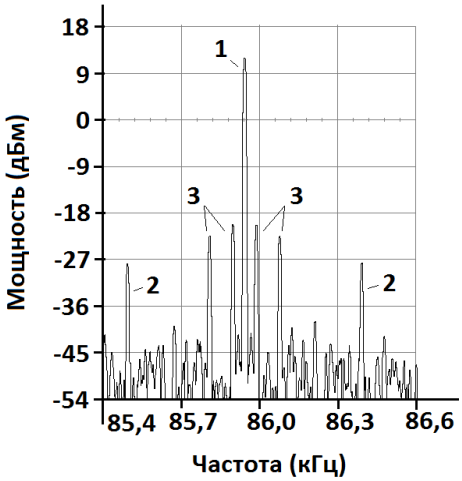


Рис. 5. Спектр сигнала Мх-магнитометра при регистрации переменных магнитных полей: 1 – резонансная спектральная компонента (несущая); 2 – спектральные компоненты, обусловленные магнитной наводкой на частоте 50 Гц и ее гармониках; спектральные компоненты, обусловленные принимаемым гармоническим сигналом на частоте 500 Гц

Переключение ключа Кл 1 в правое (по схеме) положение и размыкание ключа Кл 2 при обеспечении сдвига фаз в цепи обратной связи с помощью фазовращателя ФВр ОС, равном 0^0 (при используемом расположении РЧ-катушек), обеспечивает работу M_X-магнитометра в автоколебательном режиме [5]. В этом случае КМОН отслеживает частоту, близкую к частоте резонанса. Быстродействие устройства ограничено полосой тракта регистрации. Однако

требуется тщательная настройка режима работы магнитометра, особенно в условиях влияния паразитных переменных магнитных полей.

Особенности и перспективы применения КМОН

Параметры традиционных приемных антенн магнитных сигналов существенно зависят от расположенных поблизости с ними металлических и ферромагнитных материалов. Аналогичные закономерности прослеживаются и при использовании в качестве приемников КМОН вследствии влияния паразитных магнитных вариаций и градиентов рабочего магнитного поля на параметры резонансного сигнала магнитометра, что может привести к снижению его чувствительности. При этом, чем уже линия резонанса (выше чувствительность) магнитометра, тем значительней влияние внешних факторов. Отчасти влияние мешающих внешних постоянных и переменных магнитных полей может быть скомпенсировано применением градиентометрических схем (дифференциальный режим работы двух и более магнитометров), применением компенсирующих магнитных систем, для чего в работе применяются кольца Гельмгольца (рис. 1). Полезным, в данном контексте, является применение различных систем кодирования и обработки сигнала, как и в случае стандартных приемников магнитных сигналов, а также концентраторов магнитного поля [7].

Можно прогнозировать, что прием магнитных сигналов в СНЧ, герцовом и субгерцовом диапазонах с помощью КМОН может расширить диапазон дистанций приема сигналов в электропроводных средах до сотен-тысяч метров, что расширяет возможности подводных телекоммуникационных систем.

Возможность измерений с высокой чувствительностью и точностью постоянных и переменных магнитных полей, наряду с приемом СНЧ-магнитных сигналов, позволяет определять пространственную конфигурацию магнитного поля, местоположение движущихся и неподвижных магнитных диполей, величину их магнитного момента.

Заключение

В работе на примере представленной экспериментальной установки реализованы наиболее простые схемы квантовых магнитометров с оптической накачкой, M_Z и M_X-типа, применяющиеся в качестве приемников СНЧ магнитных сигналов. В режиме M_Z-магнитометра продемонстрированы зарегистрированные амплитудно-модулированные сигналы с частотой несущей 0,5 Гц и частотой амплитудной модуляции 0,1 Гц (в условиях синхронного детектирования и полосой регистрации около 1 Гц) и амплитудно-модулированные сигналы с частотами несущей, равными 67 Гц, 234 Гц и 534 Гц, с частотами амплитудной модуляции 1 Гц, 10 Гц и 50 Гц соответственно (без синхронного детектирования и полосой регистрации около 1 кГц). Отсутствие синхронного детектирования обеспечивает большую частоту принимаемого сигнала, ограничиваемую только шириной линии резонанса, что обусловлено отсутствием необходимости модулировать резонансные условия ДРОР. В данном случае максимальная частота сигнала составила величину порядка 534 Гц.

Измеренная амплитуда сигнала в режиме M_Z-магнитометра при синхронном детектировании, расстоянии от газовой ячейки до передающей катушки 1,25 м, чувствительности магнитометра 9 пТл/Гц$^{1/2}$ и создаваемой передающей катушкой переменным магнитным полем 0,1 Тл на частоте 1 Гц, позволила спрогнозировать максимальное расстояние до источника сигнала, составившее порядка 100 м (при учете уменьшения величины магнитного поля с расстоянием по кубической зависимости).

В режиме M_X-магнитометра продемонстрирован спектр зарегистрированного сигнала со спектральной компонентой принятого сигнала на частоте 500 Гц, при частоте резонансной спектральной компоненты 86 кГц и в присутствии магнитной наводки на частоте 50 Гц и ее гармониках. Измеренная чувствительность в таком режиме работы составила порядка 50 пТл/Гц$^{1/2}$, что обусловлено применением одноканальной схемы накачки-детектирования сигнала. Применение двухканальной схемы, лазерной накачки и детектирования, использование эффекта фарадеевского вращения плоскости поляризации при регистрации сигнала позволяет на три порядка увеличить чувствительность устройства.

Рассмотренные особенности КМОН, применяемые в качестве приемников магнитных сигналов в СНЧ-диапазоне, такие как чувствительность их характеристик к внешним факторам (магнитные градиенты и мешающие переменные магнитные поля), существенно нивелированы применением компенсирующих магнитных систем, дифференциальных режимов работы магнитометров, применение концентраторов магнитного поля и кодирования сигнала.

Прием магнитных сигналов в СНЧ, герцовом и субгерцовом диапазонах, а также возможность измерения постоянного магнитного поля позволяет прогнозировать увеличение дистанции передачи сигналов до сотен-тысяч метров, а также позволяет использовать КМОН для определения направления на магнитный диполь, расстояния до него и величины его магнитного момента.

Библиографический список

1. *Шибков А. Н.* Электромагнитные системы информационного обеспечения подводных инженерно-технических работ. Теория и эксперимент. Владивосток: Дальнаука, 2005. 231 с.

2. *Bogie I. S.* Conduction and magnetic signalling in the sea a background review // Radio and Electron. Engineer. 1972. Vol. 42, no. 10. P. 447–452.

3. *Sun Z., Akyildiz I. F.* Underground wireless communication using magnetic induction // Proc. IEEE ICC. 2009. P. 1–5.

4. ROV assisted magnetic induction communication field tests in underwater environments / D. Wei, S. S. Soto, J. Garcia, [et al.] // Proc. ACM Intern. Conf. WUWNet. 2018. № 20. P. 1–5.

5. *Померанцев Н. М., Рыжков В. М., Скроцкий Г. В.* Физические основы квантовой магнитометрии. М.: Наука, 1972. 448 с.

6. *Александров Е. Б., Вершовский А. К.* Современные радиооптические методы квантовой магнитометрии // УФН. 2009. Т. 179, № 6. С. 605–637.

7. *Gerginov V., da Silva F. C. S., Howe D.* Prospects for magnetic field communications and location using quantum sensors // Rev. Sci. Instrum. 2017. Vol. 88. P. 125005 (1–10).

8. *Savukov I. M., Seltzer S. J., Romalis M. V.* Tunable Atomic Magnetometer for Detection of Radio-Frequency Magnetic Fields // PhysRevLett. 2005. Vol. 95. P. 063004(1–4).

9. High-bandwidth optical magnetometer / R. Jiménez-Martínez, W. C. Griffith, S. Knappe [et al.] // J. Opt. Soc. Am. B. Vol. 29, no. 12. P. 3398–3403.

10. *Griffith W. C., Knappe S., Kitching J.* Femtotesla atomic magnetometry in a microfabricated vapor cell // OPT. EXPRESS. Vol. 18, no. 26. P. 27167 (1–6).

11. *Bitter F.* The Optical Detection of Radiofrequency Resonance // Phys. Rev. 1949. Vol. 76, no. 6. P. 833–835.

12. *Kastler A.* Optical methods of atomic orientation and magnetic resonance // J. of Opt. Soc. Am. 1957. Vol. 47, no. 6. P. 460–465.

УДК 621.396.96

А. К. Ермаков*
преподаватель
Н. В. Поваренкин*
кандидат технических наук, доцент
Т. И. Тагаев*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

О ПРИМЕНЕНИИ АЛГОРИТМА MUSIC ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛА МЕСТА ПРОТИВОКОРАБЕЛЬНЫХ РАКЕТ

Рассмотрен результат работы алгоритма измерения угловых координат воздушного объекта, совершающего полет на малой высоте. При этом характеристики объекта были выбраны с учетом анализа воздушных объектов, являющихся наиболее опасными с точки зрения высоты и скорости движения.
Ключевые слова: радиолокация, низколетящая радиолокационная цель, метод Кирхгофа, алгоритм сверхразрешения MUSIC.

A. K. Ermakov*
Lecturer
N. V. Povarenkin*
PhD, Tech., Associate Professor
T. I. Tagaev*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ABOUT THE APPLICATION OF THE MUSIC ALGORITHM FOR MEASURING THE ANGLE OF ANTI-SHIP MISSILES

In this paper, the result of the algorithm for measuring the angular coordinates of an air object flying at low altitude is considered. At the same time, the characteristics of the object were selected taking into account the analysis of air objects that are the most dangerous in terms of altitude and speed.
Keywords: radar, low-flying radar target, Kirchhoff method, MUSIC super-resolution algorithm.

Проблема измерения угловых координат низколетящих радиолокационных целей известна давно [1–3]. Однако она и по сей день является актуальной и нерешенной. Актуальность проблемы подтверждается большим количеством статей, в которых предлагаются различные методы и алгоритмы для повышения точности измерения угловых координат низколетящих целей. Также существует большое количество публикаций, демонстрирующих развитие воздушных объектов, способных совершать полет на малой и сверхмалой высоте [4], а также о методах повышения скрытности низколетящих целей в радиолокационном поле [5]. Подтверждение того факта, что проблема и по сей день является нерешенной, в том числе, можно увидеть из ситуации, произошедшей 19 апреля 2022 года в городе Белгород [6, 7]. Одной из главных причин произошед-

шего является то, что совершившие авиаудар по Белгороду вертолеты совершали полет на низкой высоте.

Ситуация в Белгороде является одной из множества, однако поскольку она произошла совсем недавно – она является наиболее показательной на данный момент. Решение задачи повышения точности измерения угловых координат может иметь разнообразный характер и алгоритм действий. Связано это с тем, что при различных радиолокационных обстановках существуют различные сложности, которые в свою очередь влияют на точность измерения угловых координат зондируемой радиолокационной цели. Так, точность измерения угловых координат, например, будет зависеть от ЭПР цели, свойств подстилающей поверхности, дальности обнаружения радиолокационной цели, скорости ее движения, высоты полета, ширины диаграммы направленности. При этом в работе [1], в которой описаны основные проблемы, вызывающие ошибки измерения угловых координат, указано, что существует три основных ситуации, требующих разного подхода при решении задачи обеспечения точного измерения угловых координат. Среди них наиболее опасной ситуацией является попадание в главный лепесток диаграммы направленности сигналов с обоих направлений (от цели и ее антипода).

В соответствии с обозначенной задачей, был проведен аналитический обзор источников на предмет поиска объектов, способных совершать полет на малой высоте и большой дальности, и их технических характеристик. Анализ технических характеристик, указанных в [8] показал, что наиболее опасными воздушными объектами, способными совершать полет на малой высоте, являются противокорабельные ракеты (ПКР).

Причиной возникновения ошибок при измерении угловых координат низколетящей радиолокационной цели является наличие изрезанного фазового фронта в точке приема отраженного сигнала, а также малое угловое расстояние между радиолокационной целью и ее антиподом. Учитывая влияния этих явлений на измерение угловых координат, становится понятно, что если не использовать специальные методы борьбы с помехами, существующими при измерении угловых координат низколетящих радиолокационных целей, то ни одноканальные, ни многоканальные системы (моноимпульсные радиолокаторы) не способны обеспечить измерение угловых координат с заданной точностью. В связи с этим в настоящей работе предлагается экспериментально оценить возможность применения цифровой антенной решетки (ЦАР) и наиболее распространенного алгоритма сверхразрешения MUSIC для задачи измерения угловых координат при отсутствии учета описанных особенностей радиолокационного поля в алгоритме обработки.

Анализ современных противокорабельных ракет блока НАТО, проведенный в [9], позволяет учесть реальные технические характеристики при моделировании разрабатываемых и исследуемых алгоритмов, направленных на решение подобных задач. Параметрами моделирования для оценки MUSIC являлись: высота фазового центра антенной решетки (АР) h 25 метров, количество элементов АР N 25, расстояние между элементами АР $d = \lambda/2$, высота радиолока-

ционной цели H 20 метров, скорость движения цели V 300 м/с, частота зондирующего сигнала f 10 ГГц, период повторения импульсов T_n 0,1 с, в качестве подстилающей поверхности применялась модель JONSWAP, а в качестве метода рассеяния сигнала – метод Кирхгофа (подтверждение модели представлено на рис. 1) [10].

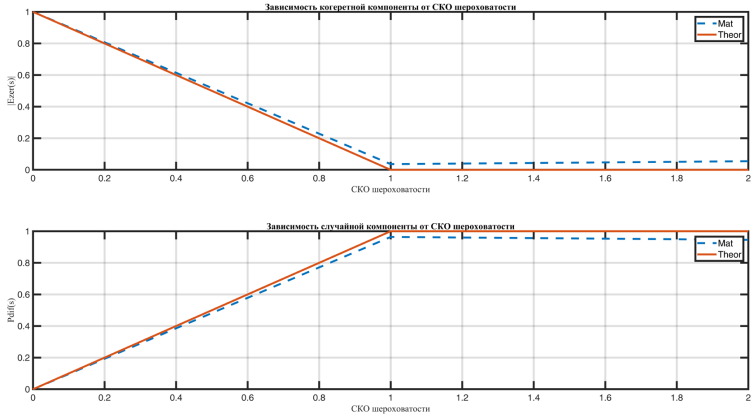


Рис. 1. Подтверждение результата моделирования сигнала, рассеянного подстилающей поверхностью

На рис. 2 представлен результат моделирования для трех СКО высот неровностей, при анализе 1 принятого импульса, прерывистой линией указана координата реального расположения зондируемой цели. Отсюда видно, что даже при СКО равное 0, то есть случай абсолютно зеркальной поверхности, максимальный пик псевдоспектра по направлению отклоняется на 2 градуса относительно реального положения цели.

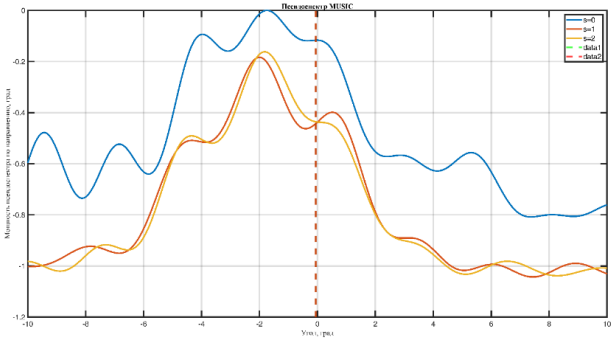


Рис. 2. Результат использования алгоритма MUSIC при анализе 1 импульса

Для повышения точности измерения угловых координат алгоритмом MUSIC, не изменяя параметры цели и приемной антенны, существует только один вариант – увеличение времени накопления. Это позволит охватить большую область изменения разности фаз и увеличить скорость ее изменения в рамках накапливаемого промежутка времени. Минимальным временем накопления, при котором ошибка в измеренных координатах (при СКО равном 1) меньше 0,5 градуса являлось 8 секунд (рис. 3).

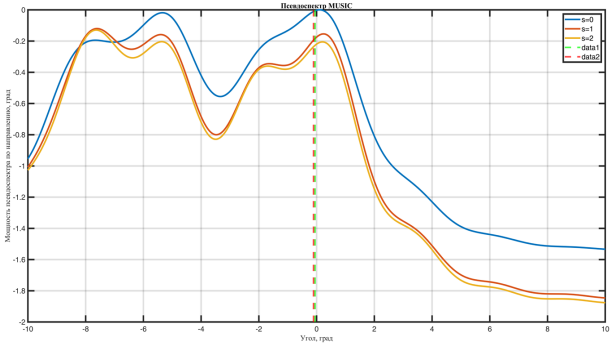


Рис. 3. Результат использования алгоритма MUSIC при времени накопления равном 8 секундам

Учитывая факт того, что дальность до цели была всего лишь 5 километров, не учитывался собственный шум приемника, отношение сигнал/шум и то, что радиолокационная цель за этот промежуток времени преодолела расстояние 2400 метров, результат работы алгоритма считается неприемлемым.

Библиографический список

1. *Бартон Д.К.* Радиолокационное сопровождение цели при малых углах места: пер. с англ. // ТИИЭР. 1974. Т. 62, № 6. С. 37–61.

2. *Островитянов Р.В., Басалов Ф.А.* Статистическая теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь. 1982.

3. *Монаков А.А., Островитянов Р.В., Храмченко Г.Н.* Моделирование сигналов в угломестной радиолокационной системе при влиянии шероховатостей поверхности // Изв. ВУЗов: Радиоэлектроника. 1991. № 9. С. 16–20.

4. Полет на предельно малой // Арсенал отечества. 2022. URL: https://arsenal-otechestva.ru/article/1589-polet-na-predelno-maloj?ysclid=lfuxkj5reo997259954 (дата обращения: 18.01.2023).

5. Метод защиты высокоскоростных объектов, летящих на малой высоте / Д.В. Боховкин, Ю.Ю. Коробков, А.Ю. Мушков, О.А. Янговатова // Антенны: Радиотехника. 2022. № 3. С. 78–85.

6. Удар вертолетов ВСУ по нефтебазе в Белгороде. Причины и следствия // РБК. 2022. URL: https://www.rbc.ru/politics/01/04/2022/6247166a9a7947740af8d546? (дата обращения: 22.02.2023).

7. Как вертолеты ВСУ смогли нанести удар по Белгороду? // Яндекс Дзен. 2022. URL: https://zen.yandex.ru/media/rapad/kak-vertolety-vsu-smogli-nanesti-udar-po-belgorodu-6246b84e5ac13c7f76fd62ad (дата обращения: 22.03.2023).

8. *Макаренко С. И.* Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. СПб.: Наукоемкие технологии, 2020. 204 с.

9. Состояние и перспективы развития противокорабельных ракет стран НАТО// Армейский сборник. 2021. URL: https://army.ric.mil.ru/Stati/item/316046/?ysclid=lfuxrgdfa8653451813 (дата обращения: 19.12.2022).

10. *Ермаков А.К., Поваренкин Н.В.* Моделирование сигнала, переотразившегося от подстилающей поверхности, при зондировании низколетящего воздушного объекта с использованием метода Кирхгофа // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74, № 11. С. 39–43. DOI: 10.18127/j20700784-202011-07.

УДК 621.396.677

А. Н. Забелин*
аспирант
О. С. Литвинов*
доктор физико-математических наук, профессор
*Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РЕКУРРЕНТНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПОМЕХ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ

Современные радиотехнические системы зачастую функционируют в сложной и динамически меняющейся сигнально-помеховой обстановке. Адаптивные антенные решетки (ААР) в данных системах осуществляют подавление помех, как правило, с помощью классических квазиоптимальных алгоритмов на основе методов линейной алгебры. Такие алгоритмы не всегда обеспечивают достаточно эффективное подавление нестационарных помех, особенно при практической реализации. В работе рассматриваются особенности разработки и применения алгоритма адаптации на основе рекуррентной нейронной сети типа LSTM для цифровой ААР. В результате численного моделирования показано, что нейросетевой алгоритм обеспечивает сравнимую эффективность подавления нестационарных шумовых и импульсных помех с классическим алгоритмом адаптации.
Ключевые слова: адаптивные антенные решетки, формирование диаграммы направленности, нейронные сети, нестационарные помехи.

A. N. Zabelin*
PhD Student
O. S. Litvinov*
Dr. Sc., Phys.-Math., Professor
*Bauman Moscow State Technical University

RECURRENT NEURAL NETWORK APPLICATION FEATURES TO SUPPRESS NON-STATIONARY INTERFERENCE IN AN ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

Modern radio engineering systems often operate in a complex and dynamically changing signal-interference environment. Adaptive antenna arrays (AAAs) in them provide interference suppression, as a rule, using classical quasi-optimal algorithms based on linear algebra methods. Such algorithms do not always provide sufficiently effective suppression of non-stationary interference, especially in practical implementation. The paper discusses the features of the development and application of an adaptation algorithm based on a recurrent neural network of the LSTM type for digital AAA. As a result of numerical simulation, it is shown that the neural network algorithm provides comparable efficiency of suppression of non-stationary noise and pulse interference with the classical adaptation algorithm.
Keywords: adaptive antenna arrays, beamforming, neural networks, nonstationary interferences.

Введение

Адаптивные антенные решетки (ААР) широко используются в современных системах беспроводной связи, радиолокации и навигации для обеспечения

помехозащищенности, надежного обнаружения полезного сигнала и его отслеживания. Пространственные и временные характеристики излучения таких антенных систем изменяются адаптивным образом в зависимости от изменения окружающих условий и требований излучения [1–5].

Для радиотехнических систем на сегодняшний день актуальна проблема подавления нестационарных помех в динамически меняющейся сигнально-помеховой обстановке при отсутствии априорной информации о статистических распределениях входных сигналов. Существует запрос на простые, эффективные и достаточно надежные алгоритмы подавления таких помех в реальных условиях [6–9].

Классические алгоритмы подавления помех, основанные на методах линейной алгебры, не всегда обеспечивают достаточно эффективное подавление нестационарных помех, особенно при практической реализации. В частности, существуют проблемы ограниченного времени накопления выборки, достижения точной калибровки каналов ААР и идентичности элементов, чувствительности к различным физическим эффектам [10, 11].

В последние несколько десятилетий все более широкое применение в различных сферах находят методы машинного обучения (ML). В частности, нейронные сети (НС) могут применяться для глобального поиска наилучших ВК ААР в режиме реального времени благодаря способностям НС адаптироваться к заданной сигнально-помеховой обстановке в процессе обучения и аппроксимировать нелинейные зависимости [12, 13].

Нейросетевые алгоритмы способны повысить эффективность адаптации в сравнении с квазиоптимальными алгоритмами в условиях приема нестационарных сигналов и сигналов с априорно неизвестными статистическими распределениями [6]. В публикациях представлено большое количество примеров применения НС прямого распространения (MLP, RBF и т. д.) для адаптивного формирования ДН, однако применение рекуррентных НС исследовано в меньшей степени [14–17].

Рекуррентные НС (РНС) учитывают временную природу сигналов в структуре сети, поэтому их целесообразно использовать для подавления нестационарных помех [18]. В работе рассматривается применение сети долгой кратковременной памяти (LSTM), которая обладает всеми преимуществами РНС и при этом решает проблему «затухающего» градиента [13]. Приводится описание подхода к формированию обучающей выборки и обучению сети.

Цель работы – сравнение эффективности подавления нестационарных шумовых и импульсных помех с помощью рекуррентного нейросетевого алгоритма и классического алгоритма на основе метода обращения выборочной матрицы.

Модель адаптивной антенной решетки

ААР представляет собой систему, состоящую из антенной решетки, схемы формирования диаграммы направленности и адаптивного процессора [2].

Рассмотрим процесс подавления помех в цифровой ААР, структурная схема которой приведена на рис. 1.

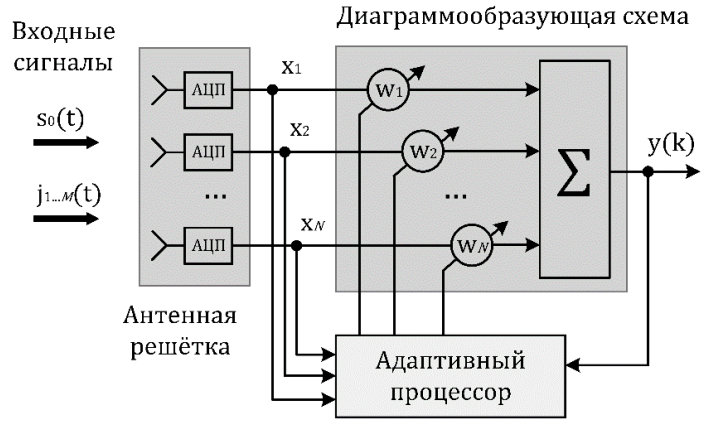


Рис. 1. Схема формирования луча в цифровой ААР

Принимаемые на антенную решетку сигналы СВЧ-диапазона переносятся на промежуточную частоту и подвергаются оцифровке в каждом канале [5]. Далее комплексный вектор входных сигналов $\mathbf{X}_k$ подается на адаптивный процессор для вычисления оптимального вектора весовых коэффициентов (ВВК) $\mathbf{W}_{\text{opt}}$. Диаграммообразующая схема обеспечивает многоканальное взвешивание сигналов и формирование выходного сигнала с минимальной мощностью помех и шумов: $y_k = \mathbf{W}^T \mathbf{X}_k$, где k – номер временного отсчета; T – операция транспонирования.

Входной сигнал системы состоит из полезного сигнала и сигнала помехи: $\mathbf{X}=\mathbf{S}+\mathbf{J}$. Узкополосный полезный сигнал $\mathbf{S}_0$ и суммарный сигнал помех $\mathbf{J}_\Sigma$ в дальней зоне рассматриваются как векторы комплексных амплитуд на каждом из N каналов [3].

Для алгоритма адаптации в работе выбран критерий максимума ОСШП, оптимальное решение в соответствии с которым равно:

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mu \mathbf{M}_\Sigma^{-1} \mathbf{S}_{\vartheta_0}^* , \qquad (1)$$

где $\mathbf{M}_\Sigma$ – ковариационная матрица помех и шумов; $\mathbf{S}_{\vartheta 0}$ – полезный сигнал, приходящий с нулевого направления; μ – константа пропорциональности.

В качестве классического алгоритма рассматривается метод обращения выборочной матрицы (SMI). В отсутствии подробной априорной информации метод обеспечивает получение оценки ВВК $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ на основе оценки ковариационной матрицы $\mathbf{M}$ на конечном интервале времени L:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\mathbf{X}_l\mathbf{X}_l^T . \quad (2)$$

Хотя принимаемые сигналы в реальных радиотехнических системах могут быть квазистанионарными на коротких по времени участках, а также при усреднении по очень длинным интервалам, на практически важных интервалах средней длины принимаемые сигналы могут быть существенно нестационарными [7]. В данной работе рассматривается ограничение интервала накопления сигналов длительностью одного символа (бита) информации. В таких условиях метод выборочной оценки матрицы не всегда корректно учитывает статистические свойства воздействующих помех.

Модель НС в адаптивном процессоре позволяет аппроксимировать функцию отображения F: $\mathbf{X}\rightarrow\mathbf{W}$, где $\mathbf{X}$ – вектор входных сигналов, $\mathbf{W}$ – вектор ВК. В процессе разработки сети используются режимы обучения и тестирования. Обучение представляет собой поиск аппроксимации функции F на основе набора обучающих пар входов и выходов $\mathbf{D}=\{[\boldsymbol{x}_p, \boldsymbol{w}_p], p=1\ldots\mathrm{P}\}$, где p – номер прецедента [12, 13]. По окончании обучения НС работает в режиме тестирования и может заменять собой классический алгоритм [14].

Можно видеть, что общим свойством квазиоптимального и нейросетевого алгоритмов является использование обучения для преодоления априорной неопределенности [7]. При этом обучение НС осуществляется заранее и сокращает объем вычислений в процессе эксплуатации алгоритма. Оно реализуется на основе репрезентативной выборки, которая позволяет отказаться от априорных предположений о статистическом распределении входных сигналов.

Алгоритм на основе сети LSTM

Применение рекуррентной НС в ААР обеспечивает решение двух задач – подбор оптимальных ВВК для формирования нулей диаграммы направленности и фильтрацию сигнала на основе временного ряда, состоящего из предыдущих значений сигналов. Комплексные вектора сигналов антенной решетки $\mathbf{X}$ при подаче на вход сети делятся на действительные и мнимые составляющие, после чего их значения нормализуются. На выходе происходит обратное преобразование, в результате которого формируется ВВК $\mathbf{W}$.

В работе рассматривается сеть LSTM, которая в меньшей степени подвержена экспоненциальному изменению градиента при обучении, в отличии от ранних архитектур РНС (Элмана, Джордана) [12, 13]. Она использует вместо искусственных нейронов управляемые ячейки памяти, которые позволяют адекватно учитывать влияние разнесенных по времени сигналов. Временная развертка состояний ячейки LSTM приведена на рис. 2.

Ячейка LSTM имеет собственное состояние $\mathbf{c}_t$ и управляющие блоки (вентили), которые контролируют поток информации на входах ($\mathbf{c}_{t-1}$, $\mathbf{h}_{t-1}$, $\mathbf{x}_t$) и выходах ($\mathbf{c}_t$, $\mathbf{h}_t$) ячейки с помощью сигмоидального слоя σ и поточечного умножения. Блоки забывания, входа и выхода информации обеспечивают относительно вы-

сокую эффективность учета как долгосрочных, так и кратковременных зависимостей при обработке временных сигналов.

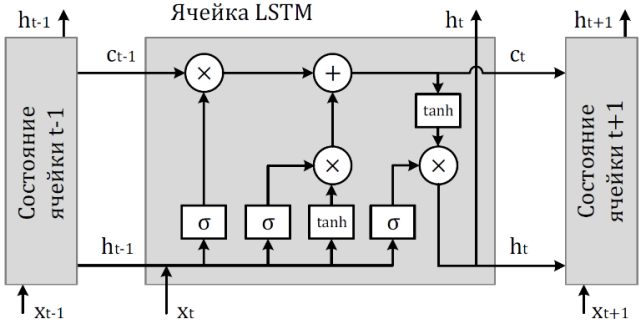


Рис. 2. Временная развертка состояний ячейки LSTM

Обучение сети далее проводится с помощью алгоритма обратного распространения ошибки через время на основе относительно устойчивого метода Adam. Метод является модификаций градиентного спуска и использует адаптивную скорость обучения параметров на основе средних значений первого и второго моментов градиентов [12]. В качестве функции ошибки используется средний квадрат ошибки (СКО).

В работе используется процедура поиска гиперпараметров по сетке для выбора количества слоев сети, количества ячеек в каждом слое и размера минипакета обучения. Количество эпох обучения определяется процедурой ранней остановки обучения при достижении минимума СКО на проверочной выборке.

Обучение нейронной сети

Для моделирования ААР и обучения нейросети была разработана программа на языке Python 3.9 с использованием библиотек numpy, pandas, matplotlib и keras. Обучающая выборка сформирована в результате численного моделирования классического алгоритма адаптации.

Для модели ААР выбрана линейная, эквидистантная антенная решетка с шагом $\lambda/2$, состоящая из 16 изотропных элементов. Сигналы принимаются на центральной частоте 6 ГГц, преобразуются до промежуточной частоты 2 КГц, после чего подвергаются дискретизации с частотой 10 КГц и демодуляции. Параметры сигналов и помех приведены в табл. 1.

В качестве нестационарных помех используются два типа помех:

1) шумовая помеха с изменяемым углом прихода за время накопления сигналов (случайное значение угла от 0 до ±10°);

2) импульсная помеха с постоянным углом прихода за время накопления, состоящая из пачки прямоугольных импульсов со случайным периодом следования (длительность каждого импульса менее 0,5 мс).

Таблица 1

Параметры обучающей сигнально-помеховой обстановки

Параметры	Значения для сигнала	Значения для помехи
Угол прихода	0°	–90°…+90°
Информация	Случайная битовая последовательность	Шумовая помеха, Импульсная помеха
Модуляция	BPSK	Фазовая
Длительность символа	1 мс	–
Мощность в точке приема	–110…–90 дБм	–90…–70 дБм
Время накопления	1 мс	

Мощности обоих типов помех постоянны в интервале накопления и принимают новые случайные значения на новых интервалах накопления. Собственный шум элементов ААР представляет собой белый гауссовский шум мощностью –100 дБм.

Единый набор данных делится на обучающую выборку $\mathbf{D}_{tr}$, проверочную выборку $\mathbf{D}_{val}$, используемую для ранней остановки обучения и оптимизации гиперпараметров, и тестовую выборку для окончательной оценки $\mathbf{D}_{ts}$. Используются последовательности размером 19200, 4800 и 2400, каждая из которых имеет по 10 временных отсчетов.

В результате серии обучений определено, что наиболее оптимальная структура сети содержит 2 скрытых слоя. Она имеет 32 входных нейрона, по 48 ячейки LSTM в первом и втором скрытых слоях и 32 выходных нейрона.

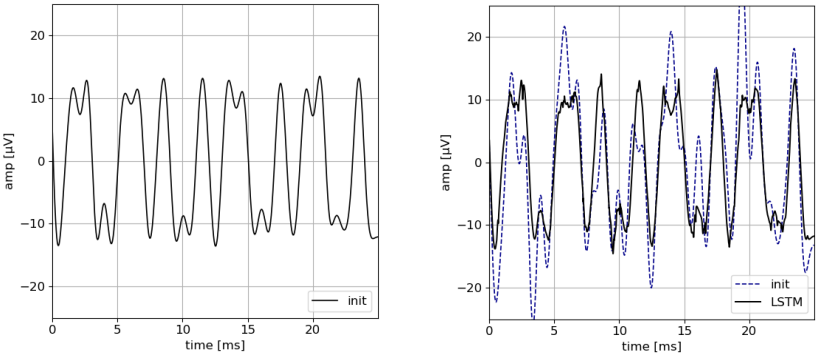
Результаты экспериментов

Проведем сравнение эффективности подавления нестационарных помех в ААР с помощью рекуррентного нейросетевого алгоритма и классического алгоритма на основе обращения выборочной матрицы, усредненной за 10 временных отсчетов.

Для дальнейшего тестирования алгоритмов в качестве сигнала используется случайная последовательность размером 2000 символов (бит). Сигнал приходит с угла 0° по отношению к плоскости решетки. В качестве помех выбраны шумовые и импульсные помехи, приходящие по первому боковому лепестку. Мощность собственного шума равна –90 дБм.

На рис. 3 показаны временные характеристики комплексной огибающей амплитуды детектированного сигнала на выходе ААР до и после воздействия шумовой помехи. В данном примере мощности сигнала и помехи равны –90 и –80 дБм соответственно.

Из графиков на рис. 3 следует, что шумовая помеха значительно искажает форму принятого сигнала. Алгоритм адаптации устраняет воздействие помехи и восстанавливает форму полезного сигнала.

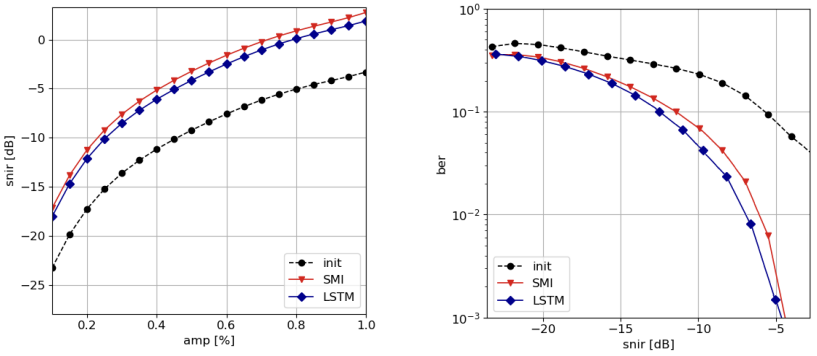


а) *б)*

Рис. 3. Временные характеристики амплитуды детектированного сигнала: а – без помех; б – при шумовой помехе (до и после адаптации)

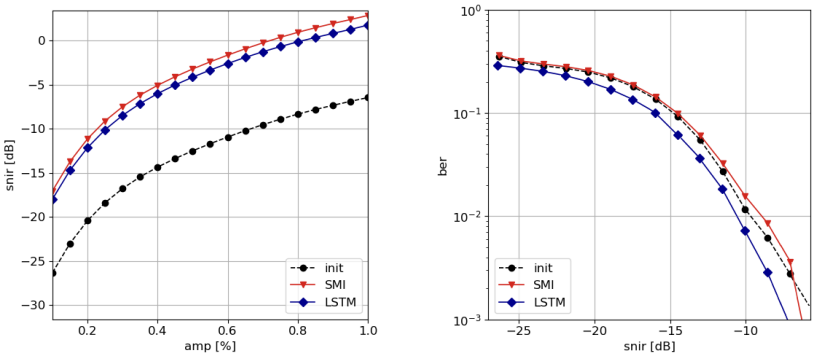
На рис. 4 и 5 показаны зависимости мгновенных значений ОСШП, усредненных за время последовательности, и частоты битовых ошибок (BER) при переменной мощности сигнала от –110 до –90 дБм и постоянной мощности помехи –70 дБм. На рис. 4 приведены графики для нестационарной шумовой помехи с изменяемым углом прихода, а на рис. 5 для нестационарной импульсной помехи. В табл. 2 приведены числовые значения характеристик.

Из графиков на рис. 4, 5 видно, что РНС имеет меньшее среднее ОСШП, но при этом лучшие значения частоты битовых ошибок в сравнении с классическим алгоритмом. Данную особенность можно объяснить тем, что анализ временного ряда позволяет частично восстанавливать структуру полезного сигнала. РНС обеспечивает высокую робастность, так как эксперименты проводились при более высоком уровне шумов, чем при обучении сети.



а *б*

Рис. 4. Характеристики при воздействии шумовой помехи: а – усредненное ОСШП в зависимости от амплитуды сигнала; б – BER в зависимости от ОСШП



а *б*

Рис. 5. Характеристики при воздействии импульсной помехи: а – усредненное ОСШП в зависимости от амплитуды сигнала; б – BER в зависимости от ОСШП

Таблица 2

Усредненные характеристики эффективности алгоритмов

Алгоритм	Шумовая помеха		Импульсная помеха	
	ОСШП, дБ	BER, ед.	ОСШП, дБ	BER, ед.
init	–10,14	0,216	–13,32	0,042
SMI	–4,07	0,067	–4,04	0,049
LSTM	–4,78	0,050	–4,82	0,032

На рис. 6 показан пример нейросетевого подавления шумовой помехи в переходной момент времени. В данном примере мощности сигнала, помехи и шума равны –90, –80 и –90 дБм соответственно. Глубина подавления помехи составляет 23,2 дБ.

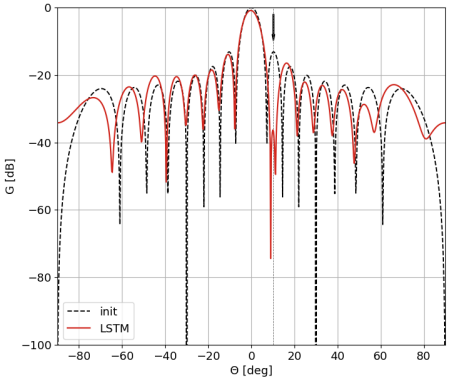


Рис. 6. Пример формирования диаграммы направленности

Заключение

В статье рассмотрены особенности обучения и применения рекуррентной нейронной сети типа LSTM в цифровой ААР. Приведено сравнение эффективности нейросетевого и классического квазиоптимального алгоритмов адаптации в условиях воздействия нестационарных шумовых и импульсных помех. Показано, что рекуррентная сеть способна обеспечить значения выходного ОСШП и частоты битовых ошибок, в целом сравнимые с результатами для классического алгоритма адаптации.

В результате численного моделирования можно видеть, что рекуррентная сеть обеспечивает высокую робастность и незначительное уменьшение частоты битовых ошибок, которое достигается за счет частичного восстановления структуры сигнала во времени. Таким образом, применение рекуррентной нейронной сети для подавления нестационарных помех целесообразно. Однако у предложенного алгоритма имеются недостатки, связанные с трудностью составления репрезентативной обучающей выборки, подбором гиперпараметров сети и ее оптимизацией.

Библиографический список

1. *Монзинго Р. А., Миллер Т. У.* Адаптивные антенные решетки / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

2. *Баланис К. А., Иоанидес П. И.* Введение в смарт-антенны / пер. с англ. М.: Техносфера, 2012. С. 33–83, 105–125.

3. *Пистолькорс А. А., Литвинов О. С.* Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.

4. Адаптивные антенные решетки / В. А. Григорьев, С. С. Щесняк, В.Л. Гулюшин [и др.]. Ч. 1. СПб.: Университет ИТМО, 2016. 179 с.

5. *Fernández-Prades C., Arribas J., Closas P.* Robust GNSS receivers by array signal processing: theory and implementation // Proceedings of the IEEE. 2016. Vol. 104, № 6. P. 1207–1220.

6. Обзор применения нейросетевых технологий в радиофизических приложениях / Ю.Э. *Корчагин, К.Д. Титов, Ю.Г. Петров, С. А. Космодемьянский* // Системная инженерия и информационные технологии. 2021. Т. 3, № 1. С. 81–95.

7. *Кузнецов А. В.* Применение нейросетевых методов для обработки сигналов в каналах с помехами: дис. канд. тех. наук: 05.13.17. М.: 2000. 362 с.

8. *Паршуткин А. В., Бучинский Д. И.* Модель функционирования канала спутниковой связи в условиях искажений служебной части кадров нестационарными помехами // Информатика и автоматизация. 2020. Т. 19, № 5. С. 967–990.

9. *Borio D.* Swept GNSS jamming mitigation through pulse blanking // 2016 European Navigation Conference (ENC). 2016. P. 1–8.

10. *Gershman A. B.* Robust adaptive beamforming: an overview of recent trends and advances in the field // 4th International Conference on Antenna Theory and Techniques. 2003. Vol. 1. P. 30–35.

11. *Ратынский М. В.* Анализ влияния декорреляции сигналов в каналах фазированных антенных решеток на эффективность адаптивной пространственной фильтрации // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62, № 6. С. 546–553.

12. *Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А.* Глубокое обучение / пер. с англ.; 2-е изд. М.: ДМК Пресс, 2018. 652 с.

13. *Макаренко А. В.* Глубокие нейронные сети: зарождение, становление, современное состояние // Проблемы управления. 2020. № 2. С. 3–19.

14. Neural methods for antenna array signal processing: a review / K.-L. Du, A. K. Y. Lai, K. K. M. Cheng, M. N. S. Swamy // Signal Processing. 2002. Vol. 82, no. 4. P. 547–561.

15. *Rawat A., Yadav R. N., Shrivastava S. C.* Neural network applications in smart antenna arrays: a review // International Journal of Electronics and Communications. 2012. Vol. 66, no. 11. P. 903–912.

16. DNNs as applied to electromagnetics, antennas, and propagation – a review / A. Massa, D. Marcantonio, X. Chen [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2019. Vol. 18, no. 11. P. 2225–2229.

17. A review of the state of the art and future challenges of deep learning-based beamforming / Al Kassir H., Zaharis Z. D., Lazaridis P. I., [et al.] // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 80869–80882.

18. *Litvinov O. S., Zabelin A. N., Rakovskaya A. A.* Modeling of a neural network algorithm for suppressing non-stationary interference in an adaptive antenna array // Advances in Neural Computation, Machine Learning, and Cognitive Research VI. 2022. P. 314–321.

УДК 004.932.2

А. Ю. Зилинберг*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Корнеев*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ ПУТЕЙ И АЛГОРИТМЫ ПРЕОДОЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПРОБЛЕМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ДАТЧИКОВ

Рассматриваются типичные проблемы обработки изображений оптоэлектронных (ОЭ) датчиков. Делается попытка на системной основе преодолеть основные проблемы обработки, характерные для оптоэлектронных датчиков.
Ключевые слова: распознавание образов, анализ и классификация изображений, алгоритм выделения классификационных признаков объектов.

A. Yu. Zilinberg*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Korneev*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS OF WAYS AND ALGORITHMS TO OVERCOME THE MAIN PROBLEMS OF AUTOMATIC IMAGE PROCESSING OF OPTOELECTRONIC SENSORS

The article discusses typical problems of image processing of optoelectronic sensors. An attempt is made on a systematic basis to overcome the main processing problems characteristic of optoelectronic sensors.
Keywords: pattern recognition, image analysis and classification, algorithm for identifying classification features of objects.

Проблемы обработки телевизионных изображений в оптоэлектронных системах

Среди множества проблем и особенностей при автоматической обработке оптоэлектронных изображений (телевизионных, тепловизионных) можно выделить ряд основных, которые необходимо учитывать при обработке изображений ОЭ-систем:

а) обнаружение целей на нестационарном фоне (рис. 1*а*);

б) формирование шлейфа (скуловых волн, буруна) за скоростной морской целью, спутного (инверсионного) следа за скоростной воздушной целью (рис. 1*б*);

в) наличие границ раздела на изображении: море-небо, море-суша. Нужно отметить, что задача выделения границ является очень важной в связи в тем,

что обнаруживаемые объекты часто находятся на границе раздела сред, существенно усложняя процедуру обнаружения объектов и снижая ее надежность;

г) различная яркость объектов или их фрагментов по сравнению с яркостью фона (рис. 1*в*; 1*д*);

д) использование для защиты объектов интереса ложных целей (рис. 1*г*);

е) обработка групповых целей – индивидуальное обнаружение и сопровождение целей (рис. 1*д*; 1*е*);

ж) наличие всплесков на водной поверхности, наличие солнечных бликов на морской поверхности.

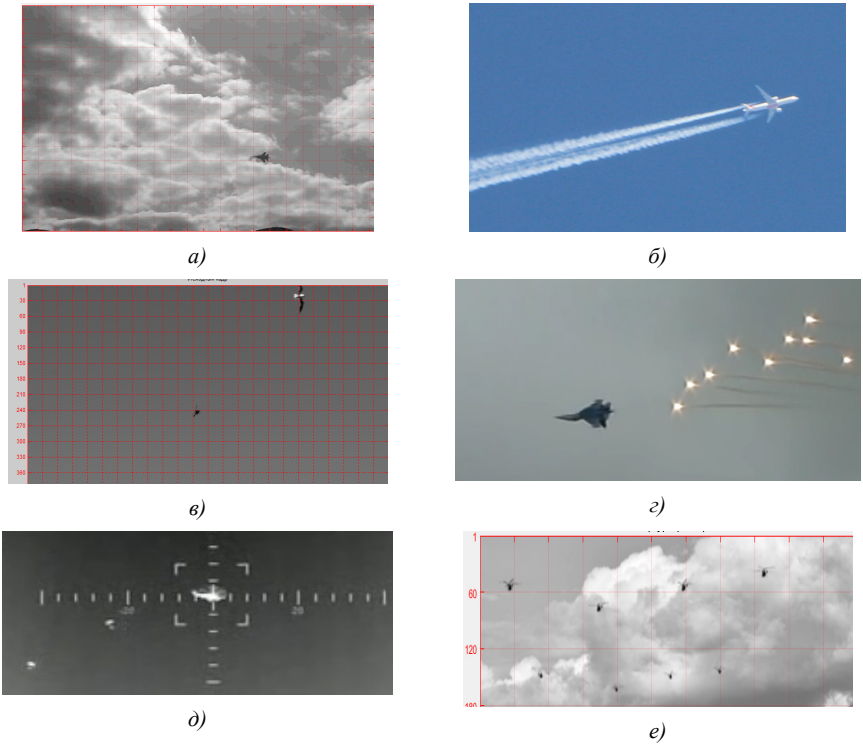


Рис. 1. Примеры характерных особенностей обрабатываемых изображений: а) самолет на фоне облаков (нестационарный фон); б) шлейф за объектом (спутный след); в) объекты имеют разную яркость по сравнению с фоном; г) отстрел тепловых ловушек; д) тепловизионное изображение (выброска десанта); е) группа вертолетов

Алгоритм обработки ТВИ с использованием пространственной децимации изображения

На рис. 2 показана блок-схема алгоритма обработки ТВИ с использованием двумерной децимации исходного изображения (ПСИМ-алгоритм).

В данном варианте алгоритма ПСИМ-обработки редукция реализуется с коэффициентом децимации 3…4 по каждой координате. Коэффициент редукции, на который уменьшается количество обрабатываемых пикселей, позволяет результативнее и эффективнее использовать обработку ТВИ из-за уменьшения на порядок числа обрабатываемых пикселей и уменьшения числа выполняемых алгоритмов. Часть алгоритмов, которые входят в ПСИМ-обработку, значительно проще, чем исходные «полные» алгоритмы обработки при высоком пространственном разрешении ТВИ [1].

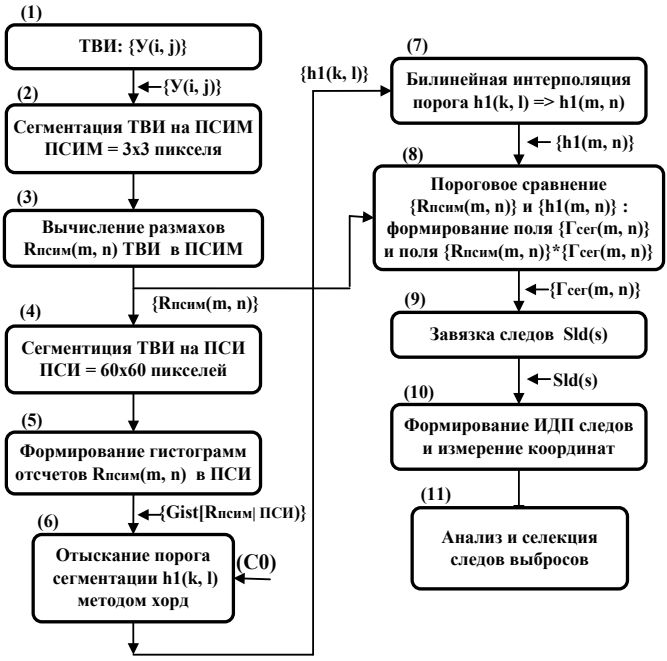


Рис. 2. Блок-схема алгоритма обработки ТВИ с использованием размахов ТВИ в ПСИМ

Обработка ТВИ (рис. 2) заключается в следующем: на входе алгоритма обработки вычислитель (процессор) получает с ОЭ-датчика исходное ТВИ {Y(i, j)} (блок 1). Данные с выхода этого блока поступают на блок пространственной ПСИМ-сегментации 2 блока 3 вычисления размаха отсчетов в ПСИМ. Размах отсчетов изображения в ПСИМ является в рамках рассматриваемого подхода решающей статистикой.

На рис. 3 приведено исходное ТВ-изображение. На изображении присутствуют: морская поверхность, птица над морской поверхностью, граница раздела сред (ГРС) «Море» – «небо».

Результаты работы алгоритмов блоков 2 и 3 приведены на рис. 4. Здесь показана карта размахов R(k, l) ТВИ для ТВ-сцены «Птица над морской поверхностью».

$$R(k,l) = \max_{(i,j \in ПСИМ(k,l))} \{Y(i,j)\} - \min_{(i,j \in ПСИМ(k,l))} \{Y(i,j)\}, \qquad (1)$$

Число ПСИМ на редуцированном изображении равно 90×240 ПСИМ.

Карта получена после редукции ТВ-изображения с размером ПСИМ равном 3×3 пикселя. Нужно отметить, что исходное ТВИ было в 9 раз больше по числу исходных пикселей. На рис. 4 показаны размахи в каждом ПСИМ карты размахов.

Блоки 4, 5, 6, 7 реализуют формирование порога амплитудной сегментации (обнаружения) для всего ТВИ. Таким образом, для блоковой оценки порогов (блок 4) необходимо произвести:

а) разбиение в блоке 4 ТВИ на ПСИ2 (размерами 60×60 пикселя);

б) формирование в блоке 5 гистограмм в каждом $ПСИ_2$;

в) формирование в блоке 6 хорд гистограмм в каждом $ПСИ_2$;

г) оценка порога h1 методом хорд в каждом $ПСИ_2$;

д) реализацию в блоке 7 двумерной интерполяции порогов сегментации.

Размеры сегментов оценки гистограмм равны $ПСИ_2$ Из блоковых оценок порогов $П_{сег}(m, n \mid ПСИ_2)$ в блоке 7 двумерной интерполяции в последующем для каждого пикселя высокого разрешения (i, j) формируется интерполированный порог сегментации изображения $П_{сег_инт}(i, j \mid ПСИ_2)$.

$$П_{сег_инт}(i, j \mid ПСИ_2) = Int_{XY}[П_{сег}(m, n \mid ПСИ_2)] \qquad (2)$$

где $Int_{XY}[П_{сег}(m, n \mid ПСИ_2)]$ – оператор двумерной интерполяции порога, m, n – координата сегмента $ПСИ_2$ на изображении.

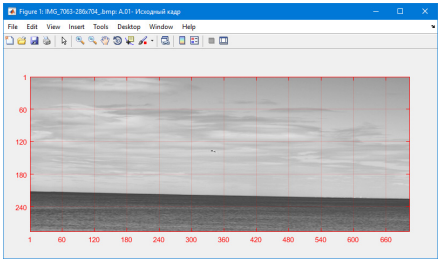


Рис. 3. Исходное изображение ТВ-сцены (птица над морской поверхностью в небе)

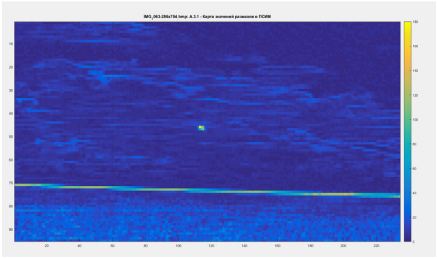


Рис. 4. Карта размахов ТВИ в ПСИМ. ПСИМ = 3x3 (пикселя)

Результат сегментации поля размахов показан на рис. 5.

Для ТВИ со сценой «Вертолеты» (рис. 1*е*) нужно отметить важную особенность: объекты обнаруживаются на фоне очень нестационарного неба с перепадами яркости, где имеются области с облаками и без облаков. Такой фон для обеспечения стабильной вероятности ложных тревог [2] требует корректного формирования порогов обнаружения. В рассматриваемом алгоритме пороги

обнаружения формируются не как единый порог для всего ПСИМ-изображения, а как частные пороги, построенные по оценкам порогов по $ПСИ_2$-областям [2, 3].

В блоке 9 реализуется завязка следов отметок, превысивших порог, а в блоке 10 – производится формирование идентификационных признаков (ИДП) следов.

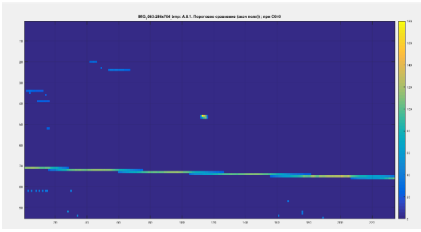


Рис. 5. Сегментация поля размахов. Отображение поля размахов в ПСИМ, соответствующих признакам сегментации (в ПСИМ)

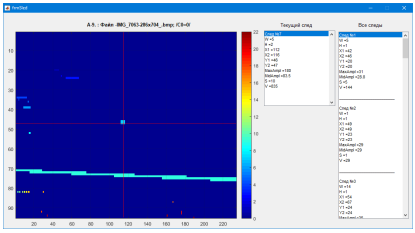


Рис. 6. Формирование следов отметок и идентификационных признаков следов

На рис. 6 слева отображены следы отметок (на ТВИ их 23 следа). Номеру следа соответствует цвет на цветовом клине. Справа показаны формуляры следов отметок на ТВИ. На изображении показан сколотый след № 1. *Красным цветом* на ТВИ отображаются ОКПР, проходящие по крайним точкам следов, а белым цветом отображаются «бордюры», окаймляющие ОКПР и используемые при оценке локальных отношений сигнал/шум для отметок на ТВИ.

Заключение

1. Рассмотрены особенности обработки ОЭ-изображений при наличии нестационарных фоновых отражений.

2. Предложен ПСИМ-алгоритм обработки ТВИ, включающий промежуточную децимацию ТВИ в 9…16 раз и использование простой, но эффективной решающей статистики, хорошо «работающей» при нестационарных фонах.

3. Разработана блок-схема ПСИМ-алгоритма обнаружения, важным элементом которой является использование адаптивного нестационарного порога сегментации, использующего устойчивые оценки в ПСИ-блоках оценивания параметра.

4. Приведены результаты моделирования предложенного ПСИМ-алгоритма обработки нестационарного ТВИ. Моделирование алгоритмов обработки реализовано на характерных реальных ТВ-сценах, показало хорошие результаты.

Библиографический список

1. *Гонсалес Р.С., Вудс Р.Е.* Цифровая обработка изображений / пер. с англ. Л. И. Рубанова, П. А. Чочиа; науч. ред. перевода П. А. Чочиа. Изд. 3-е, испр. и доп. М. : Техносфера, 2012 (М. : Наука РАН). 1103 с.

2. Устройство обработки локационного изображения. Патент РФ № 2212042 от 10.09.2003 г. Казаков Б.М., Войтов А.А., Корнеев Ю.А., Мяльк Р.А., Антохин Е.А.

3. Устройство сегментации локационного изображения. Патент РФ № 2219562 от 20.12.2003 г. Казаков Б.М., Войтов А.А., Корнеев Ю.А., Мяльк Р.А., Антохин Е.А.

УДК 681.518.5

В. И. Казаков*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СИСТЕМА ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ НА БАЗЕ ДИФРАКЦИОННОГО РЕШЕТОЧНОГО ПРИБОРА

Рассматривается система оптического контроля на базе спектрального прибора с дифракционной решеткой. Система позволяет выполнять бесконтактное измерение оптических спектров за счет применения волоконно-оптической системы передачи. Система может быть применена для контроля физических и технологических процессов, где по спектру излучения возможно получение информации о состоянии контролируемого процесса. С учетом особенностей формирования спектра в дифракционном решеточном приборе и передачи сигнала по POF-волокну предложена методика коррекции результатов считывания спектра. Приведены результаты непосредственного измерения и коррекции спектра галогеновой лампы.
Ключевые слова: контроль, спектральный прибор, дифракционная решетка, формирование и считывание спектра, коррекция.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003, «Фундаментальные основы построения помехозащищенных систем космической и спутниковой связи, относительной навигации, технического зрения и аэрокосмического мониторинга».

V. I. Kazakov*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

OPTICAL CONTROL SYSTEM BASED ON A DIFFRACTION GRATING SPECTRAL DEVICE

An optical control system based on a spectral device with a diffraction grating is considered. The system allows non-contact measurement of optical spectra through the use of a fiber-optic transmission system. The system can be used to control physical and technological processes, where it is possible to obtain information about the state of the controlled process from the radiation spectrum. Taking into account the features of spectrum formation in a diffraction grating device and signal transmission over a POF-fiber, a method for correcting the results of spectrum reading is proposed. The results of direct measurement and correction of the spectrum of a halogen lamp are presented.
Keywords: control, spectral device, diffraction grating, formation and reading of the spectrum, correction.

Введение

В большинстве случаев на промышленных предприятиях в производственном цикле задействованы физические и технологические процессы, которые сопровождаются эмиссией электромагнитного излучения в оптическом диапазоне. При этом эффективность работы таких объектов и безопасность

проводимых на них работ могут быть значительно повышены за счет применения современных систем контроля этих процессов [1].

Наиболее полную и достоверную информацию, характеризующую в режиме реального времени состояние контролируемого процесса, протекание которого сопровождается эмиссией оптического излучения, можно получить, анализируя спектральную характеристику этого излучения. Поэтому в рамках данной работы вопрос контроля таких физических и технологических процессов рассматривался с позиций применения методов оптической спектроскопии. При этом необходимо было учитывать одну особенность контроля процессов такого типа – как правило, они протекают в экстремальных условиях (повышенная температура и влажность, агрессивная химическая среда и т.п.). Соответственно, приборы контроля должны быть устойчивы к воздействию таких условий. Решение этой задачи видится в применении методов и средств бесконтактной оптической спектроскопии в задачах контроля различных технологических процессов в экстремальных условиях и построения на их основе автоматизированных систем контроля. Несмотря на бурное развитие систем автоматического контроля, применение спектроскопических методов при решении актуальных задач контроля физических и технологических процессов до сих пор не находит применения.

Концепция работы системы

На рис. 1 представлена концепция построения системы бесконтактного измерения оптических спектров на базе дифракционного решеточного спектрального прибора.

Система формирующей оптики для ввода излучения в оптическое волокно должна быть реализована в форме жаропрочной линзы, выдерживающей воздействие экстремальных условий. С учетом возможности передачи сигнала по оптическому волокну имеется возможность удалить спектральный прибор на безопасную дистанцию от экстремальных условий и производить обработку сигналов в нормальных рабочих для спектрометра условиях.

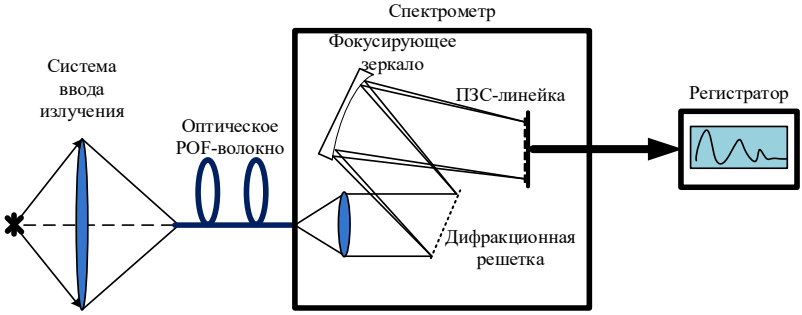


Рис. 1. Система бесконтактного измерения оптических спектров на базе дифракционного решеточного спектрального прибора

Системы оптического спектрального контроля находят широкое применение в задачах контроля [2]. Одним из применения систем оптического спектрального контроля может являться контроль процессов горения [3]. В работе на примере исследования горения углеводородного топлива показано, что многопараметрический контроль его процесса горения возможно реализовать по пяти параметрам – наиболее интенсивным спектральным полосам. Еще одной областью применения приборов такого типа может являться диагностика и контроль процессов выплавки металлов [4].

Следует отметить, что несмотря на различные области применения, спектральные линии, по которым производится процедура контроля, лежат в большинстве случаев в видимом диапазоне (300…650 нм).

Коррекция искажений при передаче сигнала по оптическому волокну

Применение оптического волокна в качестве линии передачи, а также особенности формирования и считывания спектрометрической информации в приборе приводят к необходимости коррекции результатов спектрометрических измерений. Рассмотрим подробнее каждый из этих факторов.

Первый фактор – неравномерность характеристики затухания оптического волокна в диапазоне анализируемых длин волн/частот. Поскольку спектральные измерения проводятся в видимом диапазоне, то для целей передачи оптического сигнала от контролируемого процесса необходимо использовать POF-волокно, которое рассчитано для передачи сигнала в этом диапазоне.

Зная характеристику затухания волокна, можно рассчитать потери, влияющие на передачу информации поступающей на спектральный прибор.

Для удобства дальнейших расчетов и коррекции данная характеристика была пересчитана в характеристику пропускания, единицы измерения были переведены из дБ/м в разы, а величина пропускания была рассчитана для POF-кабеля длиной 3 м (рис. 2). Аналитическое выражение, описывающее данную характеристику получено в форме (длина волны в нм):

$$T_{POF}(\lambda) = 0.000000011174\lambda^3 - 0.000024774\lambda^2 + 0.016\lambda - 2.37 \qquad (1)$$

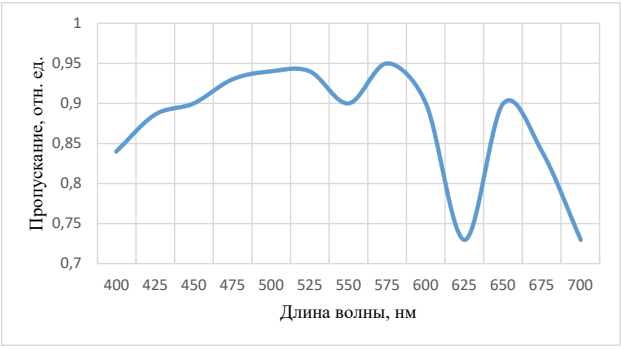


Рис. 2. Характеристика пропускания POF-волокна

Второй фактор, который необходимо учитывать при спектральном анализе в системе контроля на базе бесконтактной оптической спектроскопии, – это неравномерность спектральной чувствительности ПЗС-линейки или детектора.

Следовательно, при расчете интенсивности требуется дополнительное умножение значения величины фототока, регистрируемого каждым элементом ПЗС-линейки, на величину, обратную значению чувствительности на этой длине волны.

Чувствительность ПЗС-линейки TOSHIBA TCD1304, на базе которой реализовано устройство считывания спектрометрической информации, представлена производителем [5] в виде графика, изображенном на рис. 3*а*.

Данная зависимость должна быть подвергнута аппроксимации. В качестве аппроксимирующего метода был выбран метод наименьших квадратов для получения аналитической функции, описывающей эту зависимость. Результат аппроксимации представлен на рис. 3*б*.

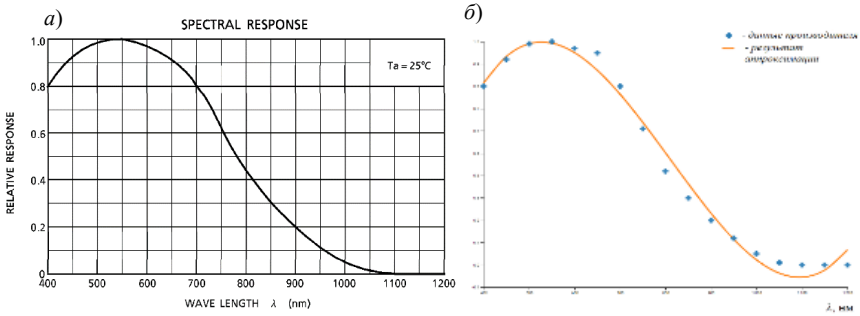


Рис. 3. Спектральная чувствительность ПЗС-линейки

Аналитическая запись аппроксимирующей функции для чувствительности ПЗС-линейки имеет вид:

$$W(\lambda) = -0.000028\lambda^2 + 0.020002\lambda - 3.429690\,. \qquad (2)$$

Коррекция пространственно-частотной характеристики спектрального прибора

Следует сказать и еще об одном факторе, который требует введения дополнительной коррекции результатов измерения спектра. Это связано с нелинейной зависимостью пространственной координаты в плоскости ПЗС-линейки и спектральной частоты.

Для дифракционного решеточного спектрального прибора связь пространственной координаты x и спектральной частоты ω_x определяется как [6]:

$$\omega_x = n\Omega_g c_0 F / x, \qquad (3)$$

где n – номер дифракционного порядка; $\Omega_g = 2\pi/T_g$ – частота решетки; T_g – период решетки; c_0 – скорость света; x – пространственная координата по оси ПЗС-линейки.

Данный факт приводит к тому, что результат попиксельного считывания спектра требует программной коррекции.

Таким образом, последовательность коррекции результатов спектроскопических измерений для системы контроля на базе бесконтактной оптической спектроскопии выглядит следующим образом:

1. Для системы контроля на базе дифракционного решеточного спектрального прибора: преобразование частотной шкалы (номера пикселей ПЗС-линейки в значение частоты/длины волны) в соответствии с выражением (3).

2. Умножение массива отсчетных значений энергетического спектра на характеристику пропускания используемого оптического волокна в соответствии с выражением (1).

3. Умножение массива значений результата измерений на величину, обратную чувствительности ПЗС-линейки, рассчитанную по выражению (2).

4. Отображение результата спектроскопических измерений и коррекции.

Результаты программной коррекции

На рис. 4 представлен пример результата непосредственного измерения спектра лампы (без коррекции) LS-1 фирмы OceanOptics и скорректированный результат согласно предложенному выше алгоритму.

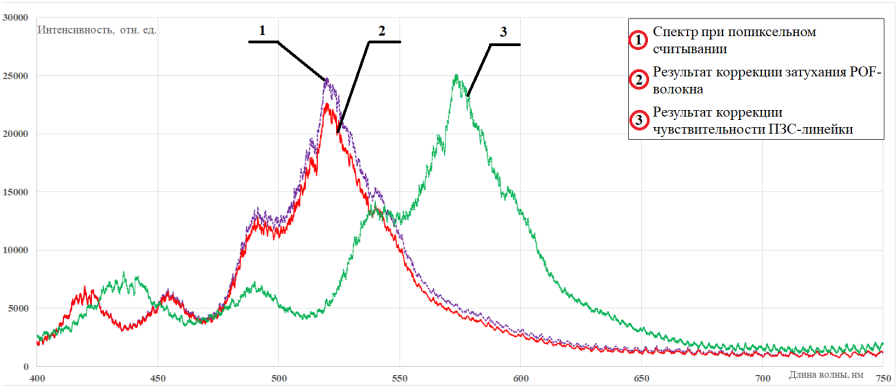


Рис. 4. Результат коррекции спектроскопических измерений

Нетрудно заметить, что при анализе спектра в достаточно широком диапазоне, коррекция имеет важное значение, так как существенно влияет на результат отображения распределения энергии по спектру.

Для обработки результатов спектроскопических измерений в системах контроля, построенных на базе дифракционного решеточного спектрального прибора при считывании спектра с помощью ПЗС-структуры было разработано

программное обеспечение [7], которое позволяет в режиме реального времени или после записи обрабатывать спектры и наблюдать результат считывания на экране компьютера в удобной для получателя форме.

Заключение

В работе было предложено построение приборов контроля физических или технологических процессов на базе дифракционного спектрального прибора, реализующих бесконтактный способ анализа путем передачи анализируемых сигналов по оптическому волокну. Применение волоконно-оптической системы передачи позволяет перенести прибор на безопасное для него расстояние от контролируемого объекта и тем самым устранить негативное влияние неблагоприятных воздействий (экстремальных условий) на него и результаты его измерений.

Изученные особенности формирования и считывания спектрометрической информации показывают необходимость введения программной коррекции результатов спектрометрических измерений, особенно при работе в широком спектральном диапазоне.

Специфика применения POF-волокна в качестве линии передачи также накладывает определенные условия на процедуру измерения спектров, в частности, амплитудной коррекции регистрируемого сигнала.

Следует отметить, что предложенная методика коррекции может быть интегрирована в программное обеспечение спектрометра для автоматической коррекции спектров в режиме реального времени.

Библиографический список

1. *Новиков О. Н., Окатьев А. Н., Шкаровский А. Л.* Автоматическое управление качеством сжигания топлива – ключ к энергосбережению и энергоэкологической безопасности предприятия // Инженерные системы. 2011. № 1. С. 38–43.

2. *Москалец О.Д., Сердюк К.В.* Спектральные измерения оптическими дифракционными спектральными приборами: системный подход // Датчики и системы. 2022. № 5 (264). С. 19–24.

3. *Ваганов М. А.* Многопараметрический контроль физико-химических и технологических процессов методами оптической спектрометрии // Вестник НЦБЖД. 2021. № 3. С. 136–143.

4. *Глинкин В. А., Любимов А. И., Парамонов С. А.* Автоматизированная система оптического контроля процесса электронно-лучевой зонной плавки при получении монокристаллов тугоплавких металлов // Вестник Казанского технологического университета. 2015. № 18 (5). С. 137–140.

5. Electronic Components Datasheet Search, TCD1304AP. URL: http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Tcd1304ap&gclid=EAIaIQobChMI8eTjzM_U4AIVV6maCh32KgVDEAAYASAAEgI2nPD_BwE (дата обращения: 11.04.2023).

6. *Казаков В. И., Москалец О. Д.* Измерение оптических спектров решеточным спектральным прибором в высших дифракционных порядках // Датчики и системы. 2018. № 12. С. 22–27.

7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022669351. Программа для корректировки и вывода в графическом виде данных, полученных с ПЗС линейки в оптическом спектральном устройстве / В.И. Казаков, А.С. Параскун. Заявка № 2022669141. Дата поступления 19 октября 2022 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 19 октября 2022 г.

УДК 681.586.5

В. И. Казаков*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КОМБИНИРОВАННЫЙ СЕНСОР ДЫМА И ТЕПЛОВОГО КОНВЕКТИВНОГО ПОТОКА

Предложена структурная схема сенсора для регистрации ранних признаков начала возгорания: дыма и теплового конвективного потока. Установлено, что регистрация и обработка пространственных и мощностных характеристик оптических лазерных пучков при взаимодействии с тепловым конвективным потоком и дымом является эффективным методом обнаружения начала возгорания. Рассмотрено формирование информационных сигналов в различных блоках структурной схемы сенсора. На примере временной диаграммы сигналов, формируемых в блоке регистрации и обработки, рассмотрена логика обнаружения дыма и теплового конвективного потока. На основе применения опорного канала и формирования разностного сигнала описаны способы минимизации ложных срабатываний сенсора.
Ключевые слова: пожарный извещатель, тепловой конвективный поток, дым, оптический пучок, возгорание.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента РФ для государственной поддержки молодых ученых (проект МК-297.2022.4).

V.I. Kazakov*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

COMBINED SMOKE AND THERMAL CONVECTIVE FLOW SENSOR

A block diagram of a sensor for registering early signs of the onset of a fire: smoke and thermal convective flow is proposed. It has been established that the registration and processing of the spatial and power characteristics of optical laser beams when interacting with a thermal convective flow and smoke is an effective method for detecting the onset of ignition. The formation of information signals in various blocks of the structural diagram of the sensor is considered. On the example of the timing diagram of signals generated in the registration and processing unit, the logic of detecting smoke and thermal convective flow is considered. Through the use of a reference channel and the formation of a difference signal, methods are described for minimizing false sensor responses.
Keywords: fire detector, thermal convective flow, smoke, optical beam, ignition.

Введение

Развитие научно-технического прогресса и связанное с этим внедрение новых технологических процессов и усложнение технической оснащенности защищаемых объектов серьезно обостряет и усложняет проблему борьбы с пожарами. Чем выше уровень технического развития страны, чем выше темпы ее технического прогресса и внедрения мировых достижений, тем выше рост материального ущерба и человеческих жертв от пожаров, тем острее выступают проблемы обеспечения пожарной безопасности.

Несмотря на принимаемые меры по обеспечению пожарной безопасности, обстановка продолжает оставаться весьма напряженной. Обращение к статистическим данным МЧС России [1] показывает, что с каждым годом количество пожаров и материальный ущерб от пожаров неумолимо растут. По имеющейся на данный момент статистике, за 2021 год в России общее количество пожаров составило более 390 тысяч. Количество погибших от огня в расчете на 10 тысяч человек населения в России значительно превышает соответствующий показатель многих стан мира, в том числе США, Великобритании, Германии.

Применяемые в настоящее время в мире системы пожарной автоматики имеют ряд существенных недостатков, не позволяющих обеспечить эффективную защиту от пожаров особо важных объектов, пожары на которых могут привести к катастрофическим экономическим, социальным и экологическим последствиям.

В рамках решения глобальной проблемы пожарной и экологической безопасности можно выделить одно из важнейших направлений: ранее обнаружение возгораний для их своевременной локализации и устранения. Данная работа посвящена повышению эффективности методов раннего обнаружения возгораний и эффективной борьбы с пожарами на самой ранней стадии. К числу ранних признаков возгорания следует отнести дым и появление теплового конвективного потока. Оптические и лазерные системы продемонстрировали большой потенциал для регистрации данных признаков [2–4].

В работе предлагается комбинированный сенсор с применением элементов волоконной оптики, который способен реагировать на изменение пространственных характеристик оптического пучка, выходящего из торца волокна при распространении излучения через тепловой конвективный поток, а также регистрировать появление дыма на основе регистрации снижения интенсивности лазерного пучка.

Структурная схема системы

В связи с тем, что в пространстве конвективного потока от тлеющего объекта наблюдается случайное изменение показателя преломления воздуха [5], следует ожидать, что лазерный пучок будет претерпевать аналогичные изменения пространственных характеристик.

В данной работе предлагается структурная схемы системы обнаружения появления возгорания, основанная на регистрации и последующей обработке пространственных характеристик лазерного пучка, взаимодействовавшего с тепловым конвективным потоком и дымом. Эта схема представлена на рис. 1.

Система работает следующим образом. Излучение от лазера разделяется на 2 канала на сплиттере (90/10), причем большая часть мощности идет в основной канал по оптоволокону (ОВ2). Опорный канал (ОВ1) требуется для контроля параметров лазерного источника. На выходе из ОВ 2 формируется лазерный пучок большого диаметра (несколько сантиметров) для более эффективного взаимодействия с тепловым конвективным потоком. Далее лазерный пучок распространяется в контролируемом пространстве и попадает на ПЗС-матрицу

блока регистрации и обработки сигналов. После детектирования оптических сигналов фотоприемным устройством и ПЗС-матрицей электрические сигналы подаются в блок обработки. Структурная схема блока обработки представлена на рис. 2.

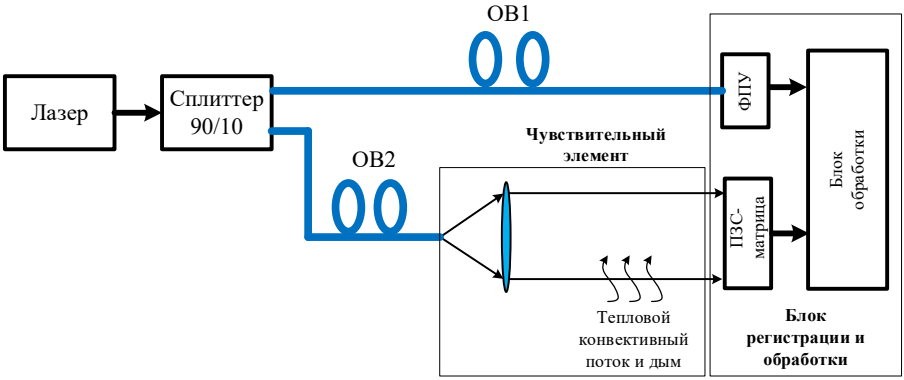


Рис. 1. Структурная схема сенсора дыма и теплового конвективного потока

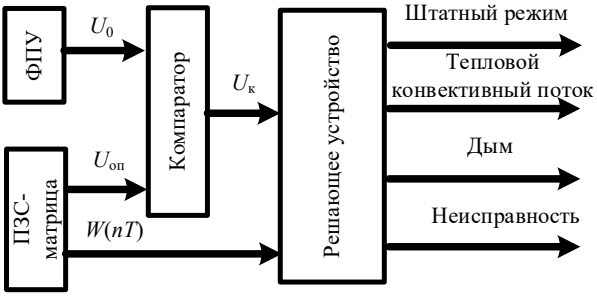


Рис. 2. Структурная схема блока обработки

Сигнал с фотоприемного устройства U_0 отражает уровень интенсивности лазерного излучения и может быть представлен в форме:

$$U_0 = B \int_0^{T_{reg}} i(t)dt\,, \qquad (1)$$

где B – размерный коэффициент; T_{reg} – время накопления; $i(t)$ – фототок.

С выхода ПЗС-матрицы формируется два сигнала. Первый сигнал представляет собой опорный уровень $U_{оп}$ и предназначен для сопоставления с уров-

нем сигнала с фотоприемного устройства U_0. Опорный сигнал можно записать в виде:

$$U_{\text{оп}} = \frac{\sum_{n=1}^{N} X_n}{\max[X_n]}, \qquad (2)$$

где X_n – отсчетные значения распределения интенсивности сигнала с каждого пикселя ПЗС-матрицы в одной строке, соответствующей центральной оси пучка; N – количество пикселей ПЗС-матрицы по одной оси.

Второй сигнал ПЗС-матрицы представляет результат обработки пространственного распределения пучка (в нашем случае мы рассматриваем одномерный уровень, т.е. вдоль одной пространственной координаты). Подробное описание моделей обработки пространственных характеристик лазерного пучка в задаче обнаружения теплового конвективного потока представлена в работе [6]. Результат этой обработки может быть представлен в форме выражения:

$$W(nT) = \max_{norm}[\frac{1}{L}\sum_{i=0}^{L-1} X_i(nT)X_{i-l}([n-1]T)], \qquad (3)$$

где T – интервал дискретизации (1 с).

Остановимся подробнее на логике работы блока обработки сигналов.

Этот блок регистрирует пространственное распределение пучка попиксельно и передает информацию о профиле пучка в блок обработки в цифровом виде в форме отсчетных значений интенсивности. В блоке обработки происходит компьютерная обработка полученных значений и формируется сигнал, отражающий динамику взаимодействия теплового конвективного потока и лазерного пучка. Одновременно происходит сопоставление уровней сигнала U_0 и $U_{\text{оп}}$ на компараторе. Полученный сигнал как разность этих двух уровней также поступает в блок обработки. На основании информации о полученных уровнях сигналов блок обработки выдает четыре вида оповещений: штатный режим работы, дым, тепловой конвективный поток, неисправность. Подробнее логику формирования оповещений можно описать с помощью временной диаграммы, представленной на рис. 3.

Всю диаграмму можно условно разделить на пять временных интервалов, поясняющих различные режимы работы блока обработки.

1. Штатный режим работы извещателя. В этом случае уровень сигнала фотоприемного устройства составляет величину $U_0^{'}$, а опорного сигнала – $U_{\text{оп}}^{'}$. Величина сигнала компаратора равна разности уровней сигналов фотоприемных устройств: $U_{\text{к}}=U_{\text{оп}}^{'}-U_0^{'}$. Сигнал, отражающий результат обработки пространственных характеристик лазерного пучка $W(nT)$ представляет собой случайную величину со средним значением значительно ниже установленного порога. Сигнал на выходе решающего составляет величину ($U_{\text{Р.У.}}=\Delta_4$), что соответствует штатному режиму работы извещателя.

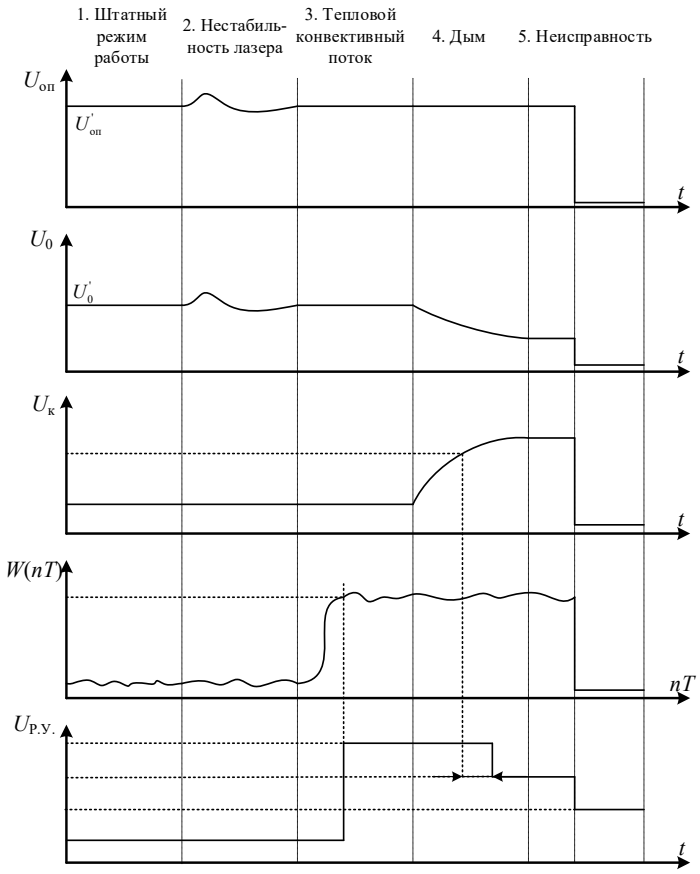


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов блока обработки

2. Следующий режим, который может возникнуть при работе извещателя – нестабильность характеристик лазера. В этом случае уровни сигналов U_0 и $U_{оп}$ будут изменяться одновременно, поэтому сигнал на выходе компаратора останется неизменным, что никак не скажется на работе решающего устройства. Уровень сигнала $W(nT)$ также не изменится, так как при расчете данной функции вычисляется нормированная величина.

3. Рассмотрим режим работы сенсора при появлении теплового конвективного потока. В этом случае уровень сигнала $W(nT)$ значительно увеличится, превысив пороговое значение. При этом уровни сигналов U_0 и $U_{оп}$ останутся на том же уровне, так как мощностной режим лазера не изменился. При достижении порогового уровня на решающем устройстве сформируется уровень сигнала $U_{Р.У.}=\Delta_1$, соответствующий извещению «тепловой конвективный поток».

4. Этот режим соответствует появлению дыма между линзами чувствительного элемента. Это приводит к постепенному уменьшению уровня сигнала U_0. При этом сигнал $U_{оп}$ остается постоянным. Таким образом, уровень сигнала на выходе компаратора увеличивается. При достижении определенной пороговой величины $U_{пор}$ на решающем устройстве формируется сигнал $U_{Р.У.}=\Delta_2$, что соответствует событию «дым». Следует добавить, что для предварительной обработки сигнала о превышении порогового уровня и снижения вероятности ложных срабатываний при случайном попадании посторонних предметов между линзой и ПЗС-матрицей или кратковременным падением уровня сигнала, вызванным иными причинами формирование сигнала $U_{Р.У.}=\Delta_2$ происходит с некоторой задержкой $\tau_з$ (обычно 5…10 сек).

5. Если происходит аварийный выход из строя лазера, то уровни сигналов U_0 и $U_{оп}$ будут нулевыми, и соответственно сигнал на выходе компаратора также будет равен 0. Это приводит к переводу решающего устройства в режим «Неисправность», что соответствует уровню сигнала $U_{Р.У.}=\Delta_3$.

Применение опорного канала позволяет существенно уменьшить вероятность ложных срабатываний системы за счет контроля стабильности параметров лазерного источника. А обработка параметров лазерного сигнала: мощности и пространственных характеристик позволяет фиксировать появление дыма и теплового конвективного потока, что делает сенсор комбинированным по принципу действия. Следует также отметить, что оптическое волокно в данной системе служит средством передачи информации о пожарной обстановке, совмещая в себе превосходные характеристики переносчика информации в пожарных системах: гибкость, простота эксплуатации, долговечность, широкий диапазон рабочих температур.

Заключение

В работе рассмотрен вопрос о возможности раннего обнаружения возгорания на основе регистрации теплового конвективного потока и дыма лазерно-оптическим методом. Установлено, что регистрация и обработка пространственных характеристик оптических лазерных пучков при взаимодействии с тепловым конвективным потоком является эффективным методом обнаружения начала возгорания.

С другой стороны, еще одним из ранних факторов возгораний является появление дыма. Регистрация появления дыма на основе снижения оптической мощности за счет поглощения и рассеяния частицами дыма в совокупности с применением дифференциальной системы анализа с опорным каналом делает предлагаемую разработку весьма перспективной в области применения в системах охранно-пожарной сигнализации.

Дальнейшим направлением развития данной тематики является разработка более сложных методов и алгоритмов обработки пространственных характеристик лазерных пучков с целью минимизации ложных срабатываний системы. Тепловой конвективный поток может создаваться не только источником возгорания, но и появляться в результате естественного движения

воздуха. Для минимизации вероятности ложных срабатываний системы планируется привлечение методов искусственного интеллекта и машинного обучения для обработки получаемых данных, а также проведение более масштабных серийных экспериментальных исследований.

Библиографический список

1. Статистика пожаров в РФ. URL: https://gisprofi.com/gd/documents/stala-izvestna-statistika-pozharov-v-rf-za-proshlyj-god.html (дата обращения: 11.04.2023).

2. *Udd E., Spillman Jr W. B.* (ed.). Fiber optic sensors: an introduction for engineers and scientists // John Wiley & Sons, 2011.

3. *Казаков В.И., Москалец О.Д., Пресленев Л.Н.* Взрывобезопасный волоконно-оптический пожарный извещатель. Математическая модель чувствительного элемента // Датчики и системы. 2015. № 2. С.19–22.

4. Fiber optic linear smoke fire detector / S.V. Kulakov, O.D. Moskaletz, L.N. Preslenev, A.N. Shabardin // Proc. SPIE Vol. 4453. 2001. P. 157–161.

5. *Welty J., Rorrer G. L., Foster D. G.* Fundamentals of momentum, heat, and mass transfer // John Wiley & Sons, 2020.

6. *Казаков В.И.* Лазерная система обнаружения теплового конвективного потока // Датчики и системы. 2022. № 5 (264). С. 53–56.

УДК 528.472

М. А. Калиничев*
студент
О. А. Кононов*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРОГРАММНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ ДАННЫХ БАТИМЕТРИЧЕСКОЙ СЪЕМКИ РЕЛЬЕФА ДНА

Рассмотрена генерация произвольных данных батиметрической съемки, требуемых для тестирования программ обработки и для учебных целей, с помощью программы, реализованной в среде MATLAB.
Ключевые слова: батиметрия, MATLAB, генерация данных, карта высот.

M. A. Kalinichev*
Student
O. A. Kononov*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SOFTWARE GENERATION OF BATHYMETRIC SURVEY DATA OF THE BOTTOM RELIEF

The generation of arbitrary bathymetric survey data required for testing processing programs and for educational purposes, using a program implemented in the MATLAB environment, is considered.
Keywords: bathymetry, MATLAB, data generation, height map.

Введение

Морские и речные грузоперевозки, всю историю человечества и по сей день, являются основополагающей частью международной логистики и экономики, что делает обеспечение безопасности и надежности на всех этапах перевозки крайне важной задачей для всех ее участников. Особенно это проявляется в области речного судоходства, а также при прохождении морских судов через каналы и специализированные гидротехнические сооружения. Сказанное обуславливается сложностью проводки крупнотоннажных кораблей в условиях узких каналов и тем фактом, что авария в подобной ситуации обычно приводит к нарушению работы всей транспортной артерии и значительным финансовым убыткам. Примером может служить авария контейнеровоза «Эвер Гивен» в 2021 году, ставшая причиной блокировки Суэцкого канала [1].

Безопасность проводки кораблей в узких водоемах определяется эффективностью работы местной лоцманской службы, а также актуальностью используемых карт рельефа дна и прибрежной полосы, для чего требуется их постоянное обновление и уточнение, поскольку рельеф дна водоемов имеет определенную динамику и изменчивость. Изменения рельефа возникают под дей-

ствием течений, геологических факторов и действий человека. Поскольку данные факторы в большей части являются непредсказуемыми, актуализация карт рельефа дна требует регулярных промеров глубин и эффективной обработки полученных данных.

Промеры глубин осуществляются посредством батиметрической съемки, результатом которой является массив чисел: координаты точек измерения и соответствующие им значения глубины, например, в формате *.XYZ*. Далее происходит обработка данного массива точек для последующего формирования карты рельефа дна. Данный алгоритм батиметрии показан на рис. 1 [2–4].

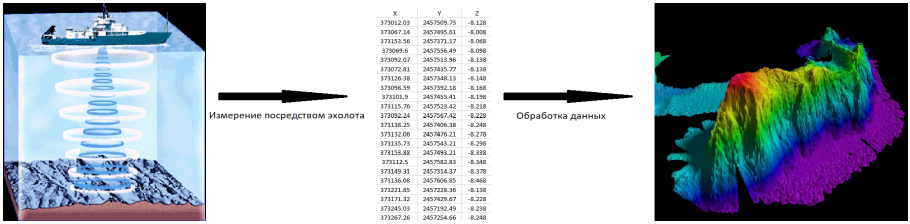


Рис. 1. Алгоритм батиметрических исследований

Разработка постоянно совершенствующихся методов обработки данных, в частности их тестирование, а также значительное число обучающихся студентов по смежным дисциплинам требует значительного количества учебных моделей – искусственно созданных правдоподобных батиметрических данных. Искусственная генерация обуславливается зачастую особой спецификой необходимых данных, что требуется для всестороннего тестирования разработанного программного обеспечения и обучения студентов. Также генерация требуется ввиду того, что промеры глубин некоторых мест во-многом составляют коммерческую или государственную тайну. Учитывая количество и разнообразие требуемых данных, генерацию рационально производить с помощью специализированного программного обеспечения.

Выбор программной среды

Программа, реализующая генерацию батиметрических данных должна осуществлять генерацию произвольных, заданных пользователем, форм рельефа, а учитывая их разнообразие, формирование должно производиться вручную пользователем посредством графического интерфейса.

Диапазоны значений по всем осям также должны быть произвольно заданы, как и шаг сетки и число точек в конечном массиве.

Для обеспечения реалистичности конечные данные должны иметь небольшую определенную по величине и распределению стохастическую составляющую, в частности должны иметь погрешность потому, что реальные данные, полученные путем измерения, имеют значительную погрешность, что обуславливается погрешностью определения координат корабля и его качкой.

Сгенерированный массив должен иметь вид таблицы из трех столбцов: *X, Y, Z,* где *X* – долгота, *Y* – широта, соответственно *Z* – высота. В конечном итоге массив должен быть сохранен в текстовом виде.

Всеми вышеописанными возможностями обладает программа для ЭВМ «ПРОГРАММА ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ ПРОИЗВОЛЬНЫХ КАРТ ВЫСОТ В СРЕДЕ MATLAB» зарегистрированная под номером №2023614624 [5]. Данная программа реализована в пакете компьютерной математики MATLAB, что упрощает изменение кода программы и делает ее работу прозрачной и понятной, что является положительным при использовании данного программного обеспечения (ПО) в учебных целях. Реализация программы в MATLAB также позволяет удобно интегрировать данное ПО с другими программами MATLAB, что полезно при разработке алгоритмов обработки данных.

Алгоритм работы программы

Блок-схема алгоритма показана на рис. 2; 3.

Примеры работы программы

Для создания правдоподобных батиметрических данных за основу берется созданная пользователем приблизительная карта высот, создание которой заключается в послойном рисовании контуров одинаковой высоты. Диапазон и шаг высот задается пользователем в переменных *z_min*, *z_max* и *z_step*. Диапазон по осям X и Y задается переменными *x_min*, *x_max*, *y_min*, *y_max* соответственно.

Для примера был взят диапазон высот от –10 до 0 метров с шагом 5 метров, то есть всего 3 слоя. По оси X от 500 до 1000, а по оси Y от 300 до 700 метров.

Работа программы начинается с формирования осей с заданными диапазонами и вывода в окне с указанием текущего редактируемого слоя, что показано на рис. 4.

Далее пользователь может произвольно задать замкнутый контур на данном слое, что показано на рис. 5. Линия контура начинает формироваться при удержании ЛКМ и заканчивает по отпускании ЛКМ. После окончания формирования контура рельефа для текущего уровня появляется диалоговое окно, в котором пользователю предлагается либо перейти к следующему слою, либо добавить на текущий слой еще один замкнутый контур для формирования более сложных форм рельефа, что продемонстрированно на рис. 6.

Число контуров на одном слое не ограниченно. Диалоговое окно показано на рис. 7. Переход на следующий слой позволяет формировать контуры уже на другой высоте, что продемонстрировано на рис. 8.

После завершения формирования контуров рельефа на всех слоях программа формирует массив точек из данных контуров, что показано на рис. 9, и производит трехмерную интерполяция для формирования трехмерной карты, показанной на рис. 10.

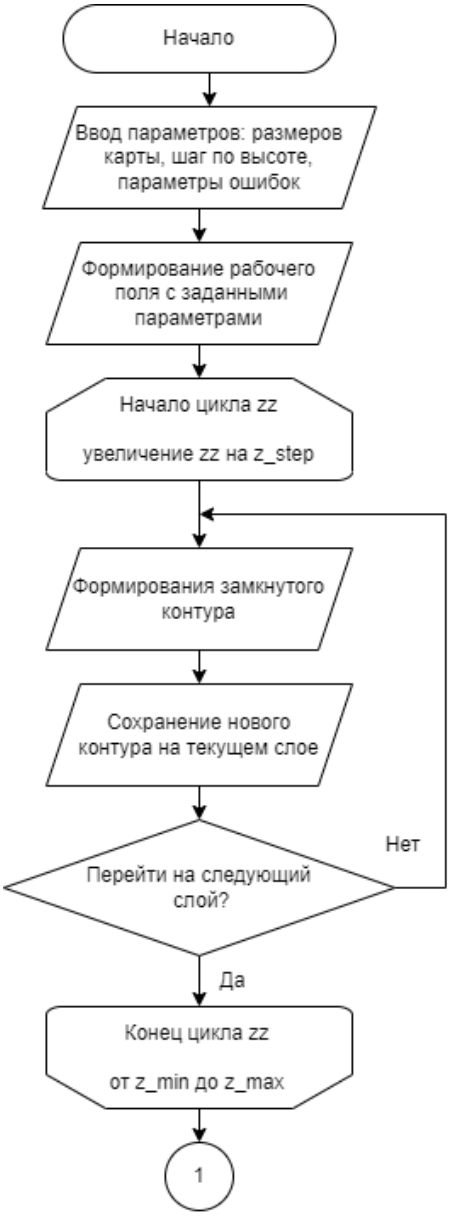


Рис. 2. Блок-схема алгоритма – начало

Рис. 3. Блок-схема алгоритма – конец

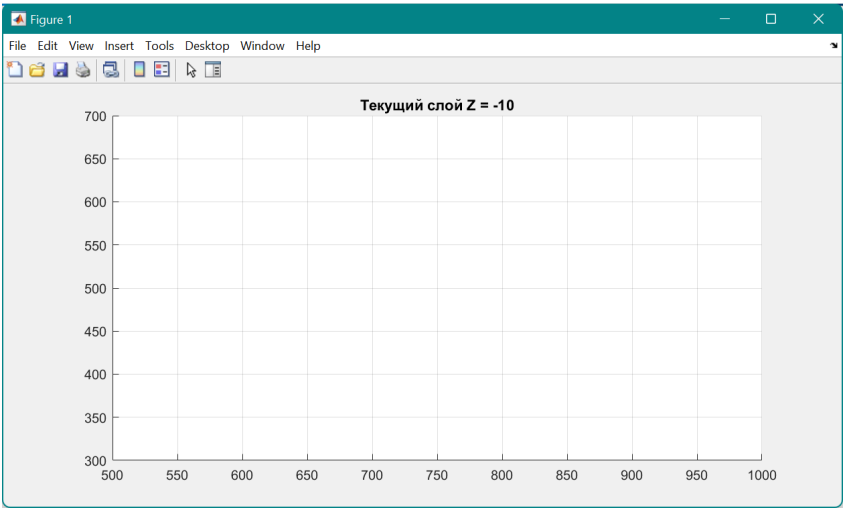


Рис. 4. Начальное окно

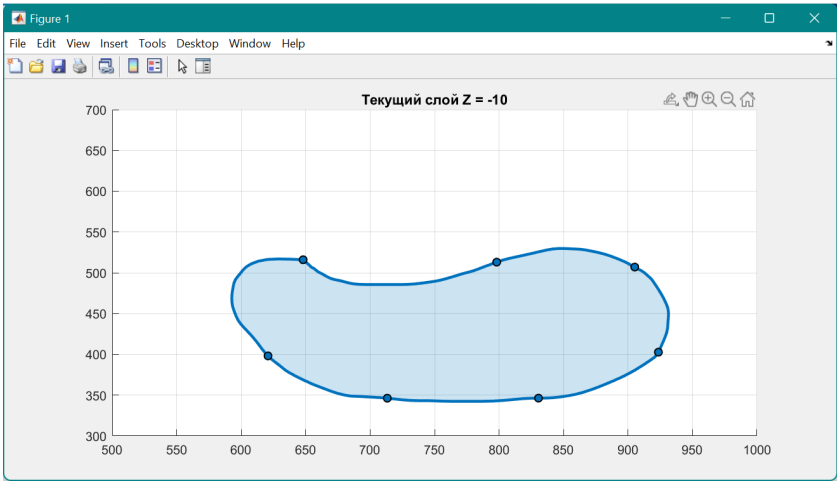


Рис. 5. Произвольно заданный замкнутый контур

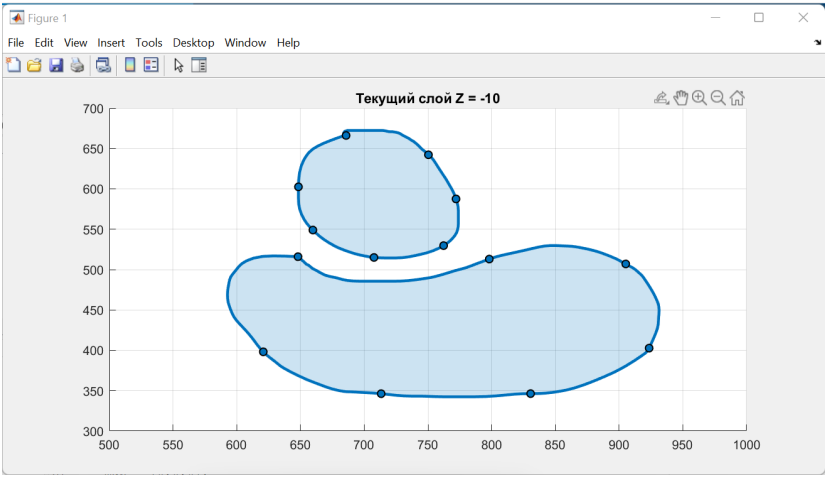


Рис. 6. Второй контур на том же уровне

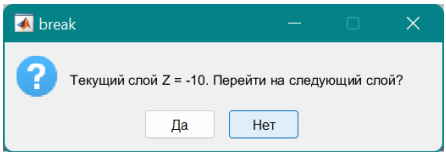


Рис. 7. Диалоговое окно

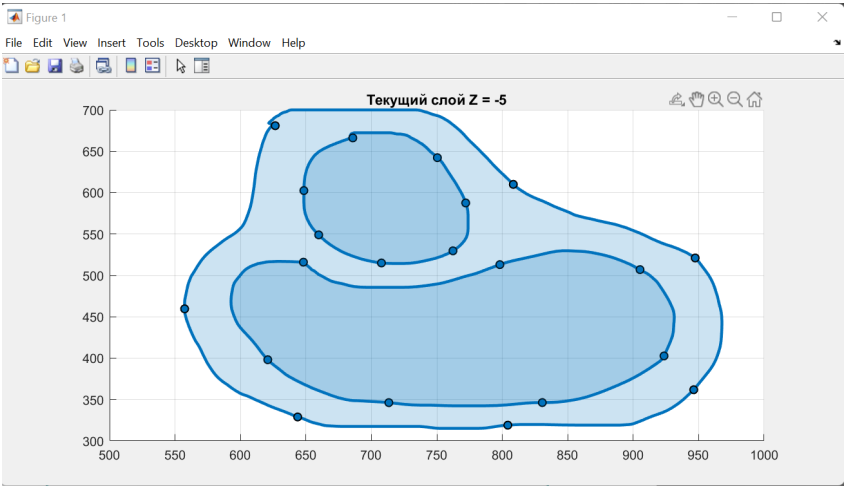


Рис. 8. Контур на новом слое

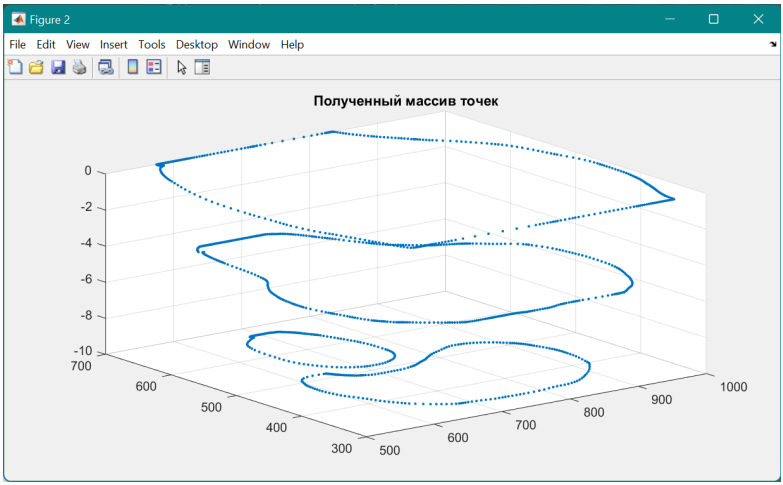


Рис. 9. Массив точек контуров

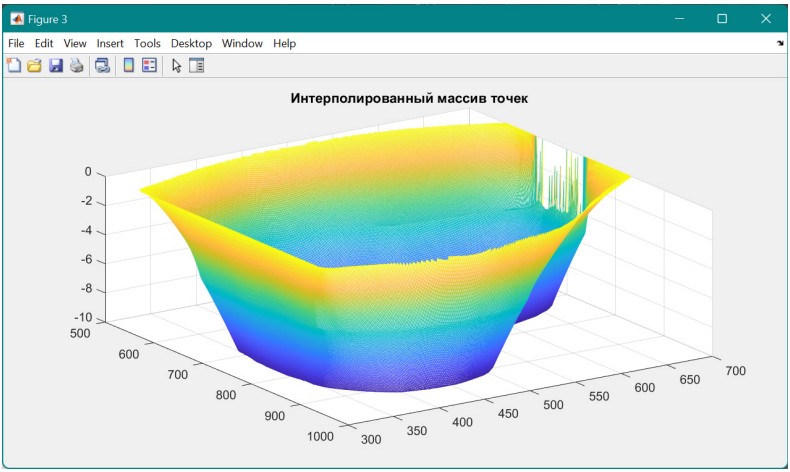


Рис. 10. Интерполяция контуров

Для интерполяции формируется равномерная двумерная сетка точек, с заданным шагом *step_interp* которым присваивается соответствующая высота.

Далее из точек составляющих трехмерную карту случайным образом берется заданное число точек. Число равномерно распределенных случайных точек задается в переменной *num_points*. К координатам данных точек дополнительно прибавляется равномерно распределенная случайная величина с диапазоном ± e, где e задается в переменных *x_err, y_err* и *z_err*, что позволяет симу-

лировать погрешность измерения высоты. Полученный массив точек показан на рис. 11.

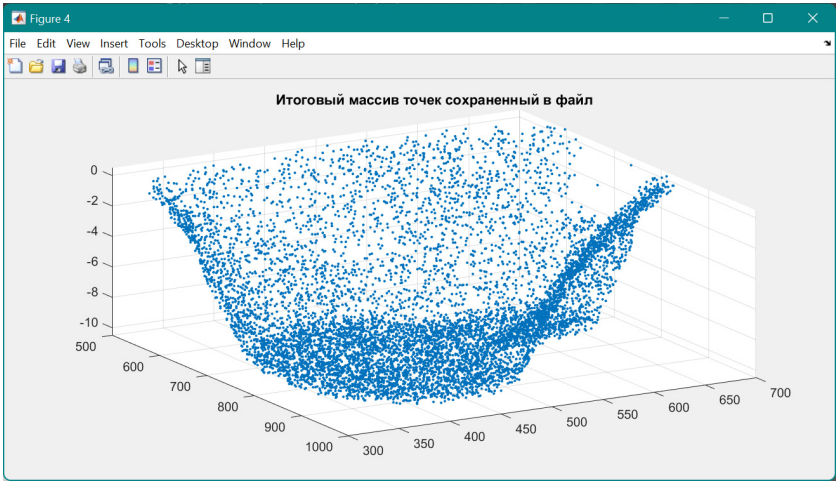


Рис. 11. Случайный массив точек

Координаты полученного массива точек сохраняются в три столбца в текстовом виде в файле с расширением .txt. Вид файла показан на рис. 12.

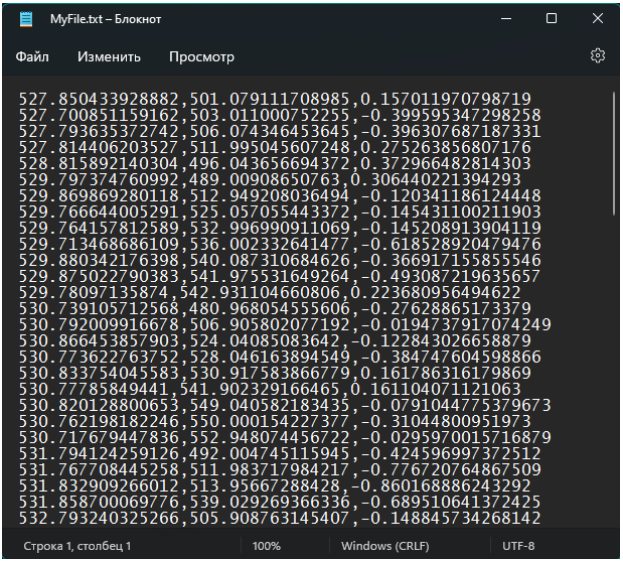


Рис. 12. Вид сохраненного .txt файла

Библиографический список

1. "Эвер Гивен" в Суэцком канале: заторы в Средиземном и Красном морях все сильнее, потери для экономики все больше. URL: https://www.bbc.com/russian/news-56522082 (дата обращения: 05.01.2023).

2. Oceanographic Tools: Sonar Single Beam URL: https://divediscover.whoi.edu/archives/tools/sonar-singlebeam.html (дата обращения: 05.01.2023).

3. XYZ data to TIN or DEMURL: https://gisjunkie.wordpress.com/2018/02/27/xyz-data-to-tin-or-dem/ (дата обращения: 05.01.2023).

4. Solving Complex Problems With Bathymetric Survey Drones URL: https://surveyinggroup.com/solving-complex-problems-with-bathymetric-survey-drones/ (дата обращения: 05.01.2023).

5. *Виноградова Е. П., Калиничев М.А., Кононов О.А.* Программа для генерации произвольных карт высот в среде matlab. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2023614624, 03.03.2023.

УДК 004.032.26

Б. Д. Клешнин*
студент
И. И. Сидоров*
студент
С. И. Ян*
старший преподаватель
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

КВАНТОВЫЕ НЕЙРОСЕТИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ РАЗВИТИЯ

Приводится разбор актуальной задачи исследования и последующей разработки методов функционирования квантовых алгоритмов и моделей квантовых вычислительных устройств. Рассмотрена реализация широкого плана квантовых алгоритмов, предназначенных для реализации самых разнообразных задач науки и техники.
Ключевые слова: декогерентность, сквиды, кубиты, квантовая нейронная сеть, нейроморфные квантовые компьютеры, адиабатический квантовый компьютер, джозефсоновский контакт.

B. D. Kleshnin*
Student
I. I. Sidorov*
Student
S. I. Jan*
Senior Lecturer
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

QUANTUM NEURAL NETWORKS AND THEIR DEVELOPMENT PROSPECTS

This article provides an analysis of the actual problem of research and subsequent development of methods for the functioning of quantum algorithms and models of quantum computing devices. The implementation of a broad plan of quantum algorithms designed to implement a wide variety of tasks of science and technology is considered.
Keywords: decoherence, squids, qubits, quantum neural network, neuromorphic quantum computers, adiabatic quantum computer, Josephson contact.

Введение

В представленной статье рассмотрена проблема развития квантовой нейронной сети. Для начала стоит обозначить, что собой представляют квантовые нейросети. Это вычислительные модели нейронных сетей, основанные на принципах квантовой механики. Первые идеи о квантовых нейронных вычислениях были опубликованы в 1995 году Субхашем Каком и Роном Крисли, связанными с теорией квантового разума, которая утверждает, что квантовые эффекты играют роль в когнитивных функциях. Однако, большинство исследований включают сочетание классических моделей искусственных нейронных се-

тей (которые широко используются в машинном обучении для важной задачи распознавания образов) с преимуществами квантовой информации для разработки более эффективных алгоритмов. Методы обучения квантовой нейросети отличаются от классической нейронной сети. В классических нейронных сетях в конце заданной операции текущий персептрон копирует свой вывод на следующий уровень персептрона, в квантовой же нейросети данная операция невозможна по причине того, что каждый персептрон является кубитом, следовательно, это приведет к нарушению теоремы о недопустимости копирования (теорема гласит, что невозможно создать независимую и идентичную копию произвольного неизвестного квантового состояния) [1].

Решение проблемы нарушения теоремы о недопустимости копирования

Для решения вышеуказанной проблемы нарушения теоремы происходит замена классического метода разветвления, который распределяет, но не копирует выходные данные одного кубита на следующий уровень, на произвольный унитарный, суть которого заключается в использовании вспомогательного бита, информация из которого уже может быть передана на следующий уровень кубитов. Процесс соответствует требованию обратимости квантовой операции.

Благодаря данному методу квантовые нейронные сети обладают следующими преимуществам перед классическими нейронными сетями:

1) эксплуатационная емкость памяти;
2) более совершенные характеристики при меньшем числе скрытых нейронов;
3) быстрое обучение;
4) устранение катастрофических забываний благодаря отсутствию интерференции образов;
5) решение линейно-неразделимых проблем однослойной сетью;
6) отсутствие соединений;
7) повышенная скорость обработки данных;
8) повышенная миниатюрность;
9) повышенная надежность.

За счет этих свойств квантовые нейросети имеют огромные перспективы и способны вытеснить классические нейронные сети. Основной причиной, препятствующей созданию масштабируемой технологии производства квантовых компьютеров является проблема декогерентности. Вследствие взаимодействия с окружающей средой нарушаются фазовые соотношения между квантовыми состояниями отдельных кубитов и эволюция многокубитовой системы теряет унитарность [2]. Проблема декогерентности существует для всех известных реализаций кубитов: сквидов, ионов в ловушках, межуровневых переходов в молекулах, квантовых точек и других систем.

Основной способ снижения декогерентности — понижение температуры системы, что приводит к существенному удорожанию сетевых квантовых компьютеров. К настоящему времени квантовые компьютеры сетевого типа содержат не более сотни кубитов [3].

Наряду с сетевой обработкой квантовых регистров при помощи системы квантовых гейтов, существует и другой способ использования квантового параллелизма для ускорения вычислений. Будучи не связанным с сохранением фазовых соотношений между отдельными кубитами, этот способ, часто называемый методом квантового отжига, состоит в решении задачи по оптимизации путем квантовой эволюции спинового стекла из специально приготовленного начального состояния в состояние, отвечающее минимуму квадратичного гамильтониана.

Преимущество системы квантовых спинов

Преимущество системы квантовых спинов, принимающих наряду с двумя классическими значениями все возможные квантовые суперпозиции значений, состоит в существовании возможности квантового туннелирования системы спинов из локального минимума энергии в другой минимум, имеющий меньшую энергию, что избавляет от больших затрат времени на выход из локального минимума, неизбежный для любого классического алгоритма.

SQUID

Адиабатические квантовые компьютеры, со «спинами», реализованными в виде сверхпроводящих квантовых интерференционных устройств (SQUID — Superconducting Quantum Interference Device), являются, к настоящему времени, единственным видом коммерчески доступных квантовых компьютеров. Число кубитов в них превосходит 1024. Такие компьютеры выпускаются компанией D-Wave Systems Inc. Высокая цена изделия (~107 долл.) объясняется низкой рабочей температурой сквидов (менее 0,1 К), требующей больших затрат энергии в системе охлаждения [4].

Работа адиабатического квантового компьютера базируется на системе спинов, описываемой гамильтонианом и реализующейся в виде набора сверхпроводящих квантовых интерференционных устройств SQUID. Кольцевой ток в сверхпроводящей петле, разделенной джозефсоновским контактом, порождает существование квантованного магнитного потока, направленного вверх или вниз, в зависимости от направления тока. Квантовые состояния магнитного потока описываются теми же правилами суперпозиции, что и состояния отдельных спинов, а время жизни когерентных состояний существенно выше. Константы связи реализуются с помощью подключения/отключения индуктивных взаимодействий между отдельными кубитами.

Заключение

Если в классическом квантовом компьютере основной проблемой была защита от декогеренции, которая сильно ограничивала число кубитов, необходимых для вычислений, то, объединяя идею квантовых вычислений с парадигмой искусственных нейронных сетей, можно отчасти снять эту проблему, применяя оптические технологии, работающие при комнатной температуре, а также используя свойства симметрии открытых квантовых систем, составляющих

нейронную сеть [5]. В результате мы ожидаем в ближайшем будущем получить нейроморфные квантовые компьютеры для решения широкого ряда задач, входящих в функции искусственного интеллекта: комбинаторной оптимизации, классификации больших данных, распознавания образов. В значительной степени такие нейроморфные системы смогут заменить интеллектуальную деятельность человека при решении задач оптимизации и классификации.

Библиографический список

1. Основы теории построения квантовых компьютеров и моделирование квантовых алгоритмов / В. Ф. Гузик, С. М. Гушанский, Е. В. Ляпунцова, В. С. Потапов. М. – Ростов н/Д – Таганрог: ЮФУ, 2019. 287 с.

2. *Kak S.* On Quantum Neural Computing. Information Sciences // Open Journal of Applied Sciences. October 28, 2015. Vol. 5, no. 10. С. 143–160.

3. Quantum supremacy using a programmable superconducting processor / Arute F. [et al.] // Nature. 2019. No. 574. P 505–510.

4. Training deep quantum neural networks / K. Beer, D. Bondarenko, T. Farrelly [et al.] // Nature Communications. 2020.

5. Quantum generalisation of feedforward neural networks / K.-H. Wan, O. Dahlsten, H. Kristjansson [et al.] // npj Quantum Information. 2017.

УДК 621.396.967; 621.396.969.14; 629.7.05

В. Н. Коврегин*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
Г. М. Коврегина*
кандидат технических наук, доцент
А. С. Мурзаев*
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МЕТОД УСТОЙЧИВОГО ЗАХВАТА ТРАЕКТОРИИ ВОЗДУШНОГО ОБЪЕКТА В РАДАРАХ КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО ЛЧМ-ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ И РАСШИРЕННОМ ДИАПАЗОНЕ СКОРОСТЕЙ

Представлен метод наблюдения объекта в РЛС с квазинепрерывным ЛЧМ-излучением при широком диапазоне его скоростей, включая нулевые и сверхзвуковые скорости при сближении/удалении объекта. Приведены результаты, подтверждающие эффективность предложенного метода.
Ключевые слова: импульсно-доплеровский радар, высокая частота повторения импульсов, линейная частотная модуляция несущей волны.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 22-19-00058.

V. N. Kovregin*
PhD, Tech., Senior Research Employee
G. M. Kovregina*
PhD, Tech., Associate Professor
A. S. Murzaev*
PhD Student
* St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

METHOD FOR STABLE CAPTURE OF THE TRAJECTORY OF AN AIR OBJECT IN RADARS OF QUASI-CONTINUOUS CHIRP RADIATION IN A SITUATION OF UNCERTAINTY AND AN EXTENDED RANGE OF SPEED

A method for observing an object in a radar station with quasi-continuous chirp radiation is presented for a wide range of relative velocities, including zero and supersonic velocities when an object approaches/retracts. The results confirming the effectiveness of the proposed method are presented.
Keywords: pulse-Doppler radar; high pulse repetition rate; linear frequency modulation of the carrier wave.

Введение

В различных областях применения активных мобильных и стационарных радаров – при управлении воздушным движением, предупреждении столкнове-

ний летательных аппаратов, авиационной логистике, мониторинге и в других приложениях – постоянно возрастают требования к дальности, оперативности, точности наблюдения разнотипных воздушных объектов. В настоящее время в задачах дальнего наблюдения таких объектов, традиционно решаемых радарами с квазинепрерывным излучением (КНИ), отмечается:

- рост динамичности, неопределенности, сложности фоно-целевой, сигнально-шумовой/помеховой обстановки;

- расширение типажа и диапазона скоростей объектов;

- усиление требований к радарам по дальности, точности, помехоустойчивости, оперативности сеанса наблюдения – обнаружения, идентификации, измерения параметров траектории объекта. Актуальной проблемой является обеспечение дальнего всеракурсного наблюдения при мешающих отражениях от земли (МОЗ) и при широком диапазоне положительных и отрицательных радиальных скоростей объекта относительно РЛС – относительных скоростей, включая традиционно «слепые» нулевые/ малые и сверхзвуковые скорости. В работах [1–5 и др.] показаны методы/алгоритмы адаптивно-робастного (АР) наблюдения при МОЗ для мало- и высокоскоростных приближающихся объектов. Эти методы базируются на КНИ с высокой/средневысокой частотой повторения импульсов (ЧПИ) при линейной частотной модуляции несущего колебания (ЛЧМ) в пачке импульсов. Однако, возможности их применения при условии двустороннего расширения диапазона относительных скоростей в этих работах исследованы недостаточно. Однако, есть ряд факторов влияния, не учитываемых в традиционных методах АР наблюдения [1–5] и приводящих к снижению их эффективности/нарушению работоспособности. Цель работы – представление метода АР наблюдения объекта в дальней зоне обзора при МОЗ и расширенном диапазоне относительных скоростей (положительных и отрицательных), а также основных результатов его исследования. Прагматическая цель: расширение функциональных возможностей РЛС при КНИ с ЛЧМ; повышение точности, оперативности, помехоустойчивости сеанса наблюдения.

Постановка задачи

Рассматривается РЛС при зависании или движении на малой высоте, с типовой [6] диаграммой направленности антенны (рис. 1) и при ориентации главного луча (ГЛ) в окологоризонтное свободное пространство.

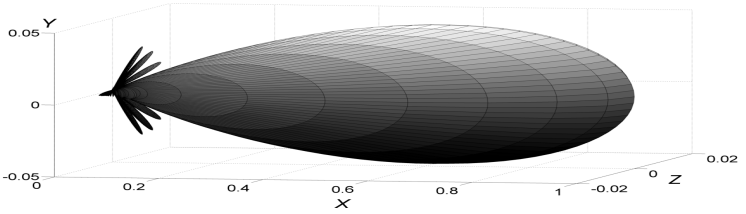


Рис. 1. Типичный вид диаграммы направленности в антенной системе координат oXYZ

РЛС обеспечивает КНИ с высокой ЧПИ $F_r = 1/T_r$, при ЛЧМ с крутизной S и возможность управления периодом повторения импульсов (ППИ) T_r и крутизной S в рамках ограничений: $T_r \in \{T_{r\ \min} \le T_r^*(k) \le T_{r\ \max}\}$, k=1, …, K_{Tr}; $S \in \{S^*(m)\}$, $|S^*(m)| \le S^*_{\max}$, m = 1, …, M_S, где $S^*_{\max}$, $T_{r\ \min}$ и $T_{r\ \max}$ – аппаратные ограничения РЛС по максимальной крутизне ЛЧМ, минимальному и максимальному ППИ. По боковым лепесткам (БЛ) формируются мощные МОЗ, на фоне спектра которых обнаружение эхосигнала объекта считается невозможным. Текущие границы спектра МОЗ полагаются известными – рассчитываются [1] по данным от системы микронавигации/ориентации РЛС и алгоритмов управления РЛС (рис. 2).

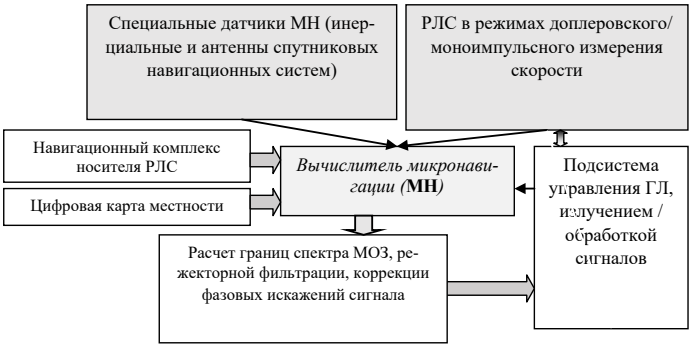


Рис. 2. Структура и средства информационного обеспечения для расчета параметров спектра МОЗ по БЛ

Наблюдаемый объект находится в ГЛ на дальности $R_{ob} \in [R_{d\ \min}; R_{d\ \max}]$ и скорости $V_R \in [V_{R\ \max\ (-)}; V_{R\ \max\ (+)}]$, где $R_{d\ \min}$, $R_{d\ \max}$ – минимальная, максимальная дальность обнаружения, обеспечиваемая РЛС; $V_{R\max\ (-)}$ и $V_{R\ \max\ (+)}$ – максимальные по модулю значения положительной и отрицательной скорости, полагаемые как сверхзвуковые. Считается, что сигнал объекта имеет узкий доплеровский спектр и его обнаружение на фоне шумов приемника в РЛС обеспечивается. РЛС в заданном направлении ГЛ решает задачу наблюдения объекта – обнаружения и измерения дальности/скорости («захвата»).

Проблемы типового АР наблюдения при расширенном диапазоне скорости объекта

Типичные методы дальнего АР наблюдения при КНИ с ЛЧМ [1–5], прежде всего, ориентированы на объекты при традиционно «слепых» нулевых/малых скоростях. Объекты с высокой скоростью $V_R \ge 0$, как правило, наблюдаемые РЛС при высокой ЧПИ без ЛЧМ, также рассматривались как радиолокационные цели при ЛЧМ-излучении [1, 2]. Типичный сеанс АР наблюдения сводится к следующим основным процедурам.

1. Этап обнаружения. Излучаются «пары» ЛЧМ-пачек при инвертируемой крутизне ЛЧМ $S_{1(i)}=-S_{2(i)}$ при ППИ $T_{r1(i)}=T_{r2(i)}=T_{r(i)}$. Это дает возможность обнаружения объекта со «слепой» скоростью, как минимум, на одной ЛЧМ-пачке из пары. При обнаружении же на стартовой паре (i=0) далее выполняется переход к типичной процедуре АР захвата по дальности и скорости [1, 3], причем:

- при двух обнаружениях/частотно-временных измерениях (ЧВИ) как исходные данные для захвата определены традиционным способом [5] дальность и скорость по двум измерениям/оценкам $F_{RD1(i)}$ и $F_{RD2(i)}$ дальномерно-доплеровской частоты (ДДЧ);

- при одном ЧВИ на паре ЛЧМ-пачек данные по дальности и скорости для захвата отсутствует.

2. Традиционный АР захват по дальности выполняется при адаптивных приращениях $\Delta T_{r(i+1/i)} = T_{r(i+1)} - T_{r(i)}$ и устранении неоднозначности индекса ППИ $r_{(i+1)}$ и определении оценок дальности в виде:

$$r_{(i+1)} = \mathrm{int}\left\{\frac{\left(\tau_{(i)}-\tau_{(i+1)}\right)}{\Delta T_{r(i+1/i)}}\right\}; R_{ob(i+1)} = \frac{1}{2}c\left[r_{(i+1)}T_{r(i+1)} + \tau_{(i+1)}\right], \qquad (1)$$

где *int* {.} – целая часть числа; $\tau_{(i)}$ и $\tau_{(i+1)}$ – измерения/оценки неоднозначной задержки сигнала объекта (НЗС) в ППИ $T_{r(i)}$ и $T_{r(i+1)}$; c – скорость радиоволны. При одном ЧВИ на паре пачек обнаружения скорость при захвате определяется уже после получения оценки дальности (1).

3. Если при i=0 нет обнаружения, то выполняется раскрытие «слепых» дальностей по типовой АР процедуре [4], аналогичной захвату по дальности, но с использованием квазиизмерения НЗС – как оценки положения НЗС $\tau^*_{(i)}$ в слепой зоне ППИ и расчетного среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma_{\tau^*(i)}$ для ошибок оценивания НЗС по квазиизмерению. В итоге серии i=0, 1, …, I пар ЛЧМ-пачек при $T_{r(i)} \neq T_{r(i-1)}$ этап обнаружения при $i=I$ приводит к одному или двум ЧВИ. Соответственно, без оценок или с оценками дальности/скорости по ДДЧ, но в любом случае при $I>0$ с оценкой дальности вида (1) с использованием квазиизмерения, т. е. при $\tau_{(i)}$: $=\tau^*_{(i)}$. Варианты обнаружений и ЧВИ по парам ЛЧМ-пачек при $I \geq 0$ показаны в таблице.

Варианты обнаружения/ЧВИ

Обозначение варианта обнаружения/ЧВИ по I-й паре ЛЧМ-пачек	Пачка № 1 в паре ЛЧМ-пачек	Пачка № 2 в паре ДЧМ-пачек (текущая)	Количество дискретов НЗС с обнаружением/ЧВИ
I-101	1	0	1
I-011	0	1	1
I-111	1	1	1
I-112	1	1	2
1/0 – обнаружение есть/отсутствует			

Проведено имитационное математическое моделирование процесса АР наблюдения объекта на основе типовых методов [1–5] при расширенном диапа-

зоне скоростей: ±600 м/с и на дальностях обнаружения до 60 км. На рис. 3 показаны ошибки δr оценок индекса ППИ после сеанса обнаружения/захвата, причем $\delta r>0$ считается аномальной, далее неприемлемой – в аспекте обеспечения устойчивого высокоточного сопровождения траектории объекта. На рис. 4 – ошибки определения скорости в результате традиционного АР наблюдения в условиях расширенного скоростного диапазона.

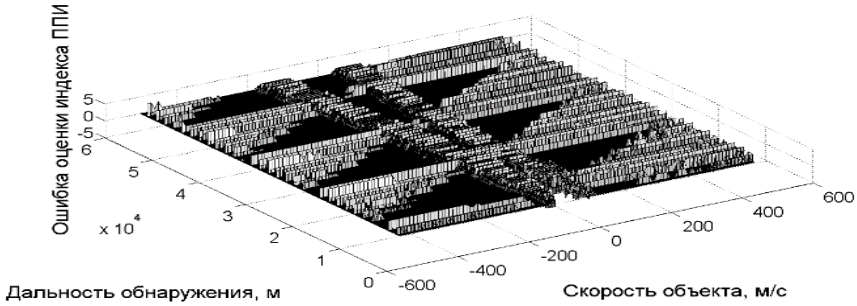


Рис. 3. Ошибки оценивания индекса ППИ

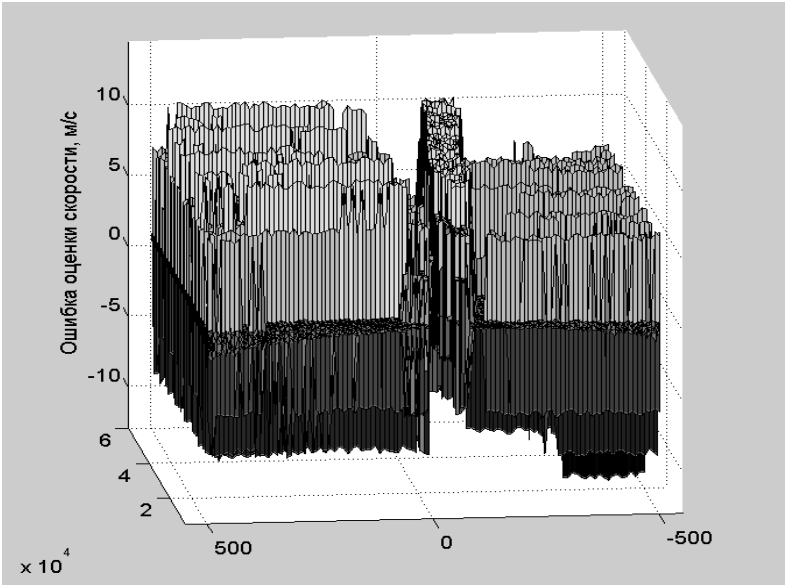


Рис. 4. Ошибки оценивания относительной скорости объекта

Установлено, что аномальные оценки дальности в условиях расширения диапазона скоростей, прежде всего, обусловлены отсутствием, недостоверностью (неоднозначностью) или низкой точностью данных о скорости при завершении этапа обнаружения. Из вариантов обнаружения/ЧВИ в таблице проблемными для эффективного применения типового АР захвата являются варианты с одинарным ЧВИ (*I*-101, *I*-011). Решение такой проблемы возможно в следующих направлениях:

1) разработка методов АР захвата, эффективность которых не зависит от скорости;

2) повышение информативности и устранение неоднозначности результатов на этапе обнаружения, в т. ч. и при минимуме измерительной информации;

3) разработка методов сопровождения, устойчивых к аномальным оценкам параметров на этапе захвата.

В рамках данной работы исследования проводились по первому направлению.

Метод захвата, инвариантный к неопределенности/расширению диапазона по скорости

Рассмотрены дестабилизирующие факторы, существенно влияющие на эффективность типовых процедур АР наблюдения, и возможные способы их компенсации.

1. Неоднозначность измеряемой частоты

Фактическое значение ДДЧ эхосигнала объекта:

$$F_{RD(k)} = F_{D(k)} + S_{(k)}\frac{2}{c}R_{ob(k)} = F_{D(k)} + S_{(k)}T_{ob(k)} = \\ = F_{D(k)} + S_{(k)}\left[r_{(k)}T_{r\ (k)} + \tau_{(k)}\right], \quad (2)$$

где $F_{D(k)}=2V_{R(k)}/\lambda$ – доплеровская частота сигнала объекта (ДЧ); λ – длина волны.

В рамках работы полагается ДДЧ $F_{RD} \in [-F_r; F_r]$ и, соответственно (2), ограничения по ДЧ

$$F_{D\lim(k)} = \pm(F_{r(k)} - |S_{(k)}|\frac{2}{c}R_{ob(k)}),$$

что, например, при типичных параметрах режима высокой ЧПИ для радаров X-диапазона длин волн [6] даже на больших дальностях может соответствовать сверхзвуковым скоростям в несколько чисел Маха. При этом фактическая ДДЧ $F_{RD(k)}$ и измеряемая («видимая») частота $f_{RD(k)}$, в общем случае, являются неоднозначно связанными величинами:

$$F_{RD(k)} = J\ F_{r(k)} + f_{RD(k)}, \quad (3)$$

где $J \in [-1; 0]$ при $F_{RD} \in [-F_r; F_r]$ – неизвестный индекс ЧПИ. Учитывая (1)–(3), неоднозначность ДЧ имеет вид:

$$F_{D(k)} = \{JF_{r(k)} + f_{RD(k)}\} - S_{(k)}\{r_{(k)}T_{r(k)} + \tau_{(k)}\}, \quad (4)$$

т. е. одно ЧВИ ($\tau_{(k),}\ f_{RD(k)}$) дает множество значений ДЧ $\{F_{D(k)|r}\}$, кратных величине $S_{(k)}T_{r(k)}$ при различных индексах ППИ $r_{(k)}\in[r_{\min(k)};\ r_{\max(k)}]$, а при неизвестном индексе ЧПИ $J \in [-1;\ 0]$ – два множества ДЧ вида (4). Для вариантов с одним обнаружением/ЧВИ (см. таблицу) за счет инвертирования ЛЧМ, например, при $S_{1(i)}=(-S_{2(i)})>0$, неоднозначность J в выражении (3) может устраняться логически:

$$f_{RD(i)} при S_{1(i)} \rightarrow F_{RD(j)} = f_{RD(i)} > 0, иначе: F_{RD(j)} = f_{RD(i)} - F_{r(k)} < 0. \quad (5)$$

При этом остается одно множество ДЧ вида (4), причем при $i=I=0$ – ограниченное априори широким диапазоном индексов ППИ $[r_{\min(i)};\ r_{\max(i)}]$, а при $i=I>0$ – редуцированным диапазоном и, соответственно, сокращенным множеством ДЧ и скоростей объекта:

$$F_{D(r/i)} = F_{RD(i)} - S_{(i)}\{rT_{r\ (i)} + \tau_{(i)}\} \forall r \in \left[r_{\min(i)}; r_{\max(i)} \right]; \quad (6)$$

$$V_{R(r/i)} = \frac{\lambda}{2} F_{D(r/k)}. \quad (7)$$

Таким образом, процедуры (5)–(7) устраняют неоднозначность ДДЧ, снижают уровень априорной неопределенности по скорости, но не исключают ее.

2. Неучтенный дрейф НЗС за время между моментами начала излучения пачек

При высокой скорости возможно обнаружение/ЧВИ в различных элементах дискретах НЗС в ППИ из-за существенного дрейфа $\Delta\tau_{dr(i/i\text{-}1)}$ за время $t_{(i/i\text{-}1)}$ между излучением пачек:

$$\Delta\tau_{dr(i/i-1)} = \tau_{(i)} - \tau_{(i-1)} = \frac{2}{c} V_{R(i-1)} t_{(i/i-1)} \quad (8)$$

при $T_{r(i)}=T_{r\,(i-1)}$; $r_{(i)} = r_{(i-1)}$; $V_R = \text{const}$.

На этапе обнаружения в варианте обнаружения *I*-112 из табл.1 возможны типовые оценки дальности (по двум ДДЧ с коррекцией по текущей НЗС) и скорости (по двум ДДЧ). Наблюдаемый дрейф НЗС при оценке скорости может учитываться следующим образом:

$$F_{D(i)} = \frac{1}{2}(F_{RD((i-1)} + F_{RD((i)} + S\ [\tau_{(i)} - \tau_{(i-1)}]).$$

Но при бинарных ДДЧ (варианты *I*-111, *I*-112) может сохраняться неоднозначность измерений, например, для ситуации при $S_{1(i=I)} = (-S_{2(i=I)})>0$, когда

$$(f_{RD1(i=I)} < f_{RD2(i=I)}) \rightarrow sign\left\{F_{RD1(i=I)}\right\} = sign\left\{F_{RD2((i=I)}\right\},$$

что дает два значения скорости с разными знаками. В варианте *I*-112 неоднозначность ДДЧ устраняется при определении знака наблюдаемого дрейфа НЗС (8). При отсутствии видимого дрейфа (вариант *I*-111) устранение неоднозначности возможно уже на первой пачке этапа АР захвата с приращением ППИ.

Изменение положения текущей измеряемой частоты $f_{RD(j)}$ относительно $f_{RD(j\text{-}1)}$ при приращении ППИ $\Delta T_{r(j/j\text{-}1)}$

$$f_{RD(j)} = f_{RD(j-1)} - J\left[\frac{1}{T_{r(j-1)}} - \frac{1}{T_{r(j-1)} + \Delta T_{r(j/j-1)}}\right]$$

подтверждает отрицательный знак ДДЧ: J=(–1). Если нет реакции на приращение $\Delta T_{r(j/j-1)}$, т.е. $f_{RD(j)} \approx f_{RD(j-1)}$, то индекс ЧПИ J=0 и знак ДДЧ – положительный.

В целом, переход от этапа обнаружения к традиционному АР захвату может быть при отсутствии или высоком уровне неопределенности информации по скорости. Это приводит к снижению точности управления излучением и оценивания траекторных параметров при захвате, к увеличению требуемого количества пачек и в ряде случаев к срывам обнаружения. В связи с этим возникает необходимость разработки нетрадиционных методов АР захвата по дальности/скорости, инвариантных относительно неучтенного дрейфа НЗС. Суть предлагаемого метода: адаптивное управление приращением ППИ, знак которого в последовательности пачек захвата инвертируется и соответствующие смещения НЗС имеют разный знак (разную направленность), причем в одном случае неизвестный дрейф НЗС $\Delta\tau_{dr}$ способствует управляемому смещению НЗС, в другом – противодействует; формирование линейной комбинации из полученных измерений/оценок НЗС, в которой неучтенные дрейфы взаимно компенсируются; оценивание параметров дальности на основе такой комбинации.

Например, для вариантов *I-011*, *I-111*, *I-012* при $t_{(j+1/j)}=t_{(j+2/j+1)}$ используются три оценки $\tau_{(j)}$, $\tau_{(j+1)}$, $\tau_{(j+2)}$, где $\tau_{(j)}$ при $j=1$ соответствует НЗС $\tau_{2(j)}$ по завершающей паре пачек обнаружения (см. таблицу); $\tau_{(j+1)}$ и $\tau_{(j+2)}$ – НЗС, полученные по двум пачкам захвата при приращения ППИ возможна следующая оценка дальности:

$$sign(\Delta T_{r(j+1/j)}) \neq sign(\Delta T_{r(j+2/j+1)}), Z_{(j+2)} = \left|\tau_{(j)} + \tau_{(j+2)} - 2\tau_{(j+1)}\right|;$$

$$r_{(j+2)} = \mathrm{int}\left\{\frac{Z_{(j+2)}}{\left|\Delta T_{r(j+1/j)} - \Delta T_{r(j+2/j+1)}\right|}\right\}; R_{ob(i+2)} = \frac{1}{2}c\left[r_{(i+2)}T_{r(i+2)} + \tau_{(i+2)}\right]. \quad (9)$$

В оценках (9) точность оценивания дальности в сравнении с типовым АР захватом существенно возрастает: за счет компенсации дрейфа в комбинации НЗС; из-за увеличения модуля совокупного приращения ППИ. Результаты моделирования предлагаемого метода подтвердили его работоспособность и эффективность в условиях неопределенности по скорости и при расширенном диапазоне скоростей объекта.

Библиографический список

1. *Kovregin V., Kovregina G.* Adaptive-robust methods for detecting, capturing and tracking hovering, low- and high-speed objects in integrated radar-inertial

systems with quasi-continuous radiation. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/9470845 (дата обращения: 17.10.2021).

2. *Коврегин В.Н., Коврегина Г.М., Мурзаев А.С.* Адаптивно-робастное всеракурсное наблюдение разнотипных объектов в главном луче радара с квазинепрерывным ЛЧМ-излучением // Радиотехника. 2023. Т. 87, № 1. С. 69−78. DOI: https://doi.org/10.18127/j00338486-202301-00.

3. Kovregin V.N., Kovregina G.M., Murzaev A.S. A Unified Method for Observation of an Air Object with a Complex Spectrum in Radar with Quasi-Continuous Radiation // 29th St. Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, State Research Center of the Russian Federation Concern CSRI Elektropribor. JSC. 2022. P. 56–59.

4. Коврегин В.Н., Коврегина Г.М. Унифицированный метод адаптивно-робастной редукции неопределенностей при раскрытии «слепых» зон и дальнометрии воздушных объектов в импульсно-доплеровских радарах // Системный анализ и логистика. 2021. Вып. 4 (30). С. 42–48.

5. Способ обнаружения, измерения дальности и скорости низколетящей малоскоростной цели в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях при высокой частоте повторения и инвертируемой линейной частотной модуляции: пат. на изобретение RU 2 697 509 C2, МПК G01S 13/08 (2006/02) / Коврегин В. Н., Коврегина Г. М.; приор. 25.05.2017; заявитель и патентообладатель Российская Федерация, опуб. 15.08.2019, Бюл. № 23.

6. Справочник по радиолокации. В 2-х кн. / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы. Кн. 1. М.: Техносфера. 2015. 672 с.

УДК 004.932.2

Ю. А. Корнеев*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент
А. Ю. Зилинберг*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ: ОБНАРУЖЕНИЕ И СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ ИНТЕРЕСА, ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ИНТЕРЕСА НА ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА СРЕД

Рассматриваются проблемы обработки изображений оптоэлектронных (ОЭ) датчиков, возникающие при решении задач обнаружения и селекции объектов. Рассматривается характерная задача обнаружения объектов на границе раздела сред (фонов). Приводится общая структура комплексного (сквозного) алгоритма обработки ТВИ, комментируется работа и результаты моделирования частных алгоритмов обработки.
Ключевые слова: распознавание образов, анализ оптоэлектронных изображений, классификационные признаки объектов, граница раздела сред.

A. Y. Zilinberg*
PhD, Tech., Associate Professor
Y. A. Korneev*
PhD, Tech., Senior Research Employee, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

IMAGE PROCESSING IN OPTOELECTRONIC SYSTEMS: DETECTION AND SELECTION OF OBJECTS OF INTEREST, DETECTION OF OBJECTS OF INTEREST AT THE INTERFACE OF MEDIUM

The article discusses the problems of image processing of optoelectronic (OE) sensors that arise when solving problems of object detection and selection. The characteristic problem of detecting objects at te interface of medium (backgrounds) is considered. The general structure of a comprehensive (end-to-end) TV processing algorithm is given and the work and results of modeling of particular processing algorithms are commented on.
Keywords: pattern recognition, analysis of optoelectronic images, classification features of objects, media interface.

Проблемы обработки телевизионных изображений в оптоэлектронных системах

В данной статье рассматривается работа сквозного алгоритма обработки ТВ-информации. В него входит обнаружение целей, измерение их координат, селекция отметок по разным классификационным признакам, обнаружение и выделение границы раздела сред (ГРС), обнаружение объектов на ГРС.

Блок-схема сквозного алгоритма состоит из следующих блоков (рис. 1):

1. Блок 1 – исходное ТВИ (рис. 2).
2. Блок 2 – этот блок включает в себя два алгоритма: алгоритм пространственной сегментации ТВИ на ПСИМ (размером 3×3 или 3×4 пикселя) и вычисление размахов ТВИ в каждом ПСИМ. Размахи ТВИ в ПСИМ используются как решающая статистика, которая используется в последующих частных алгоритмах при обнаружении объектов (рис. 3).
3. Блок 3 – формирование адаптивного порога сегментации. Структура алгоритма формирования адаптивного порога детально представлена в статье [1].

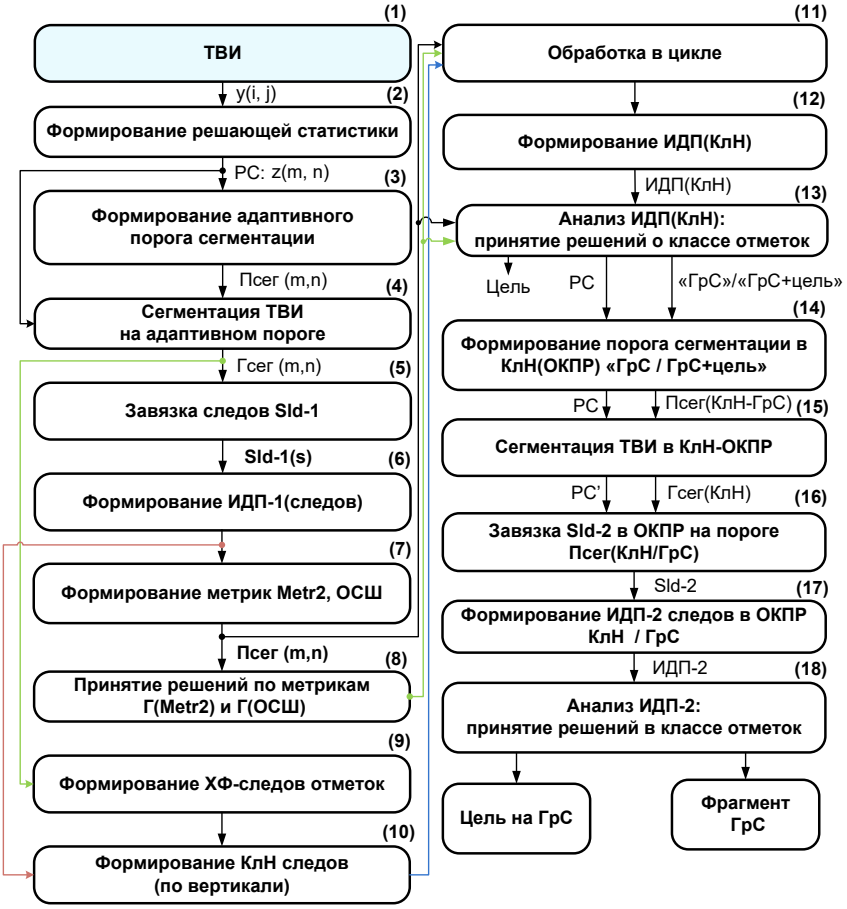


Рис. 1. Алгоритм сквозной обработки ТВИ: обнаружение объектов интереса, селекция отметок, обнаружение ГрС, обнаружение объектов на ГРС

4. Блок 4 – реализуется амплитудная сегментация решающей статистики $R_{ПСИМ}(m,n)$ на адаптивном пороге h1(m, n) по всему полю обзора (рис. 4). На выходе блока 4 формируется два поля: поле принятых решений Гсег(m, n) и поле решающей статистики $R_{ПСИМ}(m, n)$, стробированное маской Гсег(m, n) / $R_{ПСИМ}(m, n)$×Гсег(m, n) /.

5. Блок 5 – завязка следов. Нужно отметить, что в рамках сквозного алгоритма следы завязываются как на первом этапе обработки (Sld-1) в блоке 6, так и на втором этапе обработки сквозного алгоритма, на котором завязываются следы (Sld-2).

6. Блок 6 – формирование ИДП-1 следов (ИДП первого этапа обработки, рис. 5).

Группа частных алгоритмов 7…18 на рис. 1 реализует процедуру анализа и селекции следов отметок. В эту совокупность алгоритмов входят алгоритмы обнаружения ГРС и алгоритмы обнаружения объектов на ГРС. Такая ситуация (объекты на линии горизонта для морских ТВ-сцен) встречается часто. Эта ситуация должна быть корректно преодолена при реализации сквозного алгоритма обработки ТВИ.

7. Блок 7 – формирование метрик Metr2 и ОСШ отметок, где Metr2 – это метрика, используемая для структурного анализа отметки, а ОСШ – метрика, которая соответствует анализу (формированию) локального ОСШ для данной конкретной отметки.

Для реализации метрики Metr2 используется большая часть идентификационных признаков из блока 6. В частности, Metr2 соответствует опознанию (выделению) объекта, структура которого близка к квадрату, кругу, т.е. фигуре, размеры которой по вертикали и горизонтали примерно равны.

Решения по Metr2 дополняют список идентификационных признаков, формируемых в блоке 6.

Метрика ОСШ формируется путем оценки отношения максимального отсчета на следе отметки к среднему значению окружающего данную отметку фона.

8. Блок 9 – формирование характеристических функций (ХФ) следов отметок.

Данная характеристика особенностей ТВИ введена для того, чтобы можно было выявить специфические свойства и особенности структуры отметок (например, ГРС).

Под ХФ следов отметок понимается одномерная функция по «ординате ТВИ», отсчеты которой равны суммарному количеству следов в каждом вертикальном пикселе (строке) изображения.

При формировании ХФ идет сканирование ТВИ по горизонтали (в каждом пикселе вдоль строки), при этом обнаруживаются следы, которые есть в этом пикселе. Число следов суммируется вдоль строки накапливающим итогом.

Если процедура сканирования пересекает два следа, то ХФ будет иметь значение два, а если пять следов, то значение ХФ будет равно 5. В случае, если

дважды пересекается один и тот же след, то приращение ХФ в такой ситуации будет равно единице.

9. Блок 10 – формирование кластеров непрерывности следов по вертикали. Кластером непрерывности (КлН) называются все отличные от нуля протяженные области на ХФ, не имеющие разрывов (в которых ХФ=0). Несколько пикселей по вертикали подряд, в каждом из которых имеется хотя бы единичный отсчет ХФ, образуют кластер непрерывности (рис. 6).

Группы пикселей ХФ, образующие КлН, нумеруются своим индивидуальным номером. Дальнейшая обработка ТВИ осуществляется с учетом положения и протяженности КлН на ТВИ (точнее – КлН на ХФ).

10. Блок 11 – обработка изображения с учетом КлН на ХФ. В блоках с 11-го по 18-й обработка ТВИ будет производиться в цикле для каждого КлН индивидуально.

11. Блок 12 – формирование ИДП(КлН). К идентификационным признакам ИДП(КлН) относятся: средняя ширина, максимальная ширина, средняя высота, максимальная высота, положение краев КлН на ТВИ и др.

12. Блок 13 – анализ ИДП(КлН) и принятие решение о классе отметок. Решения, которые формируются на выходе блока 13, имеют три варианта (характеризуются ситуациями): а) **ГРС** – «чистая» /без «прилипаний» других отметок/ граница раздела сред (линия горизонта); б) **ГРС + цель** – при наличии цели меняются характеристики составной отметки, в частности может увеличиться максимальное сечение следа ГРС по вертикали из-за совмещенного с ГРС объекта; в) **цель** – этот класс содержит как реальные цели, так и «обрывки/фрагменты» от морских волн или от «гидрометеоров». Для этих отметок формируется не только ИДП-1, но и параметры Metr2 и ОСШ.

13. Блок 14 – формирование порога сегментации в КлН(ОКПР). На выход блока 14 передается как решающая статистика (РС), так и порог сегментации Псег(КлН-ГрС), сформированный в соответствующем КлН.

14. Блок 15 – в блоке реализуется амплитудная сегментация решающей статистики РС в КлН-ОКРП. Сегментация производится в области КлН и его ОКПР. На выходе формируются решения о сегментации по всем КлН на ТВИ.

15. Блок 16 – завязка и формирование следов Sld-2. Логика и принцип формирования следов такой же, какой был при формировании следов первого этапа Sld-1 в блоке 5 на рис. 1. Следы Sld-2 формируются в ограниченной области ОКПР данного КлН.

16. Блок 17 – в данном блоке формируются ИДП Sld-2 в КлН, в которых «опознано» наличие ГРС (рис. 7).

17. Блок 18 – в данном блоке реализуется принятие решений о классе отметок, совмещенных с ГРС.

В блоке 18 производится анализ структуры отметок по ИДП-2, которые были обнаружены в КлН, соответствующих ГРС.

В результате анализа в КлН ИДП-2 формируются два решения: а) отметка соответствует «фрагменту ГРС», б) отметка соответствует случаю «цель на ГРС».

По аномальным характеристикам ИДП-2 на фрагментах ГРС (по высоте, по интенсивности) по отношению к другим фрагментам ГРС можно сделать вывод о наличии цели на ГРС.

Результаты моделирования алгоритмов

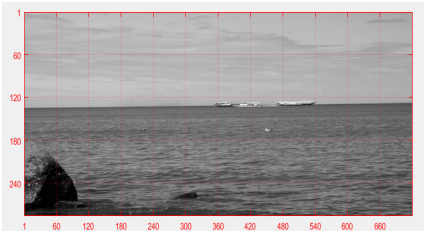


Рис. 2. Исходное изображение ТВ-сцены (бл. 1)

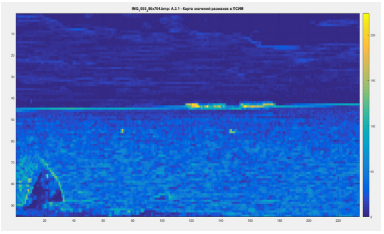


Рис. 3. Карта размахов ТВИ в ПСИМ. ПСИМ=3х3 (пикселя) (бл. 2)

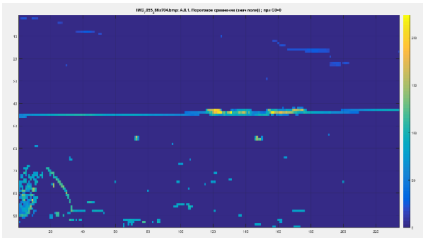


Рис. 4. Сегментация поля размахов. Отображение поля размахов в ПСИМ, соответствующих признакам сегментации (бл. 4)

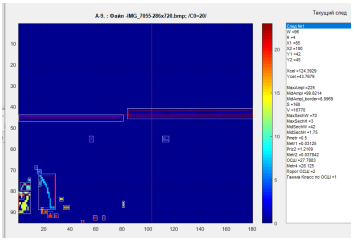


Рис. 5. Формирование следов отметок и ИДП-1 следов на ТВИ (бл. 6)

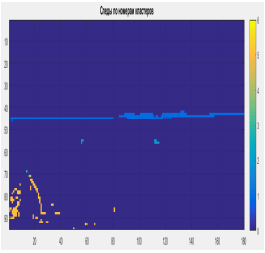


Рис. 6. Формирование следов КлН на ТВИ (бл. 10)

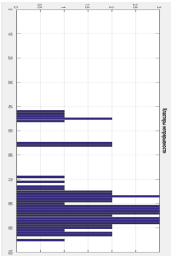


Рис. 7. ХФ в КлН непрерывности на ТВИ (бл. 9)

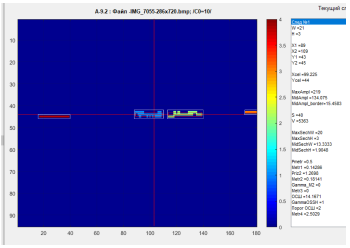


Рис. 8. Формирование следов отметок и ИДП-2 следов в КлН на ТВИ (бл. 17). Выделены 2 цели на ГРН

Заключение

1. Рассмотрены особенности сквозной обработки ОЭ-изображений при наличии нестационарных фоновых отражений, границы раздела сред, объектов на ГРС.

2. Предложены частные алгоритмы обработки ТВИ, позволяющие реализовать эффективную обработку ТВИ при сложной помехо-целевой обстановке. Приведены результаты моделирования частных алгоритмов.

Библиографический список

1. *Прэтт У. К.* Цифровая обработка изображений (в 2-х кн.). Кн. 1 / пер. с англ.; под ред. Д.С. Лебедева. М.: Мир, 1982. 310 с.

2. *Фурман Я. А.* Введение в контурный анализ. Приложения к обработке изображений и сигналов / под ред. Я. А. Фурмана. М.: Физматлит, 2003. 592 с.

3. *Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С.* Цифровая обработка изображений в среде MatLab. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

УДК 621.396.9

А. Ф. Крячко*
доктор технических наук, профессор
М. Е. Невейкин*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДОПЛЕРОВСКИХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ

Аналитически показана возможность модификации бортовых радиовысотомеров со слабонаправленной антенной многих летательных аппаратов путем сравнительно небольших технических затрат до уровня многофункциональной радиолокационной станции, способной с достаточно высокой точностью измерять модуль путевой скорости.
Ключевые слова: радиовысотомер, доплеровский измеритель скорости и сноса, многофункциональная РЛС, путевая скорость.

A. F. Kryachko*
Dr. Sc., Tech., Professor
M. E. Neveykin*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

COMPARATIVE ANALYSIS OF DOPPLER METHODS FOR MEASURING GROUND SPEED

The possibility of modifying onboard RV with a weakly directional antenna of many aircraft by relatively small technical costs to the level of a multi-functional radar capable of measuring the ground speed module with sufficiently high accuracy is analytically shown.
Keywords: radio altimeter, Doppler speed and drift meter, multifunctional radar, ground speed.

Улучшение тактико-технических показателей бортового навигационного комплекса может быть достигнуто модификацией радиовысотомера (РВ) в многоканальную радиолокационную станцию (РЛС), способную кроме высоты полета H, измерять модуль путевой скорости V. Слабо выраженные направленные свойства антенн не позволяют в данном случае применить традиционные для доплеровских измерителей скорости и сноса (ДИСС) методы обработки отраженного сигнала. Для измерения навигационных параметров летательного аппарата (ЛА) можно провести детальный аппаратурный анализ функции рассеяния (ФР) канала распространения сигнала.

Однако, для оценивания V достаточно одного сечения ФР, которое при высоком разрешении зондирующего сигнала по дальности и по скорости тождественно энергетическому спектру флуктуаций сигнала, отраженного от участка поверхности в виде кольца, выделяемого методами частотно-временной селекции. Этот спектр является бимодальным, и навигационный параметр V может быть измерен по расстоянию меду его модами [1].

Практический интерес представляет сравнение по ряду показателей указанного метода измерения V (первый метод) с методом, реализованным в традиционных ДИСС, т. е. с узкими лучами в диаграмме направленности антенны (ДНА) (второй метод).

Анализ флуктуационных погрешностей измерения V показывает, что в обоих вариантах они имеют одинаковый порядок при равных отношениях сигнал/шум q в полосе флуктуации. Это объясняется тем, что навигационный параметр V одинаково закодирован в отраженном сигнале, а отличия спектрально-корреляционных характеристик по двум методам не существенны. Естественно, что радиовысотомерная система (РВС), заметно проигрывает ДИСС в энергетическом отношении. Оценим этот проигрыш количественно.

Применяя дважды основное уравнение радиолокации вначале для определения мощности полезного сигнала $P_{\text{ДИСС}}$ на входе приемника ДИСС, а затем – для определения мощности полезного сигнала $P_{\text{РВС}}$ на входе приемника РВС, не трудно записать следующее выражение:

$$\chi=\frac{P_{\text{ДИСС}}}{P_{\text{РВС}}}=\frac{6\pi^3}{\Delta^2_{\text{ДИСС}}\Delta_{\text{РВС}}\left(M+1\right)^2\cos^{2M}\varphi_0},$$

где $\Delta_{\text{ДИСС}}$ – ширина ДНА ДИСС по уровню половиной мощности; $\Delta_{\text{РВС}}$ – ширина главного лепестка сечения функции неопределенности сигнала РВС по его нулевым значениям; M – показатель степени в косинусной аппроксимации ДНА РВС; φ_0 – угол между вертикалью и средним направлением на парциальные отражатели в пределах селектируемого кольца.

На рис. 1 приведены зависимости от ширины χ ДНА РВС θ по уровню половинной мощности. При расчетах полагалось $\Delta_{\text{ДИСС}}=\Delta_{\text{РВС}}=0{,}1$, что является характерным для практики. Из графиков видно, что относительные потери вначале уменьшаются и достигают минимума при $\theta/2=\varphi_0$, а затем резко возрастают. Последнее вполне понятно, так как ДНА в РВС ориентирована вертикально вниз, а для измерения V используется отраженный сигнал, поступающий в антенну поду углом $\varphi_0\neq 0$ к вертикали. Из графиков также следует, что при характерных для практики значениях θ χ=30…40дБ. Эти потери являются платой за малые габариты и простоту антенны.

Определим теперь, будут ли при осуществлении измерения V по одному сечению ФР обеспечены достаточно хорошие энергетические отношения во всем рабочем диапазоне изменения H с учетом того, что стандартное значение верхней границы этого диапазона для РВ малых высот равно 1500м, а мощность передатчика Pt обычно составляет 100мВт. Принимая во внимание, что ширина спектра флуктуаций выделяемой части отраженного сигнала с достаточной для практики точностью определяется выражением $\Delta f_{\text{Э}}=2V/\lambda\sin\varphi_0$, можно записать формулу для q в виде

$$q=\frac{P_{\text{РВС}}\lambda}{N_0 2V\sin\varphi_0},$$

где N_0 – спектральная плотность шума; λ – длина волны излучения.

На рис. 2 приведены графики зависимости q от V в предположении, что P_t=0,1Вт; $N_0=10^{-19}$Вт/Гц; λ=0,07м; $\Delta_{РВС}$=0,1; $\varphi_0=15^0$; H=1500м; M=3,5 (что соответствует $\theta=70^0$. Принималось также, что потери в СВЧ тракте, а также несовпадении поляризаций зондирующего и принимаемого сигналов составляют 10дБ. Из графиков следует, что во всем рабочем диапазоне высот, скоростей и встречающихся на практике типов поверхности обеспечиваются приемлемые отношения сигнал/шум в канале измерения скорости РВС.

Наибольшее значение для определения местоположения ЛА имеет ошибка смещения в измерении V. В РВС и ДИСС ошибка смещения Δ_V обусловлена возможной сменой типа подстилающей поверхности, характеристики отражения, которой в процессе полета не оцениваются.

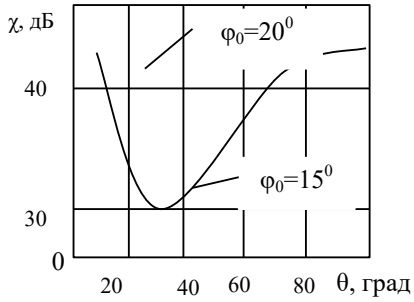


Рис. 1. Энергетические потери РВС по сравнению с ДИСС от ширины ДНА РВС

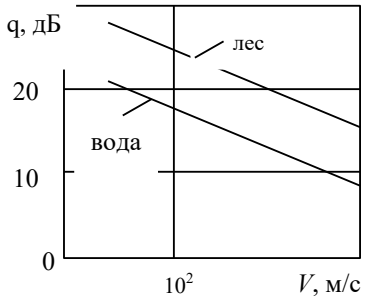


Рис. 2. Отношение сигнал/шум от модуля путевой скорости

Предполагается, что тип поверхности при полете может меняться от спокойной водной до практически лишенной направленных свойств отражения. Основным эффектом, который определяет величину Δ_V в РВС по первому методу, является то, что при смене типа поверхности изменяется фактическое угловое положение используемого сечения ФР из-за наличия смещения оценки высоты полета H. Используя результаты работы [2], получим выражение для максимально возможной ошибки смещения в измерителе V:

$$\Delta_{V\text{РВС}} = 0{,}15\Delta_{\text{РВС}} \cos\varphi_0 \qquad (1)$$

Аналогичная величина для ДИСС с узкими лучами ДНА [3]

$$\Delta_{V\text{ДИСС}} = \frac{k\Delta^2_{\text{ДИСС}}}{8\pi}\operatorname{ctg}\varphi_0, \qquad (2)$$

где k – коэффициент, характеризующий в данном случае диаграмму обратного рассеяния (ДОР) спокойной водной поверхности.

Если полагать $\Delta_{ДИСС}=\Delta_{РВС}=0{,}1$, $\varphi_0=20^{o}$, то, используя выражения (1) и (2), получим $\Delta_{VРВС}=1{,}4\%$, $\Delta_{VДИСС}=1{,}95\%$. То есть считать, что ошибка смещения в измерении V в обоих устройствах также имеет одинаковый порядок.

Преимуществом рассматриваемого метода является простота и малые габариты антенны. Отношение площади раскрыва антенны ДИСС $S_{АДИСС}$ к площади раскрыва антенны РВС $S_{АРВС}$ определяется выражением

$$\frac{S_{АДИСС}}{S_{АРВС}}=\frac{2\pi^2}{\Delta^2_{ДИСС}(M+1)} \qquad (3)$$

При принятых ранее значениях $\Delta_{ДИСС}=0{,}1$ и $M=3{,}5$, определяемое формулой (3) отношение составляет величину порядка 400.

Еще одним важным преимуществом исследуемого метода является слабое влияние маневра ЛА и неточности установки антенны на борту на качество оценивания V.

Результаты анализа показывают возможность модификации бортовых РВ со слабонаправленной антенной многих ЛА путем сравнительно небольших технических затрат до уровня многофнукциональной РЛС, способной с достаточно высокой точностью измерять модуль путевой скорости. В силу присущих РВС и отмеченных ранее особенностей она может быть рекомендована к использованию в случаях, когда требуется получить достаточно высокую точность при малых габаритах устройства, а энергетический вопрос не стоит слишком остро.

Библиографический список

1. *Овчинников Л.Е., Щербаков А.А.* Анализ влияния временной селекции отраженного от поверхности сигнала на точность измерения путевой скорсти // Известия вузов. Приборостроение. 1980. Т. 23, № 5. С. 3–6.

2. *Жуковский А.П., Оноприенко Е.И, Чижов В.И.* Теоретические основы радиовысотометрии. М.: Сов. радио, 1979.

3. *Колчинский В.Е., Мандуровский В.А. Константиновский М.И.* Автономные устройства и системы навигации летательных аппаратов. М.: Сов. радио, 1975.

УДК 621.396.677.833.3

А. Ф. Крячко*
доктор технических наук, профессор
Л. А. Федорова*
кандидат технических наук, доцент
Н. А. Гладкий*
кандидат технических наук, доцент
В. С. Краснянский*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕТАЛЛОПЛАСТИНЧАТОЙ ЛИНЗЫ ДВОЙНОЙ КРИВИЗНЫ

Рассмотрена металлопластинчатая линзовая антенна двойной кривизны, теневая сторона которой описывается уравнением параболы. Получены выражения для расчета геометрических и электрических параметров металлопластинчатой линзы двойной кривизны, обеспечивающей возможность разработки различного вида антенн для формирования диаграмм направленности на двух и более разнесенных частотах с одного раскрыва. Приведены соотношения для выбора рабочих частот, обеспечивающих возможность работы металлопластинчатой линзы двойной кривизны совместно с параболическим зеркалом с общего излучающего раскрыва.
Ключевые слова: металлопластинчатая линза, диаграмма направленности, параболическое зеркало, пространственный коэффициент затухания.

A. F. Kryachko*
Dr. Sc., Tech., Professor
L. A. Fedorova*
PhD, Tech., Associate Professor
N. A. Gladkii*
PhD, Tech., Associate Professor
V. S. Krasnyanskiy*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CHARACTERISTICS OF A DOUBLE CURVATURE METAL PLATE LENS

A metal-plate lens antenna of double curvature is considered, the shadow side of which is described by the parabola equation. Expressions are obtained for calculating the geometric and electrical parameters of a metal-plate lens of double curvature, which provides the possibility of developing various types of antennas for the formation of radiation patterns at two or more spaced frequencies from one opening. The relations for the choice of operating frequencies are given, providing the possibility of operation of a metal-plate lens of double curvature together with a parabolic mirror with a common radiating opening.
Keywords: metal-plate lens, radiation pattern, parabolic mirror, spatial attenuation coefficient.

Введение

Для обеспечения безопасности полета на борту воздушных судов размещаются радиотехнические комплексы различного назначения, что делает актуальной задачей создание антенных устройств, работающих на разнесенных частотах с одного излучающего раскрыва.

В данной работе определятся геометрические и электрические параметры металлопластинчатой линзы двойной кривизны, обеспечивающей возможность разработки различного вида антенн, формирующих диаграммы направленности на двух и более разнесенных частотах с одного раскрыва. Это позволяет уменьшить габариты и массу антенны радиотехнических комплексов различного назначения, что особенно актуально при размещении аппаратуры на борту летательных аппаратов.

Металлопластинчатая линза состоит из плоскопараллельных пластин, расстояние между которыми выбирается из условия распространения только волны основного типа H_{10}, как в волноводе прямоугольного сечения [1]:

$$\lambda/2<a<\lambda. \qquad (1)$$

Обычно освещенная сторона металлопластинчатой ускоряющей линзы описывается уравнением эллипса, а излучающий раскрыв с теневой стороны плоский. В фокусе линзы с круглым излучающим раскрывом обычно размещается рупорный облучатель. У цилиндрической линзы на фокальной оси размещается линейка излучателей, например, прямоугольный волновод с излучающими щелями на широкой стенке, расположенными в шахматном порядке. В качестве облучателя такой линзы может быть использована фазированная линейка излучателей, обеспечивающая электрическое сканирование луча диаграммы направленности [2]. Облучатели линзы не затеняют излучающую апертуру, что является ее несомненным преимуществом.

Представляет интерес исследовать геометрические и электрические параметры металлопластинчатой линзовой антенны двойной кривизны, так как в литературе они практически не освещены.

На рис. 1 изображен профиль пластины металлопластинчатой линзы двойной кривизны, освещенная сторона которой имеет вид эллипса, а теневая сторона – вид параболы.

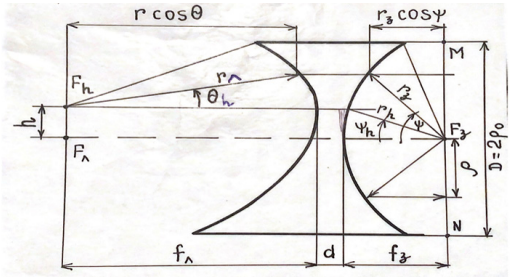


Рис. 1. Профиль пластины металлопластинчатой линзы двойной кривизны

Фокальная ось освещенной стороны линзы смещена относительно фокуса параболы, образующей теневую сторону линзы на величину h. На рис. 1 отмечены фокусные расстояния линзовой антенны двойной кривизны $f_л$ и параболы с теневой стороны линзы $f_з$; соответственно профили линзы $r_л$ и параболы $r_з$; угловые координаты θ_h и ψ_h; размер излучающего раскрыва D, координата на раскрыве ρ и расстояние d между вершинами кривых, которое выбирается из конструктивных соображений и не влияет на вид профиля линзы. Фокусное расстояние линзы выбирается в пределах $f_л=(1{,}0\div1{,}5)\,D_л$.

Профиль освещенной стороны такой линзы двойной кривизны может быть найден из условия обеспечения синфазного поля в эквивалентном плоском выходном раскрыве MN.

Это условие требует равенства длин оптических путей для всех лучей, исходящих из фокуса линзы $F_л$ до раскрыва MN.

Приравняем оптические пути двух лучей, один из которых совпадает с фокальной осью антенны, а другой направлен на освещенную сторону линзы под некоторым углом θ к оси

$$f_л + nd + n(f_з - r_h\cos\psi_h) + r_h\cos\psi_h =$$
$$= r_л + n\left(f_л - r_л\cos\theta\right) + nd + n\left(f_з - r_з\cos\psi\right) + r_з\cos\psi.$$

Профиль освещенной стороны линзы двойной кривизны может быть рассчитан по выражению

$$r_л(\theta) = \frac{1-n}{1-n\cos\theta}\left(f_л + r_h\cos\psi_h - r_з\cos\psi\right). \qquad (2)$$

Первый сомножитель этого выражения описывает в полярной системе координат эллиптический профиль металлопластинчатой ускоряющей линзы с плоской теневой стороной [3]. Второй сомножитель позволяет оценить влияние выбранных геометрических параметров на освещенную часть линзы двойной кривизны. С увеличением угла раскрыва линзы θ увеличивается значение угла параболы ψ, соответственно уменьшается значение $\cos\psi$ и растет значение $r_л(\theta)$. В результате толщина линзы до плоского раскрыва эллиптической линзы уменьшается.

На рис. 2 приведены профили линзы двойной кривизны с коэффициентом преломления

$$n = \sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} = \frac{C}{V_ф} < 1,$$

где a – расстояние между параллельными металлическими пластинами линзы, которое выбирается из выше приведенного неравенства (1); C и $V_ф$ – скорость света и фазовая скорость распространения волны в линзе.

Обычно коэффициент преломления n=0,5÷07, что соответствует расстоянию a=0,58λ÷0,7λ.

На базе рис. 2 можно предложить варианты разработки антенного устройства, работающего на двух частотах. Антенное устройство совмещает параболическую зеркальную антенну, работающую в низкочастотном диапазоне и ускоряющую металлопластинчатую линзу двойной кривизны, работающую в высокочастотном диапазоне. Длина волны λ_2 зеркальной параболической антенны больше длины волны линзы λ_1. Расстоянием между пластинами линзы a выбирается из условия распространения волны типа H_{10} для рабочей длины волны линзы λ_1 и не распространения волны λ_2:

$$\lambda_{2\text{макс}}/2<a<\lambda_{1\text{мин}}.$$

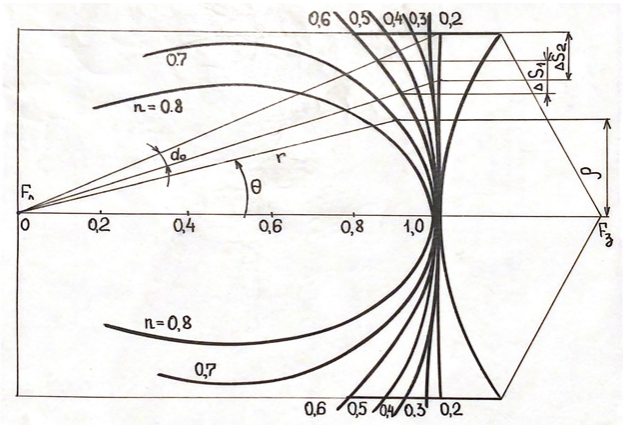


Рис. 2. Профили пластины линзы двойной кривизны при смещении h=0 и разных коэффициентах преломления n

Таким образом, параболическое зеркало является прозрачным для волны λ_1 и отражателем для волны λ_2.

Если антенна имеет круглый раскрыв, то используют рупорный облучатель. Если раскрыв прямоугольный, используют линейную систему излучателей.

Профиль параболического зеркала в полярной системе координат рассчитывают по выражению

$$r_з(\psi)=\frac{2f}{1+\cos\psi}=\frac{f}{\cos^2\left(\psi/2\right)}. \qquad (3)$$

Фокусное расстояние зеркала $f_з$ рассчитывают, выбрав угол раскрыва в пределах ψ_0=65°÷70°:

$$f_з=\frac{D}{4}\operatorname{ctg}\frac{\psi_0}{2}. \qquad (4)$$

При смещении фокальной оси облучателя линзы $F_л$ на расстояние h уменьшается толщина линзы дойной кривизны в направлении смещения облучателя относительно фокальной оси $F_л F_з$ (рис. 3).

Следовательно, если расположить два облучателя линзы симметрично смещенными вверх и вниз относительно фокальной оси $F_л F_з$, то толщина линзы $t_{л2}$ может быть меньше толщины $t_{л1}$.

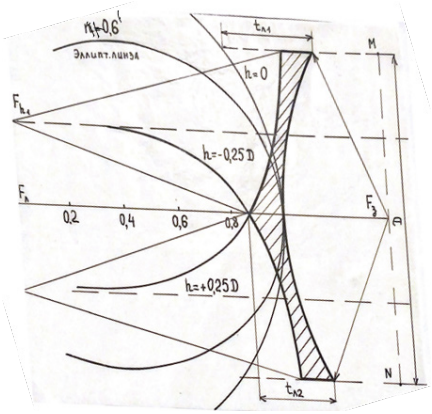


Рис. 3. Профиль пластины линзы с двумя смещенными фокусами относительно фокуса параболы

На базе рис. 3 возможно создать несколько антенных устройств.

Если рассмотреть только верхнюю часть рисунка относительно фокальной оси $F_h F_з$, то получим усеченное параболическое зеркало справа и металлопластинчатую линзу слева. В этом случае облучатель зеркала вынесен из излучающего раскрыва антенны и не затеняет его.

Если использовать три облучателя, как показано на рис. 3, то получим параболическое зеркало справа и две линзы слева. Облучатель зеркала расположен в фокусе $F_з$ и работает на длине волны λ_2. Два облучателя линз смещены относительно фокальной оси $F_л F_з$ на величину $h=\pm 0{,}25 D_з$ и могут работать на двух длинах волн λ_1 и λ_3, которые короче, чем λ_2. Очевидно, что такое устройство будет формировать трехлепестковую диаграмму направленности, ширина диаграммы определится соответствующей длиной волны.

Представляет интерес определить зависимость пространственного коэффициента затухания $A(\theta)$ линзы двойной кривизны, поскольку закон распределение амплитуды напряженности электрического поля на плоском эквивалентном раскрыве определяется из выражения

$$E_{ms}(\rho) = A(\theta) f(\theta)_{\text{обл.}}. \qquad (5)$$

Закон геометрической оптики утверждает, что мощность, приходящая на элементарную площадку раскрыва линзы, равна мощности, заключенной в эле-

ментарном телесном угле. Для линзовой антенны с круглым раскрывом это условие выглядит так:

$$P_{\text{обл}}(\theta)\sin\theta d\theta d\phi = P(\rho)\rho d\rho d\phi,$$

где $P_{\text{обл}}(\theta)$ – мощность излучения облучателя линзы на единицу телесного угла; φ – угол в плоскости выходного раскрыва, $\rho=r_{\text{л}}\sin\theta$ – координата на раскрыве.

Соответственно отношение мощностей равно

$$P(\rho) / P_{\text{обл}}(\theta) = 1 \Big/ \frac{r_{\text{л}} d\left(r_{\text{л}}\sin\theta\right)}{d\theta}.$$

Подставив сюда выражение профиля линзы (2), вычислив производную и переходя от мощности к напряженности электрического поля, получим в соответствии с (5) выражение

$$\frac{E_{ms}(\rho)}{E_{ms}(\rho=0)} = f(\theta)_{\text{обл}} \sqrt{\frac{(1-n\cos\theta)^3}{(1-n)^2(\cos\theta-n)}} \sqrt{\frac{f_{\text{л}}}{f_{\text{л}} + r_h\cos\psi_h - r_{\text{з}}\cos\psi}}, \quad (6)$$

которое позволяет рассчитать нормированный закон распределения амплитуды напряженности электрического поля на раскрыве металлопластинчатой линзы двойной кривизны с круглым раскрывом.

Соответственно для цилиндрической линзы с прямоугольным раскрывом

$$\frac{E_{ms}(\rho)}{E_{ms}(\rho=0)} = f(\theta)_{\text{обл}} \sqrt{\frac{(1-n\cos\theta)^2}{(1-n)(\cos\theta-n)}} \sqrt{\frac{f_{\text{л}}}{f_{\text{л}} + r_h\cos\psi_h - r_{\text{з}}\cos\psi}}. \quad (7)$$

Второй сомножитель в этих выражениях характеризует пространственный коэффициент затухания в раскрыве линзы двойной кривизны.

Полученные выражения позволяют рассчитать геометрические параметры и амплитудное распределение поля в раскрыве линзовой антенны двойной кривизны.

Антенны такого типа могут найти применение в радиолокационных комплексах различного назначения на борту летательных аппаратов, обеспечивающих излучение двух и более частот с одного раскрыва антенны. Такие антенны актуальны для размещения на ИСЗ, поскольку земные станции космической связи работают с разнесенными частотами на прием и передачу.

Библиографический список

1. *Федорова Л.А., Гладкий Н.А., Аюков Б.А.* Расчет и проектирование авиационных антенн сверхвысоких частот: учеб. пособие. СПб.: ГУАП, 2019. 145 с.

2. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

3. *Крячко А.Ф., Федорова Л.А.* Антенны и устройства сверхвысоких частот: учеб. пособие. СПб.: ГУАП, 2017. 238 с.

УДК 533.9.082.5; 622.7; 622.775; 622.7.092; 622.7.016.3

В. Ф. Лебедев*
кандидат технических наук, доцент, заведующий лабораторией
О. А. Иванов**
ведущий инженер
А. Д. Гоганов**
кандидат технических наук, заведующий отделом
А. А. Зеленцов**
заведующий отделом
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения
**АО «ИЦ «Буревестник»

АНАЛИЗ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА СВОБОДНО ПАДАЮЩЕЙ СТРУИ ПУЛЬПЫ ПРОДУКТОВ ОБОГАЩЕНИЯ МЕДНО-ЦИНКОВЫХ РУД МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Проведен анализ спектров технологических продуктов обогащения медно-цинковых руд в виде прессованных таблеток и в виде свободно падающей струи пульпы. Рассмотрены оптические схемы фокусировки лазерного излучения при регистрации спектров плазмы пульпы. Продемонстрирована возможность проведения анализа химического состава с требуемой точностью элементов: Na, Mg, Al, Si, Ca, Fe, Cu в пульпе с содержанием твердого вещества в диапазоне 10–40%.
Ключевые слова: лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия, спектр излучения плазмы, пульпа, медно-цинковые руды.

V. F. Lebedev*
PhD, Tech., Associate Professor, Head of the Laboratory
O. A. Ivanov**
Leading Engineer
A. D. Goganov**
PhD, Tech., Head of the Department
A. A. Zelentsov**
Head of the Department
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**Innovation Center Bourevestnik

CHEMICAL COMPOSITION ANALYSIS OF A FREE-FALLING PULP JET OF COPPER-ZINC ORE ENRICHMENT PRODUCTS BY USING LASER-INDUCED BREAKDOWN SPECTROSCOPY

The analysis of technological products spectra for the enrichment of copper-zinc ores has been implemented in the form of pressed tablets and in the form of a free-falling pulp jet. Different optical schemes for focusing laser radiation during registration of pulp plasma spectra have been considered. The possibility of analysing the chemical composition with the required accuracy of the elements: Na, Mg, Al, Si, Ca, Fe, Cu has been demonstrated in a pulp with a solid content in the range of 10–40%.

Keywords: laser-induced breakdown spectroscopy, plasma emission spectra, pulp, copper-zinc ores.

Высокая востребованность метода лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС) подтверждается экспоненциальным ростом за последние 30 лет как научных публикаций, так и промышленных применений [1]. Опубликованные многочисленные результаты исследований по анализу воздуха, воды, почвы, горных пород и т. д. дали основания назвать метод ЛИЭС инструментом XXI века в науках о Земле [2]. ЛИЭС-метод следует отнести к дистанционным экспресс-методам с возможностью одновременного многоэлементного качественного или количественного анализа химического состава вещества (в том числе, легких химических элементов) в любом агрегатном состоянии. Очевидна возможность анализа вещества и в смешанных агрегатных состояниях, например, в виде пульпы, то есть смеси воды и измельченной геологической породы. Часто анализ возможен без специальной подготовки образцов в режимах in situ и реального времени. Вследствие упомянутых причин ЛИЭС-метод может быть применен для диагностики/анализа и контроля широкого спектра технологических процессов во многих областях промышленности, например, в горнодобывающей и горно-перерабатывающей, металлургической, химической, энергетической, росте/синтезе новых материалов и т.п.

В работах [3, 4] рассмотрены алгоритмы по идентификации минералов на основе данных по концентрациям химических элементов (Fe, Si, Mg, Ca и т. д.), полученных с помощью ЛИЭС-метода. Восстановление состава минералов по данным метода ЛИЭС, осуществлялось с помощью метода регрессии частично наименьших квадратов (ЧНМК), дополненного нелинейным итеративным методом ЧНМК. При этом использовался весь спектр излучения плазмы, а не отдельные характерные полосы. Примененные алгоритмы по получению информации о минералогическом составе анализируемого сырья из данных об элементном составе оказались достаточно быстрыми для измерений в режиме реального времени без необходимости модификации обычной ЛИЭС-системы. Регистрация спектров лазерно-индуцированной плазмы происходила в стабилизированной по форме вертикально падающей струе пульпы с содержанием твердой фазы 20%.

В настоящей работе продемонстрирована возможность применения ЛИЭС-метода для анализа технологических продуктов обогащения медно-цинковых руд в виде прессованных таблеток и свободно падающей струи пульпы.

Схема ЛИЭС-системы приведена на рис. 1. Использовалось излучение импульсного Nd-YAG лазера на длине волны 1064 nm с энергией в импульсе до 280 мДж при длительности импульса 10 нс. Фокусировка излучения осуществлялась ахроматическим дублетом с фокусным расстоянием 150 мм.

При оптическом пробое воды энергия лазерного импульса теряется на образование ударной волны и кавитационного пузыря [2]. Поэтому, с целью увеличения плотности энергии лазерного импульса за счет уменьшения расходимости лазерного излучения перед фокусирующей линзой

устанавливался расширитель пучка лазерного излучения. В результате, в перетяжке пучка наблюдался оптический пробой воздуха.

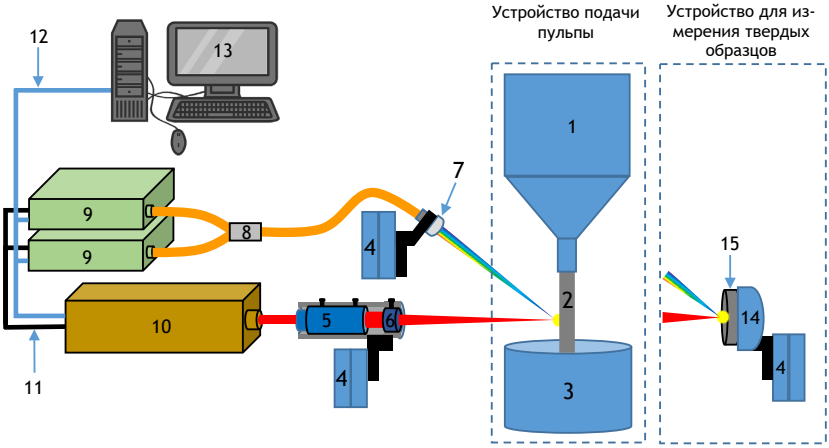


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – буферная емкость с пульпой; 2 – свободнопадающий поток пульпы; 3 – приемная емкость для пульпы; 4 – трехкоординатные юстировочные столики; 5 – расширитель пучка; 6 – фокусирующий дублет; 7 – конденсор; 8 – оптоволоконный Y-кабель; 9 – двухканальный спектрометр AvaSpec; 10 – Nd:YAG лазер; 11 – кабель синхронизации; 12 – USB кабели; 13 – ПК; 14 – держатель образцов; 15 – твердый образец

Излучение плазмы собиралось оптической системой, состоящей из широкополосного конденсора с апертурой 15 мм, соединенного оптическим Y-волокном диаметром 400 μm с двухканальным спектрометрами AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO (Avantes). Спектрометр имел спектральное разрешение 0,15 нм в диапазоне длин волн 242–508 нм и 0,35 нм – в диапазоне 496–1030 нм. Запуск лазера, синхронизация его работы со спектрометром, и регистрация спектров плазмы осуществлялись с помощью ПО AvaSoft 8.11.

На первом этапе в качестве объектов исследований применялись твердые прессованные образцы в виде таблеток борной кислоты (H_3BO_3) и таблетки, представляющие собой подложку из борной кислоты (H_3BO_3) с впрессованными в нее пробами реальных продуктов обогащения медно-цинковых руд. Концентрация исследуемых элементов Na, Mg, Al, Si, S, K, Ca, Fe, Cu, Zn во всех образцах составляла 1%.

На рис. 2 приведен интерфейс программы «KEDA-E», позволяющей провести количественный анализ с использованием метода многомерной регрессии по линейным уравнениям связи. В верхней части рисунка приведена зависимость интенсивности линии определяемого элемента от концентрации этого элемента в пробе, а в нижней – зависимость массовой доли элемента, рассчитанной по уравнению связи, от массовой доли этого элемента в

градуировочном образце. В результате, рассчитывались предел обнаружения и нижняя граница определяемой концентрации элементов (таблица).

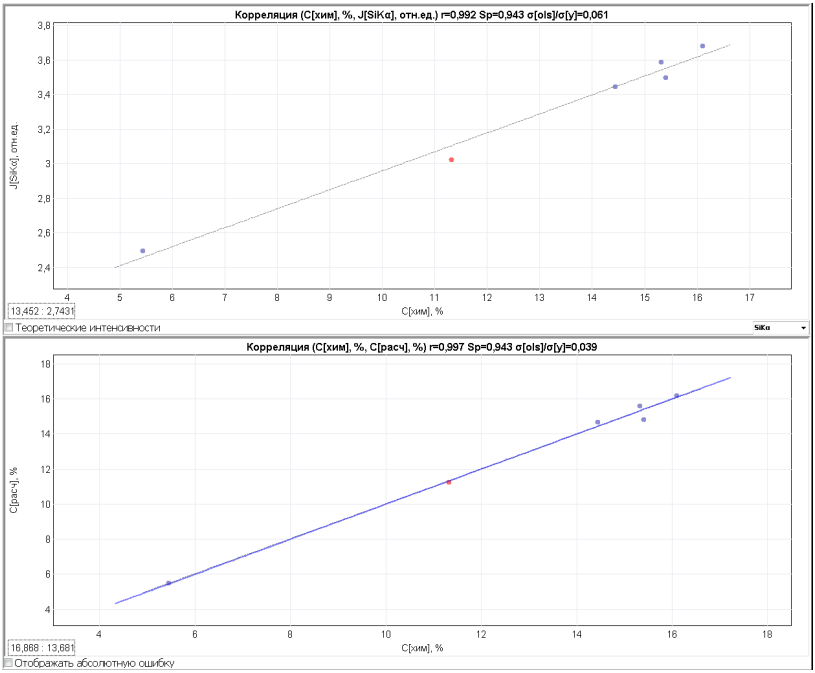


Рис. 2. Градуировочные зависимости для кремния в медно-цинковом концентрате

Расчетные значения пределов обнаружения и пределов определения

№ п/п	Элемент	Линия, нм	Предел обнаружения LOD, ppm	Предел определения LOQ, ppm
1	Na	Na I 285,281; Na I 285,301	123,5	411,8
2	Mg	Mg I 383,829	21,4	71,3
3	Al	Al I 396,152	77,0	256,8
4	Si	Si I 288,158	204,3	681,0
6	S	S I 921,287	443,9	1479,6
7	K	K I 693,877	72,8	242,5
8	Ca	Ca I 422,673	26,1	87,0
9	Fe	Fe II 259,940; Fe I 259,957	22,1	73,7
10	Cu	Cu I 324,754	53,2	177,5
11	Zn	Zn I 330,259; Zn III 330,294	15,0	50,1

На втором этапе исследования проводились на пульпе с процентом содержания твердой фазы в диапазоне 10–40%. Образцы были приготовлены разбавлением водой высушенной пробы сульфидного концентрата. Особенность и сложность экспериментов – проведение измерений в свободно падающей струе пульпы. Система подачи пульпы состояла из воронки с цилиндрическим штуцером-соплом, имевшим круглое отверстие диаметром приблизительно 8 мм, который и формировал струю пульпы в течение трех-четырех секунд. Соотношение объемов воды и порошка исследуемого материала задавалось мерными емкостями. Система подачи пульпы, в отличие от работы [3], не создавала стабилизированной формы поверхности струи пульпы.

Для элементов Si, Cu и Fe была взяты значения наиболее интенсивной спектральной линий для каждого из образцов и построены зависимости изменения приведенной интенсивности этих линий от содержания твердой фазы (рис. 3, интенсивность с процентом содержания твердой фазы 40% принята за единицу).

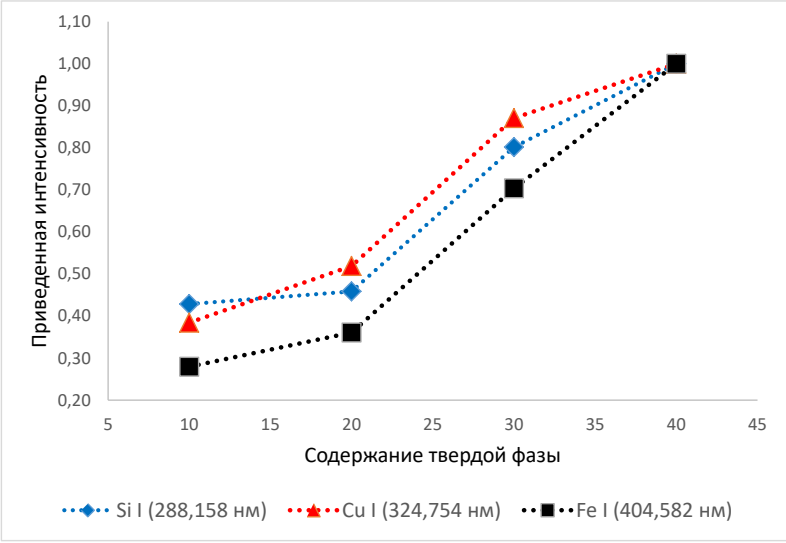


Рис. 3. Зависимости приведенной интенсивности линий Si I (288,158 нм), Cu I (324,754 нм) и Fe I (404,582 нм) от содержания твердой фазы в пульпе

Разброс интенсивностей линии Cu I (324,754 нм) в четырех сериях из 20-ти измерений одной и той же пробы с соотношением твердой фазы к воде 10% приведен на рис. 4. Причем обнаружено, что при использовании в системе фокусировки расширителя лазерного пучка (поз. 5, рис. 1) разброс интенсивностей линии Cu I в спектрах серии заметно уменьшился.

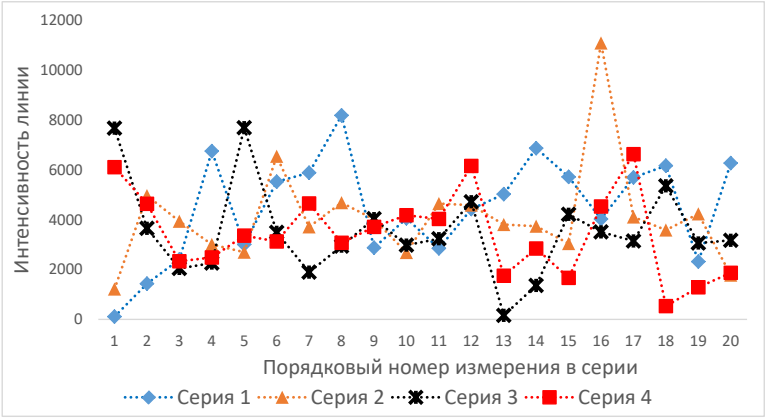


Рис. 4. Разброс интенсивностей линии Cu I (324,754 нм) в четырех сериях из 20-ти измерений для одной и той же пробы с соотношением твердой фазы к воде 10%

Таким образом, полученные в работе величины значений пределов обнаружения и нижней границы определения элементов оказались достаточными для проведения технологического контроля процесса обогащения медно-цинковых руд. Зарегистрированные в экспериментах величины интенсивностей характерных полос излучений рассматриваемых химических элементов оказались достаточными для контроля химического состава в потоке пульпы с содержанием твердого вещества в диапазоне 10–40%.

Библиографический список

1. Review of Element Analysis of Industrial Materials by In- Line Laser—Induced Breakdown Spectroscopy (LIBS) / Pedarnig J.D., Trautner S., Grünberger S. [et al.] // Appl. Sci. 2021. No. 11. P. 9274. DOI: https://doi.org/10.3390/app11199274.

2. *Harmon R.S., Senesi G.S.* Laser-Induced Breakdown Spectroscopy – A geochemical tool for the 21st century // Applied Geochemistry. 2021. Vol. 128. P. 104929. DOI: https://doi.org/10.1016/j.apgeochem.2021.104929.

3. *Khajehzadeh N., Haavisto O., Koresaar L.* On-stream and quantitative mineral identification of tailing slurries using LIBS technique // Minerals Engineering. 2016. Vol. 98. P. 101–109. DOI: https://doi.org/10.1016/j.mineng.2016.08.002.

4. *Khajehzadeh N., Haavisto O., Koresaar L.* On-stream mineral identification of tailing slurries of an iron ore concentrator using data fusion of LIBS, reflectance spectroscopy and XRF measurement techniques // Minerals Engineering. 2017. Vol. 113. P. 83–94. DOI: https://doi.org/10.1016/j.mineng.2017.08.007.

УДК 546.26-162; 549.211; 533.9.082.5

В. Ф. Лебедев*
кандидат технических наук, заведующий лабораторией
И. В. Клепиков**
кандидат геолого-минералогических наук, руководитель ОТК алмазных изделий
А. В. Колядин**
кандидат технических наук, заместитель генерального директора
*Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения
**ООО «НПК «Алмаз»

ВЗАИМОСВЯЗЬ КРИСТАЛЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОРИЕНТАЦИИ, СЕКТОРИАЛЬНОСТИ И ПРОЦЕССОВ АБЛЯЦИИ ПЛАСТИН HPHT-АЛМАЗОВ ПРИ ИХ ИССЛЕДОВАНИИ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Приведены результаты исследований микро- и макроморфологии поверхности HPHT-алмазных пластин после проведения измерений методом лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии. Описаны особенности взаимодействия лазерного излучения с поверхностью секториальных пластин HPHT-алмазов. Установлено, что механизм графитизации при измерениях методом ЛИЭС зависит от кристаллографической ориентации пластины, наличия и концентрации легирующего элемента, распределения его по секторам роста алмаза.
Ключевые слова: алмаз, HPHT, кристаллографическая ориентация, сектора роста, лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия, абляция, лазерно-индуцированная графитизация поверхности.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант 21-77-20026.

V. F. Lebedev*
PhD, Tech., Head of the Laboratory
I. V. Klepikov*
PhD, Geo.-Min., Head of Quality Control Department for Diamond Products
A. V. Koliadin**
PhD, Tech., Deputy CEO
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation
**LLC «NPK «Almaz»

RELATIONSHIP BETWEEN CRYSTALLOGRAPHIC ORIENTATION, GROWTH SECTORIALITY AND ABLATION PROCESSES OF HPHT DIAMOND PLATES DURING THEIR INVESTIGATION BY LASER-INDUCED BREAKDOWN SPECTROSCOPY

The article presents the results of studies of the micro- and macromorphology of the surface of HPHT diamond plates after measurements by the method of laser-induced breakdown spectroscopy were made. The features of the interaction of laser beam with the surface of sectorial plates of HPHT diamonds are described. It has been established that the mechanism of graphitization during meas-

urements by the LIBS method depends on the crystallographic orientation of the plate, the presence and concentration of the doped element, and its distribution over the diamond growth sectors.
Keywords: diamond, HPHT, crystallographic orientation, growth sectors, laser-induced breakdown spectroscopy, ablation, laser-induced surface graphitization.

Введение

Синтетические алмазы интенсивно исследуются как среды для лазерной генерации [1, 2], материалы фотоники и других областей науки и высоких технологий. Метод лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС) обладает рядом преимуществ при их исследовании: одновременный многоэлементный анализ химического состава в любом агрегатном состоянии, возможность дистанционного анализа и высокая чувствительность в определении примесей. В геммологии, в задачах географического происхождения природных алмазов и диагностики синтетических бриллиантов ЛИЭС вызывает большой интерес. В работе [3] предложен критический анализ исследований всех групп, занимающихся изучением алмазов этим методом [4, 5], поставлены значительно расширяющие частный интерес задачи для будущих исследований алмазов.

В настоящей работе приведены результаты исследования микро- и макроморфологии поверхности алмазных пластин после проведения измерений. Для наиболее полного представления о характере изменения поверхности HPHT-алмаза были изучены образцы разной кристаллографической ориентации <100>, <111>, разных физических типов (IIa, IIb, Ib) и с разной шероховатостью поверхности (естественные грани, лазерные срезы, механически полированные пластины). Также в пределах одной пластины анализировались различные сектора роста исследуемых образцов (100), (111), (113), (110), так как в разных секторах концентрация примесей может отличаться в 100 раз и более.

Абляция поверхности образцов осуществлялась сфокусированным импульсным излучением Nd^{3+}:YAG лазера на длине волны 1064 nm с плотностью энергии около 1 кДж/см^2. Запуск лазера, синхронизация его работы со спектрометром и обработка спектров плазмы (нормализация, корректировка базовой линии и т. д.) осуществлялись с помощью собственного программного обеспечения [6], а спектры плазмы регистрировались спектрометром с волоконным выходом AvaSpec-ULS2048L (Avantes). Для предотвращения химического взаимодействия лазерного факела с окружающим воздухом образцы обдувались низкоскоростной струей аргона. Сектора пластин подвергались облучению отдельными лазерными импульсами или сериями импульсов в количестве от 1-го до 30-ти в одну точку, реализуя таким образом возможность проведения спектральных измерений лазерной плазмы в процессе лазерно-индуцированной трансформации поверхности. Анализ изменения поверхности алмазных пластин производился по интенсивности полосы C_2 (495–517 нм), характерной для sp2 гибридизации атомов углерода. Для анализа особенностей микро- и макроморфологии использовался микроскоп Leica

M205, визуализация внутреннего строения подложек производилась на приборе Diamond Inspector.

HPHT-алмазные пластины типа Ib

Образец № 1 – полированный срез ориентации <100> через центр монокристалла HPHT-алмаза (рис. 1*а*), выращенного в системе Fe-Ni-C. Произведена механическая полировка лицевых поверхностей Ra~10 нм, концентрация одиночного азота в секторах (111) ~100 ppm. На образце № 1 (рис. 1*а*) были проведены эксперименты по лазерной абляции с разной энергией импульса: 1) точечные измерения; энергия накачки составляла 26–30 Дж; произведено по 30 импульсов в каждую точку 2) профиль при сканировании кристалла через всю его длину («дорожка») в двух противоположных направлениях в процессе потокового измерения спектров плазмы [7]. На рис. 1*б* показана картина люминесценции данного образца при возбуждении излучением с длиной волны 220 нм, черные пятна – кратеры в местах измерений ЛИЭС. Видно, что измерения методом ЛИЭС произведены для секторов с разной люминесценцией. Измерения проведены в центральном секторе (100) (точка 1), в насыщенно желтых секторах (111) (точка 3), окрашенных за счет присутствия одиночных атомов азота, зонах с зеленой люминесценцией, обусловленной примесью Ni (точка 2). На изображении поверхности образца в отраженном свете (рис. 1*в*) отчетливо виден вертикальный профиль из неглубоких овальных темных кратеров. Видны также более крупные и глубокие прямоугольные черные углубления в стороне от профиля, а также яркие «бензиновые» интерферирующие пятна вокруг мест проведенных измерений.

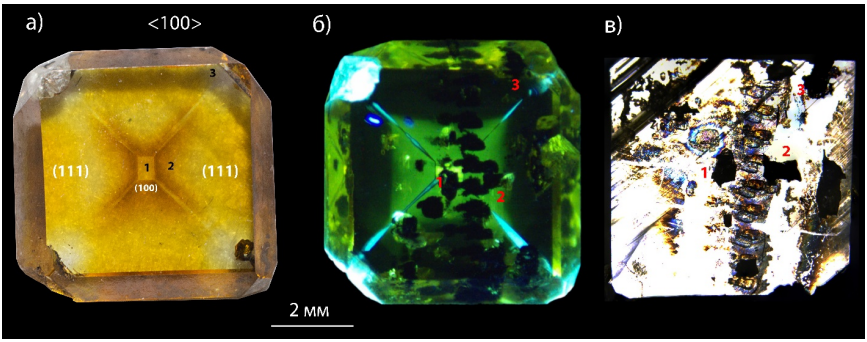


Рис. 1. Плоскопараллельная полированная пластина (срез) из HPHT-алмаза типа Ib, ориентация <100>: а) фото исходного образца; б) секториальность люминесценции в Diamond Inspector (220 нм), после проведения измерений методом ЛИЭС; в) фото в оптический микроскоп, в положении поверхности пластины на отражение, после проведения измерений методом ЛИЭС

При большем увеличении можно увидеть более точную форму крупных углублений от лазерного воздействия – прямоугольную и квадратную (рис. 2*а*; 2*б*), которые не соответствуют эллипсовидной форме лазерного пучка. Форма неглубоких кратеров профиля и форма одиночных импульсов – овальная, что соответствует форме лазерного пучка, размер кратеров 250–400 мкм по удлинению овала (рис. 1*в*). Вокруг всех кратеров на поверхности пластины имеются темные пленки, которые сильно интерферируют в отраженном свете (рис. 2*б*). В местах точечных измерений с высокой энергией накачки и большим количеством импульсов в точку зафиксированы прямоугольные и квадратные пирамидальные углубления (рис. 2*а*; 2*в*; 2*г*). Характер углублений напоминает фигуры травления и регенерации на поверхности граней куба природных алмазов. Сами углубления имеют закругленные края и послойную ступенчатую структуру у поверхности. Боковые стенки пирамидального углубления, вероятно, являются плоскостями {111}. Глубины пирамид составляют ~500 микрон, дно представлено серым материалом углеродистого состава. В некоторых местах проведения измерений, в объеме пластины, обнаружены овальные полупрозрачные включения (рис. 2*д*). Они черные и плоские, разного размера, с расходящимися от них овальными трещинами. Овальные трещины вокруг включений дополнительно разделены радиальными трещинами на 6 секторов (рис. 2*е*). Длинная сторона самого крупного овального пятна составляет ~200 мкм, т.е. примерно соответствует размеру и форме лазерного пучка.

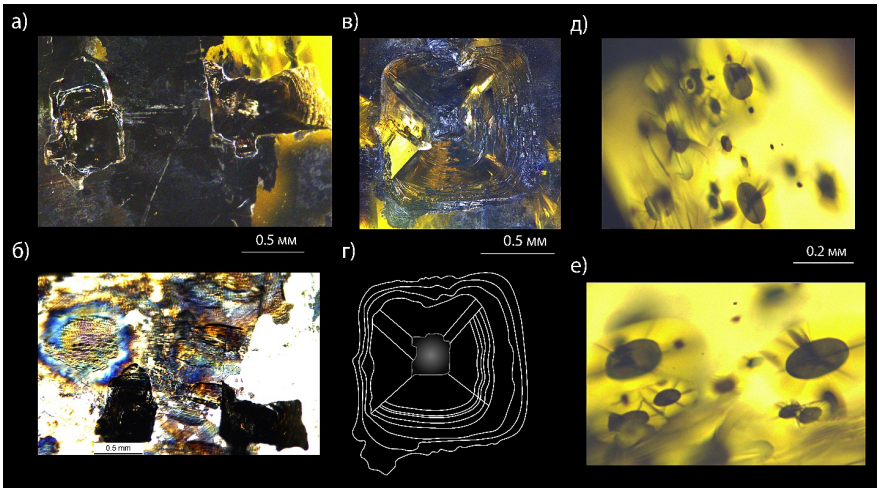


Рис. 2. Изображения особенностей морфологии образца № 1 после воздействия лазером: а) квадратная и прямоугольная форма углублений, точек 1 и 2; б) этот же фрагмент, положение «на отражение»; в) крупное четырехугольное пирамидальное углубление на поверхности пластины; г) схематичное изображение этого четырехугольного углубления; д) овальные темные включения с трещинами в объеме пластины е) фрагмент из д) с увеличением

Методом ЛИЭС для данного образца было зарегистрировано резкое увеличение интенсивности полосы C_2 в первые 3–15 импульсов с выходом на стационарное значение (рис. 3*а*), что может быть объяснено быстрой графитизацией поверхности [8]. Обнаружена прямая связь увеличения скорости абляции и графитизации поверхности алмаза с секториальным строением исследованной пластины, а, следовательно, и с концентрацией примеси одиночного азота в алмазе. Наиболее высокоазотистый сектор (111) (точки 2, 3), судя по интенсивности полосы C_2, значительно более интенсивно графитизируется по сравнению с сектором (100) (точка 1), в котором концентрация азота на порядок меньше. Поскольку визуально интенсивная графитизация поверхности алмазных пластин наблюдалась как для секторов роста (111), так и для (100), можно предположить, что существенно более высокий рост интенсивности полосы C_2 для сектора (111) определяется комбинацией обоих факторов, т. е. степенью графитизации поверхности и увеличением скорости уноса. После нормировки на максимальное значение интенсивности полосы C_2 нескольких точках разных секторов (рис. 3*б*) стало отчетливо видно, что процесс изменения поверхности (графитизации) происходит подобным образом в разных секторах, но с разной интенсивностью. Причем точка 3 с зарегистрированной максимальной интенсивностью полосы C_2 (рис. 3*а*) находилась на периферии образца, в узкой области сектора (111) со слабой люминесценцией.

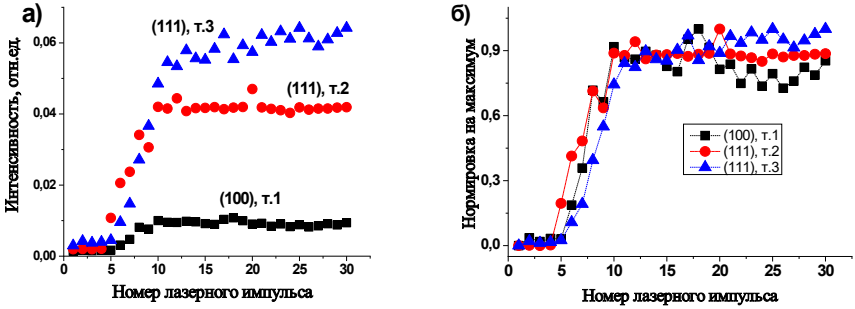


Рис. 3. Образец 1. Зависимости интенсивности полосы C2 от номера лазерного импульса: а) по секторам роста (100) и (111) б) то же самое, но после нормировки на максимум интенсивности

При анализе влияния энергии накачки на скорость преобразования поверхности алмаза, выявлено, что скорость роста интенсивности полосы C_2 несколько возрастает с ростом энергии лазерного импульса, но после первых 15 импульсов также выходит на стационарное значение.

Образец № 2 – отколотая по спайности грань {111} монокристалла НРНТ-алмаза (рис. 4*а*), выращенного в системе Fe-Co-C. На поверхности грани отчетлива видна штриховка от застывания расплава металлического катализатора, шероховатость поверхности составляет сотни мкм. В образце № 2

проведено всего несколько измерений, но они отчетливо отражают отличия воздействия лазерного импульса на пластины с разной кристаллографической ориентацией. На рис. 4*а*; 4*б* видно, что образец представлял собой грань {111}, в центральную часть которой и приходились лазерные выстрелы с похожими характеристиками, что и в образце № 1. Данная грань не обладает яркой люминесценцией (рис. 4*б*), в отличие от располагающихся рядом граней других простых форм. При большом количестве импульсов и энергии накачки здесь не обнаружено глубоких впадин, только большие округлые черные пятна с разрушенной слоистой поверхностью (рис. 4*в*).

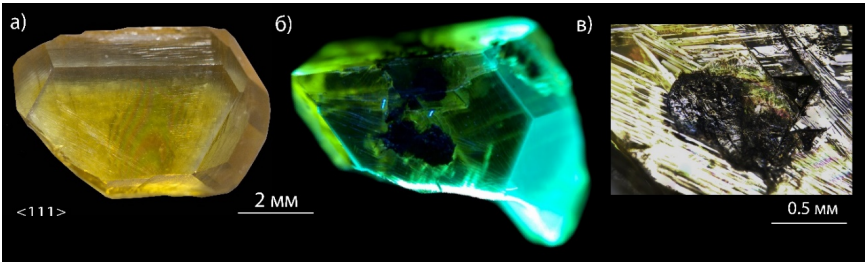


Рис. 4. Грань {111} кристалла HPHT-алмаза типа Ib, отколотая по спайности: а) фото в оптический микроскоп; б) секториальность люминесценции в Diamond Inspector (220 нм); в) увеличенный фрагмент грани со следами воздействия лазера

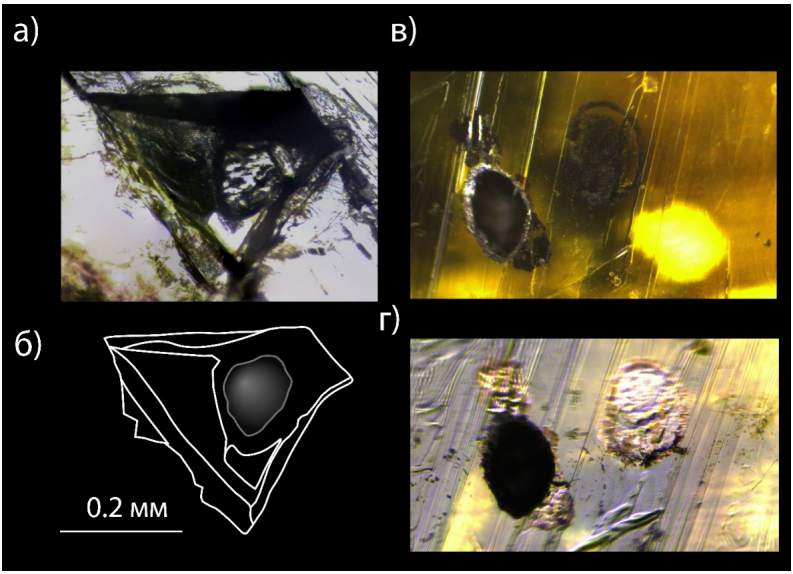


Рис. 5. Особенности морфологии грани {111} HPHT-алмаза типа Ib при воздействии лазерного импульса: а) треугольное плоскодонное углубление с овальным кратером внутри; б) схема строения данного углубления; в) два кратера от лазерного луча 1–5 имп. (справа) и больше 15 (слева); г) то же фото в положении образца «на отражение»

При детальном рассмотрении особенностей измененной поверхности грани {111} было отмечено, что при воздействии больших энергий накачки и большом количестве импульсов в точку, образуются треугольные плоскодонные углубления, внутри которых отдельно еще можно увидеть овальный кратер (рис. 5*а*; 5*б*).

На рис. 5*в* и 5*г* представлено фото пятен лазерного воздействия на поверхности алмаза: 1–5 имп. (светлое) и больше 15 (черное). Можно увидеть, что в этом месте образованы овальные кратеры разной глубины и степени графитизации. Темный кратер уходит вглубь пластины на сотни мкм, а светлый представляет сильно измененную поверхность, но практически без заглубления. Поверхность светлого кратера имеет «оплавленную», волнистую структуру.

HPHT-алмазная пластина типа IIb

Изучена морфология кратеров на синей многосекторной HPHT-алмазной пластине (срезе) ориентации <111> (рис. 6*а*). Монокристалл HPHT-алмаза был выращен в системе Fe-Co-C с добавлением бора, концентрацией бора ~5 ppm в секторах (111). Шероховатость поверхности сформирована за счет лазерной распиловки, без полировки, составляет десятки мкм. Методом ЛИЭС производилось несколько точечных измерений, энергия накачки составляла 25–30 Дж, 25–30 импульсов в каждую точку, а также был сделан профиль измерений ЛИЭС. При сопоставлении изображений пластины в отраженном свете (рис. 6*а*; 6*б*) и люминесценции в 220 нм (рис. 6*в*) видно, что профиль измерений ЛИЭС проходит преимущественно через синие сектора (111), но также захватывает еще два сектора, со значительно меньшими концентрациями бора.

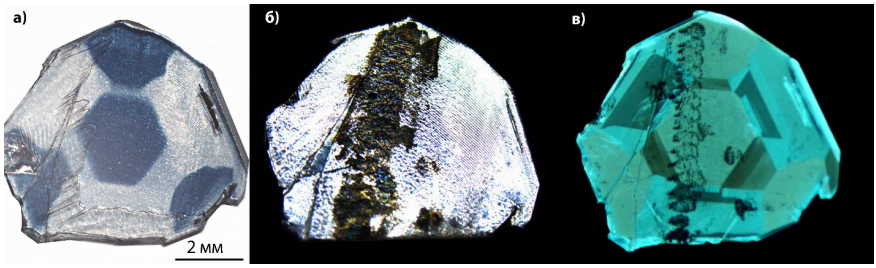


Рис. 6. Срез <111> из кристалла HPHT-алмаза типа IIb: а) фото в оптический микроскоп; б) профиль измерений ЛИЭС в положении образца «на отражение»; в) секториальность люминесценции в Diamond Inspector (220 нм), виден вертикальный профиль измерений ЛИЭС

В данном образце по профилю ЛИЭС отмечается меньшая глубина кратеров и менее широкая площадь образования пленки вокруг кратеров. Пленка также характеризуется «оплавленностью» и интерферирует. В некоторых точках профиля фокусировка лазерного луча произошла в объеме пластины и там

образовались черные овальные пятна с расходящимися трещинами по плоскости спайности алмаза. В этой пластине стационарный режим абляции не наблюдался. Различие в интенсивностях полосы C_2 для секторов (111) и (100) оказалось значительно менее существенным, чем в желтых пластинах с азотом.

HPHT-алмазная пластина типа IIa

Изучена морфология точечного кратера на бесцветной многосекторной HPHT-алмазной пластине ориентации <100> (рис. 7*а*). Монокристалл HPHT-алмаза был выращен в системе Fe-Co-C, концентрации азота и бора не более 100 ppb в секторах (111). Шероховатость поверхности R_a~ 3 нм. Методом ЛИЭС производилось одно точечное измерение, энергия оптической накачки составляла 26 Дж, произведено более 40 импульсов в точку. При сопоставлении изображений пластины в отраженном свете и люминесценции 220 нм видно (рис. 7*б*; 7*в*), что кратер ЛИЭС проходится на границу нелюминесцирующих секторов (110) и (113). Эти сектора относятся к наиболее низкопримесным в кристаллах HPHT-алмаза.

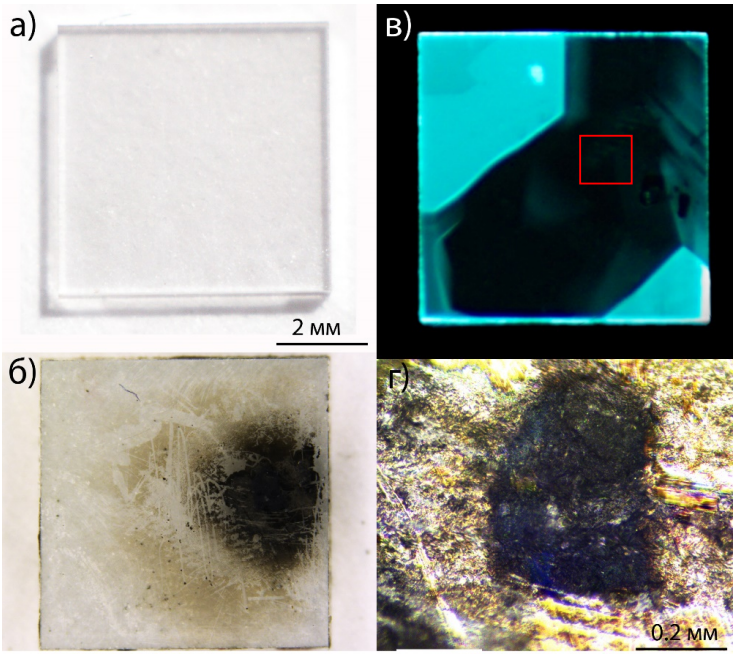


Рис. 7. Пластина ориентации <100> из кристалла HPHT-алмаза типа IIa: а) фото исходной пластины в оптический микроскоп; б) секториальность люминесценции в Diamond Inspector (220 нм), красным отмечено место лазерного импульса; в) фото пластины в оптический микроскоп после проведения лазерной абляции; г) фото крупным планом лазерного кратера в оптический микроскоп после лазерной абляции

Длинная сторона кратера составляет ~350 мкм, значительную площадь вокруг кратера занимает черная пленка/нагар, легко стирающаяся с поверхности образца. Внутри кратера наблюдается черный шероховатый измененный материал, трещины и дополнительные скульптуры отсутствуют (рис. 7*г*).

Обобщая полученные данные по абляции исследованных пластин через анализ изменения интенсивности молекулярной полосы C_2, можно отметить, что усредненная по 30–40 лазерным импульсам интенсивность абляции для сектора (111) пластины Ib с концентрацией азота 100 ppm приблизительно в семь раз выше, чем для пластины IIa с концентрацией примесей ~100 ppb, ориентация обеих пластин <100>. Интенсивность полосы C_2, слабее всего в пластине IIa, близкие по интенсивности данные в пластине IIb. Для бесцветной пластины IIa и синей пластины IIb стационарный режим не наблюдался (рис. 8).

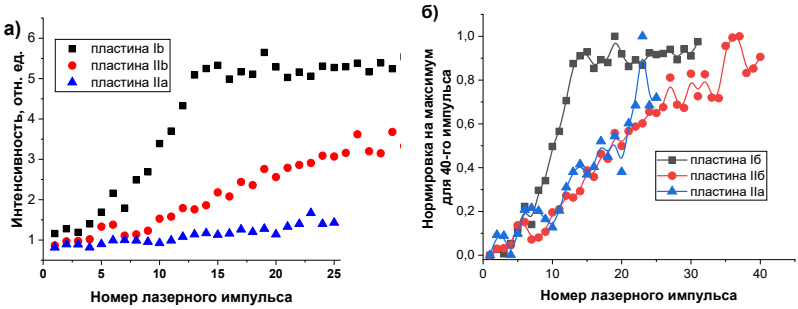


Рис.8. Зависимости интенсивности полосы C_2 от вида пластин: а) на значения интенсивности для импульса номер 40; б) нормировка спектров

Заключение

В результате проведения комплексного исследования продемонстрирована возможность описания особенностей взаимодействия лазерного излучения с поверхностью HPHT-алмаза, взаимосвязь кристаллографической ориентации, секториальности и процессов абляции пластин HPHT-алмазов. Получены следующие выводы:

- форма кратера от лазерного импульса на поверхности алмазных пластин соответствует овальной форме исходного пучка, размер кратеров, как правило, немного превышает размер пучка;

- после превышения определенного предела по энергии и количеству импульсов, форма углублений становится обусловлена кристаллографической симметрией облучаемой поверхности, материал начинает выбиваться со значительно большей площади, нежели площадь лазерного пучка: в направлении <100> образуются четырехугольные пирамидальные углубления, а в направлении <111> – треугольные плоскодонные углубления;

- в пластинах с ориентацией <111> может наблюдаться растрескивание по спайности вокруг кратеров, так как это слабое направление в структуре алмаза;

- секториальное распределение примесей в HPHT-кристаллах алмаза находит отражение в результатах исследований методом ЛИЭС. Сектора (111) с высокой концентрацией азота обладают наиболее интенсивной линией C_2, а сектора (100) имеют гораздо менее интенсивную линию;

- люминесценция разных секторов роста также должна учитываться при анализе данных после измерений, так как она связана напрямую с дефектно-примесным составом;

- лазерный луч при фокусировке в объеме полированной алмазной пластины создает включения углеродистого состава с расходящимися от них овальными трещинами;

- механизм и степень графитизации при измерениях методом ЛИЭС, связанные с интенсивностью полосы C_2, зависят от кристаллографической ориентации пластины, наличия и концентрации легирующего элемента (азот/бор/без примесей), распределением его по секторам роста алмаза.

Библиографический список

1. Diamond Raman laser: a promising high-beam-quality and low-thermal-effect laser / Y. Li, J. Ding, Z. Bai [et al.] // High Power Laser Science and Engineering. 2021. Vol. 9. E35.

2. NV – diamond laser / A. Savvin, A. Dormidonov, E. Smetanina [et al.] // Nature Communications. 2021. Vol. 12. 7118.

3. *Smith E. M., Smit K. V., Shirey S. B.* Methods and Challenges of Establishing the Geographic Origin of Diamonds // Gems & Gemology, Fall 2022. Vol. 58 (3). P. 270–288.

4. Diamonds Certify Themselves: Multivariate Statistical Provenance Analysis / C.E. McManus, N.J. McMillan, J. Dowe, J. Bell // Minerals. 2020, Vol. 10, no. 10, art. 916.

5. Analysis of the impurity composition of synthetic HPHT diamonds by laser-induced breakdown spectroscopy under conditions of laser-induced surface modification / V.F. Lebedev, D.V. Bulyga, A.V. Koliadin // Technical Physics Letters. 2020. Vol. 46 (5). P. 413–415.

6. *Lebedev V.F., Makarchuk P.S., Stepanov D.S.* Real-time qualitative study of forsterite crystal – Melt lithium distribution by laser-induced breakdown spectroscopy // Spectrochimica Acta – Part B: Atomic Spectroscopy. 2017. Vol. 137. P. 23–27.

7. *Лебедев В.Ф., Кукушкина В.В.* Исследование синтетических HPHT алмазов в режиме реального времени методом лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: XXIII междунар. науч. конф., ГУАП (Санкт-Петербург, 1–5 июня 2020 г.), Часть 2. 2020. С. 103–110.

8. *Лебедев В.Ф., Павлов К.В., Колядин А.В.* Лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия как эффективный метод идентификации алмазов // Квантовая электроника. 2018. Т. 48, № 12. С. 1171–1173.

УДК 543.4; 544.07

Т. С. Мисникова*
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МОЛЕКУЛЫ CAO

Предлагается для решения задачи обнаружения молекулярных соединений в веществах применить метод лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС). Приводятся разработанный экспериментальный стенд и результаты измерения спектральных характеристик излучения плазмы, образованной на поверхности исследуемого вещества при воздействии на него наносекундным импульсом от лазерного излучения. Было идентифицировано молекулярное соединение CaO.
Ключевые слова: лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия (ЛИЭС), спектральная характеристика, спектральный анализ, оксид кальция, молекула.

T. S. Misnikova*
PhD Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF LASER-INDUCED BREAKDOWN SPECTROSCOPY FOR THE DETECTION OF THE CAO MOLECULE

It is proposed to solve the problem of detection of molecular compounds in substances by laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS). The developed experimental stand and the results of measurement of spectral characteristics of radiation of plasma formed on the surface of the investigated substance when exposed to a nanosecond pulse from laser radiation are presented. The molecular compound CaO was identified.
Keywords: laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS), spectral characteristics, spectral analysis, calcium oxide, molecule.

Введение

На сегодняшний день метод лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС) зарекомендовал себя как точный и экспрессный метод качественного анализа веществ в различных агрегатных состояниях и для различных научных и технологических задач [1]. Метод ЛИЭС отлично обнаруживает атомарные линии исследуемых веществ [1], но им также можно обнаружить и молекулярные соединения, например, в горных породах [2].

Целью данной работы является обнаружение молекулярных соединений в веществах с помощью метода лазерно-искровой эмиссионной спектрометрии (ЛИЭС) и их идентификация. Для выполнения данной задачи был разработан экспериментальный стенд, который работает на методе ЛИЭС, и выбрано анализируемое вещество, в котором велика вероятность обнаружения молекулярных соединений.

Экспериментальный стенд

В рамках эксперимента была выбрана прессованная таблетка из гипса, химическая формула, которого представлена $CaSO_4$ x $2H_2O$, для обнаружения молекулярного соединения CaO. Процесс абляции проводился наносекундным лазером.

На рис. 1 представлена фотография экспериментального стенда, которая состоит из: твердотельного лазера LOTIS II на Nd:YAG, имеющий длину волны генерации 1064 нм; фокусирующей линзы, в качестве которой используется дублет с воздушной прослойкой ACA254-150-1064; исследуемый образец, установленный на 3-х координатном моторизированном оптическом столике; оптического телескопа, к которому присоединено оптическое волокно; двухканального спектрометра AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO, рабочим каналом которого был выбран второй с диапазон 510 нм – 1030 нм; ПК – персональный компьютер.

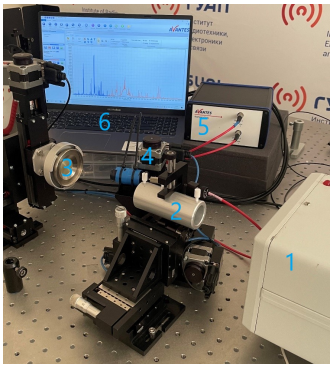


Рис. 1. Фотография экспериментального стенда: 1) Nd:YAG лазер LOTIS II; 2) фокусирующая линза дублет ACA254-150-1064; 3) образец; 4) оптический телескоп с оптическим волокном; 5) спектрометр AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO; 6) ПК

Лазер LOTIS II генерирует излучение с частотой 1 Гц и с помощью дублета, с воздушной прослойкой ACA254-150-1064 с фокусным расстоянием 150 мм, фокусирует на образце лазерный импульс с энергией излучения равной 265 мДж. Излучение плазмы снимается оптическим телескопом и передается на оптическое волокно, которое в свою очередь передает, полученную информацию, на спектрометр AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO. Далее данные отображаются на ПК, с помощью программы AvaSoft.

Результаты измерений

На рис. 2 представлены спектральная характеристика излучения плазмы, образованной на поверхности гипсовой таблетки в спектральном диапазоне от 520 нм до 685 нм. Спектральные характеристики наблюдались путем усреднения результатов 5 измерений для улучшения соотношения сигнал/шум.

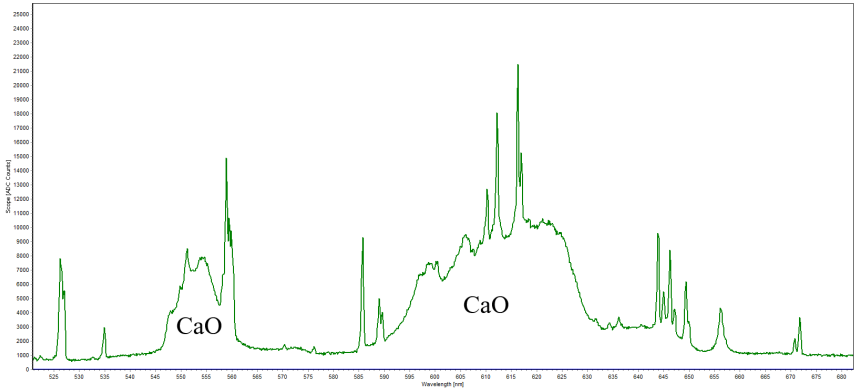


Рис. 2. Спектральная характеристика излучения плазмы, образованной на поверхности металлического образца, в диапазоне 520–685 нм

Анализируя полученный результат, можно определить молекулярные включения в веществе. В данном случае наблюдаются молекулярные спектры CaO, которые представлены спектральными диапазонами 540–560 нм и 590–630 нм [3].

Заключение

Рассмотрена возможность применения метода ЛИЭС для решения задачи обнаружения молекулярных соединений в веществах. Выбрана оптимальная оптическая схема измерения и параметры лазерного излучения. В эмиссионных спектрах ЛИЭС исследуемого вещества выявлено наличие молекулярного соединения CaO, которые представлены спектральными диапазонами 540–560 нм и 590–630 нм.

Библиографический список

1. Industrial applications of laser-induced breakdown spectroscopy: A review / S. Legnaioli, B. Campanella, F. Poggialini [et al.] // Analytical Methods. 2020. Vol. 12, is. 8. P. 1014–1029.

2. Laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS) as a novel technique for detecting bacterial infection in insects / N. Killiny, E. Etxeberria, A.P. Flores [et al.] // Sci. Rep. 2019. Vol. 9. 2449.

3. Исследование спектра излучения молекулы CaO в диапазоне длин волн 540–650 nm в экспериментах на ударной трубе / Н. О. Безверхний, Т. А. Лапушкина, Н. А. Монахов [и др.] // Письма в ЖТФ. 2021. Т. 47, № 2. С. 21–23; Tech. Phys. Lett. 2021. Vol. 47, no. 1. P. 68–70.

УДК 543.42

Т. С. Мисникова*
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ПОМЕХИ В АТОМНО-ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Данная работа посвящена некоторым спектральным помехам в атомно-эмиссионной спектроскопии, которые могут существенно влиять на конечные результаты экспериментов и измерений. Приведены такие спектральные помехи как: рассеянный свет в спектрометре, наложение молекулярных спектр и спектральные помехи в источниках возбуждения спектров.
Ключевые слова: атомно-эмиссионная спектроскопия, спектральные помехи, лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия.

T. S. Misnikova *
PhD Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SPECTRAL INTERFERENCE IN ATOMIC EMISSION SPECTROSCOPY

This paper deals with some spectral interferences in atomic emission spectroscopy, which can significantly influence the final results of experiments and measurements. Spectral interferences such as: scattered light in the spectrometer, overlapping molecular spectra and spectral interference in the excitation sources of the spectra are given in this paper.
Keywords: Atomic emission spectroscopy, spectral interference, laser-induced breakdown spectroscopy (LIBS).

Введение

В методе атомно-эмиссионной спектроскопии (АЭС), частным случаем которого является метод лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС), встречаются, как и в любом другом спектральном методе, спектральные помехи. Их наличие существенно сказывается на качестве полученных результатов в ходе эксперимента или исследования. Точное определение наличия той или иной помехи позволит оперативно принять меры для их устранения. Тем самым качество проделанной работы существенно повысится.

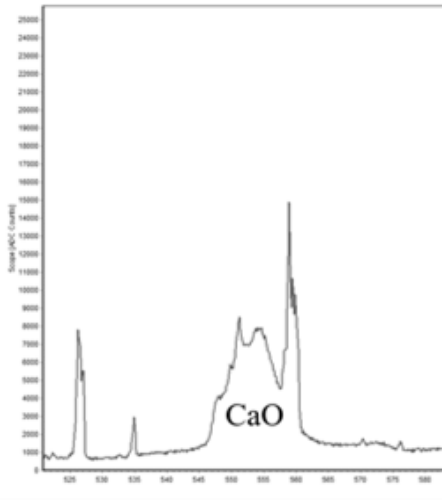
Рассеянный свет в спектрометре

Изъяны оптической конструкции спектрометра становятся основной причиной появления рассеянного света в спектрометре. Его появление, внутри конструкции прибора обусловлено тем, что свет, отражающийся от оптических элементов внутри и снаружи спектрометра и свет, рассеянный частицами пыли, может создавать фон, который не является спектрально разрешенным [1]. В некоторых случаях фон, создаваемый рассеянным светом, может быть весьма существенным и по интенсивности даже сопоставим со слабыми спектральными линиями [2].

Наложение молекулярных спектр

Наложение молекулярных спектров является основным препятствием в спектральном анализе. Это явление часто скрывает атомные линии элементов, что приводит к неточным результатам экспериментов или исследований. Например, исследования [3] показали, что структурный фон компонентов OH-диапазона не создает никаких проблем при идентификации титана по линии Ti 334,941 нм, но влияние нельзя игнорировать при использовании аналитических линий Nb 309,418 и A1 308,215 нм [4]. В другом отчете [5] подчеркивалось, что, если воздух проникает в поток индуктивно связанной плазмы, это может привести к перекрытию полосы No с линией P длиной волны 213,618 нм [6].

На рисунке представлена спектральная характеристика излучения плазмы, образованной на поверхности металлического образца, в диапазоне 520–685 нм. На ней наглядно представлено перекрытие атомарных линий молекулярным спектром от химического соединения CaO.



Перекрытие атомарных линий молекулярным спектром от химического соединения CaO (540–560 нм)

Спектральные помехи в источниках возбуждения спектров

В зависимости от природы источника возбуждения спектров, можно столкнуться с теми или иными явлениями, которые могут повлиять на результаты эксперимента или исследования.

Например, если как источник возбуждения в атомно-эмиссионной спектроскопии используется пламя, то можно столкнуться с молекулярными полосами продуктов сгорания. Наиболее часто отмечается возникновение таких полос как: CO, CO_2, OH, CH и др. Стоить отметить возможное появление спектральных помех от полос от оксидов металлов или солей, это связано с тем, что

они не полностью сгорают в пламени. Самым сложным, в данном вопросе, участком является область в районе 500 нм. Так как она совпадает с аналитическими линиями многих элементов [2].

Еще одним примечательным источником возбуждения является плазма. В методе лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии, возбуждение спектров в анализируемом образце происходит за счет воздействия мощного лазерного импульса, который создает плазму, исчезающая в пределах всего нескольких микросекунд [7]. Такое воздействие рождает непрерывный спектр, а следом за ним – спектр ионов. После того как плазма остывает, интенсивность непрерывного фона уменьшается гораздо быстрее, чем спектральные линии, и становятся видны спектры нейтральных атомов и простых молекул. Резонансные линии в спектре расширяются и самопоглощаются [2].

Заключение

В настоящей работе были рассмотрены некоторые виды спектральных помех в атомно-эмиссионной спектроскопии. Особое внимание было уделено наиболее часто встречающимся из них, а именно: рассеянный свет в спектрометре, наложение молекулярных спектр и спектральные помехи в источниках возбуждения спектров.

Библиографический список

1. *Baloyi J. N.* Spectral interferences in ICP-OES // Analytical Challenges in Metallurgy Randburg, South Africa, 23-24 November 2006. URL: https://www.saimm.co.za/Conferences/AnalyticalChallenges/06-Baloyi.pdf (дата обращения: 31.08.2018).

2. *Пупышев А. А.* Спектральные помехи и их коррекция в атомно-эмиссионном спектральном анализе // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. 2019. Т. 85, № 1-2. С. 15–32. DOI: 10.26896/1028-6861-2019-85-1-II-15-32. EDN YXLHDF.

3. *Nham T.T.* Determination of P and B in high alloy steel by ICP-AES // ICP-AES instruments at work, ICP-7. Mulgrave: Varian Australia Pty Ltd, 1992. 5 p.

4. *Liberatore P.A.* Determination of majors in geological samples by ICP-AES // ICP-AES INST, ICP-12. Mulgrave: Varian Australia Pty Ltd., 1993. 4 p.

5. *Jinrui X., Hiroshi K., Atsushi M.* Spectral interferences in the determination of phosphorus in steel by inductively coupled plasma emission spectrometry with an echelle monochromator // Appl. Spectrosc. 1983. Vol. 37, no. 2. P. 123–127.

6. *Пупышев А. А., Данилова Д. А.* Использование атомно-эмиссионной спектрометрии с индуктивно связанной плазмой для анализа материалов и продуктов черной металлургии // Аналитика и контроль. 2007. Т. 11, № 2-3. С. 131–181. EDN KHQBEL.

7. *Кремерс Д., Радзиемски Л.* Лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия. М.: Техносфера, 2009. 360 с.

УДК 621.317.34:621.372

В. Ф. Михайлов*
доктор технических наук, профессор
И. В. Мажник*
аспирант, ассистент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЛИЯНИЕ НАГРЕТОЙ ТЕПЛОЗАЩИТЫ И СЛОЯ ПЛАЗМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ОТКРЫТОГО КОНЦА ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

Представлена математическая модель открытого конца прямоугольного волновода, закрытого теплозащитой и слоем плазмы. Представлены уравнения, описывающие граничные условия электродинамической модели. Предложен алгоритм расчета математической модели. Проведен расчет с целью определения влияния изменения толщины и электрических параметров теплозащиты и слоя плазмы на КПД.
Ключевые слова: прямоугольный волновод, однородная теплозащита, полетная плазма, КПД.

V. F. Mikhailov*
Dr. Sc., Tech., Professor
I. V. Mazhnik*
PhD Student, Assistant
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INFLUENCE OF HEATED THERMAL SHIELD AND PLASMA LAYER ON THE RADIATION CHARACTERISTICS OF THE OPEN END OF A RECTANGULAR WAVEGUIDE

A mathematical model is presented for the open end of a rectangular waveguide covered with a thermal shield and a plasma layer. The equations describing the boundary conditions of the electrodynamic model are presented. An algorithm for calculating the mathematical model is proposed. A calculation was carried out to determine the effect of changes in the thickness and electrical parameters of the thermal shield and the plasma layer on the efficiency.
Keywords: rectangular waveguide, uniform thermal protection, flight plasma, efficiency.

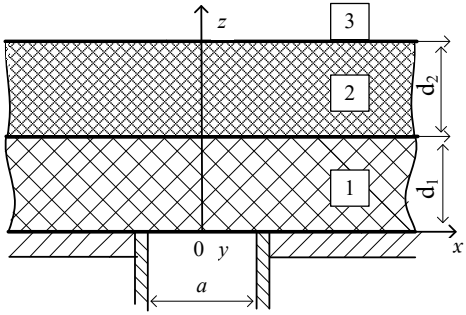
Введение

На траектории спуска космического аппарата радиосвязь прерывается. Это связано с тем, что в условиях гиперзвукового полета в плотных слоях атмосферы образующая вокруг аппарата ударная волна порождает высокотемпературный нагрев. Разогрев воздуха, окружающего КА, приводит к термической ионизации воздуха за фронтом ударной волны, т.е. образованию плазменной оболочки, параметры которой резко изменяются по траектории полета. Для защиты от нагрева бортовая антенна закрывается нагревостойкой радиопрозрачной теплозащитой. Расчет совместного влияния теплозащитного диэлектрика и плазмы на характеристики антенн позволяет обеспечить условия прохождения

электромагнитных волн с минимальными потерями энергии и уменьшить период потери радиосвязи с КА. Решение этой задачи невозможно без проведения математического моделирования.

Основная часть

Бортовые антенны летательных аппаратов являются слабонаправленными, что достигается излучением из открытого конца волновода. Опишем электродинамическую модель, изображенную на рисунке. Имеется излучающий раскрыв антенны, расположенный на бесконечном экране, перед которым находится диэлектрический слой толщиной d_1 с комплексной диэлектрической проницаемостью ε_{a1} (x, y, z), за ним слой толщиной d_2 с комплексной диэлектрической проницаемостью ε_{a2} (x, y, z). Бесконечный экран соответствует металлическому корпусу КА, первый слой эквивалентен твердому диэлектрическому слою теплозащиты, второй плазменной оболочке. Расчет совместного влияния теплозащитного диэлектрика и плазмы на характеристики антенн сводится к решению задачи излучения апертуры через двухслойную структуру с параметрами диэлектрика.



Электродинамическая модель бортовой антенны: d_1 – толщина однородного слоя теплозащиты; d_2 – толщина однородного расплавленного слоя или плазменной оболочки; a – размер широкой стенки волновода; x, y, z – декартовы координаты; 1 – область, занимаемая диэлектрической защитой; 2 – область расплавленного слоя или плазменная оболочка, 3 – свободное пространство

Магнитная составляющая электромагнитного поля в декартовой системе координат x, y, z удовлетворяет следующему волновому уравнению [1]:

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial z^2} + k^2 \varepsilon_a H_x = 0, \qquad (1)$$

где k — волновое число; ε_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, которая имеет вид:

$$\varepsilon_a = \varepsilon_0(\varepsilon_1' - j\varepsilon_1''),\ \mathrm{tg}\delta = \varepsilon_1''/\varepsilon_1',$$

где ε_0 – электрическая постоянная; ε_1' – относительная диэлектрическая проницаемость, которая принимает следующие обозначения

$$\varepsilon = \begin{cases} \varepsilon_2', \text{ при } d_1 \le z \le d_2, \\ \varepsilon_1', \text{ при } 0 \le z \le d_1, \\ 1, \text{ при } z > (d_1 + d_2). \end{cases}$$

Диэлектрические параметры слоя плазмы, где нет магнитного поля в плазме ($\mu = 1$) и внешнее электромагнитное поле имеет малую напряженность, определяется следующим выражением:

$$\varepsilon_2' = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + \upsilon^2},\ \varepsilon_2'' = \frac{\omega_p^2\, \upsilon/\omega}{\omega^2 + \upsilon^2}.$$

В дальнейшем ε_1' и ε_2' будем обозначать, как ε_1 и ε_2.

В области плазменного слоя происходит затухание и отражение. Количественно эти явления зависят от частоты соударения электронов υ, угловой частоты ω и угловой плазменной частоты электронов в плазме ω_p следующим образом:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{N_e e^2}{\varepsilon_0 m}},$$

где N_e – концентрация электронов; e – заряд электрона; m – масса электрона.

Приближенное значение υ, учитывающее постоянную величину эффективного поперечного сечения для данного вида частиц (Q_i), определяется следующим образом:

$$\upsilon = U \sum_i N_{\rho_i} Q_i,$$

где $U = \sqrt{\frac{8kT}{\pi m}}$ средняя тепловая скорость электронов; k – постоянная Больцмана; T – температура; N_{ρ_i} – концентрация i-го вида частиц.

Представим составляющие электромагнитного поля в виде углового спектра плоских волн, для чего применим прямое преобразование Фурье [2]

$$\hat{H}_x = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H_x(x,y,z) \exp(-j(k_x x + k_y y + k_z z))dxdy. \quad (2)$$

Не приводя подробных преобразований [1], из уравнений Максвелла получаем для области за слоем плазмы ($z > (d_1 + d_2)$) спектральную составляющую электрического поля

$$\hat{E}_y^{(3)} = \frac{k_z}{\omega \varepsilon_0} G \cdot exp\left(-jk_z z\right). \quad (3)$$

Неизвестные константы интегрирования определяются из граничных условий при z=0, z=d_1 и z=d_2. Граничные условия при излучении из прямоугольного волновода, определяются волнами типа H_{10}.

$$-\frac{k_{z_1}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_1}\left(L-M\right)|_{z=0}=0;\frac{k_{z_1}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_1}\left(A-B\right)|_{z=0}=\hat{E}_{y_0};$$

$$\left(L\cdot exp\left(-jk_{z_1}d_1\right)-M\cdot exp\left(jk_{z_1}d_1\right)\right)|_{z=d_1}=$$

$$=\frac{\varepsilon_1 k_{z_2}}{k_{z_1}\varepsilon_2}\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}d_1\right)-O\cdot exp\left(jk_{z_2}d_1\right)\right);$$

$$\left(A\cdot exp\left(-jk_{z_1}d_1\right)-B\cdot exp\left(jk_{z_1}d_1\right)\right)|_{z=d1}=$$

$$=\frac{\varepsilon_1 k_{z_2}}{k_{z_1}\varepsilon_2}\left(C\cdot exp\left(-jk_{z_2}d_1\right)-D\cdot exp\left(jk_{z_2}d_1\right)\right);$$

$$-k_xk_y\left(\left(L\cdot exp\left(-jk_{z_1}d_1\right)+M\cdot exp\left(jk_{z_1}d_1\right)\right)\right)+\left(k_1^2-k_x^2\right)\times$$

$$\times\left(A\cdot exp\left(-jk_{z_1}d_1\right)+B\cdot exp\left(jk_{z_1}d_1\right)\right)|_{z=d_1}=$$

$$=\varepsilon_1\begin{pmatrix}\left(k_2^2-k_x^2\right)\left(C\cdot exp\left(-jk_{z_2}d_1\right)-D\cdot exp\left(jk_{z_2}d_1\right)\right)-\\-k_xk_y\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}d_1\right)-O\cdot exp\left(jk_{z_2}d_1\right)\right)\end{pmatrix};$$

$$\left(k_1^2-k_y^2\right)\left(L\cdot exp\left(-jk_{z_1}d_1\right)+M\cdot exp\left(jk_{z_1}d_1\right)\right)-$$

$$-k_xk_y\left(\left(A\cdot exp\left(-jk_{z_1}d_1\right)+B\cdot exp\left(jk_{z_1}d_1\right)\right)\right)|_{z=d_1}=$$

$$=\varepsilon_1\begin{pmatrix}\left(k_2^2-k_y^2\right)\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}d_1\right)-O\cdot exp\left(jk_{z_2}d_1\right)\right)-\\-k_xk_y\left(C\cdot exp\left(-jk_{z_2}d_1\right)-D\cdot exp\left(jk_{z_2}d_1\right)\right)\end{pmatrix};$$

$$\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)-O\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)|_{z=d_1+d_2}=$$

$$=\frac{\varepsilon_2 k_z}{k_{z_2}}P\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right);$$

$$\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)-O\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)|_{z=d_1+d_2}=$$

$$=\frac{\varepsilon_2 k_z}{k_{z_2}}P\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right);$$

$$\left(C\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)-D\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)|_{z=d_1+d_2}=$$

$$=\frac{\varepsilon_2 k_z}{k_{z_2}}G\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right);$$

$$-k_xk_y\left(\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)+O\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)\right)+$$

$$+\left(k_2^2-k_x^2\right)\cdot\left(C\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)+D\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)|_{z=d_1+d_2}=$$

$$=\varepsilon_2\left(\left(k^2-k_x^2\right)G\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right)-k_xk_yP\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right)\right);$$

$$\left(k_2^2-k_y^2\right)\left(N\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)+O\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)-$$

$$-k_xk_y\left(\left(C\cdot exp\left(-jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)+D\cdot exp\left(jk_{z_2}\left(d_1+d_2\right)\right)\right)\right)|_{z=d_1+d_2}=$$

$$=\varepsilon_2\left(\left(k^2-k_y^2\right)P\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right)-k_xk_yG\cdot exp\left(-jk_z\left(d_1+d_2\right)\right)\right).$$

Решение уравнения (3) при условии излучения ($z\to\infty$), применяя обратное преобразование Фурье, переходя от спектрального представления к полю E, имеет вид

$$E_y^{(3)}=\frac{1}{4\pi^2}\iint\limits_{\Pi}F_y^{(3)}(x,y,z,x',y',0)E_y(x',y',0)dx'dy'. \qquad (4)$$

Здесь П – область интегрирования по раскрыву волновода, x',y' – координаты, отсчитываемые в раскрыве излучающего волновода, а подынтегральное выражение имеет вид

$$F_y^{(3)}=\int_0^{\infty}\int_0^{2\pi}\frac{k_z}{\omega\varepsilon_0}G\times\exp\left(-jk_zz\right)\times\exp\left[-j\beta\left[\left(x'-x\right)\cos a+\left(y'-y\right)\sin a\right]\right]\beta\,d\beta\,da. \qquad (5)$$

Неизвестная константа интегрирования G определяется уравнениями из граничных условий, с использованием следующих замен переменных:

$$k_x=\beta\cos\alpha,\ k_y=\beta\sin\alpha,\ k_z=\sqrt{k^2-\beta^2}\ ,\ k_{z_1}=\sqrt{k^2\varepsilon_1-\beta^2},\ k_{z_2}=\sqrt{k^2\varepsilon_2-\beta^2}.$$

Составляющие электрического поля в раскрыве при z=0 для волны типа H_{10} имеют следующий вид [3]:

$$E_y(x',y',0)=-\frac{jZ_0ak}{\pi}\sin\left(\frac{\pi x'}{a}\right), \qquad (6)$$

где Z_0 — волновое сопротивление свободного пространства.

Излучаемая мощность для дальней зоны может быть рассчитана по следующему выражению

$$P_{\text{изл}} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} \left(\left|E_\theta\right|^2 + \left|E_\varphi\right|^2 \right) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi, \quad (7)$$

где

$$E_\theta = E_x \cos\theta\cos\varphi + E_y \cos\theta\sin\varphi - E_z \sin\theta,$$

$$E_\phi = E_y \cos\varphi - E_x \sin\varphi,\ E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0 Z_0}\frac{\partial E_x}{\partial x},$$

$$r = \sqrt{z^2 + (x' - x)^2 + (y' - y)^2}.$$

Для прямоугольного волновода с волной H_{10} имеем [3]

$$P_{\text{пад}} = Z_0 H_0^2 \frac{ba^3}{\lambda^2}\sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}, \quad (8)$$

где H_0 – амплитуда, определяемая мощностью источника поля.

КПД исследуемой антенны определяется уравнениями (7) и (8), и рассчитывается как

$$\eta = P_{\text{изл}} / P_{\text{пад}}.$$

Для расчета КПД по (4) совместно с (6) была разработана программа на языке программирования python. Расчет по разработанной математической модели диаграммы направленности и КПД бортовых антенн базируется на известных температурных зависимостях теплозащиты и плазмы. Температурные зависимости определяются видом теплозащиты антенны, а значение температуры траекторией полета. Параметры плазмы также определяются траекторией полета. Для расчета КПД возьмем длину волны равную 3,2 см и характеристики материала теплозащиты нитрида бора $d_1 = 4{,}8$ см; $\varepsilon_1 = 4{,}2$; tgδ=0,0001. Будем считать, что бортовая антенна находится в носовой части космического аппарата и толщина слоя плазмы будет равна d_2=5 см (таблица).

КПД бортовой антенны с теплозащитой и слоем плазмы

Концентрация электронов $см^{-3}$, частота соударения электронов $с^{-1}$	$N_e = 8\cdot10^{11}$ $\upsilon = 5{,}8\cdot10^{1}$	$N_e = 9{,}5\cdot10$ $\upsilon = 7{,}7\cdot10^{1}$	$N_e = 5{,}8\cdot10^{1}$ $\upsilon = 8{,}5\cdot10^{10}$	$N_e = 1{,}2\cdot10^{1}$ $\upsilon = 9\cdot10^{10}$	$N_e = 3{,}3\cdot10^{1}$ $\upsilon = 9.5\cdot10^{10}$
КПД, дБ	–4	–7,7	–26,5	–55,5	–130,8

Заключение

По результатам расчета радиотехнических характеристик бортовой антенны для условий аэродинамического нагрева можно разработать рекомендации по выбору теплозащиты, которая обеспечит наивысшую стабильность характеристик антенн в условиях эксплуатации и снизит чувствительность к воздействию высокотемпературного нагрева. Рассчитывая радиотехнические характеристики, с учетом параметров плазмы, можно разработать рекомендации по расположению антенны на КА.

Библиографический список

1. *Михайлов В. Ф., Мажник И. В.* Расчет характеристик круглого волновода, закрытого теплозащитой и слоем плазмы // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: материалы XXIV Междунар. науч. конф. Часть 2. СПб.: ГУАП, 2021.

2. *Михайлов В. Ф.* Характеристики излучения круглого волновода через плоскую однородную теплозащиту // Электромагнитные волны и электромагнитные системы. 2019. № 1. С. 12–19.

3. *Collin E.R.* Foundations for Microwave Engineering, 2nd Edition. Wiley-IEEE Press. 2001. P. 194–197.

УДК 621.317.34:621.372

В. Ф. Михайлов*
доктор технических наук, профессор
И. В. Мажник*
аспирант, ассистент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНУЮ ТЕПЛОЗАЩИТУ

Разработана математическая модель бортовой антенны космического аппарата на траектории спуска с учетом неоднородной теплозащиты. Выражение для поля излучения прямоугольного волновода при названных условиях выведено методом ВКБ.
Ключевые слова: прямоугольный волновод; неоднородная теплозащита; ВКБ-метод; диаграмма излучения, КПД.

V. F. Mikhailov*
Dr. Sc., Tech., Professor
V. Mazhnik*
PhD Student, Assistant
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CHARACTERISTICS OF THE RADIATION OF A RECTANGULAR WAVEGUIDE THROUGH AN INHOMOGENEOUS THERMAL SHIELD

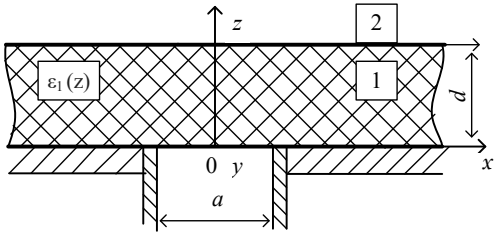
A mathematical model of the spacecraft's onboard antenna on the descent trajectory has been developed, taking into account non-uniform thermal protection. The expression for the radiation field of a rectangular waveguide under these conditions was derived by the WKB method.
Keywords: rectangular waveguide; heterogeneous thermal protection; WKB method; radiation pattern, efficiency.

Введение

Возвращаемые космические аппараты для связи с внешним пространством используют бортовые антенны, называемые антенными окнами, которые конструктивно представляют собой слабонаправленный излучатель, закрытый плоской радиопрозрачной нагревостойкой теплозащитой [1–3]. Знание электрических характеристик антенного окна на траектории спуска космического аппарата позволяет оценить наличие или отсутствие радиосвязи. В условиях аэродинамического нагрева теплозащита прогревается неравномерно по толщине и становится электрически неоднородной (рисунок).

В этом случае для определения характеристик излучения антенного окна необходимо решать волновое уравнение для произвольного изменения волнового числа по координате, нормальной теплозащите. Строгое изложение теории распространения электромагнитных волн через неоднородные диэлектрические среды имеется в работе [4], в которой решение задачи сводится к решению ги-

пергеометрического уравнения. Данное уравнение имеет решение в конечном виде только для немногих видов функции волнового числа от координаты, перпендикулярной теплозащите.



Волновод с неоднородной теплозащитой: d – толщина теплозащиты; a – длина широкой стенки прямоугольного волновода; x, y, z – декартовы координаты; 1 – область, занимаемая диэлектрической защитой; 2 – область за теплозащитой

Основные трудности применения известных решений заключаются в том, что, во-первых, не представляется возможным, даже комбинируя полученные решения, перейти к случаю произвольного изменения параметров среды и, во-вторых, полученные решения являются весьма сложными. Применение их в интегральном преобразовании Фурье для получения радиотехнических характеристик антенного окна дает настолько громоздкие выражения, что использование практически невозможным. Поэтому существенное значение приобретает возможность применения приближенных методов расчета. В данном случае целесообразно обратиться к волновым методам расчета. При достаточно слабой зависимости электрических свойств теплозащиты от координат характеристики поля излучения могут быть получены методом фазовых интегралов (ВКБ-метод). Медленные изменения свойств среды от координат означает, что свойства среды меняются мало на расстоянии порядка длины волны. Фактически в этом методе используется приближение геометрической оптики.

Основная часть

Решение волнового уравнения будем производить для углового спектра плоских волн, который получаем путем двойного преобразования Фурье составляющих электромагнитного поля излучения по угловым координатам волнового вектора.

Для ВКБ-метода решение волнового уравнения для угловых спектральных составляющих электрического поля может быть записано в следующем виде для областей в теплозащите (1) и за теплозащитой (2):

$$\hat{E}_x^{(1)} = -\frac{k'_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\mathrm{D}\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)} + L\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{2\omega\varepsilon_0\varepsilon_1(z)k_{z_1}(d)^{3/2}} -$$

$$-\frac{jk_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\mathrm{D}e^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}-Le^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_1(z)\sqrt{k_{z_1}(d)}}, \tag{1}$$

$$\hat{E}_x^{(2)}=-\frac{k_z}{\omega\varepsilon_0}M\cdot exp(-jk_z z), \tag{2}$$

$$\hat{E}_y^{(1)}=\frac{k'_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\mathrm{A}e^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+Be^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{2\omega\varepsilon_0\varepsilon_1(z)k_{z_1}(d)^{3/2}}-$$
$$-\frac{jk_{z_1}(z)\sqrt{k}\left(\mathrm{A}e^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}-Be^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_1(z)\sqrt{k_{z_1}(d)}}, \tag{3}$$

$$\hat{E}_y^{(2)}=\frac{k_z}{\omega\varepsilon_0}C\cdot exp(-jk_z z), \tag{4}$$

где *A, B, C, D, L, M* – постоянные интегрирования; k – волновое число; $k_z=\sqrt{k^2-k_x^2-k_y^2}$; $k_{z_1}=\sqrt{k^2\varepsilon_1(z)-k_x^2-k_y^2}$; d – толщина слоя теплозащиты; $\varepsilon_1(z)$ – относительная диэлектрическая проницаемость теплозащиты, z-координата перпендикулярная теплозащите, ω – угловая частота, на которой производятся исследования, ε_0 – электрическая постоянная.

Неизвестные постоянные интегрирования определяются из граничных условий для z=0 и z=d для поля в апертуре, определяемого волной типа H_{10}.

$$-\frac{k_{z_1}(0)(\mathrm{D}-L)}{we_0e_1(0)}\bigg|_{z=0}=0,\frac{k_{z_1}(0)(A-B)}{we_0e_1(0)}\bigg|_{z=0}=E_{y_0},$$
$$\frac{\sqrt{k}\left(\mathrm{D}e^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+Le^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{2k_{z_1}(d)^{3/2}}-$$
$$-\frac{j\sqrt{k}\left(\mathrm{D}e^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}-Le^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\sqrt{k_{z_1}(d)}}\bigg|_{z=d}=\frac{e_1(d)k_z(d)Me^{-jk_z d}}{k_{z_1}(d)},$$

$$\frac{\sqrt{k}\left(A\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+B\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{2k_{z_1}(d)^{3/2}}-$$

$$-\frac{j\sqrt{k}\left(A\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}-B\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\sqrt{k_{z_1}(d)}}\Bigg|_{z=d}=\frac{e_1(d)k_z(d)C\mathrm{e}^{-jk_zd}}{k_{z_1}(d)},$$

$$-\frac{k_xk_y\sqrt{k}\left(D\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}+L\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\sqrt{k_{z_1}(d)}}+$$

$$+\frac{\left(k_1^2-k_x^2\right)\sqrt{k}\left(A\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}+B\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\sqrt{k_{z_1}(d)}}\Bigg|_{z=d}=$$

$$=e_1(d)\left(\left(k^2-k_x^2\right)C\mathrm{e}^{-jk_zd}-k_xk_yM\mathrm{e}^{-jk_zd}\right),$$

$$\frac{\left(k_1^2-k_y^2\right)\sqrt{k}\left(D\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}+L\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\sqrt{k_{z_1}(d)}}-$$

$$-\frac{k_xk_y\sqrt{k}\left(A\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}+B\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\right)}{\sqrt{k_{z_1}(d)}}\Bigg|_{z=d}=$$

$$=e_1(d)\left(\left(k^2-k_y^2\right)M\mathrm{e}^{-jk_zd}-k_xk_yC\mathrm{e}^{-jk_zd}\right).$$

Найдем выражение неизвестной постоянной интегрирования C

$$C=\left(\begin{array}{l}\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\left(k_{z_1}(d)j-\frac{1}{2}\right)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+\\ +\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}\left(k_{z_1}(d)j+\frac{1}{2}\right)\end{array}\right)E_{y_0}w\sqrt{k}e_0e_1(0)$$

$$(k_{z_1}(d)j-\frac{1}{2})\left(\left(k^2-k_y^2\right)k_1^2-k^2k_x^2\right)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+$$

$$+k_z(d)k_1^2\left(k_1^2-k_x^2-k_y^2\right)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}-$$

$$-\left(\left(k^2-k_y^2\right)k_1^2-k^2k_x^2\right)\left(k_{z_1}(d)j+\frac{1}{2}\right)\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+$$

$$+k_z(d)\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}k_1^2\left(k_1^2-k_x^2-k_y^2\right)/$$

$$(\sqrt{k_{z_1}(d)}k_{z_1}(0)e_1(d)\mathrm{e}^{-jk_zd}(\left(k^2-k_x^2-k_y^2\right)\left(k_{z_1}(d)j-\frac{1}{2}\right)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+$$

$$+k_z(d)\left(k_1^2-k_x^2-k_y^2\right)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}-$$

$$-\left(k^2-k_x^2-k_y^2\right)\left(k_{z_1}(d)j+\frac{1}{2}\right)\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+k_z(d)\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}\left(k_1^2-k_x^2-k_y^2\right))\times$$

$$\times(k^2\left(k_{z_1}(d)j-\frac{1}{2}\right)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+k_z(d)\mathrm{e}^{-j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}k_1^2-$$

$$-k^2\left(k_{z_1}(d)j+\frac{1}{2}\right)\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(z)\,\mathrm{d}z\right)}+k_z(d)\mathrm{e}^{j\left(\int_0^d k_{z_1}(d)\,\mathrm{d}z\right)}k_1^2)).$$

В выражениях использована следующая замена переменных:

$$k_x=\beta\cos\alpha,\ k_y=\beta\sin\alpha,\ k_z=\sqrt{k^2-\beta^2}\ ,\ k_{z_1}=\sqrt{k^2\varepsilon_1(z)-\beta^2},\ k_1=\sqrt{k^2\varepsilon_1(z)},$$

$$\hat{E}_{y_0}=\iint_{\Pi}E_y\left(x',y',0\right)\exp\left(-j(k_x x'+k_y y')\right)dx'dy',$$

где П – область интегрирования по раскрыву волновода; *x', y'* – координаты, отсчитываемые в раскрыве изучаемого волновода.

Используя полученные выражения углового спектра плоских волн и применяя обратное преобразование Фурье, с учетом (4) запишем

$$E_y^{(2)}=\frac{1}{4\pi^2}\iint_{\Pi}F_y^{(2)}(x,y,z,x',y',0)E_y(x',y',0)dx'dy'. \qquad (5)$$

Подынтегральное выражение имеет вид

$$F_y^{(2)}=\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^{2\pi}\frac{k_z}{\omega\varepsilon_0}C\times\exp\left(-jk_zz\right)\times\exp\left[-j\beta\left[\left(x'-x\right)\cos a+\left(y'-y\right)\sin a\right]\right]\beta\,d\beta\,da\,. \qquad (6)$$

Составляющие электрического поля в раскрыве при $z = 0$ для волны типа H_{10} имеют следующий вид:

$$E_y(x',y',0) = -\frac{jZ_0ak}{\pi}\sin\left(\frac{\pi x'}{a}\right), \quad (7)$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства.

Рассмотрим некоторые наиболее характерные случаи изменения относительной диэлектрической проницаемости теплозащиты в направлении оси z. Из условий эксплуатации антенных окон следует, что наиболее вероятными зависимостями будут экспоненциальная и линейная. Для закона $\varepsilon_1(z) = \varepsilon_1(0)exp(\gamma z)$ получаем

$$k_{Z_1}(z) = \sqrt{k^2\varepsilon_1(0)\exp(\gamma z) - k_x^2 - k_y^2}\,.$$

Для линейного закона изменения диэлектрической проницаемости

$$k_{Z_1}(Z) = \sqrt{k^2\varepsilon_1(0)(1+\alpha_z) - k_x^2 - k_y^2}.$$

Окончательно на основании полученных аналитических результатов диаграмма направленности антенного окна при нерезко выраженной неоднородности теплозащиты может быть найдена по выражению (5) в перевальном приближении.

Заключение

Полученные выражения (5)–(7) описывают поле излучения прямоугольного волновода, защищенного неоднородным слоем теплозащиты. Для численного расчета необходимо знать закон изменения диэлектрической проницаемости по толщине теплозащиты, ее толщину, размеры излучающего волновода, длину волны, на которой производятся исследования.

Библиографический список

1. *Михайлов В. Ф., Победоносцев К.А., Брагин И.В.* Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение, 1994. 300 с.

2. *Михайлов В. Ф.* Характеристики излучения круглого волновода через плоскую однородную теплозащиту // Электромагнитные волны и электронные системы. 2019. № 1. С. 12–19.

3. *Mikhailov V. F.* Characteristics of radiation of a round Waveguide through a flat homogeneousheat shield. Propagation and Wave-guides in Photonics and Microwave Engineering. UK, London, 2020. P. 167–173.

4. *Бреховских Л. М.* Волны в слоистых средах. М.: Изд-во АН СССР, 1957. 215 с.

УДК 621.396.96

А. А. Монаков*
доктор технических наук, профессор
А. А. Тарасенков*
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ ФАПЧ РАДИОВЫСОТОМЕРА С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧМ СИГНАЛОМ

Рассматривается работа измерительного контура ФАПЧ в радиовысотомере непрерывного излучения с использованием нескольких типов сглаживающих фильтров. Проведена оценка влияния типа и параметров сглаживающего фильтра на точность измерения высоты. Полученные результаты позволяют определить наиболее эффективный способ реализации замкнутого контура слежения в радиовысотомере.
Ключевые слова: фазовая автоматическая подстройка частоты, радиовысотомер непрерывного излучения, сглаживающий фильтр, фильтр Калмана.

A. A. Monakov*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. A. Tarasenkov*
PhD Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

LOOP FILTERS FOR THE PLL MEASURING CIRCUIT IN FMCW RADIO ALTIMETER

The article discusses the performance of the phase-locked-loop (PLL) measuring circuit in a frequency modulated continuous wave (FMCW) radio altimeter (RA) with different types of the loop filter. Influence of the loop filter parameters on dynamic properties of the measuring system is assessed. Comparative accuracy analysis is carried out. The obtained results permit to choose the most efficient type of the loop filter.
Keywords: phase locked loop, frequency modulated continuous wave (FMCW) radio altimeter, Kalman's filter.

Введение

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) эффективно используется для синтеза или синхронизации гармонических сигналов в различных радиотехнических системах [1]. В работах [2, 3] показано, что технология ФАПЧ позволяет также выполнять оценку параметров сигналов. В радиовысотомере (РВ) непрерывного излучения [4, 5] частоту сигнала биений (СБ) также можно оценивать при помощи контура ФАПЧ со специально организованным генератором опорного сигнала (ГОС) и фазовым измерителем (ФИ). Такая система в работах [6, 7] получила название измерительного контура ФАПЧ.

Настоящая статья посвящена исследованию влияния типа сглаживающего петлевого фильтра на точность и динамические свойства радиовысотомера с измерительным контуром ФАПЧ.

Петлевые фильтры в измерительном контуре ФАПЧ

Сглаживающий фильтр (СФ) является ключевым звеном ФАПЧ. От характеристик СФ зависят динамические и точностные свойства всего следящего контура. Работая в составе измерительного контура ФАПЧ РВ, свойства СФ оказывают непосредственное влияние на точность оценки высоты [7]. В предлагаемой работе исследованы несколько типов линейных СФ: стационарные фильтры с астатизмом первого и второго порядка, фильтр Калмана.

Структурная схема РВ со стационарным СФ в измерительном контуре ФАПЧ представлена на рис. 1 [8–11].

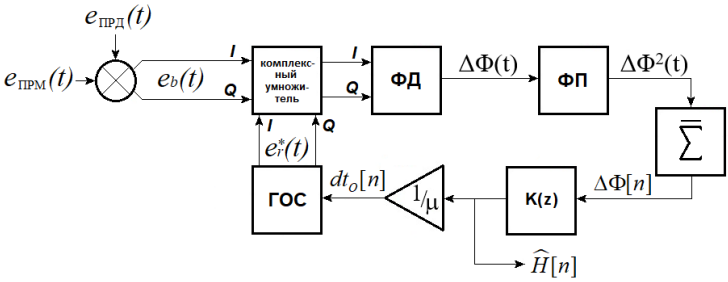


Рис. 1. Измерительный контур ФАПЧ РВ с цифровым СФ

Синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты комплексного сигнала биений $e_b(t)$ формируются в смесителе приемника РВ. Для этого на вход смесителя поступает принимаемый антенной отраженный от поверхности сигнал $e_{ПРМ}(t)$ и ослабленный до нужного уровня в направленном ответвителе (на схеме не показан) излучаемый сигнал $e_{ПРД}(t)$. I и Q компоненты СБ подаются на комплексный умножитель, на другую пару входов которого поступают соответствующие компоненты опорного сигнала $e_r^*(t)$. Компоненты $e_r^*(t)$ формируются генератором опорного сигнала ГОС. Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ измеряется в ФИ и после фазового преобразователя ФП поступает в усредняющий сумматор $\overline{\Sigma}$. Подробно работа блоков ФИ, ФП и $\overline{\Sigma}$ описана в [7].

На вход цифрового СФ $K(z)$ поступают дискретные отсчеты разности фаз $\Delta\Phi[n]$ с периодом равным периоду модуляции T_m. На выходе СФ формируется оценка высоты $\widehat{H}$, которая после масштабного преобразования с коэффициентом 1/μ, используется для получения сигнала автоподстройки ГОС $dt_0[n]$. В установившемся режиме сигнал $dt_0[n]$ соответствует времени задержки принимаемого сигнала на текущем периоде модуляции.

Стационарные линейные фильтры широко используются в системах ФАПЧ в качестве СФ. Аналоговыми прототипами цифрового СФ выбраны ста-

ционарные линейные фильтры с астатизмом 1-го и 2-го порядков, коэффициенты передачи (КП) которых соответственно равны

$$K(s)=\frac{k}{s(\tau s+1)}, \tag{1}$$

$$K(s)=\frac{k(\tau s+1)}{s^2}, \tag{2}$$

где k – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ, τ – постоянная времени. Параметры k и τ можно определить путем линеаризации полученного контура, задавая граничную частоту полосы пропускания и величину перерегулирования.

Несложно показать, что замкнутая система ФАПЧ при использовании фильтров с КП (1) и (2) эквивалентна колебательному звену с КП:

$$W(s)=\frac{\Omega_0^2}{s^2+2\xi\Omega_0 s+\Omega_0^2},$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания и ξ – коэффициент демпфирования, который может быть вычислен, если известна величина перерегулирования Δ. Задавая граничную частоту Ω_0 и перерегулирование Δ можно определить статический коэффициент усиления k и постоянную времени τ [7].

Синтез цифровых СФ выполнен в работе методом билинейного преобразования [8–11], в результате чего получены фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) с коэффициентом передачи $K(z)$, соответствующим прототипам (1) и (2).

Фильтр Калмана [12–14] находит широкое применение в задачах автоматического слежения, и его использование в системе ФАПЧ является закономерным [3].

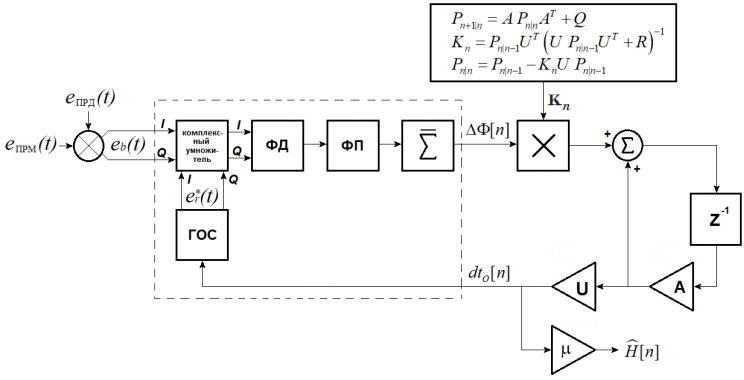


Рис. 2. Измерительный контур ФАПЧ с петлевым фильтром Калмана

Структурная схема измерительного контура ФАПЧ с петлевым фильтром Калмана представлена на рис. 2. Сигнал биений $e_b(t)$ в этой схеме формируется аналогично схеме на рис. 1. Блоки, выделенные пунктирной линией, идентичны блокам измерительного контура ФАПЧ с линейным стационарным фильтром.

Оценка высоты $\widehat{H}$ формируется масштабирующим усилителем с коэффициентом передачи μ из сигнала автоподстройки $dt_0[n]$. Сигнал $dt_0[n]$ в установившемся режиме всегда стремится к величине пропорциональной времени запаздывания принимаемых отраженных от поверхности колебаний.

Уравнения фильтра Калмана имеют вид [12]:

$$
\begin{aligned}
&x_{n|n-1} = A\ x_{n-1|n-1},\\
&x_{n|n} = x_{n|n-1} + K_n\left(y_n - U\ x_{n|n-1}\right),\\
&P_{n|n-1} = A\ P_{n-1|n-1}A^T + Q,\\
&K_n = P_{n|n-1}U^T\left(U\ P_{n|n-1}U^T + R\right)^{-1},\\
&P_{n|n} = P_{n|n-1} - K_n U\ P_{n|n-1},
\end{aligned}
$$

где вектор состояния

$$
x_{n|n} = \begin{pmatrix} \widehat{H}_n \\ \widehat{\dot{H}}_n \end{pmatrix},
$$

$\widehat{H}_n, \widehat{\dot{H}}_n$ – оценки текущей высоты и вертикальной скорости РВ; $x_{n|n-1}$ – экстраполированный вектор состояния; y_n – измерение высоты; A – матрица перехода

$$
A = \begin{pmatrix} 1 & T_m \\ 0 & 1 \end{pmatrix};
$$

U=[1 0] – матрица наблюдений; K_n – матрица коэффициентов усиления фильтра; $P_{n|n}$, $P_{n|n-1}$ – корреляционная и экстраполированная матрицы ошибок оценки; Q, R – корреляционные матрицы формирующего шума и шума наблюдений:

$$
Q = \begin{pmatrix} T_m^2/3 & T_m/2 \\ T_m/2 & 1 \end{pmatrix}\sigma_a^2 + \begin{pmatrix} \sigma_H^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, R = \left(\frac{c}{4\pi\Delta F}\right)^2 \frac{1}{q^2},
$$

где σ_H^2 – дисперсия высот шероховатости поверхности, σ_a^2 – дисперсии вертикального ускорения носителя РВ, которые вызваны влиянием условий полета РВ, q^2 – отношение сигнал/шум. При записи корреляционной матрицы формирующего шума Q была взята модель движения с ускорением типа белый шум [15], спектральная плотность которого равна σ_a^2/T_m. Уравнение для дисперсии

шумов наблюдения R учитывает, что дисперсия измерения разности фаз в ФИ обратно пропорциональна отношению сигнал/шум q^2.

Работа измерительного контура ФАПЧ с разными типами петлевых фильтров иллюстрируется переходными процессами (рис. 3). При моделировании контура ФАПЧ в работе были выбраны следующие сценарные параметры: H=75 м, T_m=1 мс, ΔF=200 МГц, Ω_0=2π×10 рад/с, Δ=0,3, σ_a=0,1 м/с2, σ_H=0,1 м, q^2=10 дБ.

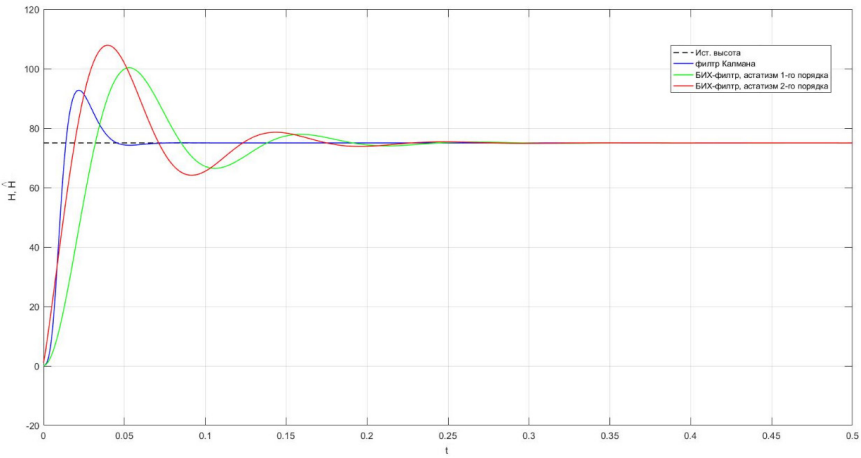


Рис. 3. Переходный процесс на выходе измерителя высоты при разных петлевых фильтрах

Из рис. 3 можно видеть, что в установившемся режиме оценка $\widehat{H}$, полученная измерительным контуром, во всех случаях устойчиво сходится к заданному значению высоты РВ. Статическая ошибка отсутствует. Медленнее всего затухает переходный процесс в контуре со стационарным фильтром и астатизмом 1-го порядка, что связано с более высокой инерционностью. Измерительный контур с фильтром Калмана выходит в установившийся режим при заданных параметрах значительно быстрее.

Динамическая и флюктуационная ошибки измерительного контура ФАПЧ

Чтобы получить количественную оценку динамических свойств измерительного контура ФАПЧ рассмотрим его работу в условиях, когда измеряемая высота непрерывно изменяется по гармоническому закону:

$$H(t) = H_0 + A_s \cdot \cos\left[\frac{2\pi V t}{P_s}\right],$$

где A_s и P_s – амплитуда и период шероховатостей поверхности; V – скорость носителя; H_0 – средняя высота. В первом приближении такое изменение высоты полета возможно при полете носителя над морской поверхностью.

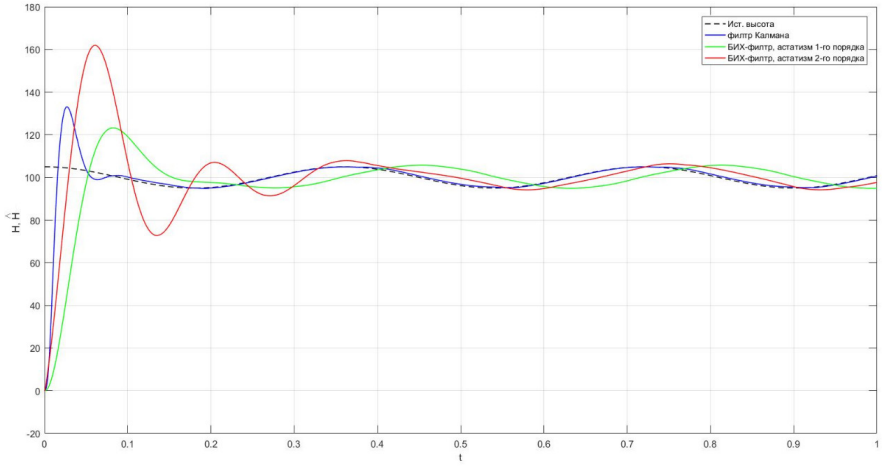


Рис. 4. Оценка высоты РВ при полете над гармонической шероховатой поверхностью

Так как процессы $H(t)$ и $\widehat{H}(t)$ гармонические и сдвинутые по фазе на постоянную величину времени динамического запаздывания, то мгновенное значение динамической ошибки $\Delta(t)$ тоже изменяется по гармоническому закону. Чтобы дать интегральную оценку динамической ошибки, определим ее как амплитуду этого гармонического процесса:

$$\Delta_{дин} = \max\left|H(t) - \widehat{H}(t)\right|.$$

При моделировании (рис. 4) были заданы следующие сценарные параметры: скорость носителя V=100 км/ч, средняя высота H_0=100 м, период волн P_s=10 м, амплитуда – A_s=5 м. Величина динамической ошибки оценки в измерительном контуре ФАПЧ при этом составила: $\Delta_{дин}$=2,67 м для фильтра с астатизмом 1-го порядка; $\Delta_{дин}$=1,39 м для фильтра с астатизмом 2-го порядка; $\Delta_{дин}$=0,86 м для фильтра Калмана.

Флюктуационная ошибка оценки высоты, в условиях приема отраженного сигнала на фоне шумов, определена в работе путем статистической обработки выборок результатов измерений, полученных в зависимости от отношения сигнал/шум (ОСШ) q^2. В результате моделирования получены соответствующие зависимости для смещения оценки b и среднеквадратического отклонения (СКО) σ, рис. 5*а*; 5*б*.

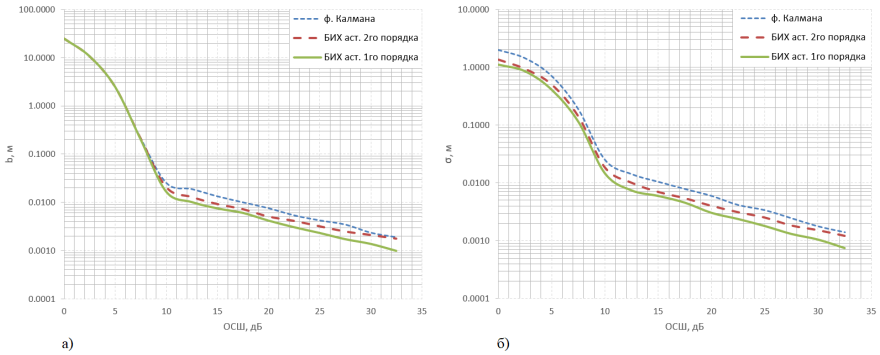


Рис. 5. Зависимости: а) смещения оценки b; б) СКО оценки σ от величины ОСШ q^2

Из графиков следует, что измерители высоты с различными сглаживающими фильтрами имеют примерно одинаковые статистические характеристики флюктуационных ошибок. Так при $q^2 \geq 10$ дБ: смещение и СКО оценок составляет менее 3 см.

Заключение

Проведенное исследование показало, что синтез петлевого фильтра в измерительном контуре ФАПЧ радиовысотомера непрерывного излучения в значительной степени влияет на точность оценки высоты. Наилучшим вариантом при выборе сглаживающего фильтра для замкнутого контура слежения является фильтр Калмана, использование которого дает меньшую динамическую ошибку по сравнению со стационарными линейными фильтрами.

Библиографический список

1. *Roland E.* Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation, and Applications. 4th ed. USA. Ohio: Blacklick McGraw-Hill, 1999.

2. *Shinnaka S.* A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals // 2007 Power Conversion Conference – Nagoya, 2007. P. 191–198.

3. *Xu W., Huang C., Jiang H.* Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2021. Vol. 70. P. 1–10.

4. *Jankirman M.* FMCW Radar Design. London: Artech House, 2018.

5. *Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И.* Теоретические основы радиовысотометрии / под ред. А. П. Жуковского. М.: Сов. Радио, 1979.

6. Радиовысотомер с непрерывным излучением и фазовой автоподстройкой опорного сигнала. Пат. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08) / Монаков А. А., Тарасенков А. А.

7. *Монаков А.А., Тарасенков А.А.* Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25б № 2. С. 54–63.

8. *Оппенгейм А., Шафер Р.* Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. / под ред. С. Ф. Боева. 3-е издание, испр. М: Техносфера, 2012.

9. *Сергиенко А. Б.* Цифровая обработка сигналов: учебник для ВУЗов / 2-е изд. СПб.: Питер, 2007.

10. *Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.* Цифровая обработка сигналов: справочник. М.: Радио и связь, 1985.

11. *Лэм Г.* Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация: пер. с англ. / под ред. И. Н. Теплюка. М: Мир, 1982.

12. *Монаков А. А.* Математическое моделирование радиотехнических систем: учебное пособие. СПб.: Лань, 2016.

13. *Symon D.* Optimal state estimation. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

14. Адаптивные фильтры / Грант П. М. [и др.]: пер. с англ. / под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 388 с.

15. *Bar-Shalom Y., Kirubarajan T., Li X.-R.* Estimation with Applications to Tracking and Navigation. USA: John Wiley & Sons, Inc., 2002.

УДК 621.396.99

Д. А. Музафаров*
студент
Т. И. Тагаев*
студент
Г. А. Бабанин*
студент
А. Я. Авраменко*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО МЕТОДА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ

Рассмотрены основные способы определения координат в моноимпульсных системах, рассмотрена радиолокационная ситуация многолучевого распространения сигнала в случае маловысотного летательного радиолокационного объекта. Приведены основные математические выражения, описывающие принцип работы рассмотренного в работе амплитудного моноимпульсного метода, проведено моделирование такой системы и в качестве результата приведены графики работы такого метода.
Ключевые слова: радиолокация, угловые координаты, низколетящая цель, алгоритмы сверхразрешения.

D. A. Muzafarov*
Student
T. I. Tagaev*
Student
G. A. Babanin*
Student
A. Y. Avramenko*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

USING THE AMPLITUDE MONOPULSE METHOD TO DETERMINE THE ANGULAR COORDINATES OF LOW-FLYING TARGETS

The main methods of determining coordinates in monopulse systems are considered, the radar situation of multipath signal propagation in the case of a low-altitude flying radar object is considered. The basic mathematical expressions describing the principle of operation of the amplitude monopulse method considered in the work are given, modeling of such a system is carried out and as a result, graphs of the operation of such a method are given.
Keywords: radar, angular coordinates, low-flying target, over-resolution algorithms.

Введение

Задача определения координат радиолокационной, в частности, низколетящей цели состоит в оценке направления прихода электромагнитной волны на приемную антенную решетку. Известно [1], что для определения направления прихода плоской волны необходимо построить нормаль к волновому фронту. Но проблемы с построением нормали к поверхности равных фаз заключается в том, что сигналы, отраженные по прямой видимости, и сигналы, отраженные от подстилающей поверхности, достаточно сильно коррелированы. Поэтому фазовый фронт в раскрыве антенной решетки получается «изрезанный». Следовательно, алгоритмы обработки радиолокационных станций (РЛС) не могут определить точное направление прихода электромагнитной волны и построить нормаль к получаемому фазовому фронту. Именно из-за этого происходит дрожание цели на индикаторах РЛС либо отметка о цели отображается ниже горизонта. Необходимо разрешать отраженные сигналы друг от друга. Разрешение отраженных сигналов, в свою очередь, ограничено своей физической природой, а именно – критерием Релея. Существуют алгоритмы, позволяющие разрешать цели сверх релеевского критерия, за счет математических операций с входными данными, формирующимися на выходе цифровой антенной решетки. Речь идет об алгоритмах: Кейпона, теплового шума, максимума энтропии, ESPRIT, MUSIC, адаптивного углового отклика (алгоритм Релея) и других. Прежде чем переходить к таким алгоритмам, необходимо рассмотреть радиолокационную ситуацию, не включая работу алгоритмов сверхразрешения.

Существует три метода определения координат в моноимпульсных системах [2], все они представлены на рис. 1.

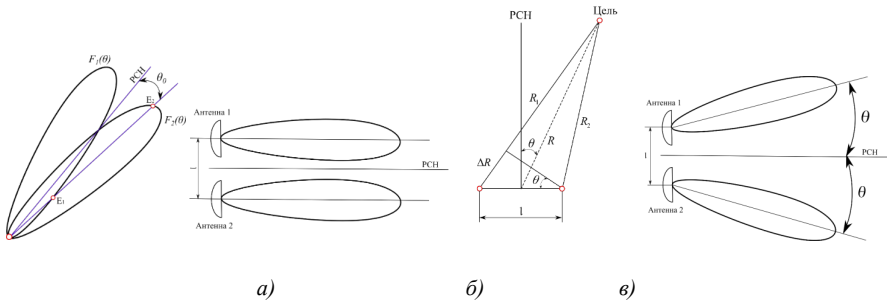


Рис. 1. Способы определения координат в моноимпульсных системах: а) амплитудный; б) фазовый; в) комплексный

Для решения нашей задачи отлично подходит амплитудный способ измерения угловых координат. Так как нас не интересуют боковые лепестки каждой из диаграмм направленностей, то в математической модели мы можем пренебречь ими и задать диаграммы направленности с помощью нормального гауссовского распределения. Их пересечение будет находится по уровню половины

их мощности. Математически диаграммы направленности задаются следующими формулами.

$$F_1(\theta) = F(\theta_0 - \theta) \quad (1)$$

$$F_2(\theta) = F(\theta_0 + \theta) \quad (2)$$

где θ_0 – угловое положение равносигнального направления (РНС); θ – угловой отступ максимума диаграммы направленности от РНС.

Графическое отображение диаграмм направленностей можно увидеть на рис. 2.

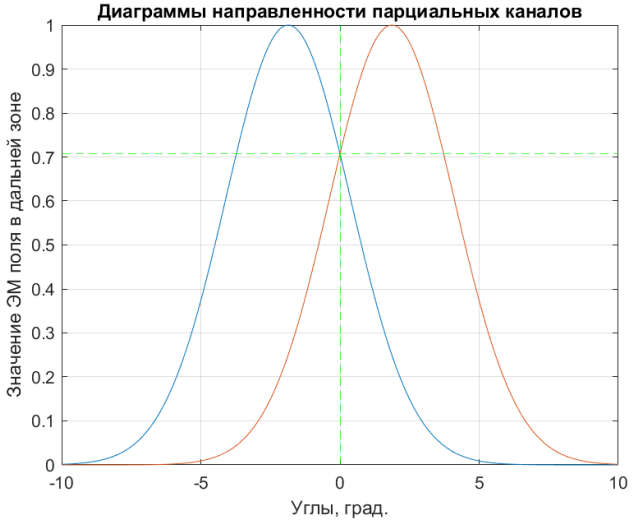


Рис. 2. *Диаграммы направленности парциальных каналов*

При одной радиолокационной цели суммарно-разностный моноимпульсный измеритель угловых координат будет работать следующим образом: на каждый из каналов, имеющих собственную диаграмму направленности, поступает сигнал. С выхода каждого канала выходит напряжение, умноженное на свой весовой коэффициент. Весовой коэффициент зависит от аргумента функции диаграммы направленности, а именно от угла прихода сигнала α.

$$U(\alpha) = \frac{U(f_1(\alpha) - f_2(\alpha))}{U(f_1(\alpha) + f_2(\alpha))} \quad (3)$$

где U – амплитуда приходящего сигнала; α – угол, с которого приходит сигнал.

Важно понимать, что при измерении угловых координат с помощью моноимпульсного измерителя необходимо находится в пределах рабочей линей-

ной зоны, так как ошибки минимальны в окрестности РНС и увеличиваются по мере удаления от РНС. Наглядно это можно наблюдать на рис. 3.

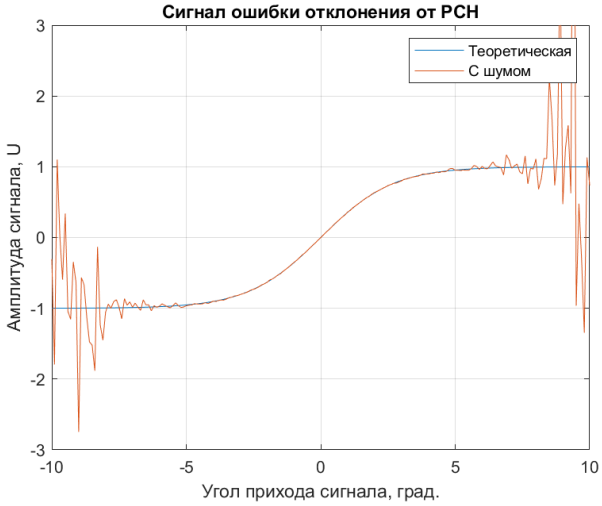


Рис. 3. Сигнал ошибки отклонения от РНС в зависимости от угла прихода сигнала

Все, что было описано выше, работало только при условии наличия только одной цели. При наличии двух целей работа алгоритма меняется. Рассмотрим случай пеленгации воздушного судна малой авиации, совершающего несанкционированный полет вдоль русла реки. Допустим, что в этой ситуации само воздушное судно и системы контроля и управления воздушным движением расположены в пространстве следующим образом: маловысотный летательный аппарат летит над подстилающей поверхностью на высоте H (15 метров) перпендикулярно плоскости антенной решетки РЛС, при чем фазовый центр антенны расположен на высоте h (25 метров). Радиолокационная станция обнаружения и определения координат находится на расстоянии D (10 километров) от низколетящей радиолокационной цели. Также для более точного моделирования, приближенного к реальным условиям, примем среднеквадратичное отклонение (СКО) высот подстилающей поверхности равное 2 м. Данная ситуация представлена на рис. 4.

При таких условиях сигнал, отраженный от подстилающей поверхности и сигнал, отраженный по прямой видимости практически идентичны по амплитуде, соответственно в формуле расчета сигнала ошибки не была учтена амплитуда принятых сигналов. Формула ошибки рассогласования с РСН:

$$U(\theta)=\left[F_1(\theta_0-\theta_1)-F_2(\theta_0+\theta_1)\right]+\left[F_1(\theta_0-\theta_2)-F_2(\theta_0+\theta_2)\right] \qquad (4)$$

где θ_0 – равносигнальное направление; θ_1 – угол прихода первой цели; θ_2 – угол прихода второй цели.

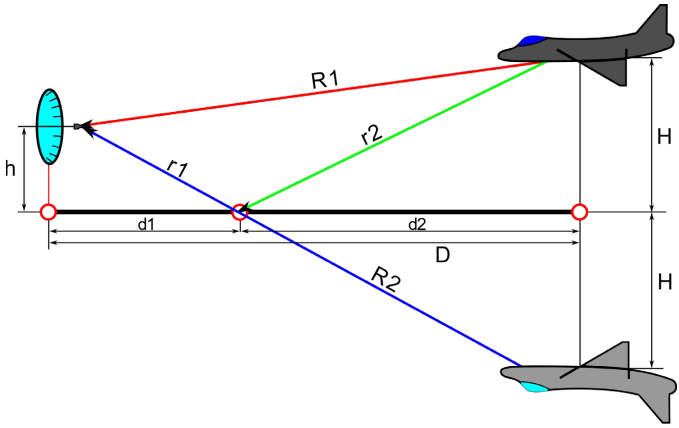


Рис. 4. Рассматриваемая радиолокационная ситуация

На рис. 5 представлена зависимость значения сигнала ошибки от угла прихода сигнала, отраженного от подстилающей поверхности, при заданном угле прихода сигнала по прямой видимости.

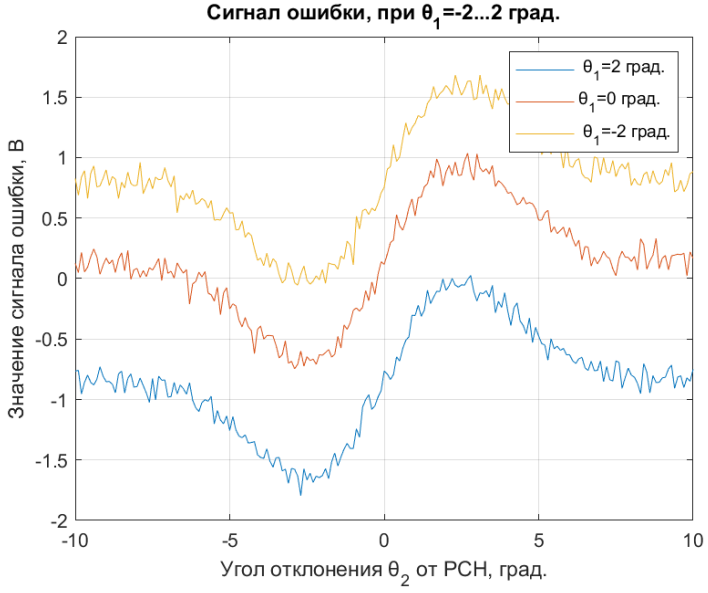


Рис. 5. Зависимость от углов прихода каждого сигнала

По последней зависимости можно сделать вывод о том, что амплитудный моноимпульсный способ не позволяет сопровождать две и более целей, так как сигнал ошибки, отвечающий за сдвиг РСН, при одинаковых амплитудах приходящих сигналов будет указывать на средний угол между двумя радиолокационными целями. В нашем случае это низколетящая цель и ее антипод [3].

Библиографический список

1. *Манохин Г.О., Гельцер А.А., Рогожников Е.В.* Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счет параметрических методов обработки сигналов // Вестник СибГУТИ. Новосибирск: Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнева, 2015. С. 15–23.

2. *Леонов А.И., Фомичев К.И.* Моноимпульсная радиолокация. 2-е изд. М: Радио и связь, 1984. 312 с.

3 *Zhizhang C., Gopal G., Yiqiang Y.* Introduction to Direction-of-Arrival Estimation. 1st ed. Norwood: ARTECH HOUSE, 2010. 195 с.

УДК 621.396.96

В. А. Ненашев*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЭХО-СИГНАЛА В МАЛОГАБАРИТНЫХ БОРТОВЫХ РЛС

Рассмотрена процедура, реализующая восстановление радиолокационных оцифрованных данных в приемном тракте малогабаритных бортовых РЛС на основе метода интерполяции данных для повышения разрешения радиолокационных изображений при их формировании. Для решения указанной задачи рассматривается процесс восстановления радиолокационных данных в математическом понимании на примере существующих идей и методов интерполяции. Делается вывод о целесообразности применения процедуры интерполяции с точки зрения практического применения для решения задачи повышения разрешения у формируемого радиолокационного изображения.
Ключевые слова: дистанционное зондирование земной поверхности, интерполяция, радиолокационный сигнал, малогабаритные бортовые РЛС, высокое разрешение.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 22-79-00303).

V. A. Nenashev*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

INCREASING THE RESOLUTION OF A RADAR IMAGE BASED ON ECHO SIGNAL INTERPOLATION IN SMALL-SIZED AIRBORNE RADARS

In this paper, we consider a procedure that implements the reconstruction of radar digitized data in the receiving path of small-sized airborne radars based on the data interpolation method to increase the resolution of radar images during their formation. To solve this problem, the process of reconstructing radar data in the mathematical sense is considered using the example of existing ideas and methods of interpolation. The conclusion is made about the expediency of using the interpolation procedure from the point of view of practical application for solving the problem of increasing the resolution of the generated radar image.
Keywords: remote sensing of the earth's surface, interpolation, radar signal, small-sized airborne radars, high resolution.

Введение

Современные требования, предъявляемые к малогабаритным бортовым радиолокационным системам (МБРЛС) оперативного мониторинга, с каждым годом возрастают [1–10]. Решение задачи их повышения лежит в области разработки и исследования новых радиолокационных методов и подходов, способных качественно повысить разрешение формируемого радиолокационного

изображения (РЛИ). Это повышение разрешения РЛИ можно получить, используя методы интерполяции радиолокационных оцифрованных данных эхо-сигнала в приемном тракте МБРЛС. Решение этой задачи может быть получено на основе применения интерполяционной функции с ядром $\sin(x)/x$.

$$X = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \frac{\sin(t\Delta - k\pi)}{t\Delta - k\pi}, x_k = x\left(\frac{k\pi}{\Delta}\right) \quad (1)$$

По отсчетам значений аналогового сигнала в дискретные моменты времени с частотой дискретизации, равной удвоенной наивысшей частоте в спектре сигнала, можно точно восстановить значения сигнала в любой момент времени. Функция $\sin(x)/x$, как и дельта-функция, обладает фильтрующим свойством, т.е. интегральная свертка этой функции с произвольным сигналом $x(t)$ выделяет значение сигнала при том значении аргумента, при котором аргумент дельта-функции обращается в нуль. Выражение (1) верно только для сигналов с конечной энергией [1].

Процедура интерполяции входного радиолокационного сигнала в приемном тракте МБРЛС

Принятый аппаратурой МБРЛС эхо-сигнал попадает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) [6, 8] и далее поступает на вход блока программной обработки, где реализуется процесс его восстановления – повышения дискретизации интерполяционным методом. При этом вносить изменения в конструкции аппаратуры приема или АЦП МБРЛС не требуется.

Чтобы повысить частоту дискретизации принятого сигнала на целочисленный множитель, необходимо интерполировать значения между отсчетами этого исходного оцифрованного сигнала. Для этого смоделирован сигнал с высокой частотой дискретизации для имитации «непрерывного» сигнала, и из него получен оцифрованный сигнал для демонстрации процесса его восстановления (рис. 1).

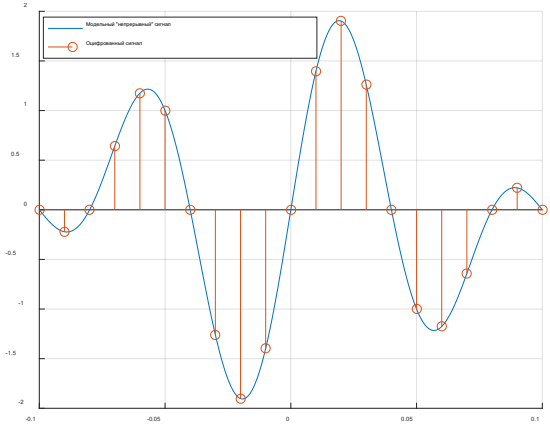


Рис. 1. Модельный «непрерывный» сигнал и его оцифрованный вариант

Таким образом, интерполяционная формула с $\sin(x)/x$ может быть применима и для восстановления дискретного сигнала с ограниченной полосой частотного спектра. Математическое выражение следующее:

$$x_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \frac{\mathrm{sinc}(t - kT)}{T}. \qquad (2)$$

Суть выражения (2) заключается в том, что каждый цифровой отсчет эхосигнала взвешивает вариант функции *sinc*, сдвинутой к местоположению этой точки выборки по оси времени. Сумма этих взвешиваний и формирует «непрерывный» сигнал $x_c(t)$.

Следует заметить, что вклад в значения формируемой выборки $x_c(t)$ при $t=kT$ вносит только k-я с *sinc*-функция, в то время как другие *sinc*-функции имеют нулевое значение в этой точке выборки, но вносят вклад в восстановленный сигнал $x_c(t)$ между исходными значениями точек выборки (рис. 2).

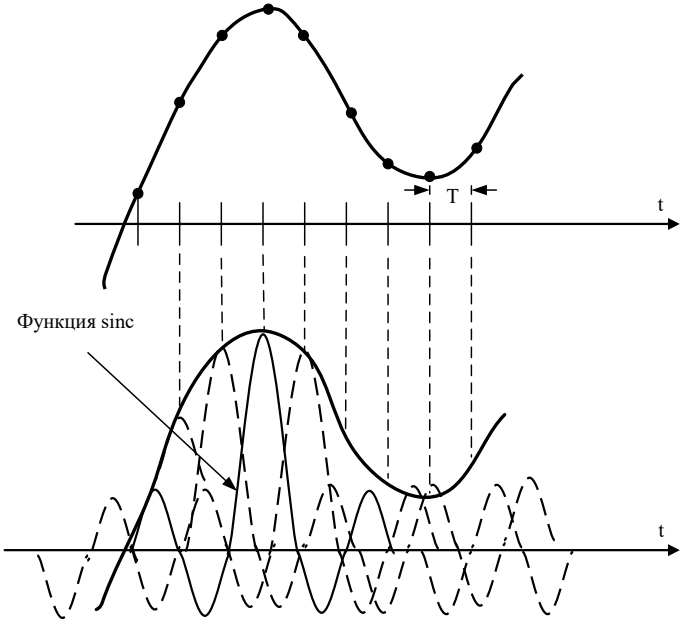
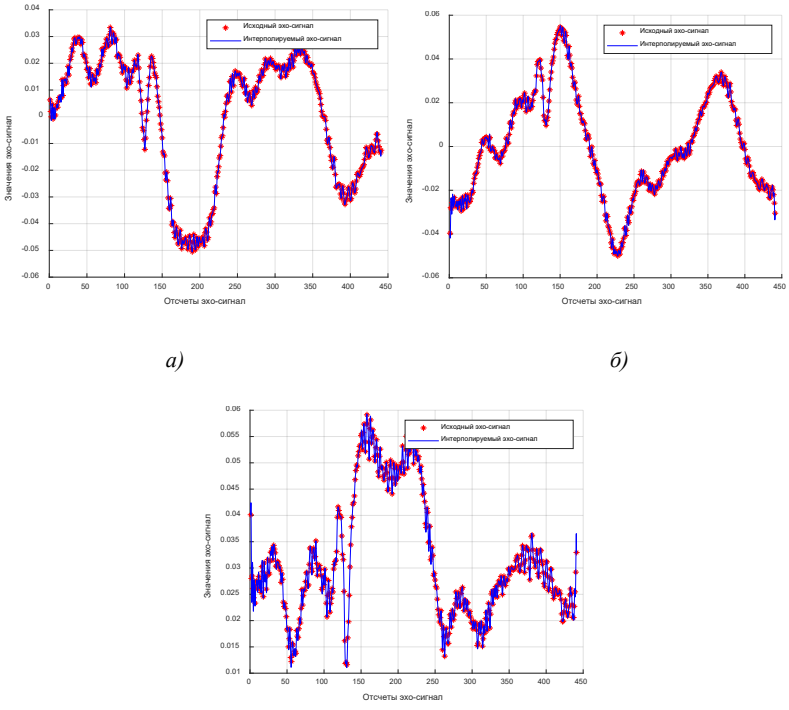


Рис. 2. Восстановление дискретного эхо-сигнала по оцифрованной выборке

Таким образом, чтобы получить значения «непрерывного» сигнала $x_c(t)$ в конкретных точках выборки отсчетов из оцифрованной последовательности следует воспользоваться выражением (2), которое обеспечивает процедуру повышения дискретизации входного сигнала после блока АЦП.

Эксперименты по интерполяции эхо-сигнала, отраженного от земной поверхности

Покажем возможность реализации процедуры интерполяции эхо-сигнала на примере реального радиолокационного сигнала. На рис. 3*а*–3*в* представлен сигнал во временной области, отраженный от земной поверхности – и его восстановленная версия. Количество отсчетов принятого оцифрованного эхо-сигнала составляет 441 значений. На выходе процедуры интерполяции это значение было увеличено в 10 раз. Поскольку радиолокационные данные представлены в виде наборов комплексных чисел, то необходимо было отдельно интерполировать реальную (рис. 3*а*) и мнимую части (рис. 3*б*) эхо-сигнала, а также вычислить модуль комплексного эхо-сигнала (рис. 3*в*). Далее интерполируемый и исходный сигналы представлены на рис. 3*а*–3*в*.



а) *б)*

в)

Рис. 3. Радиолокационный сигнал, отраженный от земной поверхности: а) реальная часть эхо-сигнала; б) мнимая часть эхо-сигнала; в) модуль эхо-сигнала

Сопоставление графиков интерполируемого и исходного эхо-сигнала реальной (рис. 3*а*), мнимой (рис. 3*б*) частей и модуля комплексного сигнала

(рис. 3*в*) показали возможность восстановления таким образом наблюдаемого оцифрованного сигнала до практически реального. Далее интерполируемые данные после процесса формирования РЛИ выводятся в виде значения яркости на индикаторе оператора.

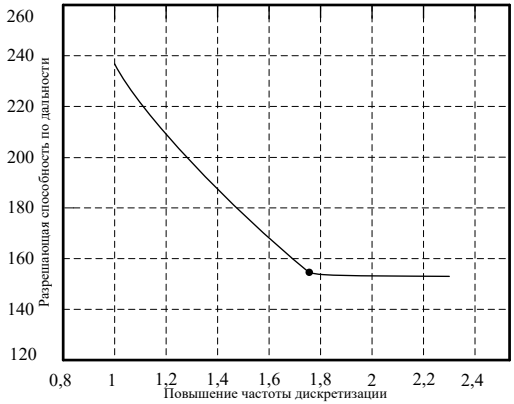


Рис. 4. Зависимость разрешающей способности по дальности от fd

Результаты повышения частоты дискретизации оцифрованного эхо-сигнала f_d (рис. 4) показывают, что при ее увеличении в 1,78 раз по сравнению с частотой, наблюдаемой на выходе АЦП, разрешающая способность возрастет примерно в 1,487 раза. Повышение f_d частоты более чем в 1,78 раз не приводит к увеличению разрешающей способности по дальности (рис. 4).

Таким образом можно сделать вывод о целесообразности применения интерполяционной *sinc*-функции для восстановления эхо-сигнала и повышения разрешения формируемого РЛИ.

Заключение

На основе введения в процесс обработки процедуры интерполяции для оцифрованного радиолокационного эхо-сигнала МБРЛС осуществляется повышение разрешения РЛИ при их формировании. В работе рассмотрен процесс восстановления оцифрованного сигнала через интерполяционную функцию. Приводится сопоставление оцифрованного эхо-сигнала, наблюдаемого после блока АЦП, и восстановленного сигнала после применения интерполяционной процедуры. Делается вывод о целесообразности применения такой программной обработки с точки зрения практического применения для решения задачи повышения разрешения у формируемого РЛИ в МБРЛС.

Библиографический список

1. *Левин Б.Р., Шварц В.* Вероятностные модели и методы в системах связи и управления. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

2. *Верба В.С.* Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч.3. М.: Радиотехника, 2010. 472 с.

3. *Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г.* Многофункциональные радиолокационные системы. М.: Дрофа, 2007.

4. *Кондратенков Г.С.* Авиационные системы радиовидения. М.: Радиотехника, 2015. 648 с.

5. *Ненашев В.А., Сенцов А.А., Куюмчев Г.В.* Моделирование процесса формирования радиолокационного изображения высокого разрешения в бортовых РЛС с синтезированной апертурой // Вопросы радиоэлектроники. 2013. Т. 2, № 3. С. 48–56.

6. *Блаунштейн Н.Ш., Сергеев М.Б., Шепета А.П.* Прикладные аспекты электродинамики. СПб.: Аграф+, 2016. 272 с.

7. *Shepeta A. P., Nenashev V. A.* Modeling algorithm for SAR image based on fluctuations of echo signal of the Earth's surface // Proc. of SPIE Remote Sensing. Toulouse, France, 2015.

8. *Подоплекин Ю. Ф., Шепета Д. А., Ненашев В. А.* Моделирование входных сигналов бортовой РЛС, обусловленных отражениями зондирующего сигнала от подстилающих поверхностей земли и моря // Морской вестник. 2016. № 4. С. 69–71.

9. Радиолокационные системы авиационно-космического мониторинга земной поверхности и воздушного пространства / В.С. Верба, Б.Г. Татарский, В.И. Меркулов [и др.]; под ред. В.С. Вербы, Б.Г. Татарского. Монография. М.: Радиотехника, 2014. 576 с.

10. *Ненашев В.А., Сергеев А.М., Васильев И.А.* Моделирование сложных кодо-модулированных сигналов для современных систем обнаружения и передачи информации // Научная сессия ГУАП: сб. докл. науч. сессии СПб.: ГУАП, 2019. С. 413–417.

УДК 629.735.33

О. В. Опалихина*
кандидат технических наук, доцент
М. Г. Дерюжов*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ

Рассмотрены прикладные аспекты цифровой обработки информационных параметров, связанные с реализацией алгоритма быстрого дискретного преобразования Фурье (БПФ). Алгоритм использует прореживание отсчетов входных данных по времени. В зависимости от объема и сложности вычислений формируются четырех- и восьмиточечные последовательности. Для повышения помехозащищенности информационного канала проводится проверка кода на четность. Для уменьшения уязвимости информационного канала передаваемая кодовая комбинация суммируется по модулю два с М-последовательностью максимальной длины. При цифровой фильтрации информационных параметров используются сглаживающие окна Хэмминга.
Ключевые слова: БПФ, отсчеты входных данных, уязвимость информационного канала, окна Хэмминга.

O. V. Opalikhina*
PhD, Tech., Associate Professor
M. G. Deruzhev*
Student
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ALGORITHM FOR OPTIMAL PROCESSING OF INFORMATION PARAMETERS

The article describes the applied aspects of digital processing of information parameters related to the implementation of the fast discrete Fourier transform (FFT) algorithm. The algorithm uses thinning of the input data samples by time. Depending on the volume and complexity of calculations, four- and eight-point sequences are formed. To increase the noise immunity of the information channel, the code is checked for parity. To reduce the vulnerability of the information channel, the transmitted code combination is summed modulo two with an M-sequence of maximum length. When digitally filtering information parameters, Hamming smoothing windows are used.
Keywords: FFT, input data samples, vulnerability of the information channel, Hamming windows.

Введение

В сельском хозяйстве активно используются беспилотные летательные аппараты (БПЛА) для решения прикладных задач поиска и контроля за перемещением животных, мониторинга сельхозугодий, оценки локализации пожаров.

В представленной статье рассмотрены прикладные аспекты цифровой обработки информационных параметров БПЛА, связанные с реализацией алго-

ритма БПФ. БПФ широко применяется для спектрального анализа данных [1, 2]. Прикладные математические программы используют встроенные функции БПФ. Однако применение встроенных алгоритмов не позволяет убрать искажения, связанные с наличием паразитных составляющих в спектре информационного сигнала. Существующие алгоритмы работают с одной заданной точечной реализацией последовательности отсчетов. Поэтому разработка адаптивного алгоритма, позволяющего сократить объем вычислений, увеличить быстродействие системы, сгладить искажения информационных параметров и изменить точечную структуру, весьма актуальна.

Моделирование точечных последовательностей

Общее число вычислений дискретного преобразования Фурье (ДПФ) m можно рассчитать по формуле

$$m=log_2N,$$

где N – число точек исходной последовательности $x(nT)$, n=1,2, …, N–1.

При использовании БПФ их число сокращается в N/ log_2N раз. При N=10000 получим вместо $log_2[N]$=13,2877 вычислений обычного ДПФ $N/log_2[N]$=752,575 операций БПФ. Благодаря данному свойству БПФ нашло широкое применение при спектральном анализе информационных параметров.

Для реализации алгоритма БПФ с прореживанием по времени следует разбить исходную последовательность на четные $x_ч(nT)$ и нечетные $x_{нч}(nT)$ члены, получим следующие формулы [1, 2]

$$x_ч(nT)=x(2nT), n=0,1,2...N/2-1,$$
$$x_{нч}(nT)=x((2n+1)T), n=0,1,2...N/2-1. \quad (1)$$

Дискретное преобразование Фурье запишется как

$$F(k)=\sum_{n=0}^{N-1}x(nT)W_N^{kn}=\sum_{n=0}^{N/2-1}x_ч(nT)W_N^{kn}+\sum_{n=0}^{N/2-1}x_{нч}(nT)W_N^{(2n+1)k}. \quad (2)$$

Учитывая формулы (1), (2), и выражение для поворачивающего множителя $W_N{}^2$

$$W_N^2=\left(e^{-j\frac{2\pi}{N}}\right)^2=e^{\frac{-j2\pi}{N/2}}=W_{N/2},$$

спектр информационного сигнала будет равен

$$F(k)=\sum_{n=0}^{N/2-1}x_ч(nT)W_{N/2}^{kn}+\sum_{n=0}^{N/2-1}x_{нч}(nT)W_{N/2}^{kn}=F_ч(k)+W_N^kF_{нч}(k), \quad (3)$$

где $F_ч(k)$, $F_{нч}(k)$ – ДПФ N/2 точечных последовательностей.

Учитывая, что функции $F_ч(k)$, $F_{нч}(k)$ имеют период N/2, выражение (3) примет вид

$$F(k+N/2)=F_{ч}(k+N/2)+W_N^{k+N/2}F_{нч}(k+N/2)=F_{ч}(k)-W_N^{k}F_{нч}(k),$$

$$W_N^{k+N/2}=e^{-j\frac{2\pi(k+N/2)}{N}}=e^{-j\frac{2\pi k}{N}}e^{-j\pi}=-W_N^{k}.$$

Теперь запишем выражения, которые являются основой алгоритма БПФ и образуют так называемую «бабочку»

$$F(k)=\begin{cases}F_{ч}(k)+W_N^{k}F_{нч}(k),k=0,1,...,N/2-1,\\F_{ч}(k)-W_N^{k}F_{нч}(k),k=N/2,N/2+1,...,N-1.\end{cases} \quad (4)$$

Выражение (4) можно адаптировать для четырех- и восьмиточечных последовательностей (рис. 1; 2), причем восьмиточечная модель может рассматриваться как совокупность двух четырехточечных, одна из которых содержит четыре четных, другая четыре нечетных элемента:

$$F_{ч}(k)\begin{cases}F_{чч}(k)+W_N^{2k}F_{нч}(k),k=0,1,...,N/4-1,\\F_{чч}(k)-W_N^{2k}F_{нч}(k),k=N/4,N/4+1,...,N/2-1,\end{cases}$$

$$F_{нч}(k)\begin{cases}F_{чн}(k)+W_N^{2k}F_{нн}(k),k=0,1,...,N/4-1,\\F_{чн}(k)-W_N^{2k}F_{нн}(k),k=N/4,N/4+1,...,N/2-1.\end{cases} \quad (5)$$

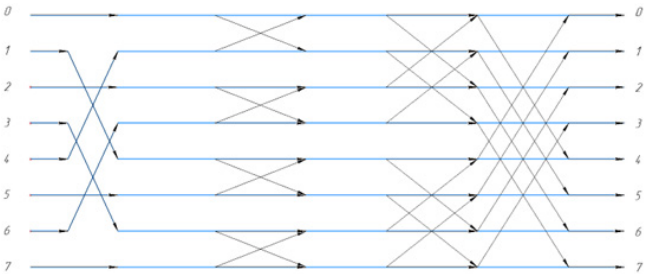


Рис. 1. Формирование восьмиточечной «бабочки»

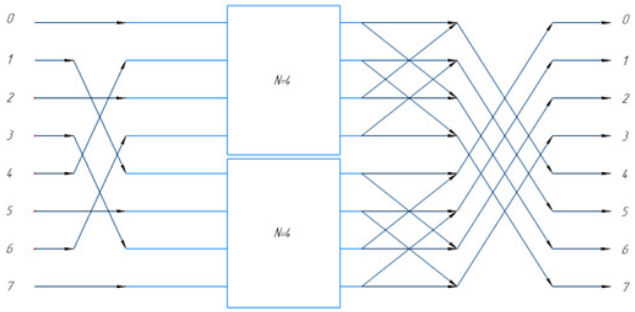


Рис. 2. Совокупность двух четырехточечных моделей

Подобное разбиение (5) позволяет использовать один алгоритм для последовательностей различной длины N. Общее число вычислений БПФ при N=4 и N=8 равно: $m = log_2 4 = 2$, $m = log_2 8 = 3$.

Модель информационного сигнала

Для описания входных информационных параметров зададим n-мерный вектор состояния системы X [3–6]

$$X[n+1] = AX[n] + B\varepsilon_1[n],$$

где A, B — заданные матрицы коэффициентов размерностей nxn и nxr; X[n], X[n+1] —эволюция модели; ε_1 — r-мерный векторный случайный процесс, определяющий неконтролируемые помехи информационного канала.

Для описания результатов наблюдения за системой зададим m-мерный вектор наблюдения Y

$$Y[n] = CX[n] + \varepsilon_2[n],$$

где C — заданная матрица коэффициентов размерности nxm; ε_2 — m-мерный векторный случайный процесс, определяющий помехи измерительного устройства.

Сканирование поверхности осуществляется передающей антенной (рис. 3).

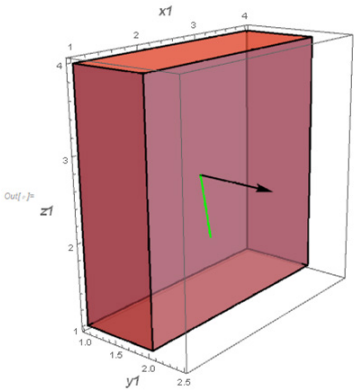


Рис. 3. Сканирование поверхности

Коэффициент направленного действия антенны КНД определяется относительно нормали к поверхности

$$КНД = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi}\int_0^{2\pi} F^2(\theta,\varphi)\sin\theta\, d\theta\, d\varphi}.$$

Поле излучения от каждого элемента dz с учетом расстояния до точки наблюдения r можно рассчитать, используя выражение

$$d\dot{E}_m = i\frac{I_z k z_0}{4\pi}\sin\theta\frac{e^{-ikr}}{r}dz,$$

где e^{-ikr}— множитель, определяющий фазу поля в точке наблюдения, указывает на изменение фазу при изменении расстояния r; z_0 — волновое сопротивление.

Входные параметры могут быть представлены пилообразным сигналом или колоколообразными импульсами малой длительности (рис. 4).

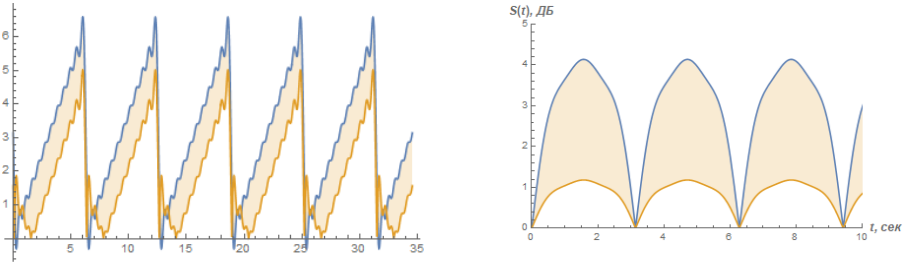


Рис. 4. Модели информационного сигнала

Для реализации алгоритма запишем следующий код:

```
In[ ]:= FindGeoLocation[]
Association[H, м; t, сек]
H = RandomInteger[{20, 1000}, 10]
filter = Abs[KalmanFilter[MAProcess[{3.0}, 1], H]]
win = Array[HammingWindow, Length[filter], {-1/2, 1/2}]
Print[{H, KalmanFilter[MAProcess[{3.0}, 1], H],
ListLinePlot[{filter, H}, Filling -> {2 -> {1}},
 PlotLegends -> {“данные”, “фильтр”},
 AxesLabel -> (Style[#, 12, Bold, Italic] & /@ {“t, сек”, “H, м”}),
 AxesOrigin -> {0, 0}]}]
H2 = Block[{I = %}, {List[a = 1000 – H, H1 = Abs[a]]}]
H1 =.;
w = Abs[Fourier[%]*HammingWindow[Real[%]];
Plot[Evaluate[
Abs[ListFourierSequenceTransform[#, n]]&/@{filter, win}], {n, 0, 1024}]
Out[ ]= GeoPosition[{48.83, 2.41}]
```

```
{0.474536 HammingWindow[
   Real[{0.562427, -0.471071, -1.23036, -0.118903, 0.939349, 0.0277576, ··· 244 ···,
     0.631217, 0.49713, -1.0331, -1.16028, 0.486927, 1.49963}]], ··· 254 ···, ··· 1 ···}
large output   show less   show more   show all   set size limit...
```

Алгоритм позволяет обрабатывать данные в реальном масштабе времени. Для выделения информационных параметров используется рекурсивный фильтр Калмана-Бьюси, спектральный анализ сигнала осуществляется с помощью БПФ. Алгоритм адаптирован для четырех- и восьмиточечных последовательностей. Для устранения паразитных составляющих используется сглаживающее временное окно Хэмминга (рис. 5; 6).

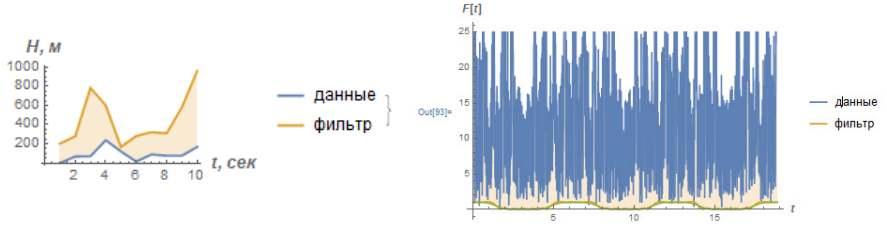


Рис. 5. Выделение информационной составляющей

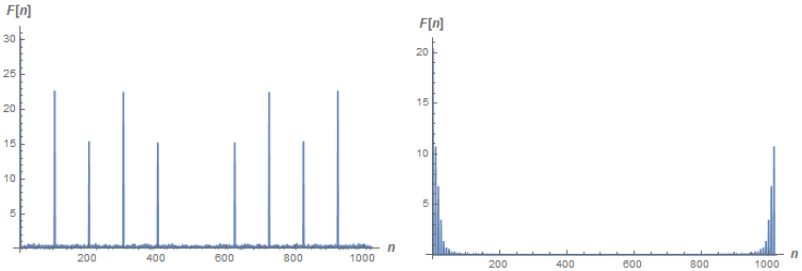


Рис. 6. Подавление паразитных составляющих в спектре информационного сигнала

Для повышения помехозащищенности информационного канала проводится проверка кода на четность [4–9]. Для этого используется логическая операция суммы по модулю 2 передаваемой двоичной кодовой последовательности: Xor[10110]=1. К числу 10110 добавляется еще один разряд, в который записывается 1: 101101. Если при передаче числа изменился, например, четвертый разряд (101001), то нечетное количество единиц в принятой кодовой комбинации укажет на ошибку. Для уменьшения уязвимости информационного канала передаваемая кодовая комбинация суммируется по модулю два с *M*-последовательностью максимальной длины. Запишем следующий код:

```
In[ ]:= H = RandomInteger[{20, 1000}, 10]
IntegerString[%, 2] // InputForm
M = 100011110101100;
H1 = IntegerString[BitXor[H, M], 2] // MatrixForm
VerificationTest[IntegerString[{data}, 2]]
```

Out[ ]={"1110111010", "10110101", "1001110100", "1110000010", "100111", "1101001111", "1000000110", "1001000010", "10101010", "1101110001"}

Оценка вычислительных ошибок алгоритма БПФ

Известно, что точность алгоритма БПФ определяется как длиной преобразования N, так и разрядностью представляемых чисел p [2]. Разрядность p можно определить по формуле

$$p \approx \frac{m + \log_2 5 - \log_2 \frac{E_1}{E_2}}{2},$$

где E_1 — среднеквадратическое значение ошибки, E_2 — среднеквадратическое значение выходного сигнала, $m=log_24=2$, $m=log_28=3$.

Зная разрядность p, можно рассчитать точность Δ алгоритма БПФ (таблица)

$$\Delta = \frac{E_1}{E_2} = 5N \cdot 2^{-2p}.$$

Среднеквадратическое значение суммарной ошибки, определяемой округлением и масштабированием, определяется как

$$\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} E\left(\left|e(k)\right|^2\right) = \frac{2^{-2p}}{3} \cdot \left(5N^2 - 4mN - 3N\right). \qquad (6)$$

Для четырехточечной последовательности формула (6) примет вид

$$\frac{1}{4}\sum_{k=0}^{3} E\left(\left|e(k)\right|^2\right) = \frac{2^{-2p}}{3} \cdot \left(5 \cdot 4^2 - 4 \cdot 2 \cdot 4 - 3 \cdot 4\right) = \frac{2^{-2p}}{3} \cdot 36.$$

Для восьмиточечной последовательности формула (6) запишется как

$$\frac{1}{8}\sum_{k=0}^{7} E\left(\left|e(k)\right|^2\right) = \frac{2^{-2p}}{3} \cdot \left(5 \cdot 8^2 - 4 \cdot 3 \cdot 8 - 3 \cdot 8\right) = \frac{2^{-2p}}{3} \cdot 200.$$

Расчет точности алгоритма БПФ

Десятичное представление числа	Двоичное представление числа	Среднеквадратическое значение суммарной ошибки, p = 4,8	Точность алгоритма Δ, p = 4,8
четырехточечная последовательность			
0	0000	0	0
1	0001	0.046875	0.078125
2	0010	0.046875	0.000305176
3	0011	0.000183105	0.000305176
восьмиточечная последовательность			
0	0000	0	0
1	0001	0.260417	0.15625
2	0010	0.260417	0.15625

Десятичное представление числа	Двоичное представление числа	Среднеквадратическое значение суммарной ошибки, $p = 4{,}8$	Точность алгоритма Δ, $p = 4{,}8$
3	0011	0.260417	0.15625
4	0100	0	0.000610352
5	0101	0.00101725	0.000610352
6	0110	0.00101725	0.000610352
7	0111	0.00101725	0.000610352

Заключение

Математическое моделирование показало, что предлагаемый алгоритм БПФ адаптирован для четырех- и восьмиточечных последовательностей. Изменение точечной структуры позволяет сократить объем вычислений. Переход от четырехточечной к восьмиточечной модели выполняется с помощью замещения предыдущих шагов алгоритма. При этом восьмиточечная последовательность рассматривается как совокупность двух четырехточечных, одна из которых содержит четыре четных, другая – четыре нечетных элемента. Точность вычислений повышается с увеличением разрядности p. Дополнение алгоритма сглаживающим временным окном Хэмминга позволяет выделить информационные составляющие сигнала на фоне паразитных боковых лепестков. Суммирование передаваемой кодовой комбинации по модулю два с M-последовательностью повышает уровень криптозащиты.

Библиографический список

1. *Нуссбаумер Г.* Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. М.: Радио и связь, 1985. 248 с.

2. *Гольденберг Л.М.* Цифровая обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

3. *Егоров А. И.* Уравнения Риккати. М.: Солон-пресс, 2017. 448 с.

4. *Опалихина О.В., Дерюжов М.Г.* Моделирование помехозащищенности радиовысотомера // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: сб. трудов XXV Междунар. науч. конф. (Санкт-Петербург, 30 мая – 3 июня 2022 г.): в 3 ч. Ч. 1 СПб.: ГУАП, 2022. С. 230–236.

5. *Opalikhina O. V.* Discrete model of corrective system // IEEE. WECONF 2021–2021. CFP21S10-POD. P. 409–413.

6. *Опалихина О.В.* Оптимальная фильтрация информационных параметров управляемой системы // Математические методы и модели в высокотехнологичном производстве: II Междунар. форум (Санкт-Петербург, 9 ноября 2022 г.). СПб.: ГУАП, 2022. С. 251–254.

7. *Морелос-Сарагоса Р.* Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М.: Техносфера, 2005. 319 с.

8. *Stinson D. R.* Cryptography: Theory and Practice. 4th ed. Warsaw: Scientific PWN, 2021. 560 p.

9. *Шнайер Б.* Прикладная криптография. New York: Диалектика-Wiley, 2022. 1040 с.

УДК 535-45

Е. Н. Опарин*
студент
В. С. Шумигай*
студент
А. Н. Цыпкин*
доктор физико-математических наук, доцент
*Национальный исследовательский университет ИТМО

ЧАСТОТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ЛАЗЕРНОГО КАНАЛА В СИСТЕМЕ ФАНТОМНОЙ ВИЗУАЛИЗАЦИИ

Рассмотрены подходы к обработке сигналов, полученных в ходе эксперимента по фантомной визуализации объектов, расположенных за средой с переменным пропусканием. Предложены способы коррекции сигнала для повышения качества восстанавливаемых изображений. Представлена оптическая схема установки фантомной визуализации с дополнительным лазерным каналом, зондирующим состояние оптического тракта от источника излучения до приемника.
Ключевые слова: дистанционное зондирование, фантомная визуализация, частотная фильтрация, обработка сигналов, поляризация света.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ в рамках Государственного задания (Паспорт №2019-0903).

E. N. Oparin*
Student
V. S. Shumigai*
Student
N. Tsypkin*
Dr. Sc., Phys.-Math., Associate Professor
*ITMO University

LASER-CHANNEL-ASSISTED SIGNAL FILTERING IN A GHOST IMAGING SYSTEM

Approaches to the processing of signals obtained during ghost imaging experiment of objects located behind a medium with variable transmission are considered. Methods for signal correction are proposed to improve the quality of recovered images. An optical scheme of a ghost imaging setup with an additional laser channel probing the state of the optical path from the light source to the receiver is presented.
Keywords: remote sensing, ghost imaging, frequency filtration, signal processing, light polarization.

Введение

В представленной работе рассмотрена проблема обработки сигналов, регистрируемых при проведении фантомной визуализации объектов, скрытых за средой с переменным пропусканием. Фантомная визуализация (ФВ) – это основывающаяся на корреляционных измерениях методика получения изображений,

позволяющая использовать для этого детекторы без пространственного разрешения [1]. Подсветка объекта наблюдения (ОН) осуществляется набором структурированных псевдослучайных оптических полей. Качество восстанавливаемого изображения растет по мере увеличения количества задействованных распределений [2]. Такие оптические поля формируют путем модуляции лазерного излучения либо специальными диффузорами [3], либо управляемыми пространственными модуляторами света (*SLM*) [4].

Развитие методики ФВ было направлено на ускорение процесса восстановления изображений путем оптимизации используемых наборов структурированных полей [5], а также на разработку прикладных систем визуализации. Так, ФВ находит свое применение в медицине [6], удаленном зондировании [7], передаче информации [8]. Особый интерес представляет направление дистанционного зондирования через рассеивающие нестационарные среды (туман, дым, облака и т.п.) [9]. Здесь был достигнут ряд успехов, демонстрирующих возможности использования методики ФВ в условиях повышенного воздушного потока [10] и нестационарности фоновой засветки [11].

Основной причиной, препятствующей обнаружению объектов через динамические среды при помощи ФВ, являются флуктуации детектируемого сигнала из-за нестационарности пропускания среды. Частично решить данную проблему позволяет фильтрация высоких частот (ФВЧ) сигнала [12]. Однако данный подход основывается на эмпирических предположениях о динамике среды и в некоторых случаях может приводить к потери полезной информации. Исходя из этого, для оперативной характеризации нестационарной среды представляется целесообразным применение дополнительного лазерного канала, регистрация излучения в котором будет осуществляться на дополнительный однопиксельный детектор. Применение вспомогательного пробного канала позволит производить адаптивную фильтрацию частот в сигнале основного однопиксельного детектора.

Обсуждение и практическая часть

Для восстановления фантомного изображения ОН вычислялись значения функции корреляционной заданных псевдослучайных распределений интенсивности в плоскости объекта $I(x,y)$ с интенсивностью B, измеренной однопиксельным детектором после объекта:

$$G(x,y) = BI(x,y) - BI(x,y).$$

Эффективный контроль пропускания среды требует распространения излучение основного и дополнительного канала в одном оптическом тракте. Таким образом, встает вопрос их мультиплексирования и демультиплексирования. Нами было рассмотрено три варианта этой процедуры. Мультиплексирование по времени может быть реализовано чередованием «информационных» и пробных импульсов. При этом возникает ряд характерных ограничений: снижается общее быстродействие системы, возникает необходимость контроля временных окон, выделенных для восстановления изображения и контроля состояния сре-

ды. В то же время мультиплексирование по длине волны обеспечит сравнительно простую процедуру демультиплексирования с помощью дихроичного зеркала, но потребует выделения на поверхности SLM немодулирующих участков, что снизит контраст псевдослучайных картин в плоскости объекта. Последний рассмотренный в работе вариант – мультиплексирование по поляризации может базироваться на той особенности SLM, что модуляции подвергается излучение только с одной выделенной поляризацией. Ортогонально поляризованный свет отражается от поверхности модулятора как от зеркала [13]. При таком способе мультиплексирования интенсивность излучения в основном канале снизится, но данное ограничение рассматривается нами как наименее существенное из приведенных ввиду повышенной чувствительности, присущей методике ФВ.

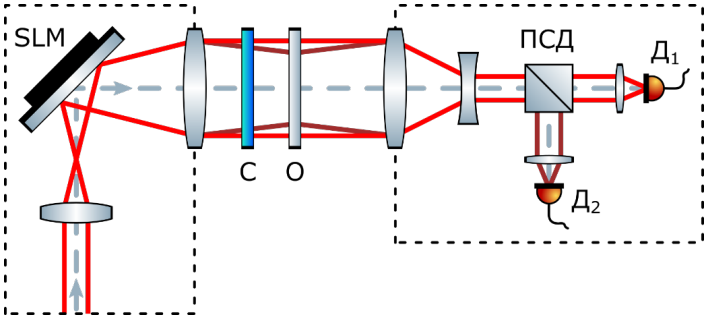


Рис. 1. Оптическая схема стенда фантомной визуализации с дополнительным лазерным каналом, мультиплексированным по поляризации: С – среда; О – объект; ПСД – поляризационный светоделитель; Д$_{1–2}$ – фотодиоды

На рис. 1 приведена предлагаемая оптическая схема установки фантомной визуализации с дополнительным лазерным каналом. Поляризация падающего на SLM излучения повернута относительно рабочей оси модулятора на 45°. Вместе с основным модулированным пучком в оптическом тракте соосно распространяется ортогонально поляризованный дополнительный пучок, контролирующий состояние среды.

В качестве источника излучения использовался He-Ne лазер, а псевдослучайные оптические поля в плоскости ОН формировались с помощью пространственного модулятора света HOLOEYE LETO-2. Среда с переменным пропускание моделировалась парой из зафиксированного поляризатора и вращающейся четвертьволновой пластинки. Такая конструкция позволила произвольно регулировать частоту и глубину модуляции полезного сигнала. Разделение информационного и дополнительного канала осуществлялось поляризационным светоделителем, а сигнала в них регистрировался парой фотодиодов и аналого-цифровым преобразователем L-Card E-154.

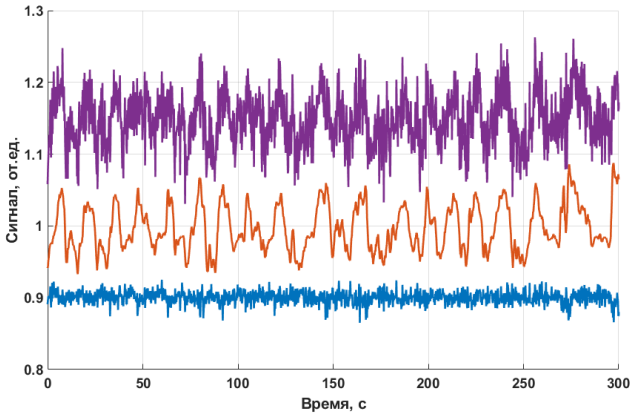


Рис. 2. Регистрируемые сигналы: фиолетовая кривая – основной канал до фильтрации; красная – дополнительный канал; синяя – основной канал после фильтрации

Сигнал детектора, расположенного в дополнительном канале, представлен на рис. 2 красной кривой, а сигнал в основном канале – фиолетовой. Кривые разнесены по вертикали для наглядности. Дополнительный канал демонстрирует флуктуации интенсивности излучения в пределах 10%, что существенно превышает изменения сигнала, вызванные сменами псевдослучайных полей (не более 2%). Подобная зашумленность приводит к ухудшению качества фантомных изображений и, при достижении достаточной амплитуды, сделает их восстановление невозможным. Однако, важно отметить, что шумовые колебания интенсивности происходят на частотах меньших, чем колебания, вызванных сменой псевдослучайных полей. Такое поведение и позволяет производить частотную фильтрацию сигнала для повышения качества фантомных изображений.

Основные результаты

Для экспериментальной апробации предложенной методики было решено произвести восстановление фантомных изображений тестового объекта (фрагмента ножа амплитудного модулятора) при различных параметрах частотных фильтров. Результаты приведены на рис. 3.

Изображение, полученное в отсутствии частотной фильтрации (рис. 3*б*), демонстрирует наименьшее соотношение контраст–шум (CNR). Использование фильтра высоких частот позволяет добиться повышения качества изображения, однако оно варьируется в зависимости от частоты отсечки. Для выбранных параметров зашумления сигнала оптимальной является частота 2 Гц (рис. 3*в*). Существование оптимума обусловлено двумя факторами: либо неполным подавлением зашумления при частоте отсечки менее 2 Гц (рис. 3*д*), либо, напротив, подавлением информационных составляющих сигнала при частоте отсечки

более 2 Гц (рис. 3*е*; 3*ж*). Изображение, полученное при задействовании дополнительного лазерного канала, демонстрирует наивысшее соотношение контраст-шум из всей серии экспериментов (рис. 3*г*).

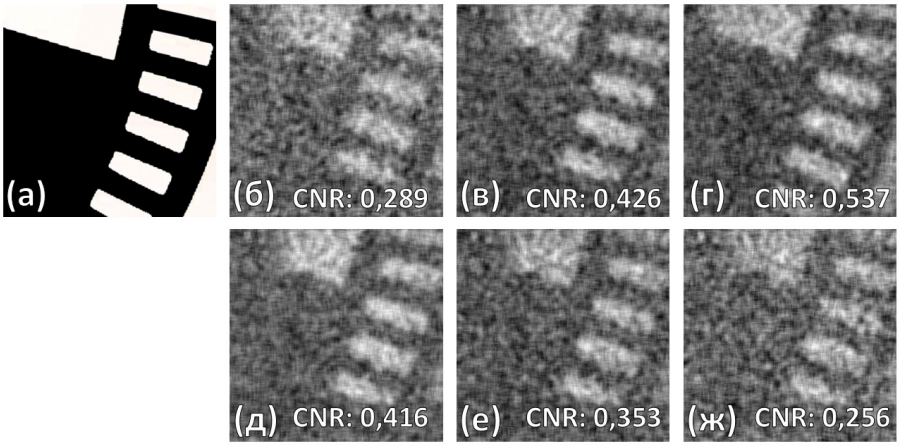


Рис. 3. Двумерное изображение тестового объекта (а) и его фантомные изображения: б – без фильтрации; г – с фильтрацией задействующей дополнительный канал; с фильтрацией высоких частот с частотой отсечки: д – 1 Гц, в – 2 Гц, е – 3 Гц, ж – 4 Гц

Заключение

В работе предложено использование дополнительного лазерного канала для коррекции сигналов, получаемых в ходе фантомной визуализации объектов, скрытых за средой с переменным пропусканием. Рассмотрены различные способы мультиплексирования дополнительного канала с основным. Сделан вывод, что поляризационное мультиплексирование является оптимальным. Произведена экспериментальная апробация предложенной методики, включающая сравнение с известной ранее методикой фильтрации высоких частот. Выявлено, что фильтрация с использование дополнительного канала позволяет достичь повышения соотношения контраст-шум фантомного изображения на 25% по сравнению с методикой фильтрации высоких частот.

Библиографический список

1. Coherent imaging with pseudo-thermal incoherent light / A. Gatti [et al.] // Journal of Modern Optics. 2006. Vol. 53, no. 5-6. P. 739–760.

2. *Shapiro J. H., Boyd R. W.* The physics of ghost imaging // Quantum Information Processing. 2012. Vol. 11, no. 4. P. 949–993.

3. Quantum imaging and spatio-temporal correlations / A. Gatti [et al.] // Optics & Spectroscopy. 2011. Vol. 111, no. 4.

4. *Bromberg Y., Katz O., Silberberg Y.* Ghost imaging with a single detector // Physical Review A. 2009. Vol. 79, no. 5. P. 053840.

5. *Katz O., Bromberg Y., Silberberg Y.* Compressive ghost imaging // Applied Physics Letters. 2009. Vol. 95, no. 13. P. 131110.

6. *Karmakar S., Meyers R. E., Shih Y.* Noninvasive high resolving power entangled photon quantum microscope // Journal of biomedical optics. 2015. Vol. 20, no. 1. P. 016008.

7. *Erkmen B. I.* Computational ghost imaging for remote sensing // JOSA A. 2012. Vol. 29, no. 5. P. 782–789.

8. Optical encryption based on computational ghost imaging / P. Clemente [et al.] //Optics letters. 2010. Vol. 35, no. 14. P. 2391–2393.

9. Ghost imaging LiDAR via sparsity constraints using push-broom scanning / S. Ma [et al.] // Optics Express. 2019. Vol. 27, no. 9. P. 13219–13228.

10. Digital filtering ghost imaging to remove light disturbances / W. Zhang [et al.] // Applied Optics. 2021. Vol. 60, no. 4. P. 809–814.

11. Ghost imaging influenced by a supersonic wind-induced random environment / X. Huang [et al.] // Optics Letters. 2021. Vol. 46, no. 5. P. 1009–1012.

12. *Bashkansky M., Park S. D., Reintjes J.* Single pixel structured imaging through fog // Applied Optics. 2021. Vol. 60, no. 16. P. 4793–4797.

13. Complete polarization control of light from a liquid crystal spatial light modulator / I. Moreno [et al.] // Optics Express. 2012. Vol. 20, no. 1. P. 364–376.

УДК 621.396.61

А. П. Павлов*
младший научный сотрудник
И. Е. Кащенко*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
*Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники)

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ КОММУТАЦИОННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ, РАБОТАЮЩЕГО НА БАЗЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С РАЗДЕЛЕНИЕМ ЗОН ОТВЕТСТВЕННОСТИ, С ДИСКРЕТНЫМИ СОСТАВЛЯЮЩИМИ СОГЛАСУЮЩЕГО КОНТУРА

Представлена имитационная модель антенно-согласующего устройства на базе нейронных сетей. В представленной модели нейронные сети используются для последовательного определения состояния согласующего контура. Показана высокая стабильность, а также удовлетворительные результаты при значительном сокращении времени по сравнению с классическими поисковыми алгоритмами, обеспечивающими максимальный уровень согласования.
Ключевые слова: антенно-согласующее устройство, согласующий контур, имитационная модель, искусственная нейронная сеть.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).

A. P. Pavlov*
Junior Research Employee
I. E. Kashchenko*
PhD, Tech., Senior Research Employee
*Institute of Radiophysics and Physical Electronics Omsk Scientific Center SB RAS

SIMULATION MODEL OF A HIGH FREQUENCY SWITCHING ANTENNA-MATCHING DEVICE, OPERATING ON THE BASIS OF NEURAL NETWORKS WITH DIVISION OF RESPONSIBILITY ZONES, WITH DISCRETE COMPONENTS OF THE MATCHING NETWORK

A simulation model of an antenna matching device based on neural networks is presented. In the presented model, neural networks are used for the sequential determination of the matching network's state. High stability and satisfactory results are demonstrated with significant reduction in time compared to classical search algorithms, providing maximum antenna matching.
Keywords: antenna-matching device; matching network; simulation model; artificial neural network.

Введение

Разработка эффективных и точных устройств согласования антенн имеет решающее значение для надежных и высокопроизводительных систем связи, ра-

ботающих в диапазоне высоких частот (ВЧ), особенно это касается систем, работающих в режимах с быстрой перестройкой по частоте [1]. Традиционные алгоритмы согласования антенн либо требуют расчетов и ручной настройки для каждого экземпляра антенно-согласующего устройства, когда речь идет о расчетных алгоритмах, либо в процессе эксплуатации требуют значительного количество итераций и соответственно времени на согласование, когда речь идет о поисковых алгоритмах, и сильно зависят от конкретных условий эксплуатации, что может привести к неточному и неоптимальному согласованию [2–4]. Альтернативой может стать использование нейронных сетей в качестве алгоритмов подбора параметров согласующей цепи, которые не требуют значительного времени в процессе работы и в большинстве случаев способны дать удовлетворительный результат за одну итерацию, а также устойчивы к внешним факторам и не требуют ручной настройки параметров [5]. В данной работе представлена имитационная модель антенно-согласующего устройства с дискретными составляющими согласующего контура, работающего на основе нейронных сетей с применением принципа распределения зон ответственности [6].

Имитационная модель радиопередающего тракта

Для подготовки и проверки работы алгоритма согласования на базе нейронных сетей была разработана имитационная модель радиопередающего контура КВ диапазона частот, структурная схема которого представлена на рис. 1.

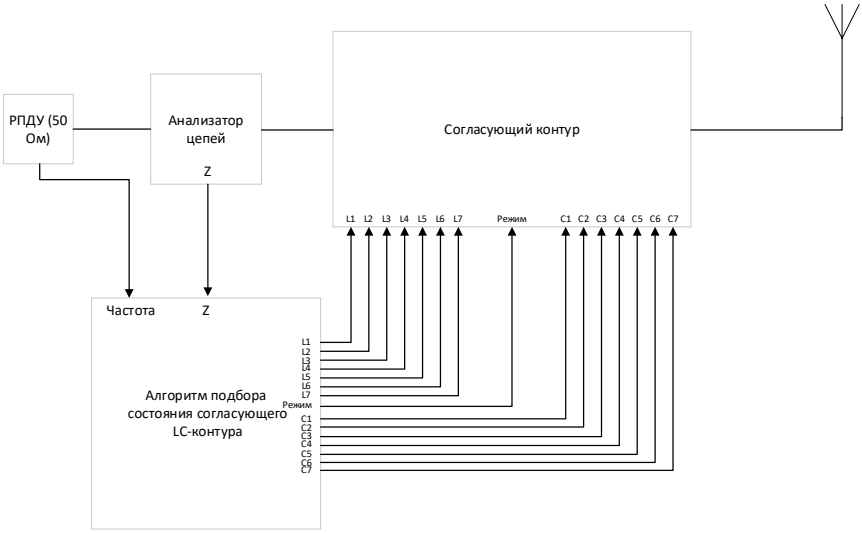


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели радиопередающего тракта

В качестве согласующего контура имитационной модели была построена модель согласующего контура реального антенно-согласующего устройства КВ диапазона частот ATU-100 [7]. Данное устройство имеет Г-образую LC-цепь согласования с возможностью переключения последовательности шунтирующего набора емкостей относительно последовательного набора индуктивностей, что по своей сути соответствует П-образной схеме согласования. В качестве номиналов LC-элементов так же использовались номиналы прототипа устройства и соответствуют табл. 1.

Таблица 1

Номиналы LC-элементов ATU-100

№	L(мкГн)	C (пФ)
1	0,05	10
2	0,1	22
3	0,22	47
4	0,45	100
5	1	220
6	2,2	470
7	4,4	1000

Алгоритм согласования и выбор архитектуры нейронных сетей

Было определено, что использование нейронной сети прямого распространения в чистом виде не оптимально с точки зрения точности определения состояния элементов LC-контура на основе комплексного сопротивления антенны [5]. По этой причине было решено использовать алгоритм согласования на базе нейронных сетей с распределением ответственности [8], однако в отличии от исходного варианта значений LC-элементов дискретной модели согласующего контура с постоянным шагом будет необходимо получить состояния LC-элементов дискретной модели согласующего контура с переменным шагом, что более приближенно к реальным условиям. Структурная схема алгоритма согласования на базе нейронных сетей с распределением ответственности представлена на рис. 2.

Обобщенная структурная схема нейронной сети для дискретной модели согласующего контура представлена на рис. 3.

Представленная нейронная сеть имеет 2 входных значения: частота и реактивная часть сопротивление, которое необходимо добавить к контуру (параллельно или последовательно в зависимости от того какой набор определяет нейронная сеть) для достижения некоторого значения комплексного сопротивления антенно-фидерного тракта, расчет которого продемонстрирован в [8]. В качестве выходных значений выступают 7 бинарных значений, которые определяют состояние соответствующего LC-элемента согласующего контура. Кроме этого, нейронная сеть имеет два скрытых слоя, вместо одного, что сделано для усиления связи между выходными значениями, а также добавления нелинейности в зависимость выходных значений от входных.

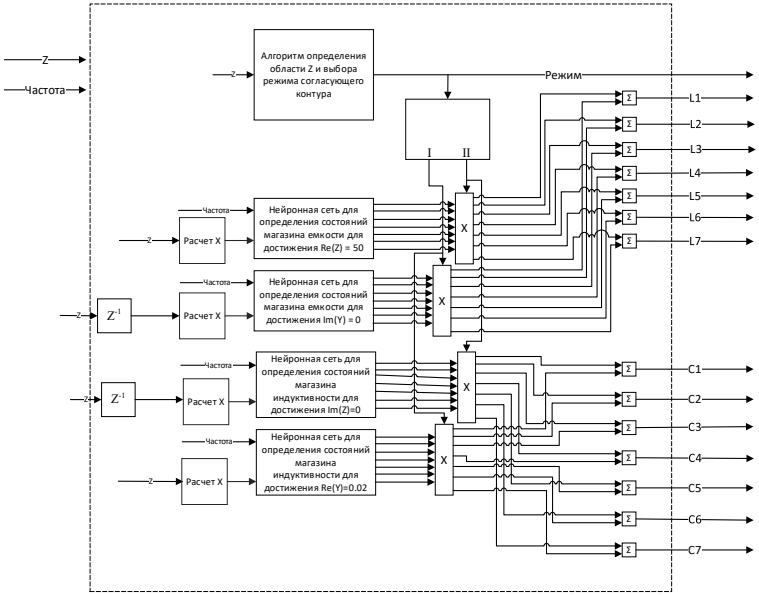


Рис. 2. Структурная схема алгоритма управления состоянием дискретного согласующего контура на базе нейронных сетей с распределением ответственности

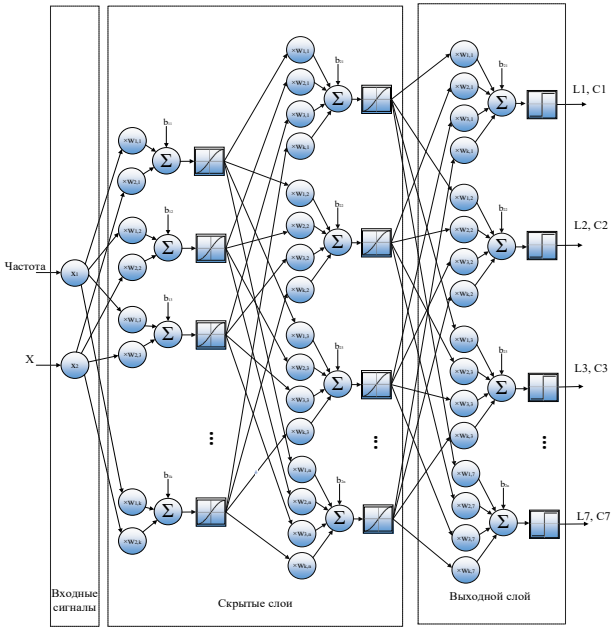


Рис. 3. Обобщенная архитектура используемых нейронных сетей

При подборе гиперпараметров нейронных сетей эмпирическим путем, были получены количества нейронов скрытых слоев, представленные в табл. 2.

Таблица 2

Количество нейронов скрытых слоев нейронных сетей

Нейронная сеть	Количество нейронов 1 скрытого слоя	Количество нейронов 2 скрытого слоя
Нейронная сеть для определения состояний магазина емкости для достижения Re(Z)=50	12	7
Нейронная сеть для определения состояний магазина индуктивности для достижения Im(Z)=0	19	7
Нейронная сеть для определения состояний магазина индуктивности для достижения Re(Y)=0.02	21	7
Нейронная сеть для определения состояний магазина емкости для достижения Im(Z)=0	13	7

Обучение нейронной сети

Для обучения была получена выборка из четырех тысяч комбинаций, по тысяче для каждой нейронной сети. Данная выборка была получена с использованием «жадного» алгоритма полного перебора в качестве алгоритма определения состояния согласующего контура в имитационной модели, представленной на рис. 1. Значения частоты согласования выбирались в диапазоне от 3 до 30 с помощью генератора случайных чисел с равномерным законом распределения. Исходные значения комплексных сопротивлений нагрузки подбирались так же случайным образом с равномерным распределением, в границах, представленных в табл. 3 и установленных исходя из ограничений, наложенных возможностями реального антенно-согласующего устройства, используемого в качестве прототипа.

Таблица 3

Ограничение комплексных сопротивлений для поддиапазонов частот

Частота	Минимальное активное сопротивление	Максимальное активное сопротивление	Минимальное реактивное сопротивление	Максимальное реактивное сопротивление
3-5 МГц	25 Ом	200 Ом	–100	100
5-10 МГц	10 Ом	400 Ом	–250	250
10-15 МГц	5 Ом	500 Ом	–250	250
15-30 МГц	5 Ом	500 Ом	–400	400

В качестве алгоритма обучений использовался классический метод обратного распространения ошибки [9].

Результаты экспериментов

Для проведения экспериментов для каждой частоты от 3 до 30 МГц с шагом 100 кГц были выбраны комплексные сопротивления нагрузки с помощью генератора случайных величин в границах, установленных в табл. 2. После чего для них были подобраны состояния согласующего контура из модели на рис. 1 с помощью алгоритма полного перебора и с помощью алгоритма на основе нейронных сетей с распределением ответственности. Результат представлен на рис. 4.

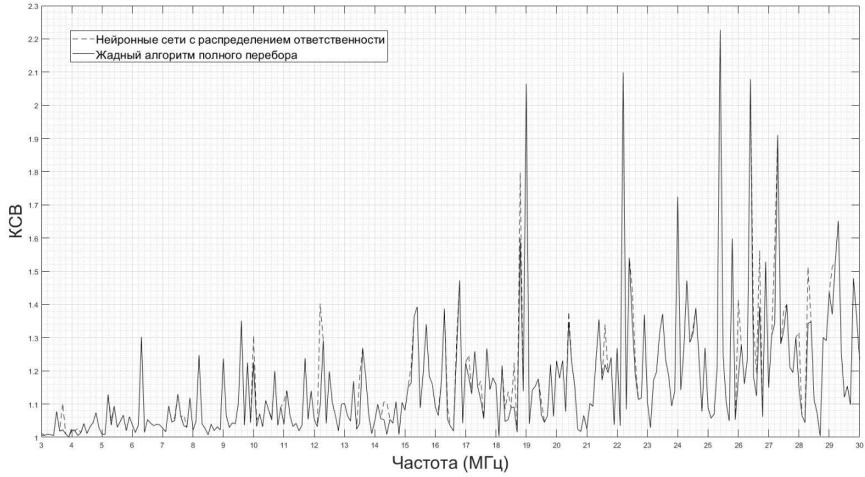


Рис. 4. График значений КСВ на разных частотах, достигнутых при использовании алгоритма согласования на базе нейронных сетей с распределением ответственности в сравнении с алгоритмом полного перебора

Как видно из рисунка, полученные результаты сравнимы с результатами, полученными с помощью алгоритма полного перебора, максимальное значение ошибки алгоритма на основе нейронных сетей составила по одному разряду на набор элементов (ошибка в одном разряде набора емкостей и ошибка в одном разряде набора индуктивностей) на двух частотах 12,2 и 26 МГц, что связано с незначительным отличием ошибки на 1 этапе алгоритма между двумя разрядами, что так же повлекло за собой ошибку на втором этапе. Не смотря на незначительное снижение качества согласования контура в сравнении с алгоритмом полного перебора, количество переключений наборов LC-элементов согласующего контура не превышает двух, в то время как среднее количество итераций при использовании алгоритма полного перебора превышает 87 (87,73) а максимальное составило 176 на частоте 25,5 МГц.

Результаты, полученные в ходе экспериментов, позволяют сделать вывод о том, что применение алгоритма на основе нейронных сетей с распределением ответственности при определении состояния LC-элементов согласующего контура позволяет получить удовлетворительные результаты по степени согласо-

вания антенно-фидерного тракта и при этом значительно снизить время согласования сведя его почти до минимума.

Заключение

Можно отметить, что алгоритм на основе нейронных сетей с распределением ответственности позволяет достигнуть удовлетворительных результатов, при этом уменьшив время согласования до двух переключений состояний согласующего контура. Это особенно актуально при работе радиосистем в режимах с быстрой перестройкой по частотам, при которых из-за медленной работы антенно-согласующих устройств приходится работать либо в обход, либо по заранее подготовленным значениям. При этом алгоритм не требует сложной настройки и является универсальным для различных типов антенн и оборудования. В целом, использование нейронных сетей в радиотехнике дает новые возможности для повышения качества связи и оптимизации работы оборудования.

Библиографический список

1. *Муравченко В. Л.* Сокращение времени настройки широкополосных передатчиков // Электросвязь. 2008. № 7. С. 29-30.

2. *Бабков В.Ю., Муравьев Ю.К.* Основы построения устройств согласования антенн. Л.: ВАС, 1980. 240 с.

3. *Ковалевич Д.А., Листопад Н.И., Батура М.П.* Оптимизация расчетного алгоритма работы для автоматических согласующих устройств коротковолнового диапазона // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-2. С. 215-216.

4. *Ермолаев В.В., Жуков В.М.* Сокращение времени настройки цифрового автоматического согласующего устройства с помощью вычислительного метода // Вестник Тамбовского государственного технического университета. 2013. Т. 19, № 3. С. 544–552.

5. *Павлов А. П., Бахмуцкая А. В., Кащенко И. Е.* Согласование антенно-фидерного тракта коротковолнового диапазона радиоволн с применением коммутационного антенно-согласующего устройства на базе нейронной сети // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26, № 5. С. 67–74.

6. *Хайкин С.* Нейронные сети. Полный курс / 2-е изд. М.: Вильямс, 2006. 1105 с.

7. *Фаинитски Д.* Автоматический антенный тюнер с автономным питанием (прототип). URL: http://www.sdr-deluxe.com/publ/avtomaticheskij_antennyj_tjuner_s_avtonomnym_pitaniem_prototip/1-1-0-55 (дата обращения: 20.03.2023).

8. *Павлов А. П., Кащенко И. Е., Бахмуцкая А. В.* Алгоритм согласования антенно-фидерного тракта коротковолнового диапазона радиоволн на базе нейронных сетей с распределением зон ответственности // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 11. С. 178–188.

9. *Хайкин С.* Преимущества и ограничения обучения методом обратного распространения // Нейронные сети. М.: Вильямс, 2006. С. 304–314.

УДК 53.06; 53.08

Р. С. Пассет* **
студент
Н. А. Уржумцев* **
студент
Г. Ю. Сотникова*
кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник
*Федеральное государственное бюджетное учреждение науки. Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе Российской академии наук
**Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СОЗДАНИЯ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ: ХАРАКТЕРИСТИКИ, МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Рассмотрен метод исследования сегнетоэлектрических керамик на предмет создания на их базе новых накопителей энергии.
Ключевые слова: твердые растворы, релаксоры, диэлектрики, сегнетоэлектрики, системы накопления энергии.

R. S. Passet* **
Student
N. A. Urzhumtsev* **
Student
G. Y Sotnikova*
PhD, Phys.-Math., Senior Research Employee
*Ioffe Institute
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

FERROELECTRIC MATERIAL FOR CREATING NEW GENERATION ENERGY STORAGE DEVICES: CHARACTERISTICS, RESEARCH METHODS AND PROSPECTS

A method for studying ferroelectric ceramics with a view to creating new energy storage devices on their basis is considered.
Keywords: solid solutions, relaxors, dielectrics, ferroelectrics, energy storage systems.

Введение

В последнее время отмечен значительный рост интереса к созданию альтернативных накопителей энергии, в том числе на базе диэлектрических материалов (вторая кривая на рис. 1) [1–4]. Среди всех диэлектриков наибольший интерес представляют сегнетоэлектрики с максимально возможной поляризацией P_i, индуцированной электрическим полем, к которым можно отнести керамические твердые растворы $(1\text{-}x)SrTiO_3\text{-}xPbZrO_3$ [5]. В данной статье приведены основные характеристики материала для оценки эффективности их ис-

пользования в качестве накопителей энергии и рассмотрен один из основных методов их исследования.

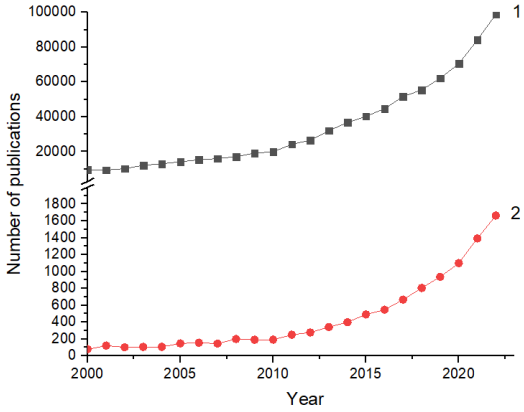


Рис. 1. Количество публикаций в журналах индекса SCOPUS по тематики накопителей энергии (кривая 1) и накопителей на основе сегнетоэлектрических материалов (кривая 2)

Способность к накоплению и запасанию энергии сегнетоэлектриков связана с наличием у них собственной поляризации и ее гистерезиса при приложении электрического поля. Отсюда следует и основной метод исследования сегнетоэлектрических материалов, основанный на получении и анализе петель диэлектрического гистерезиса (*P*-*E*-петли, зависимость величины поляризации *P* от величины электрического поля *E*). На рис. 2 приведена блок-схема экспериментальной установки для измерения *P*-*E*-петель.

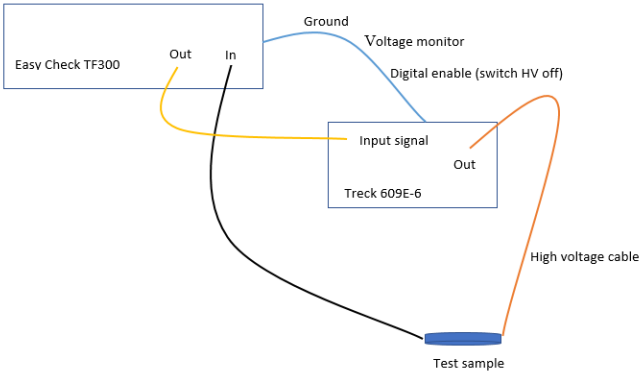
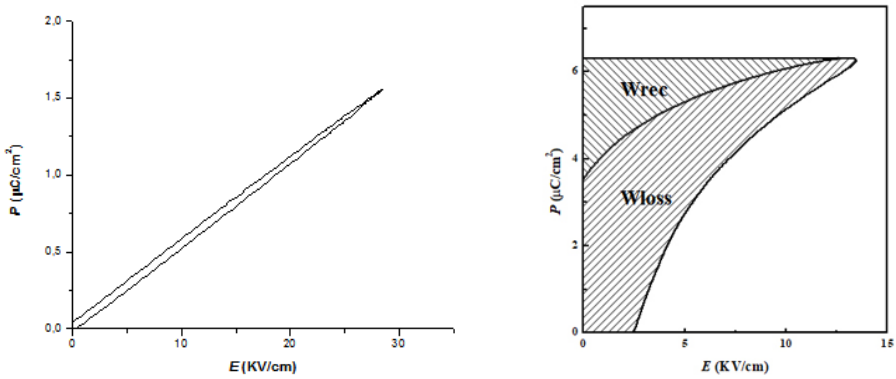


Рис. 2. Схема экспериментальной установки

Петли поляризации измерялись при синусоидальном изменении величины электрического поля от некоторой величины $-E$ до $+E$, которое задавалось источником высокого напряжения TRECK Model 609E-6 High voltage Amplifier на частоте 10 Hz. Величина поляризации детектировалась с помощью измерителя петель диэлектрического гистерезиса Easy Check TF300 (AixACCT, Germany), отображалась на экране и записывалась в файл для дальнейшей обработки. Керамические образцы твердых растворов $(1\text{-}x)SrTiO_3\text{-}xPbZrO_3$ были изготовлены в ФТИ А. Ф. Иоффе РАН по стандартной технологии и представляли собой диски диаметром 9 мм и толщиной около 0,5 мм с воженными серебряными электродами.

На рис. 3 приведены экспериментально полученные на описанной выше установке петли гистерезиса для тестового материала – образца классического сегнетоэлектрика – монокристалла $BaTiO_3$ в глубокой сегнетоэлектрической фазе и для образца керамики сегнетоэлектрика – релаксора системы $(1\text{-}x)SrTiO_3\text{-}xPbZrO_3$ (x=0,6), измеренные при температуре 24°C.



а) б)

Рис. 3. Петли диэлектрического гистерезиса P-E для монокристалла BaTiO3 в глубокой сегнетоэлектрической фазе (а) и образца керамики твердого раствора (1-x) SrTiO3-xPbZrO3 (x=0,6) (б), измеренные при температуре 24°C

Основными энергетическими характеристиками конденсатора, выполненного на основе исследуемого сегнетоэлектрического материала, являются величины плотности суммарной энергии, накопленной конденсатором при приложении электрического поля (*Wst*), растраченной (потери) энергии при разрядке конденсатора (*Wloss*) и запасенной полезной части энергии (*Wrec*=*Wst*–*Wloss*), которые рассчитываются по известным соотношениям [6]:

$$W_{rec} = \int_{P_r}^{P_i} EdP \,(1),\ W_{st} = \int_{0}^{P_i} EdP = W_{rec} + W_{loss} \ (2),\ \eta = (\frac{W_{rec}}{W_{st}}) \cdot 100\% . \ (1)$$

где P_i – поляризация насыщения или максимальная поляризация для ненасыщенных петель; P_r – остаточная поляризация; E – напряженность приложенного электрического поля.

Очевидно, что величины W_{st} и W_{rec} во многом определяются величиной максимальной при данном электрическом поле индуцированной поляризации P_i.

Величины W_{rec} и W_{loss} рассчитываются по графику петли поляризации и схематически представлены в виде заштрихованных областей на графике рис. 3*а* для тестового образца материала. Плотность энергии, запасенной конденсатором при приложении электрического поля W_{rec}, можно определить по площади между осью поляризации и кривой разрядки, а потери энергии W_{loss} определяется площадью внутри $P – E$ петли.

Основными параметрами, определяющими эффект сохранения энергии в конденсаторе, является коэффициент эффективности накопления энергии $\eta = W_{rec} / W_{st}$.

Как видно из рис. 3, типичные сегнетоэлектрики (рис. 3*а*) демонстрируют значительные диэлектрические потери W_{loss}, что приводит к уменьшению коэффициента η. Сегнетоэлектрики-релаксоры со структурой перовскита, к которым относится исследуемый образец керамики твердого раствора $(1\text{-}x)SrTiO_3$-$xPbZrO_3$ имеют сравнительно узкие петли гистерезиса (рис. 3*б*) в области температур вблизи комнатной, следовательно, небольшие диэлектрические потери. Учитывая возможность достижения высоких величин индуцированной поляризации, такие материалы можно считать перспективными для разработки устройств сохранения (накопления) энергии с относительно высокой эффективностью.

Библиографический список

1. *Prateek, Thakur V. K., Gupta R. K.* Recent progress on ferroelectric polymer-based nanocomposites for high energy density capacitors: synthesis, dielectric properties, and futures aspects // Chem. Rev. 2016. Vol. 116, no. 7. P. 4260-317.

2. Homogeneous/inhomogeneous-structured dielectrics and their energy-storage performances / Z. Yao, Z. Song, H. Hao [et al.] // Adv. Mater. 2017. Vol. 29, no. 20. P. 1601727.

3. High-temperature dielectric materials for electrical energy storage / Q. Li, F.-Z. Yao, Y. Liu [et al.] // Annu. Rev. Mater. Res. 2018. Vol. 48. P. 219.

4. High-performance dielectric ceramic films for energy storage capacitors: progress and outlook / H. Palneedi, M. Peddigari, G-T Hwang [et al.] // Adv. Funct. Mater. 2018. Vol. 28, no. 42. P. 1803665.

5. Phase evolution in $SrTiO_3$-$PbZrO_3$ solid solution / E.P. Smirnova, A.V. Sotnikov, O.E. Kvyatkovskii [et al.] // Journal of Applied Physics. 2007. Vol. 101 P. 084117.

6. Antiferroelectrics for energy storage applications: a review / Z. Liu, T. Lu, J. Ye [et al.] // Adv. Mater. Technol. 2018. Vol. 3, no. 9. P. 1800111.

УДК 533.9.082.5; 663.253

М. К. Плаксин*
студент
Г. В. Мишустин*
студент
В. Ф. Лебедев*
кандидат технических наук, доцент, заведующий лабораторией
Г. С. Гришкин*
студент
Н. А. Крупнов*
магистрант
Е. С. Иванова*
студент
А. Л. Курочкин*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

СРАВНЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СХЕМ РЕГИСТРАЦИИ СПЕКТРОВ ПЛАЗМЫ ПРИ АНАЛИЗЕ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА ВИНА МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

Проведен анализ схем регистрации спектров вина при оптическом пробое на поверхности, в объеме жидкости, в парах при ее кипении и в виде смоловидного осадка. Показано, что интенсивность спектра излучения плазмы экспоненциально убывает при перемещении фокуса пучка лазерного излучения вглубь от поверхности. Обнаружено, что интенсивность спектров плазмы в парах вина ниже, чем при абляции с поверхности. В парах наблюдалось меньшее количество спектральных линий вследствие нестехиометричности процесса испарения. В спектрах вина обнаружены C, Si, Ca, Mg, Fe, Ti, а в спектрах осадка – также Mn, Sr, As.
***Ключевые слова**:* лазерно-искровая эмиссионная спектроскопия, вино.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003, «Фундаментальные основы построения помехозащищенных систем космической и спутниковой связи, относительной навигации, технического зрения и аэрокосмического мониторинга».

M. K. Plaksin*
Student
G. V. Mishustin*
Student
V. F. Lebedev*
PhD, Tech., Associate Professor, Head of the Laboratory
G. S. Grishkin*
Student

N. A. Krupnov*
Postgraduate Student
E. S. Ivanova*
Student
A. L. Kurochkin*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ELEMENTAL ANALYSIS OF WINE BY COMPARISON OF OPTICAL SCHEMES FOR PLASMA EMISSION SPECTRA CAPTURE USING LASER-INDUCED BREAKDOWN SPECTROSCOPY

An analysis of the schemes for recording the spectra of wine during optical breakdown was made on the surface, in the bulk of a liquid, in vapors during its boiling, and in the form of a resinous sediment. It is shown that the intensity of the plasma emission spectrum decreases exponentially as the focus of the laser beam moves away from the surface. It was found that the intensity of the plasma emission in wine vapors is lower than by ablation from the surface. In vapors, a less quantity of spectral lines was observed due to the nonstoichiometric nature of the evaporation process. In the spectra of wine detected C, Si, Ca, Mg, Fe, Ti and Mn, Sr, As were also found in the sediment spectra.
Keywords: Laser-Induced Breakdown Spectroscopy (LIBS), wine.

Метод лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии (ЛИЭС) крайне востребован, что подтверждается резким ростом промышленных применений за последние 30 лет [1]. Более того, он был назван инструментом XXI века в геохимических исследованиях, вследствие возможности анализа воздуха, воды, минералов, почвы и т. д. [2]. Его следует отнести к дистанционным экспресс-методам одновременного анализа многоэлементного химического состава вещества в любом агрегатном состоянии, в том числе, в полевых условиях и в режиме реального времени.

Особенностью оптического пробоя жидкости является то, что большая часть энергии лазерного импульса теряется на образование ударной волны и кавитационного пузыря [2]. Поэтому в большинстве исследований в оптической схеме измерений методом ЛИЭС применяется абляция поверхности [2].

В опубликованных исследованиях химический анализ вин проводился на специально подготовленых гелеподобных или замороженных образцах[3–5].

В настоящей работе оптические схемы регистрации спектров вина методом лазерно-искровой эмиссионной спектроскопии изменялись в зависимости от агрегатного состояния образца. Определен элементный состав вина при измерениях в жидкости, парах при кипении и в смоловидном осадке.

Схемы ЛИЭС-системы приведены на рис 1. При проведении измерений методом ЛИЭС абляция образцов осуществлялась сфокусированным импульсным излучением Nd^{3+}:YAG лазера (модель LS-2143 У, LOTIS II, Беларусь) на длине волны 1064 нм. Частота следования импульсов могла изменяться в диапазоне 1–10 Гц при максимальной энергиии в импульсе 280 мДж и длительности импульса 10 нс.

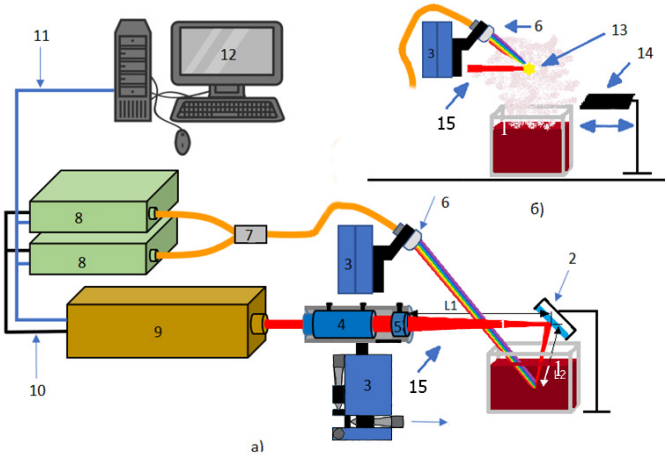


Рис. 1. Схемы ЛИЭС-систем для измерений в жидкости (а) и парах (б): 1 – емкость с вином; 2 – зеркало; 3 – трехкоординатные юстировочные столики; 4 – расширитель пучка; 5 – фокусирующий дублет ACA254-150-1064; 6 – конденсор; 7 – оптоволоконный Y-кабель; 8 – двухканальный спектрометр AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO; 9 – Nd:YAG лазер; 10 – кабель синхронизации; 11 – USB кабели; 12 – ПК; 13 – оптический пробой; 14 – задвижка; 15 – лазерный луч

Фокусировка излучения осуществлялась ахроматическим дублетом ACA254-150-1064 (Thorlabs) с фокусным расстоянием 150 мм. Увеличение плотности энергии лазерного импульса при работе с жидкостями и парами было реализовано путем установки перед фокусирующим дублетом расширителя пучка лазерного излучения. Оценка показала, что плотность энергии увеличилась приблизительно в 15 раз, что позволило реализовать оптический пробой воздуха в перетяжке пучка.

Излучение плазмы собиралось оптической системой, состоящей из широкополосного конденсора PS 2 (СОЛАР ЛС) с апертурой 15 мм, соединенного оптическим волоконным разветвителем (Y-волокном, 400 μm) с двухканальным спектрометром AvaSpec-ULS4096CL-2-EVO (Avantes). Его спектральное разрешение составляло 0,15 нм в диапазоне длин волн 242–508 нм, и 0,35 нм – в диапазоне 496–1030 нм. Запуск лазера, синхронизация его работы со спектрометром, и регистрация спектров плазмы осуществлялись с помощью ПО AvaSoft 8.11. Идентификация полос излучения в спектрах осуществлялась с помощью базы данных NIST, ПО PLASUS, данных с сайта LIBS-info.com и литературных источников. Для анализа химического состава были выбраны две марки сухого вина: вино сортовое красное с известным географическим местом происхождения (ИГП) из винограда Мерло (Франция), вино ординарное сортовое белое категории ИГП из винограда Грюнер Вельтлинер (Австрия).

На рис. 1*а* приведена схема измерний спектров вина при перемещении положения фокуса пучка лазерного излучения от поверхности вглубь жидкости уменьшением расстояния L1, между фокусирующим дуплетом и зеркалом 2, с помощью микрометрического винта. При этом наблюдалось резкое уменьшение интенсивности спектра излучения плазмы. Зависимость интенсивности излучения на примере полосы CI (247,885 нм) приведена на рис. 2 и носит экспоненциальный характер.

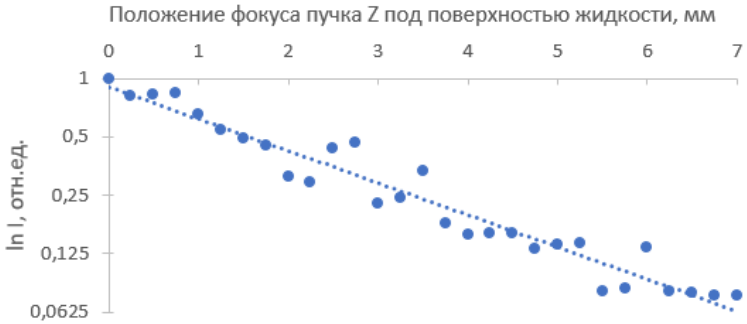


Рис. 2. Зависимость интенсивности линии CI (в отн. ед.) в спектре от положения фокуса пучка лазерного излучения относительно поверхности (Z=0) жидкости

Существенное уменьшение интенсивности возмущения поверхности жидкости с увеличением величины Z хорошо видно из фотографий, приведенных на рис. 3. На рис. 3*а* отчетливо видна капля жидкости над ее поверхностью, что отражает высокую силу гидравлического удара, источником которого является поглощенная жидкостью энергия лазерного импульса.

а) *б)* *в)*

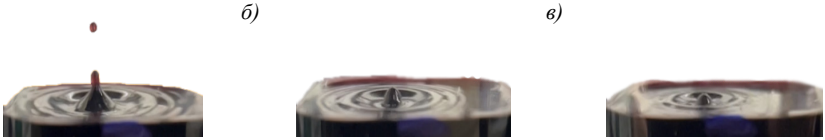


Рис.3. Изменение интенсивности возмущения на поверхности жидкости в зависимости от положения фокуса лазерного пучка вглубь от поверхности: а) Z=0 мм; б) Z=1,75 мм; в) Z=7 мм

Схема измерений в парах вина проиллюстрирована на рис. 1*б*. Как и предполагалось, интенсивность спектра излучения плазмы в парах вина оказалась выше, чем в чистом воздухе (рис. 4). На графиках интенсивности спектров приведены в единицах отсчета спектрометра, причем величина интенсивности 65000 соответствует насыщению сигнала.

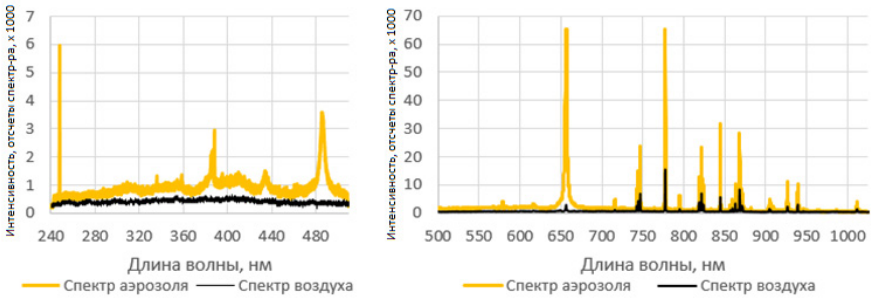


Рис. 4. Спектры паров вина и воздуха

В результате испарения жидкой составляющей на дне стакана через некоторое время образовался смоловидный осадок толщиной 1-2 мм. Он был нанесен скальпелем на подложку из кварцевого стекла.

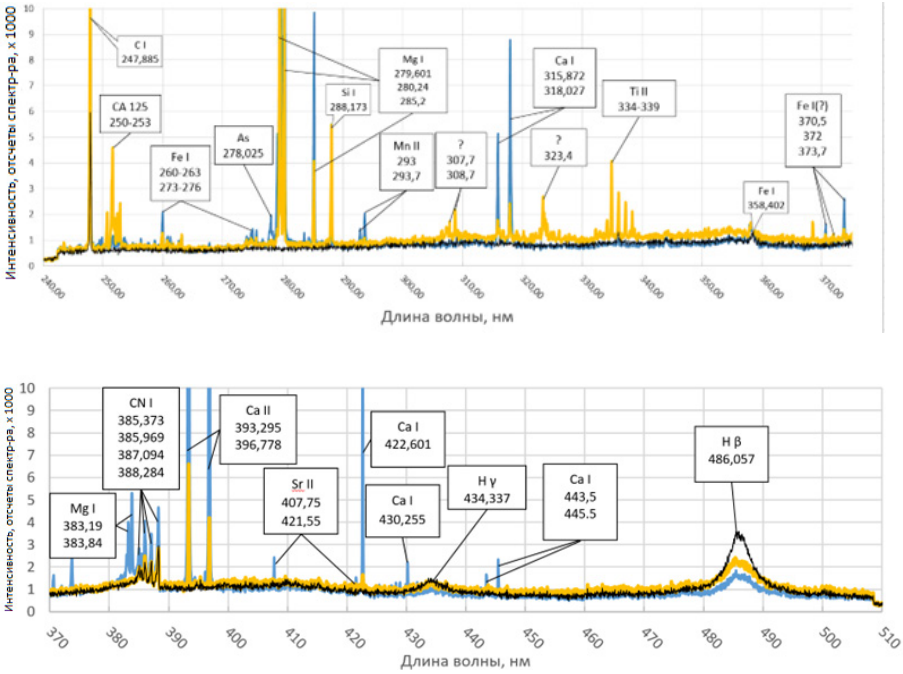


Рис. 5а. Спектры вина в разных агрегатных состояниях. Спектральный диапазон 240–510 нм

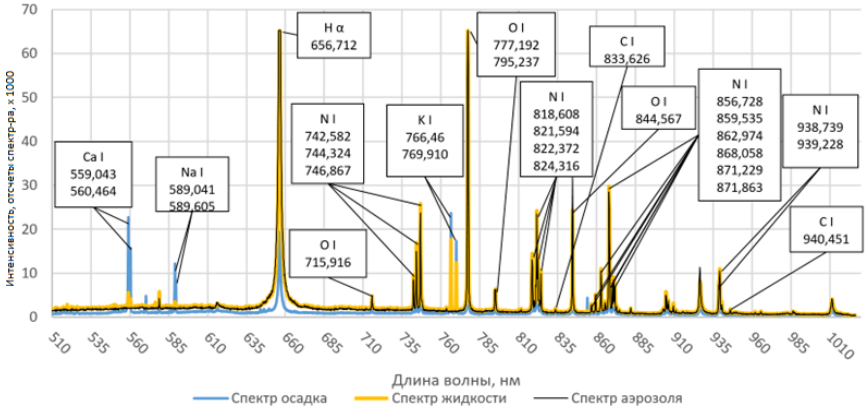


Рис. 5б. Спектры вина в разных агрегатных состояниях. Спектральный диапазон 510–1030 нм

Совмещенные на одном графике спектры жидкости, паров и осадка приведены на рис. 5. В парах вина наблюдается существенно меньшее количество спектральных линий вследствие, как представляется, нарушения стехиометрии при испарении. Максимальное количесво регистрируемых полос излучения присутствует в осадке. В спектрах вина обнаружены C, Si, Ca, Mg, Fe, Ti (только в жидкости), а в спектрах осадка – также Mn, Sr, As. Следует отметить, что осадок принадлежал белому сухому вину и возможно, что различие в спектрах осадка и жидкости может быть объяснено различием марок вин. В УФ части спектра вина обнаружен также характерный спектр, приписываемый авторами работы [5] белку CA125, относящемуся к онкомаркерам.

Проведенное исследование показало возможность получения интенсивных спектров оптического пробоя в образцах вина во всех рассмотренных агрегатных состояниях. В дальнейших исследованиях предполагается получать аэрозольную форму анализируемой жидкости с помощью ультразвукового генератора тумана. Это должно исключить эффекты, связанные с температурным воздействием на образец.

Библиографический список

1. Review of Element Analysis of Industrial Materials by In-Line Laser—Induced Breakdown Spectroscopy (LIBS) / J.D. Pedarnig, S. Trautner, S. Grünberger [et al.] // Appl. Sci. 2021. Vol. 11. P. 9274. DOI: https://doi.org/10.3390/app11199274.

2. *Harmon R.S., Senesi G.S.* Laser-Induced Breakdown Spectroscopy – A geochemical tool for the 21st century // Applied Geochemistry. 2021. Vol. 128. P. 104929. DOI: https://doi.org/10.1016/j.apgeochem.2021.10492.

3. Determination of Metal Elements in Wine Using Laser-Induced Breakdown Spectroscopy (LIBS) / J. Bocková, Y. Tian, H. Yin [et al.] // Appl. Spectrosc. 2017. Vol. 71. P. 1750–1759. DOI: https://doi.org/10.1177/0003702817708337.

4. Classification of red wine based on its protected designation of origin (PDO) using Laser-induced Breakdown Spectroscopy (LIBS) / S. Moncayo, J.D. Rosales, R. Izquierdo-Hornillos [et al.] // Talanta. 2016. Vol. 158. P. 185–191. DOI: https://doi.org/10.1016/j.talanta.2016.05.059.

5. Laser-induced breakdown spectroscopy of alcohols and protein solutions / N. Melikechi, H. Ding, O.A. Marcano, S. Rock // AIP Conference Proceedings. 2008. Vol. 992, P. 1177–1182. DOI: https://doi.org/10.1063/1.2926814.

УДК 621.396

Г. М. Ревунов*
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПЛАЗМЫ ЗОНДОВЫМИ ДАТЧИКАМИ ПРОВОДИМОСТИ

Эффективность использования современных аэрокосмических систем во многом зависит от технических характеристик бортовых радиотехнических систем. Одними из важнейших задач в данной области являются достижение необходимого уровня радиопрозрачности и снижение потерь энергии, а также уменьшение искажений электрофизических параметров. При гиперзвуковых скоростях полета образуется плазменная оболочка, оказывающая значительное влияние на электрофизические характеристики бортовых антенн.
Ключевые слова: гиперзвуковая плазма, летательный аппарат, датчик проводимости.

G. M. Revunov*
PhD Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF ELECTROPHYSICAL PARAMETERS OF PLASMA BY CONDUCTIVITY PROBE SENSORS

The efficiency of using modern aerospace systems largely depends on the technical characteristics of onboard radio engineering systems. One of the most important tasks in this area is to achieve the required level of radio transparency and reduce energy losses, as well as reduce the distortion of electrophysical parameters. At hypersonic flight speeds, a plasma shell is formed, which has a significant effect on the electrical characteristics of onboard antennas.
Keywords: hypersonic plasma, aircraft, conductivity sensor.

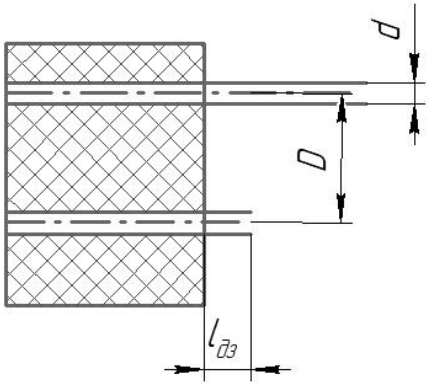
Введение

Для организации надежного канала радиосвязи в условиях полета летательного аппарата (ЛА) необходимо учитывать возмущения среды вокруг него. При образовании плазмы около ЛА наблюдаются сбои радиообмена. Разработка методов диагностики плазмы является неотъемлемой частью определения параметров полета. Информация об электрофизических параметрах в условиях воздействия плазмы необходима для оценки полетных характеристик.

Описание использованных методов

Дадим теоретическое обоснование возможности определения параметров плазменного образования и теплозащиты на постоянном токе при помощи датчиков проводимости при воздействии интенсивного теплового потока, используя только значения электрического сопротивления датчика (без снятия вольтамперных характеристик) при приложенном напряжении, близком к нулевому [1]. Полагаем, что плазма изотермическая. Рассмотрим проводимость плазмы

на постоянном токе $\sigma_{пл}$ при наложении на нее электрического поля посредством датчика проводимости, который представляет собой два цилиндрических электрода длиной $l_{дз}$ и диаметром d, разнесенных в изоляторе на расстояние друг от друга $d \ll D$ (см. рисунок).



Конструкция датчика проводимости

Можно сказать, что для слабых электрических полей (функция распределения электронов по скоростям остается максвелловской) проводимость плазмы на постоянном токе [2]:

$$\sigma_{пл} = \frac{j_z}{E_z} = \frac{eN_e}{m_e \nu_{эф}} \qquad (1)$$

При наложении на плазму слабого электрического посредством датчика проводимости произойдет искажение самого поля, при этом в отсутствии заряженных частиц между электродами, к которым приложено внешнее электрическое поле, потенциал между электродами датчика проводимости меняется по линейному закону (электрическое поле однородно). Появление заряженных частиц с большой концентрацией приводит к образованию между электродами неоднородного электрического поля, что вызывает падение потенциала у электродов. Этот образующийся у поверхности электрода объемный пространственный заряд создает электрическое поле с потенциалом $U_з$, направленное внутрь плазмы. В результате происходит экранирование внешнего электрического поля. Слой объемного пространственного заряда можно характеризовать нелинейным сопротивлением или электропроводностью $\sigma_{об}$. Оценим толщину этого слоя так называемым характерным пространственным масштабом разделения зарядов в плазме L. Эта величина может быть определена из условия равенства потенциальной энергии взаимодействия зарядов при их разделении и тепловой кинетической энергии:

$$\frac{m_e v_e^2}{2} = \frac{kT_e}{2} = 2\pi e^2 N_e L^2, \tag{2}$$

где $E = 2\pi eNL$ – напряженность для пространственного заряда.

В результате

$$L = \left(\frac{kT_e}{4\pi eN_e} \right)^{1/2} \tag{3}$$

Проводимость объемного заряда может быть вычислена по формуле $\sigma_{об} = j_z / U_s$, где j_z – плотность суммарного тока на зонд.

При подключении внешней ЭДС к датчику проводимости выражение для суммы тока в цепи можно найти в виде суммы ионного и электронного токов:

$$I_\Sigma = j_\Sigma S = S(j_i - j_e), \tag{4}$$

где S – собирающая поверхность электрода; j_i – плотность ионного тока электродов; j_e – плотность электронного тока электронов.

При этом проводимость плазмы

$$\sigma_{пл} = j_{пл} / (E - U_S). \tag{5}$$

Если не учитывается влияние объемного заряда,

$$\sigma_{пл} = j_{пл} / E. \tag{6}$$

Используя величину проводимости объемного заряда, записываем

$$\sigma_{об} = \frac{2{,}82 \cdot 10^{-8} (N_e / \nu_{эф})(E - (kT_e / 2e))}{kT / 2e}. \tag{7}$$

Сопротивление датчика проводимости, помещенного в плазму, без учета влияния интенсивного нагрева, можно представить в виде двух последовательных сопротивлений [3]

$$R_{дз_{пл}} = R_{пл} + 2R_{об}, \tag{8}$$

где $R_{пл}$ – сопротивление, обусловленное самой плазмой; $R_{об}$ – сопротивление, обусловленное объемным зарядом вокруг электрода.

Для связи между конструкцией датчика проводимости, его сопротивлением и электропроводностью, воспользуемся выражением

$$R = \frac{\ln(D / d)K}{\pi l_{дз} \sigma_{пл}}, \tag{9}$$

в котором коэффициент K учитывает конечность длин электродов и влияние искажения электрического поля на их торцах.

При использовании двух датчиков, имеющих разные величины межэлектродных расстояний D_1 и D_2, получим систему уравнений

$$R_{дз_{пл1}} = \frac{\ln(D_1 - 2L_1)/(d - 2L_1)}{\pi l_{дз}\sigma_{пл}} K_{пл} + 2R_{об1}, \quad (10)$$

$$R_{дз_{пл2}} = \frac{\ln(D_2 - 2L_2)/(d - 2L_2)}{\pi l_{дз}\sigma_{пл}} K_{пл} + 2R_{об2}, \quad (11)$$

Учтем, что $D_1 \gg L_1, D_2 \gg 2L_2, d \gg 2L_1, d \gg 2L_2$; используя выражение (9), из которого следует, что при близких значениях D_1 и D_2, много больших L, $2R_{об1} \gg 2R_{об2}$, получаем выражение для определения концентрации электронов плазмы через измеренное сопротивление датчика проводимости при отсутствии нагрева его изоляторов в виде

$$N_e = \frac{\ln(D_1 / D_2)\nu_{эф}}{\pi \cdot 2{,}82 \cdot 10^{-8} l_{дз}(R_{дз_{пл1}} - R_{дз_{пл2}})}. \quad (12)$$

Таким образом, определение проводимости и концентрации электронов плазмы возможно при помощи датчиков проводимости.

Библиографический список

1. *Козлов Я.В.* Электрический зонд в плазме. М.: Аттомиздат, 1969.

2. Нелокальные условия излучения для нестационарной системы уравнений Максвелла / А.Р. Майков, А.Д. Поезд, А.Г. Свешников, С.А. Якунин // ЖВМ и МФ. 1990. Т. 30, № 12.

3. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983.

УДК 621.396.96

М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Новикова*
кандидат технических наук, доцент
А. С. Мурзаев*
аспирант
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЛИЯНИЕ ВЫБОРА ДЛИНЫ ВОЛНЫ НА ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕТЕОНАВИГАЦИОННОЙ БОРТОВОЙ РЛС ДЛЯ ЗАПОЛЯРНЫХ ШИРОТ

В условиях ограничения на физический размер излучающей поверхности антенной системы, который позволяет включить бортовую радиолокационную станцию (РЛС) в состав оборудования беспилотного летательного аппарата (БПЛА), предназначенного для полетов в арктических широтах, большое значение имеет выбор длины волны. Он оказывает существенное влияние на параметры антенной системы, на распространение и отражение электромагнитных волн. Для систем с электронным сканированием анализируется, как изменение рабочей частоты излучения влияет на обнаружение арктического слоисто-дождевого облака при работе бортовой РЛС в режиме обеспечения метеонавигации по курсу полета.
Ключевые слова: Арктика, бортовая РЛС, метеонавигация, дальность обнаружения.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 23-29-00044.

M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Novikova*
PhD, Tech., Associate Professor
A. S. Murzaev*
PhD Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE INFLUENCE OF THE CHOICE OF WAVELENGTH ON THE TACTICAL AND TECHNICAL CHARACTERISTICS OF THE WEATHER ONBOARD RADAR FOR POLAR LATITUDES

In conditions of restrictions on the physical size of the radiating surface of the antenna system, which allows the use of on-board radar to be included in the UAV equipment designed for flights in Arctic latitudes, the choice of wavelength is of great importance. It has a significant impact on the parameters of the antenna system, on the propagation and reflection of electromagnetic waves. For systems with electronic scanning, it is analyzed how a change in the operating frequency of radiation affects the detection of an Arctic layered rain cloud when the onboard radar is operating in the weather navigation mode along the flight course.
Keywords: Arctic, airborne radar, meteorological navigation, detection range of detection of the arctic-layered rain cloud.

В настоящее время все большее внимание уделяется проблеме обеспечения безопасности полетов в сложных метеоусловиях для летательных аппаратов малой авиации. Традиционно в погодных радарах используют длины волн, которые гарантируют относительно слабое затухание электромагнитных волн в атмосфере, т.е. X-диапазон [1]. Антенны же относительно небольших габаритов можно реализовать в Ku-диапазоне длин волн. При этом для беспилотного летательного аппарата (БПЛА), работающего в арктических условиях и летающего на относительно малых скоростях, достаточно решать задачу метеонавигациии на малых дальностях, порядка 10–15 км.

Требования по выявлению степени опасности облаков связывают с уровнем радиолокационной отражаемости Z, представляющей собой величину [2]

$$Z = \sum_{u=1}^{U} d_u^6,$$

которая определяется через количество U и диаметры капель d в единице объема облака. Для оценки опасности для полетов она выражается в децибелах с обозначением дБZ [2]:

$$Z\left[\text{дБZ}\right] = 10\lg\left(Z\right),$$

где запись вида $x[y]$ обозначает число единиц y в физической величине x. Опасными для полета считаются метеообразования с Z >40 дБZ.

Значение Z в дискрете дальности однозначно связано с мощностью на входе приемника РЛС через уравнение радиолокации, которое требует определения эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели, обозначенной далее как σ и имеющей размерность площади (м^2).

Поскольку цель представляет собой объемно-протяженную область воздушного пространства, то для расчета ее ЭПР вводится понятие удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР) η всех частиц облака, находящихся в единице объема. Значение ЭПР равно произведению УЭПР и объема метеоцели. УЭПР и ЭПР вычисляются по формулам [2]:

$$\eta\left(\lambda\right) = \frac{\pi^5}{\lambda^4}\left|K\left(\lambda\right)\right|^2 Z,\ \sigma = \eta V,$$

где η – УЭПР метеоцели, м^2/м^3; V – объем метеоцели (в дальнейшем считаем равным элементу разрешения); Z – радиолокационная отражаемость (РЛО), мм^6/м^3, λ – длина волны зондирующего сигнала, м, $|K|^2$ – коэффициент, который можно определить исходя из того, что [1]

$$K\left(\lambda\right) = \frac{\varepsilon'\left(\lambda\right) - j\varepsilon''\left(\lambda\right) - 1}{\varepsilon'\left(\lambda\right) - j\varepsilon''\left(\lambda\right) + 2},$$

где ε – комплексная диэлектрическая проницаемость водной частицы, реальную и мнимую части комплексной диэлектрической проницаемости водной частицы можно брать из справочных данных для заданной температуры и длины волны [1].

Так при нормальной температуре T=293,15 К для сравнения РЛС, работающих в X (λ_x=0,03 м) и Ku (λ_{ku}=0,008 м), можно использовать следующие значения [2]

$$\varepsilon'(\lambda_x)=63{,}3;\ \varepsilon''(\lambda_x)=30{,}4;\ \varepsilon'(\lambda_{ku})=19;\ \varepsilon''(\lambda_{ku})=27{,}1.$$

Получаем, что $|K(\lambda_x)|^2=0{,}925$ и $|K(\lambda_{ku})|^2=0{,}895$, поэтому различиями указанных значений в X и Ku диапазонах можно пренебречь в дальнейших вычислениях, приняв $|K(\lambda)|^2\approx 0{,}9$. Уравнение радиолокации запишем в виде

$$P_{вх}=\left(\frac{P_t}{4\pi R^2}G_t\right)\sigma\left(\frac{1}{4\pi R^2}\right)A\frac{1}{\Gamma L},$$

где: P_t – импульсная мощность с выхода передатчика РЛС; G_t – коэффициент усиления антенны РЛС на излучение; R – расстояние до разрешаемого объема пространства, которое соответствует моменту возврата отраженного сигнала к приемнику РЛС; Γ – коэффициент потерь, учитывающий аппаратно-программные потери полезной мощности РЛС (в СВЧ тракте, в кабелях, на обработку и др.); A – эффективная площадь антенны; L – коэффициент, учитывающий затухание сигнала на трассе распространения от РЛС до разрешаемого объема и обратно с учетом наличия или отсутствия осадков.

Эффективная площадь антенны A связана с ее коэффициентом направленного действия [3]

$$A=\frac{\lambda^2}{4\pi}G_{t1}=\frac{\lambda^2}{4\pi}KND\varsigma_{пр},$$

где KND– коэффициент направленного действия антенны; $\zeta_{пр}$ – потери в приемном тракте антенны, G_{t1} – коэффициент усиления антенны РЛС на прием.

Различия потерь в СВЧ тракте на прием и излучение приравняем к друг другу, а их возможное отличие отнесем в общий коэффициент, учитывающий аппаратно-программные потери РЛС, тогда G_t=G_{t1}. Учитывая это, представим уравнение радиолокации в виде

$$P_{вх}=\left(\frac{P_t}{(4\pi)^3R^4}G_t^2\right)\sigma\frac{1}{L\Gamma}\lambda^2,$$

и подставим в него формулу для определения ЭПР метеоцели

$$P_{вх}=\left(\frac{P_t\lambda^2}{(4\pi)^3R^4}G_t^2\right)\eta V\frac{1}{L\Gamma}=\left(\frac{P_t\lambda^2}{(4\pi)^3R^4}G_t^2\right)\frac{\pi^5}{\lambda^4}|K|^2ZV\frac{1}{L\Gamma}=$$

$$=\frac{\pi^2P_t}{64R^4\lambda^2}G_t^2|K|^2ZV\frac{1}{L\Gamma}.$$

Разрешаемый (цилиндрический) объем определяем по формуле

$$V = S\Delta R = S\frac{c\tau_и}{2},$$

где S – площадь поперечного сечения; ΔR – протяженность элемента разрешения по дальности, определяемая длительностью зондирующего импульса $\tau_и$ и скоростью света c.

Представим площадь поперечного сечения через дальность до разрешаемого объема и угловые расходимости луча по азимуту $\Delta\beta$ и углу места $\Delta\varepsilon$

$$S = \frac{\pi R^2 \Delta\beta\Delta\varepsilon}{4}.$$

Подставляя полученные соотношения для определения разрешаемого объема в уравнение радиолокации, получаем мощность на входе приемника

$$P_{вх} == \frac{\pi^3 P_t \Delta\varepsilon\Delta\beta}{512R^2\lambda^2}|K|^2 KND^2\varsigma_{пр}^2 Z\frac{\Gamma}{L}c\tau_и.$$

При сравнении энергетических потенциалов РЛС, работающих с разными рабочими длинами волн, будем оценивать потери на трассе распространения L посредством расчета с использованием коэффициента затухания l (в дБ/км), зависящего от атмосферных условий и длины волны.

Сравнение энергетического потенциала РЛС с различными длинами волн необходимо проводить при условии, что идентичны: энергетические и временные параметры зондирующего сигнала, мощности шумов в приемном тракте и коэффициент потерь, учитывающий аппаратно-программные потери РЛС. Тогда различия при автоматическом обнаружении опасных метеообразований будут определяться различиями мощностей отраженных сигналов на входе приемного тракта и количеством накопленных импульсов с учетом затухания на трассе распространения. После накопления импульсов соотношение значений итоговых мощностей (энергетических потенциалов станций), будет определяться соотношением:

$$J = \frac{\lambda_2^2}{\lambda_1^2}\frac{\Delta\beta_1\Delta\varepsilon_1\left(KND_1\right)^2\sqrt{N_1}}{\Delta\beta_2\Delta\varepsilon_2\left(KND_2\right)^2\sqrt{N_2}}10^{0,2(l_1-l_2)R}, \qquad (1)$$

где l_1 и l_2 – коэффициенты потерь мощности сигнала на трассе распространения в дБ/км; R – расстояние между РЛС и грозовым облаком; KND_1 и KND_2 – коэффициенты направленного действия антенн; N_1 и N_2 – число накопленных с одного направления импульсов.

Все указанные параметры с индексами 1 и 2 соответствуют параметрам РЛС, работающим на длинах волн λ_1 и λ_2. С круглой антенной мы имеем одинаковую ширину ДН в плоскости азимута и угла места, определяемые через диаметр D и амплитудное распределение следующим образом: $\Delta\beta = \Delta\varepsilon = c_a\frac{\lambda}{D}$, c_a – множитель, зависящий от вида амплитудного распределения. Для континен-

тальных областей рекомендуется выбирать амплитудные распределения, дающие уровень бокового излучения не более минус 28 дБ [4, 5]. Для заполярных широт это требование планируется уточнить в дальнейших исследованиях. Коэффициент усиления антенны с круглым раскрывом равен:

$$G^2 = \frac{\xi_a^2 \pi^4 D^4}{\lambda^4},$$

ξ_a – коэффициент, который определяется амплитудным распределением амплитуды (равны для частотных поддиапазонов). Для отображения текущей метеорологической ситуации перед самолетом используется сканирование в горизонтальной плоскости с просмотром сектора с угловым размером B. В антенне с электронным сканированием количество лучей M, которые служат для приема отраженного сигнала

$$M = \frac{B}{\Delta\beta} = \frac{BD}{\lambda c_a}.$$

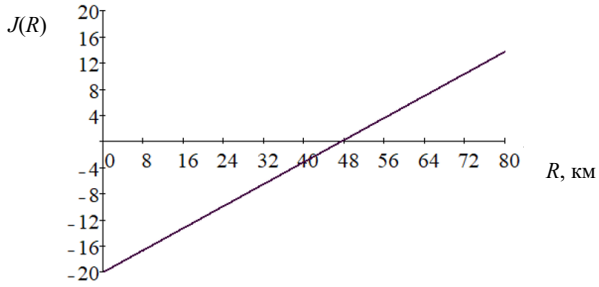
Период повторения импульсов Tп для поиска опасных связан с максимальным заданным расстоянием для обнаружения опасных метеообразований Rmax. Максимальное время, отведенное для накопления кадра изображения, равно $T_{\text{кадр}}$. В этом случае количество импульсов, поступающих с одного направления, равно

$$N = \frac{T_{\text{кадр}}}{MT_{\text{п}}} = \frac{T_{\text{кадр}} c}{2MR_{\max}} = \frac{T_{\text{кадр}} c c_a}{2BDR_{\max}} \lambda.$$

После подстановки полученных соотношений в (1)

$$J = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^{3,5} 10^{0,2(l_1 - l_2)R}.$$

Рассмотрим случай, когда интенсивность осадков между радаром и арктическим слоисто-дождевым облаком составляет I=1 мм/час. Коэффициенты ослабления составляют l_1=0,0117 дБ/км (для X-диапазона) и l_2=0,228 дБ/км (для Ku-диапазона) [1].



Зависимость превосходства мощности для РЛС X-диапазона над РЛС Ku-диапазона

На рисунке показана зависимость значения 10lg(J) от расстояния R. Таким образом, из графика следует, что РЛС Ku-диапазона имеет более высокую мощность на входе приемника на расстояниях до 48 км, даже при осадках малой низкой интенсивности между БПЛА и облаком, степень опасности которого для полета оценивается с помощью БРЛС. При сильных осадках она может снизиться до 5 км. Таким образом для метонавигационных РЛС БПЛА рекомендуется использовать длины волн, менее чем 3 см из окон прозрачности атмосферы, например, 2 см или 8 мм в зависимости от допустимых габаритов для размещения. Для всепогодного обнаружения при наличии достаточного объема для размещения лучше использовать более высокие значения длины волны.

Библиографический список

1. *Довиак Р., Зрнич Д.* Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеоиздат, 1988.

2. *Красюк Н.П., Коблов В.Л., Красюк В.Н.* Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. М.: Радио и связь, 1988.

3. *Хансен Р.С.* Фазированные антенные решетки, 2-е изд., М.: Техносфера, 2012.

4. Применение антенн с несимметричной диаграммой направленности в бортовых метеонавигационных радиолокационных станциях / М.Б. Рыжиков, А.Р. Бестугин, Ю. А.Новикова, И. А. Киршина // Датчики и системы. 2020. № 4 (246). С. 15–19.

5. Investigation of Conditions for Detecting False Windshear Areas in Weather Radar for Low-Altitude Flights of Small Aircrafts / A. R. Bestugin, M. B. Ryzhikov, Y. A. Novikova, I. A. Kirshina // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russia, 2021. P. 1–5,

УДК 621.396.96

М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Новикова*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОТРАЖЕННОГО ОТ МЕТЕОЦЕЛИ СИГНАЛА

Предложен алгоритм, позволяющий проводить моделирование отраженного от метеообъекта сигнала. Он может быть использован как при решении задач оценки параметров сигнала, так и при применении более сложного моделирования для анализа эффективности решения задач метеонавигации.
Ключевые слова: метеонавигация, радиолокационная станция, алгоритм.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 23-29-00044.

M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Novikova*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

SIMULATION OF A SIGNAL REFLECTED FROM A WEATHER TARGET

An algorithm is proposed that allows modeling of a signal reflected from a meteorological object. It can be used in solving problems of both estimating signal parameters and applying more complex modeling to analyze the effectiveness of solving meteorological navigation problems.
Keywords: meteorological navigation, radar station, algorithm.

Модель отраженного радиолокационного сигнала представляется в виде суммы трех компонент [1]:

- компонента сигнала, отраженного от метеообразования $u_{\text{м}}(t_k)$;
- компонента сигнала, отраженного от земной поверхности $u_{\text{з}}(t_k)$;
- компонента внутриприемного шума $u_{\text{ш}}(t_k)$.

Радиосигнал $u_{им_метео}(t_k)$ представляет из себя сумму

$$u_{им_метео}(t_k) = u_{м}(t_k) + u_{з}(t_k) + u_{ш}(t_k)$$

и моделирует реальный радиосигнал на выходе АЦП приемного устройства локатора.

Отсчеты радиосигнала берутся в моменты t_k: два раза на каждом интервале времени, равном периоду повторения импульсов в пачке T:

$$t_k = t_{\text{зад}} + (k' - 1)T + (k'' - 1)T_{\text{д}},\ k = (k' - 1) + k'',$$

где k=1, 2, …, M – номер отсчета в пачке, M – общее число импульсов в пачке (число периодов повторения импульсов на длительности пачки), k'=1, 2, …, M – номер импульса в пачке, k''=1, 2 номер отсчета в паре отсчетов, $t_{зад}$ – длительность задержки сигнала.

Один отсчет в паре соответствует значению синфазной составляющей сигнала, второй – квадратурной. Сигнал моделируется на интервале времени, равном длительности пачки $T_{пачки}$.

Область элемента разрешения (ЭР) разбивается на отдельные непересекающиеся дискретные области (ДОЭР), каждая из которых соответствует некоторой дискретной изодопе частотой $f_{дм\ i}$ (i – индекс ДОЭР). Правило размещения изодоп следующее: начальная изодопа проводится по биссектрисе области сканирования (область двойного азимутального ЭР), последующие откладываются в обе стороны по азимуту от последней ($f_{дм\ i}$). «Частотное расстояния» между смежными изодопами равно $1/T$. Частота $f_{дм}$ соответствует изодопе с наименьшим азимутом.

Компонента сигнала от метеоцели представляется в виде конечной суммы гармоник, каждая из которых возникает в результате отражения от отдельной ДОЭР:

$$u_{м}(t_k) = K_{ус}\sum_{i=1}^{N} A_{м\,i}(t_k)\sin\left(2\pi\left(f_{пч} + f_{д\,м\,i}\right)t_k + \varphi_{м\,i}(t_k)\right)$$

где N − число гармонических составляющих в сумме (равное числу изодоп в пределах области сканирования); $K_{ус}$ – проходной коэффициент усиления приемного устройства локатора; $A_{м\,i}(t_k) = \overline{ДН_i(t_k)}B_{м\,i}(t_k)$ – случайные амплитуды частотных составляющих сигнала, определяемые усредненной по ДОЭР диаграммой направленности антенны $ДН_i(t_k)$ и неискаженными последней амплитудами $B_{м\,i}(t_k)$; $\varphi_i(t_k)$ – случайная фаза частотных составляющих компоненты; $f_{дм\ i}$ − детерминированные значения доплеровских частот гармонических составляющих; $f_{пч}$ − несущая частота промежуточная частота приемного устройства).

$ДН_i(t_k)$ в пределах азимутального угла расширения $\Delta\beta$ (взятого по половинной мощности диаграммы направленности) аппроксимируется функцией Бесселя нулевого порядка; за пределами угла $\Delta\beta$ приравнивается к нулю [2]:

$$ДН_i(t_k) = ДН(\beta_i, \beta_{ср}, \mu) = \begin{cases} J(\mu(\beta_i - \beta_{ср})) & \text{при} \quad \beta_i \in [\beta_{ср} - \dfrac{\Delta\beta}{2}, \beta_{ср} + \dfrac{\Delta\beta}{2}] \\ 0 & \text{при} \quad \beta_i \notin [\beta_{ср} - \dfrac{\Delta\beta}{2}, \beta_{ср} + \dfrac{\Delta\beta}{2}] \end{cases},$$

где $\beta_{ср}$ − средний азимут текущей области сканирования азимутальным размером $\Delta\beta$, μ=0,61 градус$^{-1}$ (определилось из условия $J(\mu\Delta\beta/2) = 1/\sqrt{2}$).

Получение среднего значения диаграммы направленности проводится по следующей формуле [2]

$$\overline{\text{ДН}_i(t_k)} = \overline{\text{ДН}(\beta_i, \beta_{\text{ср}}, \mu)} = \int_{(\beta_i+\beta_{i-1})/2}^{(\beta_i+\beta_{i+1})/2} \text{ДН}(\beta, \beta_{\text{ср}}, \mu) d\beta.$$

$\left\| \xi_{\text{м}}^{B} \right\| = \left\| \xi_{\text{м}\,i}^{B} \right\|_{\overline{i=1,4\cdot N_{\text{м}}}} = \text{random}(0,1)$

Формирование вектора некоррелированных значений встроенной случайной величины $\xi_{\text{м}}^{\text{B}}$, распределенной равномерно на интервале (0,1)

$\left\| \eta_{\text{м}}^{B} \right\| = \left\| \eta_{\text{м}\,i}^{B} \right\|_{\overline{i=1,2\cdot N_{\text{м}}}} =$

$\left\| \sqrt{-2\ln(\xi_{\text{м}\,i}^{B})} \sin(2\pi\xi_{\text{м}\,i+2N_{\text{м}}}^{B}) \right\|_{\overline{i=1,2..N_{\text{м}}}}$

Формирование вектора некоррелированных значений случайной величины $\eta_{\text{м}}^{\text{B}}$, распределенной нормально с параметрами (0,1)

$\rho_{\text{м}} = \exp(-w_{\text{м}}\Delta t_{\text{м}}),$

$a_{\text{м}} = \sigma_{\text{м}}\sqrt{1-\rho_{\text{м}}^{2}},\ b_{\text{м}} := \rho_{\text{м}}$

Определение параметров для последующего рекурентного подалгоритма формирования вектора коррелированных амплитуд распределенных по нормальному закону $(0,\sigma_{\text{м}}^{2})$.

$\left\| \eta k_{\text{м}}^{B} \right\| = \left\| \eta k_{\text{м}\,i}^{B} \right\|_{\overline{i=1,2N_{\text{м}}}}$

$= \left\| a_{\text{м}} \eta_{\text{м}\,i}^{B} + b_{\text{м}} \eta k_{\text{м}\,i-1}^{B} \right\|_{\overline{i=1,2N_{\text{м}}}}$

Формирование вектора $\left\| \eta k_{\text{м}\,i}^{B} \right\|_{\overline{i=1,2..N_{\text{м}}}}$ коррелированных значений, распределенных по нормальному закону $(0,\sigma_{\text{м}}^{2})$. Корреляционная функция $K_{\eta_{\text{м}}^{\text{B}}}(\tau) = \sigma_{\text{м}}^{2}\exp(-w_{\text{м}}|\tau|)$ [1]

$\left\| B_{\text{м}} \right\| = \left\| B_{\text{м}\,i} \right\|_{\overline{i=1,N_{\text{м}}}} =$

$= \left\| \sqrt{\left[\eta k_{\text{м}\,i}^{\text{B}} \right]^{2} + \left[\eta k_{\text{м}\,i+N_{\text{м}}}^{\text{B}} \right]^{2}} \right\|_{\overline{i=1,2N_{\text{м}}}}$

Формирование вектора $\left\| B_{\text{м}\,i} \right\|_{\overline{i=1,N_{\text{м}}}}$ коррелированных амплитуд распределенных по релеевскому закону с параметром $\sigma_{\text{м}}$. Корреляционная функция $K_{B_{\text{м}}}(\tau) \infty K_{\eta_{\text{м}}^{\text{B}}}^{2}(\tau)$

$\left\| A_{\text{м}} \right\| = \left\| A_{\text{м}\,i,k'} \right\|_{\overline{k'=1,M}}^{\overline{i=1,N_{\text{м}}}} =$

$= \left\| \overline{\text{ДН}_{i,k'}} B_{\text{м}\,i} \right\|_{\overline{k'=1,M}}^{\overline{i=1,N_{\text{м}}}}$

Формирование вектора $\left\| A_{\text{м}\,i,k'} \right\|_{\overline{k=1,M}}^{\overline{i=1,N_{\text{м}}}}$ коррелированных амплитуд распределенных по релеевскому закону с параметром $\sigma_{\text{м}}$.

Алгоритм моделирования случайных амплитуд гармоник сигнала от метеоцели

Задача моделирования $u_{м}(t_k)$ сводится к задаче формирования случайных процессов $B_{м\,i}(t_k);$, $\varphi_i(t_k)$ с заданными вероятностными характеристиками из встроенной случайной величины ξ средства моделирования (компьютера), равновероятно распределенной на интервале (0,1). Вследствие нормального характера распределения мгновенного значения случайного отраженного сигнала [2, 3] процесс $A_{м\,i}(t_k)$ должен быть распределен по релеевскому [3]:

$$w(y)=\frac{y}{\sigma^2}\exp(-\frac{y^2}{2\sigma^2}),\ m_y=\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma;\ \sigma_y^2=(2-\frac{\pi}{2})\sigma^2,$$

а $\phi_i(t_k)$ по симметрично-равномерному законам [1] соответственно

$$w(y)=\begin{cases}1/2\sigma & \text{при} \quad |y|\le\sigma\\ 0 & \text{при} \quad |y|>\sigma\end{cases};\ m_y=0;\ \ \sigma_y^2=\frac{\sigma^2}{3},$$

где $w(y)$ − плотность вероятности распределения случайной величины y; σ − параметр распределения; m_y − математическое ожидание величины y.

В соответствии с [2, 3] можно пренебречь временной декорреляцией (декорреляцией между амплитудами гармонической составляющей, пришедшей от одной и той же ДОЭР в разные периоды T) в следствии малости времени накопления пачки по сравнению с длительностью временной декорреляции ($B_{м\,i}(t_k)=B_{м\,i}$), и можно учитывать только пространственную корреляцию (корреляцию между амплитудами различных гармоник в одном и том же временном сечении).

Исходя из вышеуказанных соображений был сформирован алгоритм моделирования случайных амплитуд и фаз гармоник сигнала от метеоцели, предоставленный на рисунке. Он может быть использован для оценки параметров метеообъектов и эффективности решения задач метеонавигации.

Библиографический список

1.*Степаненко В.Д.* Радиолокация в метеорологии. Л.: Гидрометеорологическое издательство, 1966.

2.*Красюк Н.П., Коблев В.Л., Красюк В.Н.* Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. М.: Радио и связь, 1988.

3.*Быков В.В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971.

УДК 621.396.96

М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Новикова*
кандидат технических наук, доцент
В. Г. Сванидзе*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ АРКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Предложен ряд решений по структуре перспективного бортового радиолокатора для беспилотного летательного аппарата арктического назначения. Рассмотрена обобщенная структура изделия, даны рекомендации к отдельным составляющим: антенному устройству, аналоговому приемо-передающему устройству, цифровому вычислителю, устройству внешнего интерфейса, а также цифро-аналоговому управляющему устройству.
Ключевые слова: Арктика, структура БРЛС, технические параметры БРЛС.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 23-29-00044.

M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Novikova*
PhD, Tech., Associate Professor
V. G. Svanidze*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

CONSTRUCTION PRINCIPLES OF RADAR STATIONS OF UNMANNED AERIAL VEHICLES FOR ARCTIC APPLICATION

The work proposes a number of solutions for the structure of the modern airborne radar complex of an unmanned aerial vehicle for Arctic purposes. The generalized structure of the product is considered, the characteristics of its individual components are given: a paired radiating antenna device, an analog receiving and transmitting device, a digital computing device, an external interface device, as well as a digital-analog control device.
Keywords: Arctic, radar structure, radar technical parameters.

Введение

В настоящее время всем проектам и планам, связанным с Арктикой, уделяется особое внимание. Рассматриваемые в настоящей работе подходы к созданию перспективной бортовой радиолокационной системы (БРЛС) для раз-

мещения на борту беспилотного летательного аппарата (БПЛА) могут быть успешно реализованы в арктической практике.

БПЛА, оснащенные БРЛС арктического назначения, могут решать задачи радиолокационного информационного обеспечения (РИО) судоходства Северного морского пути (СМП). Важность РИО для СМП сложно переоценить: результатом такого обеспечения являются экономические выгоды от оптимизации навигации и высокая безопасность транспортировок [1].

Кроме того, БПЛА с арктическими БРЛС являются отличным средством мониторинга и разведки в районах активного хозяйствования: населенные пункты, арктические порты и терминалы, территории добычи полезных ископаемых, промышленные предприятия различного назначения [2].

Облик БРЛС арктического применения, основные характеристики

На рис. 1 показана обобщенная структура БРЛС для БПЛА арктического применения.

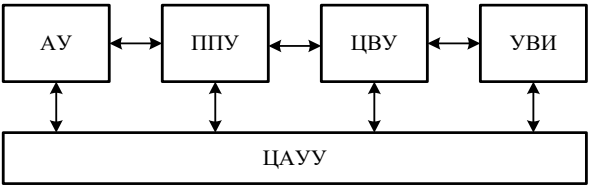


Рис. 1. Схема БРЛС для БПЛА арктического применения

Структура предполагает наличие парного излучающего антенного устройства (АУ), аналогового приемо-передающего устройства (ППУ), цифрового вычислительного устройства (ЦВУ), устройства внешнего интерфейса (УВИ) и цифро-аналогового управляющего устройства (ЦАУУ).

Рассмотрим основные параметры составляющих БРЛС и станции в целом.

В БРЛС мониторинга и разведки следует предусмотреть возможность работы как в режиме обычного углового разрешения (ОР), определяемого шириной главного лепестка диаграммы направленности (ДН) физической антенны, так и в режиме высокого углового разрешения (ВР), обеспечиваемого применением метода синтезирования искусственной апертуры (СА). Известно, что наилучшие результаты СА дает при боковом обзоре, поэтому парциальные АУ предлагается размещать вдоль левого и правого борта БПЛА. Кроме того, двухстороннее размещение АУ обеспечит одновременный обзор пространства в левой и правой полусфере и избавит от проблем применения противовеса и ухудшения аэродинамических свойств БПЛА, свойственных одностороннему исполнению.

Парциальное антенное полотно реализуется как антенная решетка, выполненная по волноводно-щелевой или полосковой технологии. Традиционно раскрыв антенной решетки является плоским, однако, внедрение технологии размещения одиночных излучающих элементов неплоским образом позволит

разместить излучатели по криволинейной поверхности, повторяющей форму боковых частей фюзеляжа БПЛА [3]. Корпус беспилотника в месте расположения парциальных антенн должен быть радиопрозрачным в соответствующем частотном диапазоне, при этом обтекатель не должен вносить существенные искажения в форму ДН.

Базовыми характеристиками АУ являются ширина главного лепестка и уровень боковых лепестков ДН, коэффициент усиления (КУ) и коэффициент полезного действия (КПД), коэффициент использования поверхности (КИП). Для БПЛА средних и малых размеров с БРЛС, работающих в Х-диапазоне (3 см), рекомендуется выбрать горизонтальный размер полотна парциального АУ из диапазона от 1,0 до 1,5 м и формировать на полотне амплитудное распределения типа косинус-квадрат или косинус-куб с пьедесталом, при котором будет обеспечиваться азимутальная ширина ДН от 1,5 до 2,5° при достаточно низком уровне бокового излучения минус 18–25 дБ [4]. При качественном исполнении волноводной части АУ можно достичь КПД=0,8–0,9; и тем самым обеспечить КУ в диапазоне 1500–2500 при вертикальном размере раскрыва 0,3–0,5 м.

При работе в Ка-диапазоне (8 мм) подобных значений КУ, ширины главного лепестка и уровня боковиков можно добиться при размерах антенны: 0,25–0,5 м (горизонталь) и 0,10–0,15 м (вертикаль) [5].

На текущем этапе развития схемотехнических технологий к наиболее удачным решениям реализации ППУ можно отнести многоканальный приемопередатчик на основе SDR-подхода (Software Defined Radio) [6]. К подобным устройствам относиться схема AD9364 компании Analog Devices [6] или ее аналоги (рис. 2), пригодные к применению при низких температурах, свойственных арктическому региону. Схема содержит несколько каналов формирования и приема сигналов: усилители, частотные преобразователи, фильтры промежуточных частот, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, внутренние и внешние интерфейсы и систему питания.

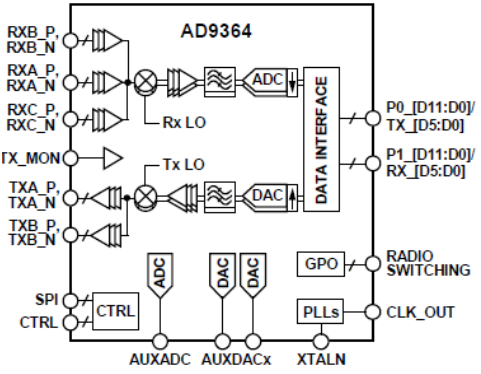


Рис. 2. Функциональная диаграмма приемопередатчика AD9364 компании Analog Devices

К базовым параметрам передающего тракта ППУ относятся характеристики сигнала (частотный диапазон, полоса частот, вид модуляции), уровень излучаемой мощности, уровень внеполосного излучения и пр. Предлагаемые к использованию два частотных диапазона – X (3 см) и Ка (8 см) являются удачными с точки зрения радиопрозрачности арктической атмосферы. Сигнал X-диапазона характеризуется меньшими потерями при распространении в арктических метеообразованиях по сравнению с Ка-диапазоном, однако проигрывает последнему по обеспечиваемой угловой разрешающей способности при соизмеримых габаритах антенн [7].

Полоса зондирующего сигнала Δf определяется исходя из требуемого разрешения по дальности Δr [8]:

$$\Delta f > k_f \frac{c}{2\,\Delta r},$$

где c – скорость света; k_f – коэффициент, учитывающий вид обработки сигнала.

Сложный сигнал БРЛС арктического назначения может быть получен путем фазо-кодовой (ФКМ) или линейно-частотной (ЛЧМ) модуляцией несущей частоты. При этом девиация частоты ЛЧМ-сигнала δf при больших базах выбирается равной Δf, а длительность фазового парциального ФКМ-сигнала $\Delta t = 1/\Delta f$.

Сжатие ЛЧМ сигналов с применением сглаживающего окна в частотной области (например, окна Хэмминга), позволяет снизить уровень паразитных боковых лепестков до минус 35–42 дБ, однако, в данном случае требуется увеличить Δf путем коррекции коэффициента k_f до значений от 1,5 до 2.

Для фазовой модуляции могут выбираться М-последовательности или коды Баркера. Уровень боковиков сжатого сигнала в первом случае определяется длиной последовательности n посредством выражения $1/(2^n–1)^{0,5}$, а достижимый уровень боковиков во втором случае не превышает 1/13. Применение специализированных подоптимальных алгоритмов сжатия фазоманипулированных сигналов позволяет добиться снижения уровня паразитных боковиков на 5–10 дБ, однако это достигается за счет энергетических потерь (ухудшения соотношения сигнал-шум) [9].

Основными параметрами приемного каналов ППУ являются сквозной коэффициент усиления, частотная избирательность, чувствительность и коэффициент шума, мгновенный динамический и управляемый диапазоны. Согласованный прием по частоте обеспечивает минимизацию тепловых шумов, имеет место минимизация сквозного коэффициента шума антенно-приемного тракта $K_ш$. Он выбирается исходя из уровня, принимаемого в АУ сигнала и рабочих напряжений аналого-цифрового устройства и обычно составляет 80–110 дБ [10].

ЦВУ предназначена для обработки и извлечения полезной информации из радиолокационного сигнала. Можно выделить следующие модули специального программного обеспечения ЦВУ [11]:

1) модуль расчета параметров режимов обзора;

2) модули внутрипериодной сигнальной обработки, решающие задачи коррекции ошибок аналого-цифрового приемного тракта, цифровой фильтрации и интерполяции, сдвига средней допплеровской частоты, когерентной корреляционной обработки (сжатия);

3) модули межпериодной (внутрикадровой) обработки, решающие задачи фазо-траекторной коррекции, устранения нелинейной составляющей фазы отраженного сигнала, компенсации флуктуации фаз (обусловленных траекторными нестабильностями при пролете БПЛА в арктической турбулентной атмосфере), гармонического анализа принимаемого сигнала, построения частичного радиолокационного кадра изображения;

4) модули кадровой обработки, решающие задачи некогерентного накопления частичных кадров и формирования полного кадра радиолокационного изображения;

Центральным устройством БРЛС арктического применения является ЦАУУ. Можно выделить следующие подсистемы устройства:

1) подсистема формирования цифровых синхронизирующих сигналов управления и смены режима; модуляции, стробирования и задержки зондирующего и отраженного сигналов; временного согласования работы устройств БРЛС;

2) преобразователи питающих напряжений центральной системы питания БПЛА к номиналам, пригодным для энергетического обеспечения БРЛС и подсистема питания в целом;

3) подсистемы подогрева и вентиляции, предназначенные для скорого вывода и поддержания локального климата БРЛС в рабочем диапазоне температур, а также осушения устройств БРЛС как меры, препятствующей оледенению и выхода из строя изделия в условиях агрессивного климатического воздействия Заполярья;

4) подсистема управления внутренними и внешними интерфейсами;

5) подсистема обработки внешней навигационной информации, предназначенная для обеспечения навигационными данными программ комплексной обработки сигнала.

Библиографический список

1. *Широкорад А.Б.* Арктика и Северный морской путь. Вече, 2017. 416 с.

2. *Иванченко Д. С., Картамышева Е. С.* Развитие промышленности и технологий в Арктике // Молодой ученый. 2016. № 28 (132). С. 333–336.

3. *Красюк В.Н., Рыжиков М.Б.* Микрополосковая цилиндрическая антенная решетка с уменьшенным числом излучателей и активным подавлением боковых лепестков // Вопросы радиоэлектроники. 2008. № 1 (2). С. 24–33.

4. *Рыжиков М.Б.* Оценка граничных значений нормированного амплитудного распределения, реализованного путем изменения ширины микрополосковых антенн прямоугольной формы // Сб. тезисов докладов II Международного форума «Математические методы и модели в высокотехнологичном производстве», Санкт-Петербург, 2022. С. 276–278.

5. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы / Д.И. Воскресенский [и др.]. Радиотехника, 2013.

6. Software-Defined Radio for Engineers / T.F. Collins, R. Getz, D. Pu, A.M. Wyglinski. Artech House Mobile Communications, 2018.

7. Справочник по радиолокации / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. М.: Техносфера, 2014.

8. Авиационные системы радиовидения: монография / под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2015. 648 с.

9. Уменьшение уровня боковых лепестков сложных сигналов / А.А. Бритов, С.В. Козелков, А.Н. Макеенок, А.А. Подгурский // Системи управління, навігації та зв'язку. 2010. Вип. 1 (13). С. 40–44.

10. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский [и др.]. М.: Изд. ВВИА им. проф. В.И. Жуковского, 2006.

11. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / под ред. Л.А. Школьного. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.

УДК 621.396.96

М. Б. Рыжиков*
кандидат технических наук, доцент
Ю. А. Новикова*
кандидат технических наук, доцент
В. Г. Сванидзе*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ БОРТОВОГО ЛОКАТОРА РАДИОВИДЕНИЯ В ЗАПОЛЯРНЫХ ШИРОТАХ

Освоение Арктики требует активного использования бортовых систем для повышения информационного обеспечения при решении самых разных задач. Бурно развивается судоходство в непростых арктических морских и атмосферных условиях. Осваиваются новые месторождения полезных ископаемых (нефть, газ, металлы, минеральные удобрения и пр.). Модернизируются существующие и строятся новые поселения для специалистов различных профилей и их семей. Радиолокатор, установленный на беспилотную летающую платформу, является отличным средством для проведения разведки, мониторинга и контроля морской, ледовой, климатической и биологической обстановки. Являясь своеобразными «глазами» специалиста, бортовой радиолокатор предоставляет для него ценную информацию, что помогает рациональным образом решать поставленные задачи. В настоящей работе приведены методики и результаты расчетов энергетических параметров бортового радиолокатора, предназначенного для применения в арктической зоне.
Ключевые слова: Арктика, потенциал радиолокатора, дальность обнаружения радиолокатора.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского Научного Фонда, проект № 23-29-00044.

M. B. Ryzhikov*
PhD, Tech., Associate Professor
Yu. A. Novikova*
PhD, Tech., Associate Professor
V. G. Svanidze*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ENERGY CALCULATION OF THE ONBOARD RADAR OF RADIO VISION IN POLAR LATITUDES

Active development of the Arctic requires the active use of radio engineering tools for various purposes. Shipping is developing rapidly in difficult Arctic sea and atmospheric conditions. New mineral deposits are being developed (oil, gas, metals, mineral fertilizers, etc.). Existing settlements of specialists of various profiles and their families are being modernized and new settlements are being built. A radar mounted on an unmanned flying platform is an excellent tool for conducting reconnaissance, monitoring and control of the sea, ice, climatic and biological conditions. Being a kind of

"eyes" of a specialist, the onboard radar provides valuable information for him, which helps to solve the tasks assigned to him in a rational way. This work presents the results of calculations of the energy parameters of an onboard radar intended for use in the Arctic zone.
Keywords: Arctic, radar potential, radar detection range.

Пусть в заданной точке пространства на расстоянии R от фазового центра (ФЦ) антенного устройства (АУ) бортового радиолокатора (БРЛС) находится цель с эффективной площадью рассеяния (ЭПР) σ. Излучаемый антенной электромагнитный импульс мощностью $P_{\text{прд}}$ распространяется в пространстве в соответствии с диаграммой направленности (ДН) АУ. На этом основании плотность потока мощности электромагнитной волны у цели [1]:

$$П_{\text{ц}} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}}{4\pi R^2} 10^{-0,1\theta R},$$

где $G_{\text{прд}}$ – коэффициент усиления АУ на передачу; θ – коэффициент затухания в приземном слое арктической атмосферы. Цель отражает волну и формирует в окрестности АУ плотность потока

$$П_{\text{ау}} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} \sigma}{(4\pi)^2 R^4} 10^{-0,2\theta R}.$$

Учитывая известную связь, между коэффициентом усиления на прием $G_{\text{прм}}$ и эффективной площадью полотна АУ [2], сформулируем выражения для принимаемой мощности отраженного сигнала

$$P_{\text{ау}} = P_{\text{прм}} = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} 10^{-0,2\theta R},$$

где λ – длина волны; L – коэффициент потерь в системе.

На входе АУ соотношение сигнал-шум (ССШ) оказывается равным

$$\gamma_{\text{ау}} = P_{\text{ау}} / P_{\text{ау.ш}},$$

где $P_{\text{ау.ш}}$ – предельная чувствительность приемного тракта БРЛС (равная мощности шумов, приведенной ко входу системы). Величина $P_{\text{ау.ш}}$ связана с коэффициентом шума системы $K_{\text{ш}}$ известным выражением [3]

$$P_{\text{ау.ш}} = kT_0 \Delta f_{\text{пу}} K_{\text{ш}},$$

где k=1,381·10^{-23} – постоянная Больцмана; T_0 – эталонная температура, равная 290 К; $\Delta f_{\text{пу}}$ – полоса пропускания аналогового тракта приемника, согласованная (равная) с сигнальной полосой Δf.

В процессе сигнальной обработки в цифровом вычислительном устройстве (ЦВУ) БРЛС соотношение сигнал-шум увеличивается в $N_{\text{н}}$ раз:

$$\gamma_{\text{цву}} = P_{\text{цву}} / P_{\text{цву.ш}} = \gamma_{\text{ау}} N_{\text{н}};\ N_{\text{н}} = N_{\text{вп}} N_{\text{мп}} N_{\text{мк}};$$

$$N_{\text{вп}} = B;\ N_{\text{мп.о}} = \sqrt{N_{\text{имп}}};\ N_{\text{мп.в}} = N_{\text{имп}};\ N_{\text{мк}} = \sqrt{N_{\text{чк}}},$$

где $N_{вп}$ – коэффициент эффективности когерентного внутрипериодного накопления, равный базе применяемого сигнала B; $N_{\text{мп.о}}$ и $N_{\text{мп.в}}$ – коэффициенты эффективности некогерентного (режим обычного разрешения (ОР)) и когерентного (режим высокого разрешения (ВР), режим синтезирования апертуры (СА)) межпериодного накопления, равные соответственно корню или исходному числу зондирующих импульсов в пачке однократного синтезирования апертуры $N_{\text{имп}}$, $N_{\text{мк}}$ – коэффициент эффективности некогерентного накопления сигнала при наложении частичных кадров радиолокационного изображения, равный корню из числа наложений $N_{\text{чк}}$.

Рекомендуемое значение B составляет от несколько десятков до несколько сотен единиц, а значение $N_{\text{чк}}$ следует выбирать не более 3...4. Теперь определимся с $N_{\text{имп}}$. В режиме ОР не стоит выбирать значение $N_{\text{имп}}$ больше, чем несколько десятков. Режим ВР (метод СА) предполагает, что для обеспечения требуемого азимутального разрешения $\Delta\alpha_{\text{с}}$ цели, находящейся под углом $\alpha_{\text{ц}}$ к линии полета БПЛА, летящего со скоростью V, время накопления сигнала $T_{\text{с}}$ составит [4]

$$T_{\text{с}} = \frac{\lambda}{2V\Delta\alpha_{\text{с}}\sin\left(\alpha_{\text{ц}}\right)}.$$

С другой стороны, интервал $T_{\text{с}}$ можно определить через максимальное количество импульсов зондирования $N_{\text{имп.макс}}$ и минимальный период зондирования $T_{\text{п.мин}}$

$$T_{\text{с}} = N_{\text{имп.макс}}T_{\text{п.мин}} = N_{\text{имп.макс}}\frac{2R}{c},$$

где $2R$ – двусторонний ход сигнала до цели и обратно; c – скорость света. На основании двух последних формул, можно получить выражение для $N_{имп}$

$$N_{\text{имп.макс}} = \frac{\lambda c}{4RV\Delta\alpha_{\text{с}}\sin\left(\alpha_{\text{ц}}\right)}.$$

Теперь определим общее выражение для ССШ на выходе ЦВУ для обоих режимов разрешения на основании предыдущих зависимостей:

$$\gamma_{\text{цву}}\left(R\right) = \frac{P_{\text{ау}}}{P_{\text{ау.ш}}}N_{\text{н}} = \frac{P_{\text{прд}}G_{\text{прд}}G_{\text{прм}}\lambda^2\sigma\, N_{\text{вп}}N_{\text{мп}}N_{\text{мк}}}{P_{\text{ау.ш}}\left(4\pi\right)^3R^4L}10^{-0,2\theta R}.$$

А для каждого режима («о» – ОР, «в» – ВР):

$$\gamma_{\text{цву.о}}\left(R\right) = \frac{P_{\text{прд}}G_{\text{прд}}G_{\text{прм}}\lambda^2\sigma\, B\, N_{\text{имп}}\sqrt{N_{\text{чк}}}}{P_{\text{ау.ш}}\left(4\pi\right)^3R^4L}10^{-0,2\theta R},$$

$$\gamma_{\text{цву.в}}\left(R\right) = \frac{P_{\text{прд}}G_{\text{прд}}G_{\text{прм}}\lambda^3\sigma\, B\sqrt{N_{\text{чк}}}c}{256\pi^3\, P_{\text{ау.ш}}R^5L\, V\Delta\alpha_{\text{с}}\sin\left(\alpha_{\text{ц}}\right)}10^{-0,2\theta R}.$$

Набор параметров для расчета ССШ

Параметры для $\lambda = 3$ см [3, 5]	$P_{\text{прд}} = 250$Вт; $G_{\text{прд}} = G_{\text{прм}} = 2000$; $B = 100$; $N_{\text{чк}} = 3$; $\theta = 0,01$ дБ/км; $P_{\text{ау.ш}} = -80$ дБм; $L = 5$ дБ; $h = 300$ м; $\Delta r = 10$ м; $\sigma_{\text{тц}} = 10$ м^2 (ЭПР точечной цели типа катер, грузовик) $\sigma_{\text{у0.гп}} = 0,02$ (коэффициент УЭПР арктической грунтовой поверхности (ГП)) $\sigma_{\text{у0.слп}} = 0,06$ (коэффициент УЭПР арктической снежно-ледовой поверхности (СЛП)) Особые параметры для режима ОР: $N_{\text{имп}} = 15$; $\Delta\alpha_{\text{п}} = \Delta\alpha = 2°$ Особые параметры для режима ВР: $V = 50$ м/с; $\Delta\alpha_{\text{п}} = \Delta\alpha_{\text{с}} = 0,2°$; $\alpha_{\text{ц}} = 90°$ (боковой синтез)
Параметры для $\lambda = 8$ мм [3, 5]	$P_{\text{прд}} = 600$ Вт; $G_{\text{прд}} = G_{\text{прм}} = 2000$; $B = 100$; $N_{\text{чк}} = 3$; $\theta = 0,12$ дБ/км; $P_{\text{ау.ш}} = -80$ дБм; $L = 5$ дБ; $h = 300$ м; $\Delta r = 10$ м; $\sigma_{\text{тц}} = 120$ м^2; $\sigma_{\text{у0.гп}} = 0,17$; $\sigma_{\text{у0.слп}} = 0,48$; Особые параметры для режима ОР: $N_{\text{имп}} = 15$; $\Delta\alpha_{\text{п}} = \Delta\alpha = 2°$ Особые параметры для режима ВР: $V = 50$ м/с; $\Delta\alpha_{\text{п}} = \Delta\alpha_{\text{с}} = 0,2°$; $\alpha_{\text{ц}} = 90°$ (боковой синтез)

В случае точечной цели (ТЦ) значение ее ЭПР $\sigma_{\text{тц}}$ подставляется в приведенные выше формулы непосредственно. ЭПР элемента поверхностно-распределенной цели (ЭП) $\sigma_{\text{п}}$ определяется следующим блоком формул (в соответствии с моделью отражений [6]):

$$\sigma_{\text{п}} = \sigma_{\text{у.п}} S_{\text{п}}; \quad \sigma_{\text{у.п}} = \sigma_{\text{у0.п}} \sin(\beta_{\text{ц}}) \approx \sigma_{\text{у0.п}} \frac{h}{R};$$

$$S_{\text{п}} = \Delta r' d; \quad \Delta r' = \Delta r \sec(\beta_{\text{ц}}) = \Delta r \frac{R}{\sqrt{R^2 - h^2}}; \quad d = R\,\Delta\alpha_{\text{п}};$$

где $\sigma_{\text{у.п}}$ – удельная ракурсозависимая ЭПР (УЭПР); $S_{\text{п}}$ – площадь ЭП; $\sigma_{\text{у0.п}}$ – коэффициент УЭПР, зависящий от типа поверхности; $\beta_{\text{ц}}$ – угломестное направление на ЭП; h – высота фазового центра АУ над арктической поверхностью, ($\Delta r'$; d) – размеры ЭП, $\Delta\alpha_{\text{п}}$ – азимутальный размер ЭП, равный ширине физической ДН $\Delta\alpha$ (режим ОР) или ширине синтезированной ДН $\Delta\alpha_{\text{с}}$ (режим ВР).

На рис. 1–4 приведены графики $\gamma_{\text{цву}}(R)$ для набора параметров, представленного в таблице.

На графиках выделен минимально-допустимый уровень ССШ $\gamma_{\text{цву.мин}}$=10, при котором качество радиолокационного изображения считается удовлетворительным [6]. Уровню $\gamma_{\text{цву.мин}}$ соответствует максимальная дальность картографирования БРЛС.

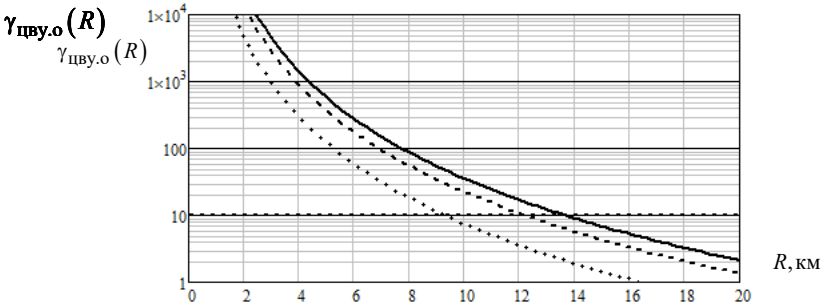


Рис. 1. График $\gamma_{цву.о}(R)$ (для ТЦ (——), ГП (· · · ·) и СЛП (- - - -)), λ=3см

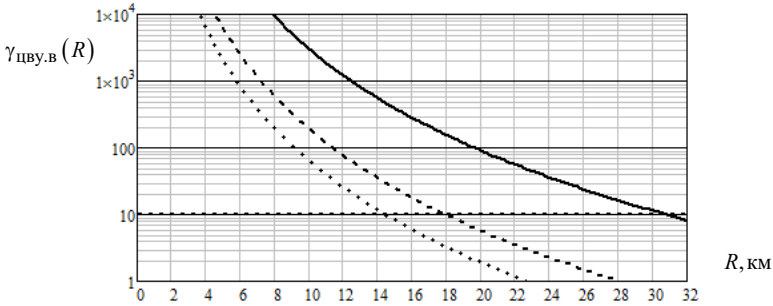


Рис. 2. График γцву.в(R) (для ТЦ (——), ГП (· · · ·) и СЛП (- - - -)), λ=3см

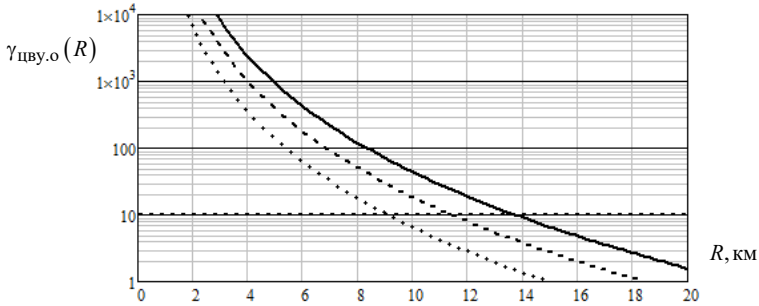


Рис. 3. График γцву.о(R) (для ТЦ (——), ГП (· · · ·) и СЛП (- - - -)), λ=8мм

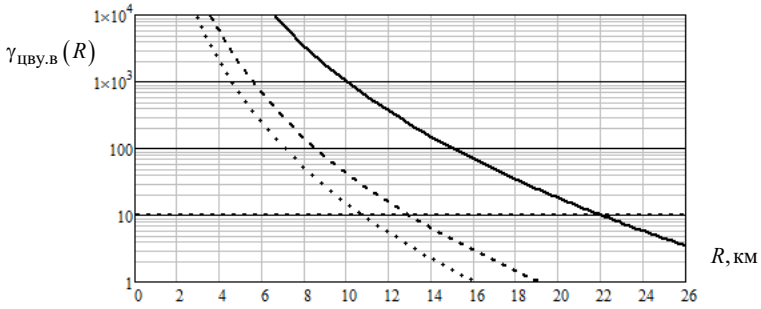


Рис. 4. График γцву.в(R) (для ТЦ (——), ГП (· · · ·) и СЛП (- - - -)), λ=8мм

Библиографический список

1. Радиолокационные системы авиационно-космического мониторинга земной поверхности и воздушного пространства / В.С. Верба, А.Р. Ильчук, Т.А. Лепехина [и др.]. М.: Радиотехника, 2014.

2. *Hansen R.S.* Phased array antennas. John Wiley & Sons Inc Publication, 2009.

3. Справочник по радиолокации / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. М.: Техносфера, 2014.

4. *Кондратенков Г.С.* Авиационные системы радиовидения, М.: Радиотехника, 2015.

5. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / под ред. Л.А. Школьного. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.

6. Применение антенн с несимметричной диаграммой направленности в бортовых метеонавигационных радиолокационных станциях / М.Б. Рыжиков, А.Р. Бестугин, Ю. А. Новикова, И. А. Киршина // Датчики и системы. 2020. № 4 (246). С. 15–19.

УДК 519.876.5

О. И. Саута
доктор технических наук, профессор
Е. П. Виноградова
старший преподаватель
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ЦИФРОВАЯ МОДЕЛЬ БОРТОВОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА ДЛЯ КОМПЛЕКСНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Рассматриваются принципы построения, особенности реализации и оценка адекватности цифровой модели радиовысотомера (на базе пакета Mathcad), синтезированной на основе модели отражения радиосигналов от подстилающей поверхности, аппроксимированной цифровой матрицей рельефа.
Ключевые слова: радиотехнические измерения, распространение радиосигналов, цифровая матрица рельефа, радиовысотомер, цифровая модель, Mathcad.

O. I. Sauta
Dr. Sc., Tech., Professor
E. P. Vinogradova
Senior Lecturer
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DIGITAL MODEL OF RADIO ALTIMETER FOR COMPLEX CORRELATION AND EXTREME NAVIGATION SYSTEM

The paper discusses the principles of construction, implementation features and assessment of the adequacy of a digital model of a radio altimeter (based on the Mathcad package), synthesized on the basis of a model of reflection radio signals from the underlying surface, approximated by a digital elevation matrix.
Keywords: radio engineering measurements, radio signal propagation, digital elevation matrix, radio altimeter, digital model, Mathcad.

Введение

Современный уровень развития авиационной техники предъявляет повышенные требования к точности и надежности определения местоположения летательных аппаратов (ЛА) во всех условиях и режимах выполнения полета. Наиболее эффективным способом выполнения этих требований является комплексирование информации от различных бортовых систем, в результате чего обеспечивается решение навигационных задач при отказе или неработоспособности той или иной системы [1].

Особый интерес в настоящее время вызывают автономные навигационные системы повышенной точности, что обусловлено постоянно возрастающим уровнем электромагнитных помех, приводящих к нарушению радионавигационных полей, в частности, навигационного поля глобальных навигационных

спутниковых систем (ГНСС), широко применяемых на различных типах ЛА, и, как следствие, к потере или существенному ухудшению их навигационных функций [2]. Использование инерциальных или других автономных систем (доплеровских, курсо-воздушных и др.) для определения координат ЛА при нарушении радионавигационного поля приводит к росту навигационных ошибок при отсутствии их коррекции по данным радиотехнических систем.

В то же время в бортовых навигационных комплексах современных ЛА широко применяются радиовысотомеры (РВ) малых высот, а также цифровые карты рельефа местности (ЦКМ). Это позволяет поставить задачу построения автономной корреляционно-экстремальной навигационной системы (КЭНС), обеспечивающей решение задачи местоопределения ЛА при нарушении радионавигационного поля. При этом для построения КЭНС используются текущие измерения высоты бортовым РВ и генерируемые на основе ЦКМ и цифровой модели радиовысотомера псевдоизмерения высоты.

Таким образом, разработка автономной навигационной КЭНС на основе комплексного использования РВ и ЦКМ представляет собой актуальную задачу для решения навигационных задач на борту ЛА при нарушениях радионавигационного поля.

Целью настоящей работы является разработка цифровой модели бортового радиовысотомера для построения КЭНС из состава системы автономной навигации ЛА и оценка соответствия формируемых с использованием этой модели виртуальных измерений высоты реальным измерениям на борту ЛА.

Постановка задачи

Построение предлагаемой в настоящей работе автономной КЭНС основано на принципе поиска максимума некоторого функционала [3], который достигается при совпадении реального высотного профиля полета ЛА, полученного на основе измерений РВ, и прогнозируемого высотного профиля, сформированного на основе модели измерений высоты над элементами базы данных ЦКМ.

Для построения такой КЭНС необходимо разработать модель измерений высоты на основе физических принципов работы РВ малых высот и параметров ЦКМ.

Критерием качества такой модели может служить оценка соответствия получаемых с ее использованием расчетов высоты (псевдовысоты) и измерений, полученных с использованием реального РВ в процессе выполнения полета над той же географической областью, для которой использовалась ЦКМ при расчете псевдовысоты.

Результаты разработки цифровой модели расчета псевдовысоты и оценка ее соответствия результатам реальных измерений приведены далее.

Цифровая модель бортового радиовысотомера

В дальнейшем, прогнозируемый высотный профиль будем называть псевдорадиолокационной картой (ПРЛК), а цифровую модель измерения высоты – псевдовысотой (ПВ).

Радиотехнический метод измерения высоты полета ЛА основан на отражении радиоволн от земной поверхности. Устройства, которые строятся по этому принципу, измеряют истинную высоту полета ЛА. Для определения высот до 1500 м часто используют радиовысотомеры непрерывного излучения. Измеряемая радиовысотомером высота представляет собой наименьшее расстояние между антенной и участком земного рельефа, попадающего в диаграмму направленности (ДН) антенны, раскрыв которой обычно составляет около 30° [4].

При построении модели ПВ будем использовать принципы распространения радиоволн в приближении геометрической оптики, которые хорошо работают для высокочастотных сигналов. Отражения сигналов от элементов ЦКМ будем рассматривать как отражения от точки, расположенной в геометрическом центре элемента, расположенного на минимальном расстоянии от заданного положения антенны РВ на фюзеляже ЛА.

Под ПВ будем понимать минимальное расстояние от вершины конуса, аппроксимирующего ДН, и расположенной в месте размещения антенны РВ, до геометрического центра элемента ЦКМ, расположенного в границах упомянутого конуса с углом при вершине 30°.

Иллюстрация формируемого значения ПВ относительно элементов ЦКМ приведена на рис. 1, где D – величина ПВ, α – угол при вершине конуса, имитирующего ДН антенны РВ, Яч – ячейка ЦКМ. На рис. 1 высота ячеек ЦКМ приведена относительно геоида.

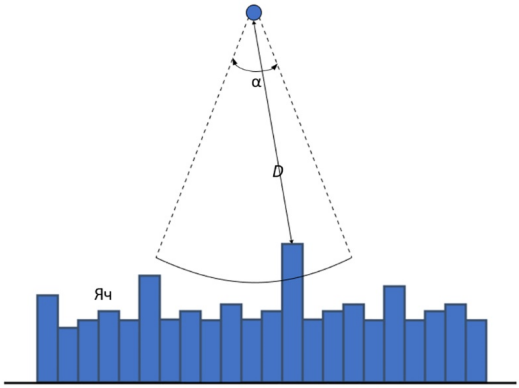


Рис. 1. Иллюстрация формируемого значения псевдовысоты с использованием цифровой модели радиовысотомера и цифровой карты местности (вертикальная плоскость)

Рассмотрим механизмы определения высот полета ЛА с использованием математической модели РВ, взаимодействующей с элементами ЦКМ, а также определим погрешности расчета истинной высоты на основе такой модели, используя в качестве эталона измерения высоты, выполненные на ЛА в процессе реальных полетов.

В качестве упрощенной геометрической модели конусообразной диаграммы направленности антенны (ДНА) радиовысотомера возьмем четырехгранную пирамиду. Тогда, область «засветки» элементов ЦКМ при высоте антенны РВ над геоидом равной H может быть аппроксимирована квадратом со стороной dx, определяемой выражением:

$$dx = 2 \cdot H \cdot tg\frac{\alpha}{2}, \qquad (1)$$

где α – угол раскрыва ДНА радиовысотомера, обычно составляющий около 30^0.

Проанализируем высоты ячеек в ЦКМ, попавшие в квадрат «засветки» с длиной стороны, рассчитанной в соответствии с (1). В зависимости от истинной высоты полета получим области ЦКМ различного размера. Для каждой из этих областей построим оценки ПВ. Результаты расчетов ПВ, а также реальные измерения, полученные от бортового РВ и бортового барометрического датчика в процессе выполнения полета, приведены на рис. 2, где зеленой непрерывной линией отмечены значения истинной высоты, измеренные при помощи бортового радиовысотомера [5], синей пунктирной линией представлены значения высоты, полученные с использованием барометрического высотомера, красная штрих-пунктирная линия представляет собой значения ПВ. При проведении расчетов учтено смещение по высоте, обусловленное особенностями взаимного расположения радиовысотомера, барометрического датчика и антенны спутниковой навигационной системы.

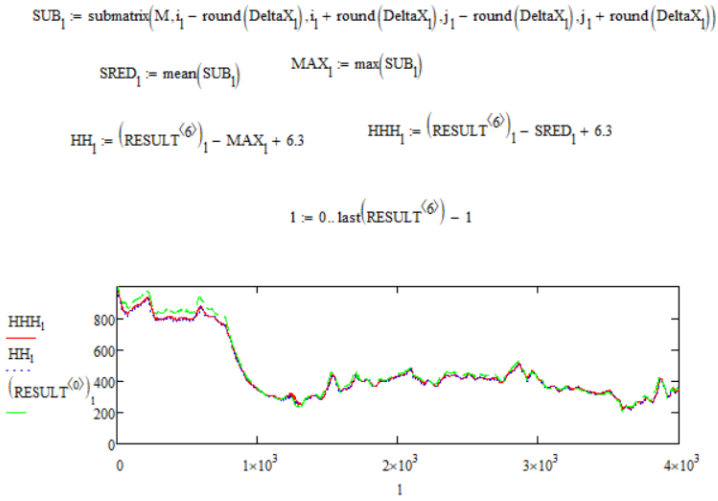


Рис. 2. Истинные высоты полета ЛА, вычисленные на основании анализа ЦКМ с помощью математической модели радиовысотомера

Цифровая матрица рельефа

Цифровая матрица рельефа (ЦМР), используемая при проведении исследований в настоящей работе, представляет собой структурированную базу данных, элементы которой имеют фиксированную дискретность в горизонтальной плоскости в зависимости от текущей широты и долготы, и дискретность по высоте 1 м. Для региона полетов, ЦМР для которого использовались в настоящей работе, размер ячейки составлял около 90 м по широте и 45 м по долготе. Погрешность геодезической привязки элементов ЦМР к Всемирной геодезической системе координат WGS-84 не превышала 10 м.

При проведении настоящих исследований использовались результаты определения высот с помощью барометрического высотомера типа ВБЭ-СВС и бортового радиовысотомера непрерывного излучения типа А-053. Результаты летных испытаний были представлены в формате EXCEL-совместимого документа. В дальнейшем было проведено сравнение полученных значений высот с эталонными высотами, определяемыми с помощью ЦМР на район выполнения полетов, хранимыми в бинарном формате «.BIL» Моделирование, реализованное в среде компьютерной математики Mathcad, включало в себя следующие этапы [6]:

1. Считывание результатов летных испытаний в матрицу для последующей обработки [7].

2. Выделение информативных столбцов и пересчет текущих координат ЛА методом линейной интерполяции.

Процедура этапов 1 и 2 в формате Mathcad приведена на рис. 3.

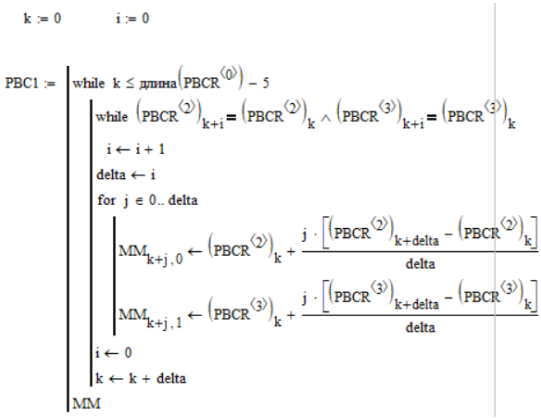


Рис. 3. Пересчет текущих координат ЛА методом линейной интерполяции

3. Идентификация элементов рельефа (БДР) в матрицу геодезических координат (ЦМР).

Наглядное отображение цифровой матрицы рельефа выполнено с помощью графического пакета Mathcad (при этом области, имеющие одинаковые

высоты отображаются на ЦМР одним цветом). Трехмерное представление ЦМР представлено на рис. 4.

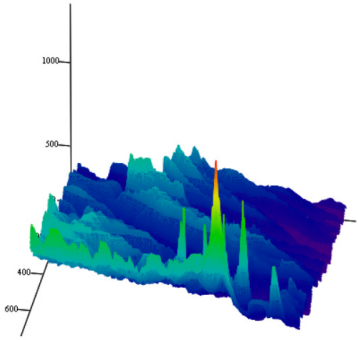


Рис. 4. Трехмерное представление ЦМР

Псевдорадиолокационная карта

Одним из важных аспектов, возникающих при разработке КЭНС, является вопрос создания и использования псевдорадиолокационных карт (ПРЛК) высотного профиля полета ЛА, формируемого на основе цифровых карт местности (ЦКМ). В общем виде ПРЛК представляет собой математическую модель измерений геометрической (истинной) высоты полета ЛА, полученную на основе расчета расстояния (в приближении геометрической оптики), которое проходит радиосигнал от антенны радиовысотомера до отражающего элемента поверхности, содержащегося в ЦКМ, аппроксимирующей рельеф подстилающей поверхности в области, «засвечиваемой» диаграммой направленности бортового радиовысотомера [8].

Оценка соответствия модели данным реальных измерений

При оценке соответствия модели будем использовать ЦКМ, соответствующую региону выполнения полета, а также зарегистрированные на борту ЛА геодезические координаты от системы ГНСС и синхронные измерения барометрической высоты [7].

В работе рассматриваются результаты измерений, полученные от бортового радиовысотомер А-053, в котором используется частотный метод определения высоты. Особенностью этого метода является частотная модуляция излучаемых колебаний.

Погрешность радиовысотомера, данные от которого использовались для исследований в настоящей работе, составляла не более 2% от текущей высоты полета ЛА. Эта величина являться критерием соответствия (адекватности) математической модели радиовысотомера при ее разработке.

В настоящей работе при проведении исследовании использовались также измерения барометрической высоты, полученные в реальном полете от одной из современных систем воздушных сигналов (ВБЭ-СВС) [7].

Для этой системы погрешность измерения высоты в диапазоне не превышает 10…15 м при полетах на высотах до 4500 м. Указанный диапазон погрешности представляет собой навигационную погрешность, определяемую с вероятностью 0,95, и хорошо согласуется с расчетной величиной СКО погрешности, полученной выше [8].

Построение траектории движения ЛА в абсолютной системе координат

При проведении исследований в настоящей работе были использованы данные регистрации параметров ЛА, полученные при выполнении испытательных полетов по траектории, вид которой в горизонтальной плоскости представлен на рис. 5.

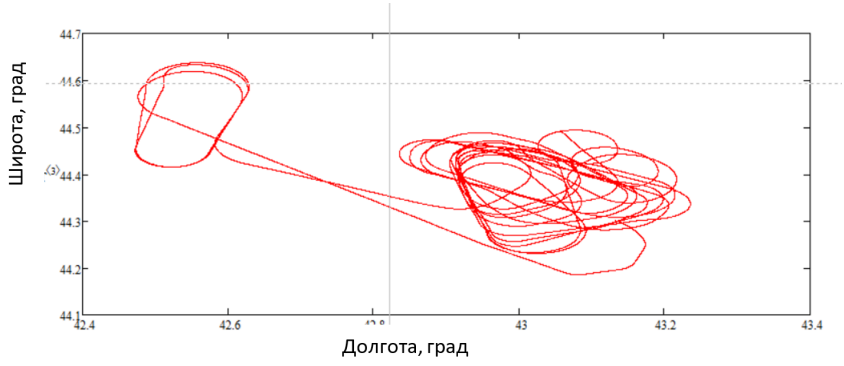


Рис. 5. Траектория полета в горизонтальной плоскости в абсолютных координатах

Построение траектории движения ЛА в абсолютной системе координат включало следующие этапы моделирования:

1. Пересчет абсолютных координат ЛА в относительные с учетом начальных координат (левый верхний угол ЦМР) и шага дискретизации по каждой из координат (рис. 6).

$$1 := 0..44806$$

$$i_1 := \text{round}\left(\frac{44.6995833333333366 - \text{RESULT}_{1,3}}{0.0008333333333333}\right) \qquad j_1 := \text{round}\left[\frac{(\text{RESULT}_{1,5} - 42.4004166666666649)}{0.0008333333333333}\right]$$

Рис. 6. Пересчет абсолютных координат ЛА в относительные

2. Построение профиля (рельефа) местности вдоль траектории облета. На рис. 7 представлены: сплошной заливкой голубого цвета – профиль, построенный в результате расчета высот объектов, как результата разности результатов показаний баровысотомера и бортового РВ, точками синего цвета – результат вычисления аналогичной разности, где вместо показаний баровысотомера используются данные от измерителя высоты спутниковой радионавигационной системы WGS-84, пунктиром зеленого цвета – экспериментальные данные, полученные из ЦМР [9].

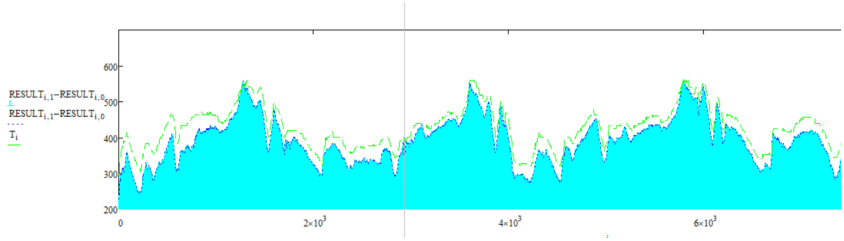


Рис. 7. Построение кривых профиля (рельефа) местности вдоль траектории полета

По результатам моделирования можно отметить наличие определенного расхождения между оценкой высоты наземных объектов с помощью бортовых измерительных приборов и данными, полученными из ЦМР. В случае использования барометрического высотомера данное расхождение оказывается более значительным, чем при учете данных от спутниковой радионавигационной системы WGS-84. Соответствующие графики приводятся на рис. 8.

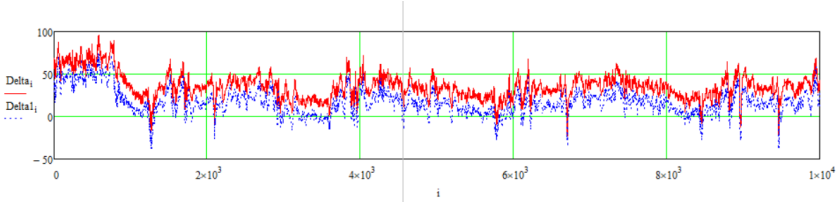


Рис. 8. Рассогласование между оценками определения высоты наземных объектов для различных методов оценивания

На рис. 9 приведены графические зависимости, отражающие разницу (невязку) между оценочными и измеренным значением истинной высоты, полученные тремя различными методами (красный график – оценочное значение равно разности между показаниями баровысотомера и данными, полученными из ЦМР, синим значением – разности между показаниями спутниковой навигационной системы и данными ЦМР, зеленым цветом – оценка получена с использованием цифровой модели высотомера).

Анализ данных графических зависимостей показывает, что наименьшая ошибка оценивания истинной высоты возникает при использовании синтезированных на основе предложенной математической модели радиовысотомера алгоритмов [9].

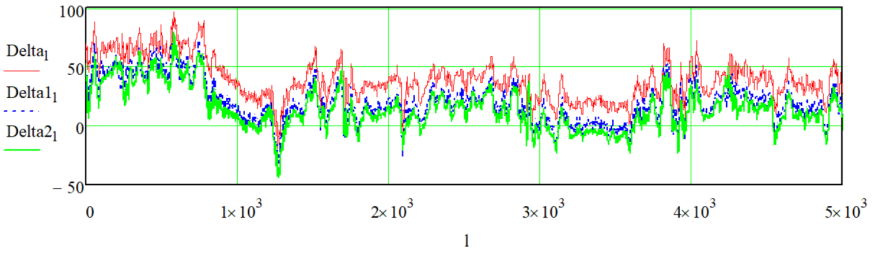


Рис. 9. Невязка между синтезированными и реальными измерениями для различных методов оценки истинной высоты

Статистический анализ полученных данных показал, что математическое ожидание невязки составляет 5,0 м, среднеквадратическое отклонение – 16,0 м. Графическая зависимость, отражающая функцию плотности распределения вероятностей приведена на рис. 10.

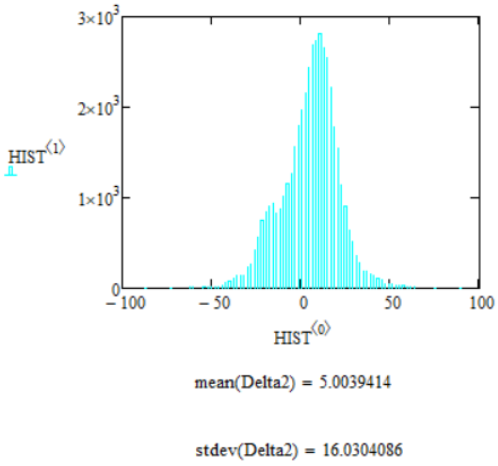


Рис. 10. Выборочная плотность распределения вероятностей невязки между синтезированным и измеренным значениями истинной высоты полета ЛА

При пересчете к относительным единицам среднее значение ошибки определения истинной высоты полета ЛА, нормированной к показаниям радиовысотомера, составляет 0,007, что не превосходит ошибки измерения высоты (2% от измеряемого значения) для бортовых радиовысотомеров используемого класса.

Выводы

Разработана цифровая модель бортового радиовысотомера, соответствие которой данным натурных измерений радиовысотомера подтверждена на основе статистической выборки размером 50 000 отсчетов при полетах ЛА над местностью с перепадом высот до 250 м в географической области в районе N45°E45° размером 200x200 км. Математическое ожидание невязки между синтезированными и реальными измерениями составило около 5 м, а среднеквадратическое отклонение – 16 м, что в три раза меньше допустимой ошибки измерения высоты радиовысотомера, используемого в качестве эталона.

Предложенная модель бортового радиовысотомера предназначена для построения псевдорадиолокационных карт в корреляционно-экстремальной системе, для обеспечения автономной навигации летательных аппаратов при нарушениях радионавигационного поля.

Библиографический список

1. Развитие навигационных технологий для повышения безопасности полетов: монография / Ю.А. Антохина, С.В. Бабуров, А.Р. Бестугин, В.Н. Переломов, О.И. Саута; под ред. Шатракова Ю.Г. СПб.: ГУАП, 2016. 298 с.

2. *Бабуров В. И., Иванцевич Н. В., Саута О. И.* Метод формирования матрицы погрешностей навигационного поля радиотехнических систем ближней навигации и посадки с использованием ГНСС // Юбилейная XXV Санкт-Петербургская междунар. конф. по интегрированным навигационным системам: сб. материалов / под ред. В.Г. Пешехонова. СПб.: ЦНИИ "Электроприбор", 2018.

3. *Виноградова Е.П., Фалеев С.П.* Корреляционный чувствительный элемент / Научная сессия ГУАП: сб. докл., посвящ. Всемирному дню космонавтики. СПб.: ГУАП, 2003.

4. *Бабуров В. И., Пономаренко Б. В.* Принципы интегрированной бортовой авионики. СПб.: РДК-Принт, 2005.

5. Алгоритмическая модель программного продукта для работы с геоинформационными файлами в среде MathCad / Виноградова Е. П., Калиничев М. А. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ №2022680416, 01.11.2022.

6. *Саута О. И., Виноградова Е. П.* Применение математического аппарата теории аналитического сигнала при решении навигационных задач // Математические методы и модели в высокотехнологичном производстве: III Междунар. форум (СПб., 9 ноября 2022 г.): сб. докл. СПб.: ГУАП, 2022. С. 278–282.

7. База данных. URL: http://www.geonavigator.net/base (дата обращения: 09.01.2023).

8. Авиационные приборы и навигационные системы / под ред. О.А. Бабича. М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1981. 648 с.

9. Программа обработки радиовысотных измерений с реализацией в среде MathCad / Виноградова Е. П., Саута О.И. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ № 2023614625, 03.03.2023.

УДК 535.243

К. В. Сердюк
ассистент
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

АНАЛИЗ И КОНТРОЛЬ ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ДИФРАКЦИОННЫМ ПРИЗМЕННЫМ СПЕКТРАЛЬНЫМ ПРИБОРОМ

Рассмотрена возможность анализа и контроля физических и физико-химических процессов, сопровождающихся оптическими излучениями, посредством формирования векторов выхода на базе спектроскопических измерений дифракционным призменным спектральным прибором. Эти измерения выдают спектроскопическую информацию о различных сторонах течения названных процессов, которая может быть использована для многоальтернативного автоматического управления. Данная работа является продолжением применения дифракционных оптических спектральных приборов при анализе и контроле физических и физико-химических процессов. С помощью компьютерного моделирования, выполненного в программе Python 3.6.5, показано, что на базе дифракционного спектрального прибора возможно реализовать алгоритм вычисления мгновенного спектра, формирующегося на выходе анализирующей системы.
Ключевые слова: спектральные измерения, комплексный спектр, дифракционный призменный спектральный прибор, аппаратная функция.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003, «Фундаментальные основы построения помехозащищенных систем космической и спутниковой связи, относительной навигации, технического зрения и аэрокосмического мониторинга».

K. V. Serdiuk
Assistant
St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ANALYSIS AND CONTROL OF THE PHYSICO-CHEMICAL PROCESS BY A DIFFRACTION PRISM SPECTRAL DEVICE

In this paper, the possibility of analyzing and controlling physical and physico-chemical processes accompanied by optical radiation by forming output vectors based on spectroscopic measurements with a diffraction prism spectral device is considered. These measurements provide spectroscopic information about various sides of the flow of these processes, which can be used for multi-alternative automatic control. This work is a continuation of the application of diffraction optical spectral devices in the analysis and control of physical and physico-chemical processes. Using computer modeling performed in Python 3.6.5, it is shown that it is possible to implement an algorithm for calculating the instantaneous spectrum formed at the output of the analyzing system on the basis of a diffraction spectral device.
Keywords: spectral measurements; complex spectrum; diffraction prism spectral device; hardware function.

В физике и технике спектральные методы и приборы принадлежат к числу наиболее распространенных, и в настоящее время нет видимых причин, которые бы привели к изменению этого положения. Анализ гармонического спектра относится к числу важнейших физико-технических измерений. Весьма широкое рас-

пространение приборов анализа гармонических спектров обусловлено важностью и разнообразием получаемой с их помощью информации как в фундаментальных исследованиях строения материи, так и при решении прикладных задач.

Физические и физико-химические процессы сопровождаются оптическими излучениями, что позволяет анализировать и контролировать данные процессы посредством формирования векторов выхода на базе спектроскопических измерений дифракционным призменным спектральным прибором. К числу таких процессов относятся химические, тепловые и другие технологические процессы, являющиеся сложными физико-химическими процессами, которые, в свою очередь, являются информационными. Информация, отражающая физические и физико-химические процессы, имеет своим носителем динамический сигнал в форме оптического излучения.

При реальных измерениях спектра происходит взаимодействие спектрального прибора с анализируемым сигналом в реальном времени, поэтому анализ выполняется на нестационарном промежутке времени. Под данным промежутком времени понимается отрезок, у которого одна или обе границы являются функциями текущего времени. Это требует формального введения спектров переменных во времени: текущего и мгновенного [1].

Текущий спектр вводится в форме

$$S(\omega,t)=\int_{t_0}^{t} s(\tau)\cdot e^{-i\omega\tau}d\tau, \tag{1}$$

а мгновенный спектр определяется в виде

$$S_{T_a}(\omega,t)=\int_{-\infty}^{\infty} r(\tau-t)s(\tau)\cdot e^{-i\omega\tau}d\tau, \tag{2}$$

где T_a – время анализа, $r(\tau-t)$ – весовая функция, которая определяется как

$$r(t)=\begin{cases}1, & t\in[t-\frac{T_a}{2};t+\frac{T_a}{2}]\\ 0, & t\notin[t-\frac{T_a}{2};t+\frac{T_a}{2}]\end{cases}. \tag{3}$$

Мгновенный спектр определен как спектр отрезка процесса длительностью T_a. Иными словами, интервал анализа имеет постоянную длину, но перемещается по оси времени. Таким образом, мгновенный спектр, рассматривается в условиях «протягивания» временного окна $r(\tau-t)$ по оси времени.

Мгновенный спектр рассматривается в условиях «протягивания» колебания $s(t)$ мимо временного окна (рис. 1) и определяется как [2]:

$$S_M(\omega,t)=\int_{-\frac{T_a}{2}}^{\frac{T_a}{2}} s(\tau-t)\cdot e^{-i\omega\tau}d\tau \tag{4}$$

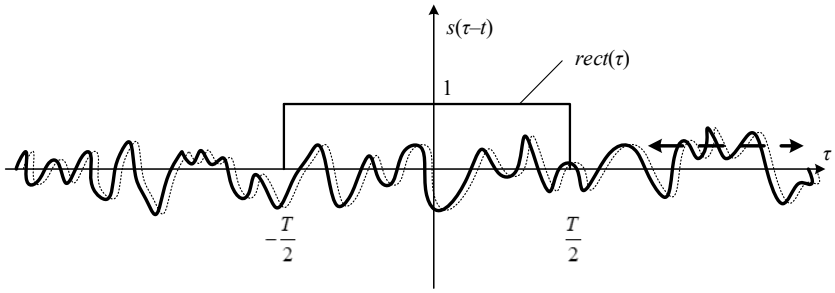


Рис. 1. Иллюстрация вычисления мгновенного спектра с неподвижным временным окном

Комплексная аппаратная функция анализатора мгновенного спектра определяется выражением следующим выражением:

$$K_r(\omega,\omega',t) = \int_{-T/2}^{T/2} \exp[i\omega'(\tau - t)] \cdot \exp(-i\omega\tau) d\tau = \\ = T \cdot \exp(-i\omega' t) \cdot \frac{\sin[(\omega - \omega')T/2]}{(\omega - \omega')T/2}, \quad (5)$$

которое является необходимым и достаточным условием вычисления мгновенного спектра [4].

Соотношение вход-выход спектрального прибора, действующего на основании алгоритма (4), дается в форме:

$$S_r(\omega,t) = T \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-i\omega' t) \frac{\sin[(\omega - \omega')T/2]}{(\omega - \omega')T/2} \cdot S_0(\omega') d\omega'. \quad (6)$$

В соответствии с определением мгновенного спектра было выполнено компьютерное моделирование на базе программы Python 3.6.5., показывающее динамику взаимодействия спектрального прибора и одиночного оптического импульса в форме усеченного монохроматического колебания. Основной момент написанной программы представлен на рис. 2.

Моделировались разные условия взаимодействия для более наглядной иллюстрации, а именно различные соотношения длительности проходящего импульса и размера временного окна. Условно эти значения были равны 1 или 2. В данном случае (рис. 3), программой описано взаимодействие временного окна (B=TVsignal(1, 2), где 1 – это некая амплитуда, а 2 – длительность временного окна) с импульсом (A=TVsignal(1, 1)) меньшей длительности, проходящим через него. Также были смоделированы и другие условия, при которых длительность импульса равна и больше размера временного окна. Полученные спектры представлены на рис. 4 и рис. 5 соответственно.

```
def diff(TV1, TV2):

    x10, x11 = TV1.x0, TV1.x1
    x20, x21 = TV2.x0, TV2.x1

    duration = 0
    if x11 < x20 or x21 < x10:
        duration = 0.0
    if x10 < x20 and x11 > x20 and x11 < x21:
        duration = x11 - x20
    if x10 > x20 and x11 < x21:
        duration = TV1.duration
    if x20 > x10 and x21 < x11:
        duration = TV2.duration
    if x21 > x10 and x21 < x11 and x20 < x10:
        duration = x21 - x10

    return TVsignal(amplitude=min(TV1.amplitude, TV2.amplitude), duration=duration)

A = TVsignal(1, 1)
B = TVsignal(1, 2)

ds = A.duration

B -= ds

fig = figure(dpi = 150)
ax  = fig.gca(projection='3d')

dx   = 0.1
step = 3

ffts = list()
while B.x0 < A.x1:

    B += dx

    C = diff(A, B)

    ffts.append(C.getFT())
```

Рис. 2. Часть программы, выполненной на базе Python 3.6.5

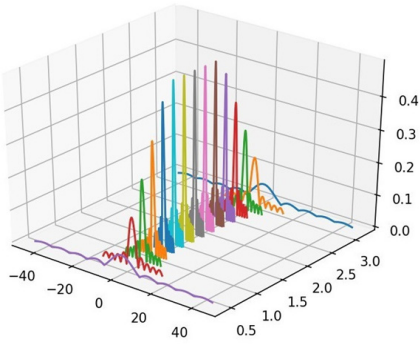


Рис. 3. Спектр при отношении τ/T<1

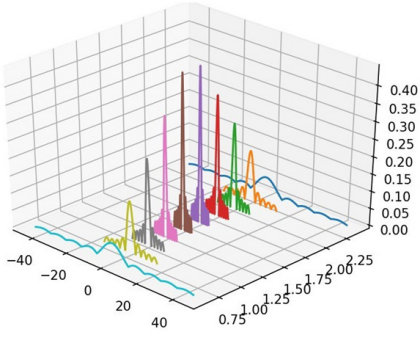


Рис. 4. Спектр при отношении τ/T=1

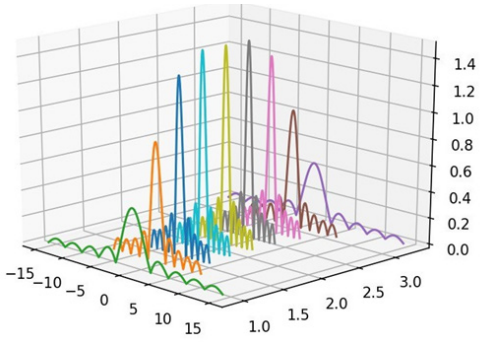


Рис. 5. Спектр при отношении τ/T>1

На представленных рисунках цветные линии изображают выборочные спектры частей исходного импульса, а переход к различным цветам соответствует текущему спектру импульса, в целом же совокупность линий представляет мгновенный спектр оптического импульса. При выполнении спектроскопических измерений в системе многоальтернативного автоматического управления длительность сигнала определяется временем работы системы, т.е. $\tau/T>>1$.

Библиографический список

1. *Харкевич А. А.* Спектры и анализ. 4-е изд. М.: ГИФМЛ, 1962. 236 с

2. *Москалец О. Д., Сердюк К. В.* Комплексные спектры в призменном оптическом спектральном приборе // XX International Conf. for Young Researchers Wave Electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems. Scientific papers. St. Petersburg, Russia, 2017. P. 175–179.

3. *Москалец О. Д. Сердюк К. В.* Дифракционный призменный спектральный прибор в многоальтернативной системе автоматического управления // XXII International Conf. for Young Researchers Wave Electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems. Scientific papers. St. Petersburg, Russia, 2020.

4. Оценка энергетического спектра оптического излучения с помощью ПЗС-структур / В. И. Казаков, А. С. Курылева, О. Д. Москалец, А. С. Параскун // XX International Conf. for Young Researchers Wave Electronics and Its Applications in the Information and Telecommunication Systems. Scientific papers. St. Petersburg, Russia, 2017. P. 220–224.

5. *Moskaletz O.D.* Classical and quantum approach to power spectrum measurement by diffractional methods // Proc. SPIE. 1999. Vol. 3900. P. 297–308.

6. *Казаков В.И., Москалец О.Д.* Комплексные спектры в дифракционном решеточном спектральном приборе // Радиопромышленность. 2016. № 4. С. 32–37.

7. *Kazakov V.I., Moskaletz O.D.* Alternative theory of diffraction grating spectral device and its application for calculation of convolution and correlation of optical pulse signals // Proc. SPIE 10680, Optical Sensing and Detection V, P. 1068025, 2018.

8. Instantaneous spectra in spectral and correlation processing of dynamic signal devices of radio and optical ranges and their linear and nonlinear transformations / V.I. Kazakov, A.S. Kuryleva, D.O. Moskaletz, O.D. Moskaletz // Proc. SPIE 10680, Optical Sensing and Detection V. 2018. P. 1068025.

9. *Москалец О.Д.* Динамические сигналы и спектральные измерения // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 2. С. 152–158.

УДК 629.735.33

Е. В. Силяков*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ УСТРАНЕНИИ БОЛЬШИХ РАССОГЛАСОВАНИЙ В КОРРЕЛЯЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ СКОРОСТИ

Рассмотрен алгоритм обработки сигналов в корреляционных измерителях скорости и угла сноса при устранении больших рассогласований с применением цифровых методов обработки. Приведена процедура оценивания транспортных запаздываний при использовании обобщенного критерия Неймана – Пирсона в дискретном виде.
Ключевые слова: измерители скорости и угла сноса, алгоритм измерения транспортных запаздываний, численные методы анализа параметров движения.

E. V. Silyakov*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING METHODS TO ELIMINATE LARGE DISCREPANCIES IN THE CORRELATION SPEED METER

The algorithm of signal processing in correlation meters of speed and angle of drift is considered, with the elimination of large discrepancies, using digital processing methods. The procedure for estimating transport delays using the generalized Neumann – Pearson criterion in discrete form is given.
Keywords: speed and demolition angle meters, transport lag measurement algorithm, numerical methods of motion parameter analysis.

Введение

Принятие решения о переводе КИСС из режима поиска в режим измерения путевой скорости и угла сноса можно осуществить, если смеси сигналов и шумов, принятые парциальными каналами, окажутся коррелированными. Это достигается, если системой поиска, управляющей вводимыми в регулируемые каналы задержками, устранены большие рассогласования.

Для двух пар каналов взаимно корреляционной обработки эти задачи идентичны, поэтому рассмотрение выполним для первого и второго каналов.

В качестве критерия принятия решений будем использовать обобщенный критерий Неймана – Пирсона, согласно которому правило принятия решения имеет вид

$$\Lambda_1 = \frac{\max\limits_{\{R_1(\Delta_{\tau 1})\}} W(Z_{11}...Z_{1M} / R_1(\Delta_{\tau 1}))}{\max\limits_{\{R_{01}\}} W(Z_{11}...Z_{1M} / R_{01})} > V, \qquad (1)$$

где V – пороговый уровень, выбираемый из заданного значения вероятности ложной тревоги. В результате преобразований правило принятия решения можно представить в виде [1]

$$\Lambda = \left| \hat{r}_{12} \right|^2 = \geq V, \tag{2}$$

где $\left|\hat{r}_{12}\right|^2$ – квадрат модуля выборочного коэффициента корреляции отсчетов комплексных огибающих смесей полезных и мешающих сигналов первого и второго каналов. В развернутом виде с использованием квадратурных составляющих решающее правило можно записать следующим образом:

$$\frac{\left[\sum_{m=1}^{M}(x_{1m}\cdot x_{2m}+y_{1m}\cdot y_{2m})\right]^2+\left[\sum_{m=1}^{M}(x_{1m}\cdot y_{2m}-x_{2m}\cdot y_{1m})\right]^2}{\left(\sum_{m=1}^{M}\left[(x_{1m})^2+(y_{1m})^2\right]\right)\cdot\left(\sum_{m=1}^{M}\left[(x_{1m})^2+(y_{1m})^2\right]\right)}\geq V. \tag{3}$$

В приведенном выражении x_{1m}, y_{1m}, – квадратурные составляющие отсчетов комплексных огибающих задержанных на величину введенной регулируемой задержки сигналов первого канала $z_{1m} = x_{1m} + jy_{1m}$ и квадратурные составляющие x_{2m}, y_{2m} отсчетов комплексных огибающих $z_{2m} = x_{2m} + jy_{2m}$ второго (нерегулируемого) канала.

Правило принятия решения для второй пары каналов имеет аналогичный вид. Эти решающие правила удобно применять при цифровой обработке.

При этом регулируемую линию задержки можно реализовать на сдвиговом регистре, а считывание сигналов с требуемой задержкой осуществить с использованием мультиплексора. Для этого арифметико-логическое устройство должно формировать адрес считывания. Вариант построения блока обработки сигналов и вычисления оценок путевой скорости и угла сноса ЛА, учитывая современные возможности микропроцессоров.

Запишем аналоги алгоритмов обработки цифровых сигналов, формируемых на выходах АЦП. Для реализации в цифровой аппаратуре алгоритм (3) заменяется его дискретным аналогом

$$\Lambda(mT) = \left|\hat{r}_{12}(mT)\right|^2 =$$

$$= \frac{\left[\sum_{n=1}^{N}[x_1((n-m)T)\cdot x_2(nT)+y_1((n-m)T)\cdot y_2(nT)\right]^2}{\left[\sum_{n=1}^{N}\left(x_1(nT)\right)^2+\left(y_1(nT)\right)^2\right]\cdot\left[\sum_{n=1}^{N}\left(x_2((n-m)T)\right)^2+\left(y_2((n-m)T)\right)^2\right]}+$$

$$+\frac{\left[\sum_{n=1}^{N}[x_1((n-m)T)\cdot y_2(nT)-x_2(nT)\cdot y_1((n-m)T)\right]}{\left[\sum_{n=1}^{N}(x_1(nT))^2+(y_1(nT))^2\right]\cdot\left[\sum_{n=1}^{N}(x_2((n-m)T))^2+(y_2((n-m)T))^2\right]}\geq V \quad (4)$$

где обозначено: T – шаг квантования сигналов по времени; $x_1(nT)$, $y_1(nT)$, $x_2(nT)$, $y_2(nT)$– квадратурные составляющие сигналов регулируемого (индекс 1) и, соответственно, нерегулируемого каналов, квантованные по времени и уровню; nT ($n=1...N$) – дискретные моменты времени; mT – дискретные значения регулируемой задержки ($m=1...N$).

Укрупненная структурная схема блока обработки сигналов (для одной пары каналов) приведена на рис. 1.

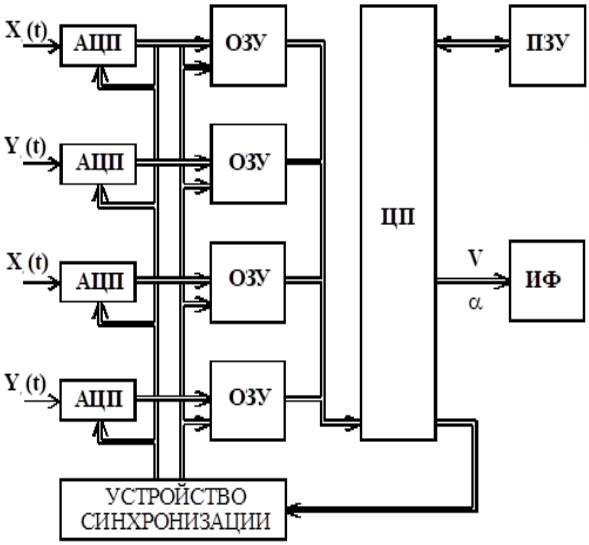


Рис. 1. Микропроцессорная система обработки сигналов транспортных запаздываний

В состав блока обработки входят: центральный микропроцессор, четыре устройства ОЗУ, постоянно запоминающее устройство ПЗУ (используется для хранения программного обеспечения, констант и т. д.), четыре аналого-цифровых преобразователя АЦП, служащие для преобразования сигналов с выходов фазовых детекторов в 8-разрядный двоичный код, блок синхронизации и управления БСУ, обеспечивающий синхронную работу устройств схемы. В АЦП осуществляется дискретизация и квантование по уровню аналоговых сигналов с выходов фазовых детекторов и производится запись цифровых сигналов в 8-разрядном коде в ОЗУ. Каналы интерфейса используются для ввода параллельных 8-разрядных входов квадратурных составляющих сигналов и выво-

да кодов оценочных значений путевой скорости и угла сноса. Обмен ЦП с ОЗУ и ПЗУ происходит через стандартные магистрали 8-битную для данных и 16-битную для адреса. Шины управления образуют третью магистраль обмена. По запросу выполняются программные модули ввода и обработки информации.

В центральном процессоре организуются следующие программные модули. Модуль формирования совокупности решающих правил согласно алгоритму (4) для дискретной последовательности значений регулируемых задержек $\tau = mT$. В результате его выполнения осуществляется выбор начального приближения требуемой регулируемой задержки, при которой обеспечено превышение порогового уровня V.

При превышении порогового уровня осуществляется предельный переход к модулю формирования сигнала ошибки для решающего правила, и уточнению величины требуемой регулируемой задержки. В результате его выполнения в качестве дискретной величины задержки выбирается та, при которой значение сигнала ошибки близко с заданной точностью к нулю. Это значение принимается за оценку неизвестного транспортного запаздывания. Аналогичным образом осуществляются операции и для оценивания второй транспортной задержки.

Оценим максимальное число дискретных значений задержки сигнала регулируемого канала относительно сигнала нерегулируемого канала. Эффективная ширина коэффициента взаимной корреляции сигналов определяется по формуле

$$\tau_{ЭФ} = 2 \cdot \int_0^{\infty} \left| r_{12}(t) \right| dt .$$

Для гауссовой аппроксимации ДНА это выражение имеет вид [1, 3]

$$\tau''_{ЭФ} = \frac{\lambda}{\sqrt{2} \cdot V \cdot \Delta_A},$$

где λ – длина волны; V – скорость полета; Δ_A – ширина ДНА.

Для скорости полета 150 км/ч при ширине ДНА равной 20^0 и длине волны 3 см значение эффективной ширины коэффициента взаимной корреляции составляет $\tau''_{ЭФ}$=1,5 мс (линейный интервал равен соответственно Δx=10,4 см), а ширина спектра сигнала Δf=750 Гц. При V=1500 /ч соответственно имеем $\tau''_{ЭФ}$ =0,15мс, Δf=3,4 кГц. Согласно теореме отсчетов интервал дискретизации можно принять равным величине, обратной удвоенному значению ширины спектра сигнала. Однако для уменьшения влияния ошибок дискретизации на точность оценивания необходимо повысить частоту дискретизации. Для рассматриваемого диапазона скоростей полета и широких ДАН расчеты показывают, что частоту дискретизации можно принять равной 200...300 кГц. При этом в пределах эффективной ширины коэффициента взаимной корреляции будет расположено порядка n=100 точек дискретизации. На рис. 2 приведена рассчитанная гисто-

грамма, иллюстрирующая поведение коэффициента взаимной корреляции при дискретизации сигналов.

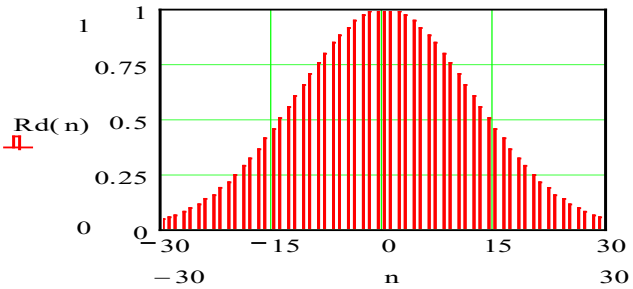


Рис. 2. Коэффициент взаимной корреляции в дискретном виде

При необходимости повысить точность оценивания транспортных запаздываний тактовую частоту следует увеличить, однако при этом необходимо учитывать производительность микропроцессорной системы.

Библиографический список

1. *Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С.* Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Издательство Ленингр. Ун-та, 1983. 240 с.

2. Адаптивная обработка сигналов в следящих системах корреляционных измерителей параметров движения ЛА / М.П. Байдаков, Е.В. Силяков, В.А. Силяков, А.А. Хоменко. // М.: Оборонная техника, 2003. Вып. 9. С. 32–35.

3. *Бестугин А.Р., Силяков В.А.* Адаптивная обработка сигналов в системах поиска корреляционных измерителей параметров движения. В кн. Исследование, разработка приборов и устройств / под ред. Л.Е. Овчинникова. СПб.: СПбГУАП, 1998. С. 53–57.

4. Системный анализ и принятие решений: Словарь-справочник: учебн. пособие для вузов / под ред. В.Н. Волковой, В.Н. Козлова. М.: Высш. шк., 2004. 616 с.

УДК 532.783

В. М. Смирнов*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛА ОБЗОРА МАТРИЦ НА ЖИДКИХ КРИСТАЛЛАХ

Рассматриваются причины изменения яркости изображения дисплея на жидких кристаллах в зависимости от угла обзора. Рассматриваются пути увеличения угла обзора в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Приводится сравнение изоконтрастных кривых для разных углов обзора наиболее перспективных технологий дисплеев.
Ключевые слова: ЖК-матрица, угол обзора, поляризация, директор, показатель преломления.

V. M. Smirnov*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

DETERMINATION OF THE VIEWING ANGLE FOR LIQUID CRYSTAL MATRIXES

The article discusses the reasons for the change in the brightness of liquid crystal display depending on the viewing angle. Ways to increase the viewing angle in the vertical and horizontal planes are considered. There are comparisons of iso contrast curves for different viewing angles of the most promising LCD displays.
Keywords: LCD matrix, viewing angle, polarization, director, refractive index.

Еще совсем недавно ЖК-матрицы имели два основных недостатка: низкое быстродействие, которое определяется временем отклика, и незначительный угол обзора. Быстродействие ограничено двумя факторами: вязкостью ЖК-материала и электрической составляющей, обусловленной зарядом паразитных емкостей, образованных электродами строк и столбцов [1].

Вязкость характеризуется количественно коэффициентом вязкости η_a, который показывает, как сильно трение между соседними слоями текущей жидкости и насколько интенсивно передается движение жидкости от одной ее точки к другой. Для ЖК коэффициент вязкости определяется по формуле:

$$\eta_a = \eta_{a0} \exp\left(\frac{W_a}{kT}\right), \qquad (1)$$

где η_{ao} – коэффициент вязкости при комнатной температуре; W_a – энергия активации, лежит в диапазоне $(5\div8)\cdot10^{-20}$Дж; k=1,38·10^{-23} Дж/К – константа Больцмана; T – температура по Кельвину. Вязкость препятствует процессу переориентации молекул. Из формулы (1) видна сильная зависимость коэффициента вязкости от температуры. С понижением температуры коэффициент вязкости резко возрастает. Этим объясняется потеря жидким кристаллом свойств жидкости при низких температурах.

Перспективы повышения быстродействия уменьшением коэффициента вязкости практически исчерпаны. Уменьшение влияния паразитных емкостей достигается применением активной матрицы на TFT транзисторах (*Thin Film Transistors*) [2, 3].

Зависимость контраста от угла наблюдения для пассивных индикаторов, в том числе и для ЖК-матриц, сравнивают с текстом, написанном на листе белой бумаги. Отражение света от листа бумаги имеет характер диффузного рассеяния, то есть свет одинаково отражается по всем направлениям независимо от направления освещения. Диаграмма направленности рассеяния белого листа бумаги имеет вид полусферы. Это приводит к тому, что контраст наблюдаемого изображения одинаков по всем направлениям наблюдения, то есть не зависит от угла наблюдения.

Согласно определению, данному в ГОСТ, под углами обзора понимается максимальный угол в вертикальной или горизонтальной плоскости между нормалью к центру информационного поля (ЖК-матрицы) и направлением от этого центра к глазу оператора, при которых обеспечивается безошибочное восприятие отображаемой информации при заданных значениях контраста (яркости) [4]. Для ЖК-матриц заданным является уровень яркости, тогда под углом обзора понимается угол, при котором яркость изображения по отношению к нормали падает в 10 раз, то есть контраст составляет величину 10:1.

Основное влияние на угол обзора в ЖК-матрицах обусловлено взаимным расположением вектора поляризации света, обеспечиваемого задним поляроидом, направлением директора *d* (направление ориентации большинства молекул ЖК своей длинной осью) и направлением поляризации переднего поляроида (анализатора).

Работа ЖК-матриц основана как на свойствах жидкости – текучесть, которая позволяет переориентировать молекулы ЖК, так и свойствами кристалла – анизотропии диэлектрической проницаемости и оптической анизотропии, следствием которой является эффект двулучепреломления. При этом основную роль играет именно анизотропия диэлектрической проницаемости. Анизотропия диэлектрической проницаемости выражается в разности

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp}, \qquad (1)$$

где $\varepsilon_{\parallel}$ – диэлектрическая проницаемость вдоль длинной оси молекулы (направление директора); $\varepsilon_{\perp}$ – соответственно диэлектрическая проинициаемость перпендикулярная директору. Оптическая анизотропия выражается в соответствующей разности показателей преломления *n*

$$\Delta n = n_{\parallel} - n_{\perp}, \qquad (2)$$

где $n_{\parallel}$ – показатель преломления вдоль длинной оси молекулы (направление директора); $n_{\perp}$ – соответственно показатель преломления перпендикулярный директору. Двулучепреломление выражается в разложении падающего луча

света на обыкновенный и необыкновенный лучи, имеющие показатели преломления n_o и n_e соответственно.

Преломляющие свойства кристаллов обусловлены анизотропией диэлектрической проницаемости ε, которая в общем случае представляет собой симметричный тензор второго ранга и описывается следующей матрицей [5]

$$\varepsilon_{i,j} = \begin{vmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Матрица (3) связана с характеристической поверхностью второго порядка и представляет собой эллипсоид

$$\frac{x^2}{\varepsilon_{11}} + \frac{y^2}{\varepsilon_{22}} + \frac{z^2}{\varepsilon_{33}} = 1. \quad (4)$$

На оптических частотах $\varepsilon=n^2$, и тот же эллипсоид (4) можно представить оптической индикатрисой с полуосями в точности равными трем коэффициентам преломления n_1, n_2 и n_3

$$\frac{x^2}{n_1^2} + \frac{y^2}{n_2^2} + \frac{z^2}{n_3^2} = 1. \quad (5)$$

Для ЖК-матриц используются одноосные жидкокристаллические фазы, в которых $n_1 = n_2 = n_\perp$, и $n_3 = n_\parallel$.

Характерное для жидких кристаллов явление двулучепреломления приводит к разложение падающего луча света на два: обыкновенный и необыкновенный луч со своими показателями преломления соответственно n_o и n_e. Обыкновенный луч распространяется со скоростью C/n_o, не зависящей от угла падения света. Необыкновенный луч имеет скорость C/n_e и коэффициент преломления n_e зависит от угла падения света (закон Снелиуса не выполняется).

ЖК-матрица конструктивно образована слоем жидкого кристалла, помещенного между двумя поляроидами. После первого поляроида P (заднего) свет становится поляризованным. Для нематического ЖК в зависимости от приложенного напряжения (величины напряженности электрического поля) директор d образует угол α с вектором поляризации света и, таким образом, коэффициент преломления необыкновенного луча n_e будет функцией угла наклона директора $\vartheta = (\pi/2-\alpha)$ к оси z (рис. 1*а*):

$$n_e(\vartheta) = \frac{n_\parallel n_\perp}{\sqrt{n_\parallel^2 \cos^2\vartheta + n_\perp^2 \sin^2\vartheta}}. \quad (6)$$

С увеличением напряжения угол α увеличивается, соответственно угол ϑ уменьшается. При этом коэффициент преломления для обыкновенного луча остается неизменным, а для необыкновенного луча, согласно (6) уменьшается и

стремится к показателю преломления обыкновенного луча. Когда приложенное напряжение будет значительно выше перехода Фредерикса анизотропия диэлектрической проницаемости приведет к тому, что директор будет параллелен вектору электрического поля, то есть молекулы ЖК в слое будут ориентированы перпендикулярно плоскости поляризации поляроидов.

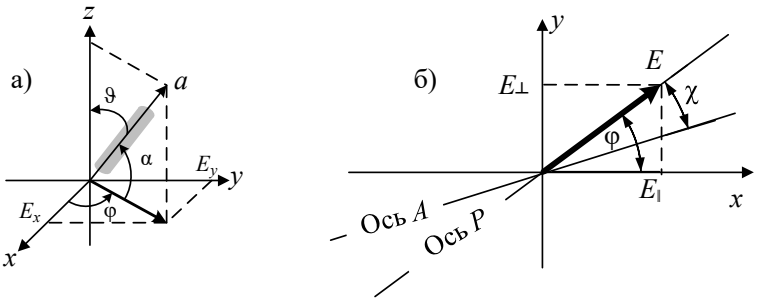


Рис. 1. К определению интенсивности света, прошедшего систему поляроидов: а – положение директора d в электрическом поле; б – система двух поляроидов

Рассмотрим произвольное направление поляризации двух поляроидов, угол между которыми равен χ. Свет падает нормально на планарно ориентированный слой ЖК, расположенный между поляроидами. На рис. 1*б* направление вектора электрического поля света E совпадает с направлением поляризации поляроида P. Передний поляроид A (анализатор) пропускает только проекцию вектора E на его собственную ось A. Для нахождения интенсивности света, прошедшего через систему поляроидов и слой ЖК разложим вектор E на две составляющие $E_\parallel$ и $E_\perp$ по главным направлениям осей x и y, а затем найдем проекцию этих векторов на направление анализатора:

$$E_\parallel^A = E\cos\psi \times \cos(\psi - \chi); \quad E_\perp^A = E\sin\psi \times \sin(\chi - \psi). \tag{7}$$

Интенсивность света I на выходе анализатора определяется интерференцией двух лучей обыкновенного и необыкновенного. Обыкновенный и необыкновенный лучи проходят слой ЖК толщиной l вместе, но из-за разных показателей преломления приобретают разный набег фазы для длины волны λ, соответственно $2\pi n_o l/\lambda$ и $2\pi n_e l/\lambda$, при этом образуется фазовый сдвиг или задержка по фазе δ между ними, равная $\delta=(2\pi/\lambda)(n_e-n_o)l$. В общем случае, интерференция двух лучей приводит к эллиптической поляризации прошедшего через анализатор света с интенсивность I определяемой как:

$$I = I_\parallel^A + I_\perp^A + 2\left(I_\parallel^A \times I_\perp^A\right)\cos\delta. \tag{8}$$

Учитывая, что $I = E^2$, соотношение (8) с учетом (7) преобразуется как:

$$I = E^2 \left\{ \begin{array}{c} \left[\cos\psi\cos(\psi-\chi)\right]^2 + \left[\sin\psi\sin(\psi-\chi)\right]^2 + \\ +\frac{1}{2}\sin(2\psi)\sin\left[2(\psi-\chi)\right]\cos\delta \end{array} \right\}. \quad (9)$$

Проведя несложные преобразования, используя тригонометрические тождества, находим интенсивность света, прошедшего слой ЖК расположенного между двумя поляроидами:

$$I = E^2 \left\{ \cos^2\chi - \sin(2\psi)\sin\left[2(\psi-\chi)\right]\sin^2\frac{\delta}{2} \right\}. \quad (10)$$

В ЖК-матрицах используется система скрещенных поляроидов, тогда $\chi = \pi/2$ и соотношение (10) принимает вид:

$$I_{\perp\max} = E^2 \sin^2(2\psi) \times \sin^2\frac{\delta}{2}. \quad (11)$$

Отсюда следует, что углам ψ=0, $\pi/2$, π, $3\pi/2$, ... соответствует нулевая интенсивность света, прошедшего через систему поляроидов и слой ЖК толщиной l, а максимальная интенсивность $I_{\perp\max}$ наблюдается при углах поляризатора $\psi=\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ ...

$$I_{\perp\max} = E^2 \sin^2\frac{\delta}{2} = E^2 \sin^2\frac{\pi(n_e - n_o)l}{\lambda}. \quad (12)$$

В базовой технологии дисплеев молекулы ЖК в исходном состоянии закручиваются в спираль (твистированная ориентация). Технология таких дисплеев получила название TN (*Twist Nematic*).

Очевидно, что в ячейке с твистированной ориентацией молекул ЖК (угол закрутки на $\pi/2$) вектор линейной поляризации света, следуя за закруткой, тоже поворачивается на $\pi/2$. Этот режим поведения света в закрученной структуре называется «волноводным» или режимом Могена. Такая ячейка, помещенная между скрещенными поляроидами будет пропускать свет, в отличие от незакрученной ячейки,

Приложение управляющего напряжения ведет к уменьшению угла ϑ и при достижении достаточной величины планарная ориентация молекул ЖК переходит в гомеотропную, при угле $\vartheta \to 0$, показатель преломления необыкновенного луча $n_e \to n_o$, набег фазы $\delta \to 0$, таким образом интенсивность прошедшего света также стремится к нулю.

Рассматривая интенсивность прошедшего света под разными углами, можно сказать, что отклонение угла наблюдения от нормали эквивалентно уменьшению угла ϑ, что приводит в соответствии с (6) и (12) к уменьшению интенсивности прошедшего света, то есть уменьшению угла обзора.

В настоящее время разработаны технологии, значительно увеличивающие угол обзора ЖК-матриц: IPS (*In-Plane Switching* или *super-fine* TFT) – плоскост-

ное переключение, MVA (*Multi-Domain Vertical Alignment*) – мультидоменное вертикальное расположение; ASV (*Advanced Super View*) – расширенный угол.

Для увеличения угла обзора в технологии IPS управляющие электроды располагаются на одной стороне относительно слоя ЖК [2]. Таким образом при подаче управляющего напряжения молекулы вращаются в плоскости параллельной плоскости поляроида анализатора. Интенсивность прошедшего света определяется только разностью показателей преломления обыкновенного и необыкновенного лучей.

По формулам (6), (10), (12) можно рассчитать интенсивность прошедшего света под разными углами и построить зависимости одинакового контраста – изоконтрастные кривые. Расчетные зависимости, подтвержденные экспериментальными данными приведены на рис. 2. Для технологии TN (рис. 2*а*) они были получены в [6], для технологии IPS (рис. 2*б*) – в [7, 8].

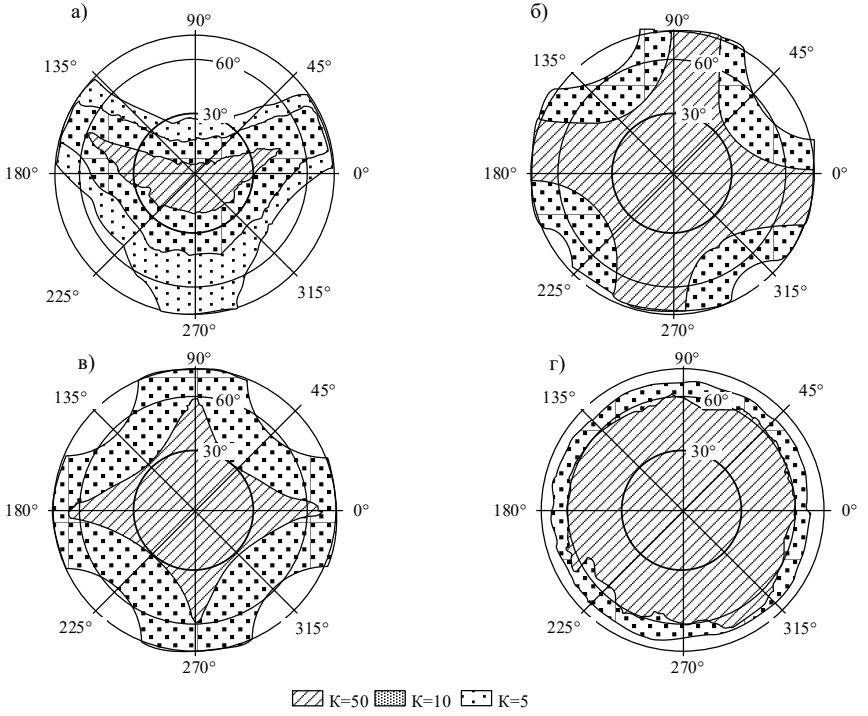


Рис. 2. Изоконтрастные характеристики:
а – TN; б – IPS; в – четырехдоменная MVA; г – ASV

Дальнейшее увеличение угла обзора связано с разбиением ячейки на домены, при этом исходная ориентация молекул гомеотропная, что достигается использованием ЖК с $\Delta\varepsilon<0$. В каждом домене молекулы ЖК могут вращаться

независимо друг от друга в противоположных направлениях [3]. Эта технология получила название MVA. Расчетные изоконтрастные кривые (рис. 2*в*) взяты из [9].

Самой передовой на сегодняшний день является технология ASV. В этой технологии, в отличии от многодоменной технологии MVA, где число направлений директора определяется количеством доменов, молекулы располагаются по образующим конической поверхности (рис. 3*а*). Это приводит к тому, что изоконтрастные характеристики практически не имеют провалов в зависимости от направления. Расчетные кривые для этой технологии приведены на рис. 2*г* [10]. Цифры внутри кривых обозначают угол наблюдения, а различная штриховка – контраст.

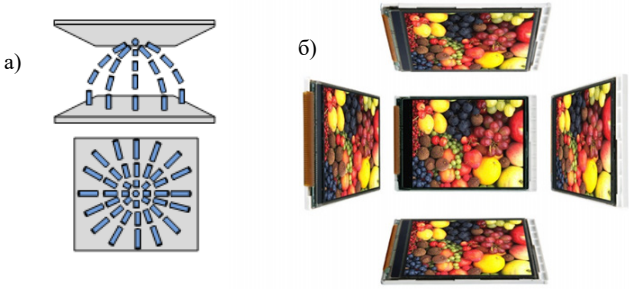


Рис. 3. Технология ASV: а – ориентация молекул;
б – изображения в основных направлениях обзора

Из анализа зависимостей можно сделать вывод, что ЖК-матрицы, выполненные по технологии TN TFT просты в реализации, но имеют малый угол обзора. Технология IPS позволяет увеличить угол обзора, но при этом требует большей напряженности электрического поля для управления, то есть обладает большим энергопотреблением и большим временем отклика. Технология четырехдоменная MVA позволяет получить большой угол обзора, имеет меньшее время отклика, но сложна в реализации. Кроме того, остаются направления, в которых угол обзора недостаточен. Лучшие результаты позволяет получить технология ASV, в которой контраст изображения, яркость и цвет воспроизводятся практически одинакова по всем направлениям пи большом угле обзора (рис. 3*б*). Но реализация этой технологии в настоящее время очень сложна.

Библиографический список

1. *Smirnov V.M., Filatov V.N.* Improving Matrix Screens Image Quality by Decreasing the Influence of Interelectrode Capacities // 2020 Wave Electronics and ITS Application in Information and Telecommunication Systems, (IEEE Conference Record), 03-07 June 2019.

2. *Смирнов В.М.* Технические средства телевизионных систем наблюдения. СПб.: ГУАП, 2016. 320 с.

3. *Смирнов В.М.* Системы отображения информации. Дискретные индикаторы. СПб.: Лань, 2021. 188 с.

4. ГОСТ Р 52324-2005, (ИСО 13406-2:2001). Эргономические требования к работе с визуальными дисплеями, основанными на плоских панелях. Часть 2. М.: Стандартинформ. 2005. 105 с.

5. *Блинов Л. М.* Жидкие кристаллы: Структура и свойства. М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2013. 480 с.

6. *Wu S.-T., Yang D.-K.* Reflective liquid crystal displays. Chichester: Wiley, 2002. 335 p.

7. *Koden M.* Wide viewing angle technologies of TFT-LCDs // Sharp Tech. J. 1999. Vol. 1, № 2. P. 1–6.

8. *Oh-e M., Yoneya M., Kondo K.* Switching of negative and positive dielectro-anisotropic liquid crystals by in-plane electric fields // J. Appl. Phys. 1997. Vol. 82. P. 528–535.

9. Super-high image quality multi-domain vertical alignment LCD by new rubbing-less / A. Takeda, S. Kataoka, T. Sasaki [et al.] // SID Symposium Digest. 1998. Vol. 29. P. 1077–1080.

10. Axially symmetric aligned microcell mode / N. Yamada, S. Kozaki, F. Funada, K. Awane // SID Symposium Digest. 1995. Vol. 26. P. 575–578.

УДК 621.396.99

Т. И. Тагаев*
студент
Г. А. Бабанин*
студент
А. К. Ермаков*
преподаватель
Н. В. Поваренкин*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Рассматриваются основные способы моделирования взволнованной морской поверхности, применяемой для расчета сигнала, отраженного от низколетящей цели. Производится моделирование двумерных поверхностей с сохранением статистических характеристик моря. Предлагается метод расчета поверхностей больших размеров, которые не могут обычно быть помещены в память компьютера при моделировании.
Ключевые слова: взволнованная морская поверхность, JONSWAP, спектр Пирсона – Московица, многомерное нормальное распределение.

T.I. Tagaev*
Student
G.A. Babanin*
Student
A.K. Ermakov*
Lecturer
N.V. Povarenkin*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MATHEMATICAL MODELING OF AN AGITATED SEA SURFACE

Article considers the basic ways of modeling the agitated sea surface used to calculate the signal reflected from a low-flying target. Modeling of two-dimensional surfaces with preservation of statistical characteristics of the sea is performed. The paper proposes a method for calculating surfaces of large dimensions, which cannot usually be placed in computer memory when modeling.
Keywords: agitated sea surface. JONSWAP, Pearson-Moskowitz spectrum, multivariate normal distribution.

Введение

Радиолокация низколетящей цели является важной проблемой в радиотехнике. Для проверки эффективности различных алгоритмов решения данной задачи часто используются математические модели радиолокационной обстановки. Наиболее простым случаем является радиолокация цели, находящейся

над зеркальной поверхностью. Сигнал от поверхности в данном случае может рассматриваться как принимаемый от антипода, находящегося ниже поверхности на высоту, равную высоте цели. Для создания модели сигнала, отраженного от шероховатой подстилающей поверхности, необходимо смоделировать эту поверхность. Самым распространенным случаем шероховатой поверхности с известными статистическими характеристиками является взволнованная морская поверхность. Для упрощения модели она часто представляется цилиндрической. Это означает, что можно рассматривать отражение не от всей двумерной поверхности, а только от ее одномерного сечения. Точные модели двумерной морской поверхности требуют больших вычислительных мощностей и объемов памяти, поэтому в данной статье начнем с формирования одномерных поверхностей, а затем перейдем к небольшим двумерным поверхностям и методам расчета больших.

Двумерные модели морской поверхности

Существует два основных метода моделирования морской поверхности: спектральный метод, в котором поверхность формируется из пространственного спектра морского волнения, и статистический метод, подразумевающий формирование поверхности исходя из статистических характеристик морского волнения. Были получены различные эмпирические спектры морского волнения, основными из которых являются спектр Пирсона – Московица и JONSWAP (*Joint North Sea Wave Project*) [1]. Спектр Пирсона – Московица использовался в СССР вместе с 9-бальной шкалой оценивания интенсивности морского волнения [2]. Входным параметром данного спектра является высота трехпроцентной обеспеченности – такая высота волны, вероятность превышения которой составляет 3%. За рубежом чаще используют спектр JONSWAP он отличается от спектра Пирсона – Московица наличием дополнительного искусственного множителя, улучшающего соответствие измерениям. Этот множитель уточняет форму горба спектра морской поверхности [3]. Преобразование пространственного спектра JONSWAP в двумерный происходит путем его домножения на функцию направленного распространения [4]. Конечный спектр описывается выражением (1) и имеет вид, представленный на рис. 1.

$$S(\omega,\theta)=\frac{ag^2}{\omega^5}\exp\left[-\frac{5}{4}\left(\frac{\omega_m}{\omega}\right)^4\right]\cdot\gamma^{\exp\left(-\frac{(\omega-\omega_m)^2}{2\sigma^2{\omega_m}^2}\right)}\cdot\frac{2}{\pi}\cos^2\theta, \qquad (1)$$

где θ – определяется выражением $(|\theta|\le\frac{\pi}{2})$; g – ускорение свободного падения; $a=0,076\overline{X}^{-0,22}$ – интенсивность спектра, которая относится к скорости ветра и длине волны; $\overline{X}=\frac{gx}{U^2}$ – U это скорость ветра на высоте 10 м над уровнем моря, x – длина выборки; γ – множитель, уточняющий форму горба волны, определя-

емый в диапазоне от 1,5 до 6, обычно используют значение 3,3; σ – коэффициент формы пика, его значения определяются выражением:

$$\sigma\begin{cases}0.07, \omega \le \omega_m \\ 0.09, \omega > \omega_m\end{cases},$$

где ω_m – пиковая частота волны, которая является максимальным значением, появившимся в частотном спектре; $\omega_m = 22\left(\frac{g}{U}\right)\cdot \bar{X}^{-0,33}$.

Скорость U можно определить по шкале Бофорта. Таким образом, входными параметрами модели спектра морского волнения JONSWAP являются скорость ветра над морем и коэффициент формы пика.

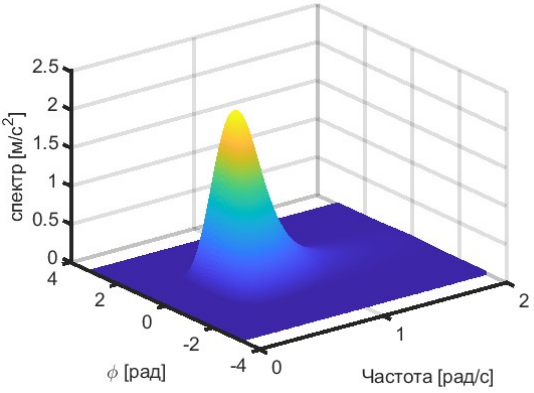


Рис. 1. Двумерный пространственный спектр JONSWAP

Для формирования отрезка реализации случайного гауссовского процесса воспользуемся методом дискретного преобразования Фурье:

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i). \qquad (2)$$

Амплитуда А определяется выражением:

$$A_i = \sqrt{2S(\omega_i)\Delta\omega}\cdot z_i, \qquad (3)$$

где z_i – массив случайных чисел с нулевым математическим ожиданием и единичным СКО.

Случайная поверхность, полученная при помощи выражения (2) приведена на рис. 2. Данная поверхность является случайной и подходит для моделирования множества реализаций сигнала, отраженного от шероховатой подстилающей поверхности.

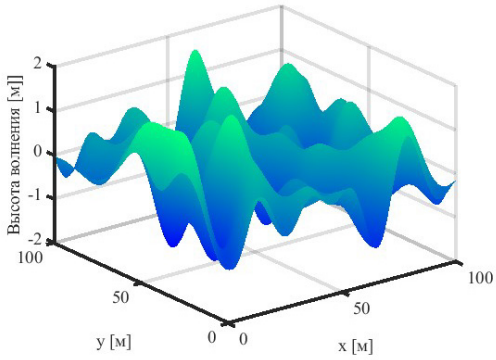


Рис. 2. Реализация морской поверхности при скорости ветра 10 м/с

Ввиду наличия суммирования в методе дискретного преобразования Фурье и большого количества точек двумерного пространственного спектра, моделирование таким способом хоть и является наиболее точным, требует большого количества времени. Для уменьшения времени моделирования с сохранением статистических характеристик поверхности воспользуемся формированием случайного процесса из двумерного нормального закона распределения. Для получения реализации воспользуемся двумерным прямым и обратным преобразованием Фурье от произведения некоррелированного случайного процесса и функции распределения:

$$\xi(x,y)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\sqrt{\frac{D_x D_y}{N_x N_y l^2}}F^{-1}\left\{F\{Z\sigma\}\cdot F\left\{e^{-\frac{2(x^2+y^2)}{l^2}}\right\}\right\}, \qquad (4)$$

где D_x, D_y – длина и ширина моделируемого участка поверхности; N_x, N_y – количество точек моделирования подлине и ширине соответственно.

Реализация, полученная из нормального распределения приведена на рис. 3.

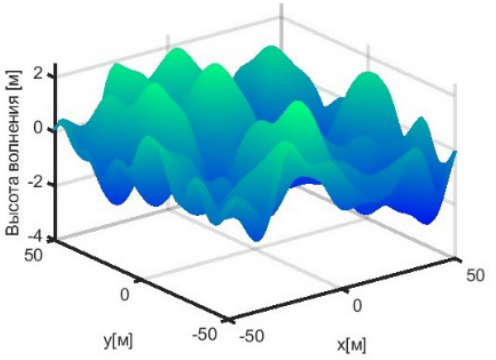


Рис. 3. Реализация морской поверхности интервале корреляции 10 метров и СКО высот поверхности 1 метр

Для моделирования сигнала, отраженного от поверхности, блестящие точки на поверхности выбираются с шагом, равным или меньшим $\frac{\lambda}{8}$. В таком случае, при моделировании поверхности, приближенной к реальной по размерам, например, 40 км длиной и 5 км шириной, требуется очень большие объемы оперативной памяти только для хранения массива высот поверхности, и еще большие для выполнения операций с ним.

Для решения данной проблемы вернемся к пространственному спектру. Согласно нему, наибольшая частота из эффективной ширины гораздо ниже, чем необходима для моделирования сигнала. По теореме Котельникова возьмем частоту дискретизации больше чем вдвое выше наибольшей частоты спектра, благодаря чему возможно создать модель подходящих размеров, но не подходящей частоты дискретизации, показанную на рис. 4.

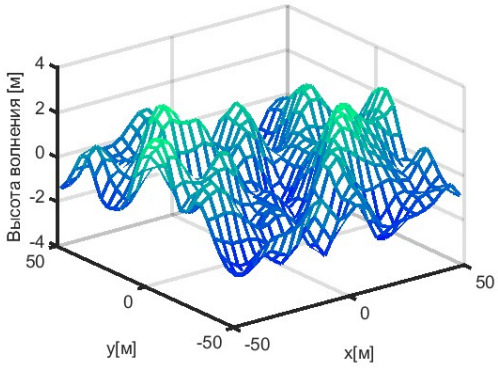


Рис. 4. Модель участка морской поверхности при частоте дискретизации, равной удвоенной верхней частоте пространственного спектра

Получив подобным образом поверхность больших размеров, разобьем ее на небольшие участки в каждом из которых необходимо найти значения высот, расположенные с шагом $\frac{\lambda}{8}$ для построения модели сигнала. Для этого в пределах каждого участка применим бикубическую интерполяцию. При ее использовании значение функции в искомой точке вычисляется через ее значения в 16 соседних точках, расположенных в вершинах квадратов на плоскости x0y. У данного метода будет только один недостаток: функция ошибки, под которой понимается в данном случае разница между реальными высотами и интерполированными будет резко возрастать на границах участков, что показано на рис. 5.

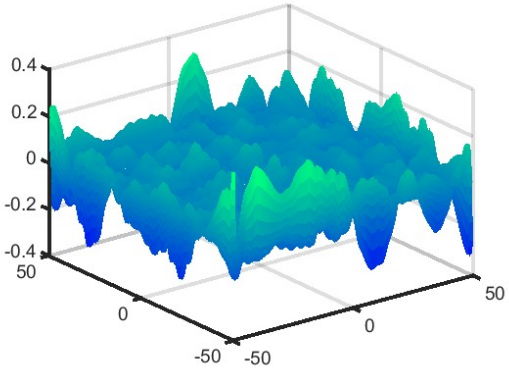


Рис. 5. Функция разности между реальной поверхностью и ее интерполированными значениями

От данной проблемы можно избавиться если для вычислений брать участок большего размера, а затем обрезать края полученной функции.

Выводы

Таким образом, мы получили модель подстилающей поверхности произвольного размера, которую можно полностью хранить в памяти компьютера и производить требуемые операции лишь с отдельными ее участками последовательно. Такая модель может быть применена в определенных методах моделирования сигнала, например, методе Кирхгоффа, однако далеко не все методы позволяют так обрабатывать сигнал. Она не применима для метода конечных разностей, так как в нем требуется обрабатывать множество точек пространства, и каждая точка влияет на сигнал в каждый момент времени.

Библиографический список

1. *Weisse R.* Hans Storch Marine Climate and Climate Change Storms, Wind Waves and Storm Surges. Springer, 2010. 219 c.

2. *Тверской Г.Н., Терентьев Г.К., Харченко И.П.* Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций. Л.: Судостроение, 1973. 224 с.

3. *Xu Z., Guo Q., Sun Y.O.* Three-dimensional Ocean Wave Simulation Based on Directional Spectrum // Applied Mechanics and Materials. 2011. P. 94–96.

4. *Guo Q., Xu Z.* Simulation of deep-water waves based on JONSWAP spectrum and realization by MATLAB // International Conference on Geoinformatics, 2011.

УДК 616.12-073

К. Н. Тимофеев*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОГО ИНФРАКРАСНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Рассмотрено применение принципов радиолокации, при реализации чувствительных элементов с излучением в инфракрасном диапазоне длин волн, для построения инновационных медико-биологических приборов, которые позволяют проводить качественный и количественный анализ кожного покрова, путем формирования 2D- и 3D-изображений, т.е. создавая карты глубины объекта исследования.
Ключевые слова: обработки сигналов в оптическом диапазоне, коэффициент эффективности приемника излучения, 2D- и 3D-изображения, Time-of-Flight (ToF) технология, матричные ИК-камеры.

K. N. Timofeev*
PhD, Tech., Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

APPLICATION OF ACTIVE INFRARED SENSING IN BIOMEDICAL INFORMATION PROCESSING SYSTEMS

The application of the principles of radar, in the implementation of sensitive elements with radiation in the infrared wavelength range, for the construction of innovative medical and biological devices that allow qualitative and quantitative analysis of the skin, by forming 2D and 3D images, i.e. creating depth maps of the object of study.
Keywords: optical signal processing, receiver efficiency, 2D and 3D images, Time-of-Flight (ToF) technology, IR matrix cameras.

Создание современных биотехнических систем с использованием систем обработки сигналов в оптическом диапазоне для диагностики состояния здоровой или пораженной кожи человека, например, в следствии термического воздействия, является актуальной задачей медицинского приборостроения. Основным диагностическим методом исследования состояния кожного покрова человека может быть использование излучения ближнего ИК-диапазона длин волн, которые обладают способностью достаточно глубоко проникать в поверхностные биологические ткани. Кожа человека отражает сложные физико-химические биологические процессы, протекающие в организме человека, ряд которых в настоящий момент количественно не может быть исследован и диагностирован из-за ограниченного парка медицинских приборов.

Широко применяемые различные модификации тепловизоров основаны на принципе пассивной локации в инфракрасном (ИК) диапазоне длин волн, что не позволяет изучать или диагностировать процессы, протекающие в глу-

бине кожного покрова [1]. От этого недостатка свободен способ активного ИК – зондирования подробно рассмотренный в работе [2], в котором применен подход сравнительного количественного анализа отраженного ИК-сигнала от пораженного участка кожи и ИК-сигнала от проксимального участка здоровой кожи, впервые предложенный в авторском свидетельстве № 914034.

Появление на рынке новых ИК-линеек фотоприемников и миниатюрных матричных ИК-камер, в совокупности с современными средствами обработки сигналов и специальными алгоритмами, позволяет использовать активную ИК – локацию для качественного и количественного анализа кожного покрова на различной глубине. В том числе, путем формирования 2D- и 3D-изображений, т.е. создавая карты глубины объекта исследования.

При разработке активной системы инфракрасного зондирования кожного покрова основное внимание следует уделять параметрам элементов устройств, которые являются чувствительными элементами всей системы обработки биологических сигналов, один из которых это F – коэффициент обобщенной чувствительности болометрического приемника, выражаемый как:

$$F = \frac{\frac{\pi \cdot \Delta_h}{\psi \sin(\frac{\pi \cdot \Delta_h}{\psi})} \cdot \sqrt{S}}{NETD \cdot \sqrt{\Delta_h \cdot \Delta_v} \cdot \sqrt{\tau_p}},$$

где $\Delta_h \cdot \Delta_v$ – мгновенные поля зрения по вертикали и горизонтали; $NETD$ – (noise equivalent temperature difference) температурная чувствительность, Мк; τ_p – время обработки данных; $\sqrt{S}$ – телесный угол тепловизора визуализации теплового поля, рад$^{-1}$; ψ – пространственный период теплового поля, рад$^{-1}$.

При практической реализации линейки приборов с активным инфракрасным зондированием, предназначенных для научных исследований и диагностики кожного покрова человека, можно предложить использовать три вида чувствительных элементов (ЧЭ):

1) ЧЭ с линейкой ИК-фотоприемников;
2) ЧЭ с матричным ИК-камерой, для 2D-обработки информации;
3) ЧЭ с Time-of-Flight ИК-камерой, для технологии 3D-визуализации.

Инновационные медицинские приборы с такими чувствительными элементами, будут использовать оптическое излучение в инфракрасном диапазоне длин волн для извлечения полезной информации о состоянии как здоровой, так и поврежденной биологической ткани.

Структурная схема датчика с чувствительным элементом первого вида, для медицинского прибора использующего активное инфракрасное зондирование, представлена на рис. 1. Такой датчик, например, позволяет получить картину глубины термического поражения кожи.

Структурная схема на рис. 1 содержит лазерный диод 1, конструктивно закрепленный с коллиматором 2, состоящим из пары сферических линз Л1 и Л2, оптическая ось которого расположена под углом падения 45º к исследуемо-

му кожному покрову человека, а также линейку N ИК – фотоприемников 3, конструктивно установленную под углом отражения 45º от исследуемого кожного покрова, последовательно соединенные блок усилителей 4 и выходной интерфейс 5, который предназначен для передачи результатов диагностики на систему обработки сигналов.

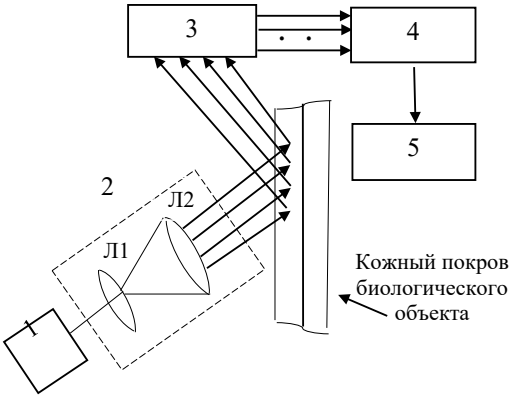


Рис. 1. Структурная схема датчика с чувствительным элементом первого вида

ЧЭ второго вида является упрощенным вариантом ЧЭ третьего вида, структура которого рассматривается далее.

Получение 3D-изображения сцены повреждения кожного покрова технически сложная, но решаемая задача. В чувствительном элементе третьего вида применяется расчет глубины и рельефа пораженного участка с помощью Time-of-Flight (ToF) технологии, основанной на радиолокационном принципе измерения расстояния до объекта. Благодаря этому формируется изображение «сцены», подобное радиолокационным портретам.

Структурная схема датчика с чувствительным элементом третьего вида представлена на рис. 2. Для обеспечения необходимой точности рельефа диагностируемого участка кожного покрова в ЧЭ целесообразно использовать оптические элементы дифракционного качества.

Структура на рис. 2 содержит лазерный диод 1, конструктивно закрепленный с коллиматором 2, состоящим из пары сферических линз Л1 и Л2, оптическая ось которого расположена под углом падения 45º к исследуемому кожному покрову человека, 3 – синхронизатор лазерного диода, 4 – высокопроизводительная ПЗС-матрицу ToF, АЦП и процессор глубины, 5 – блок усилителя, 6 – аналоговый внешний интерфейс, который предназначен для передачи результатов диагностики на систему обработки сигналов. Входное окно ПЗС-матрицы конструктивно расположено под углом отражения 45º от исследуемого кожного покрова.

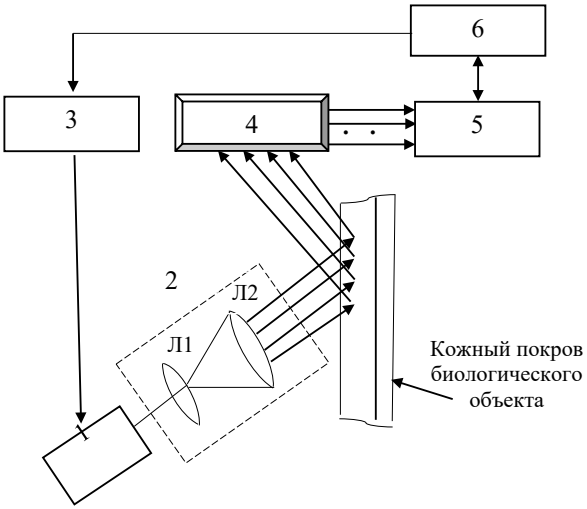


Рис. 2. Структурная схема датчика с чувствительным элементом третьего вида на базе когерентной оптики

Полная структурная схема и описание работы устройства дифференциальной диагностики глубины термических поражений кожного покрова человека с активным инфракрасным зондированием рассмотрена в [3].

Применение в медицинских приборах рассмотренных инновационных чувствительных элементов позволяет проводить исследование и количественную диагностику кожных покровов пациентов при воспалительных заболеваниях и термических поражениях.

Библиографический список

1. *Тимофеев К.Н., Карелина Д.С.* К вопросу о диагностических исследованиях пациентов с использованием термографии // Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации: Третья Всерос. науч. конф. сб. докл. СПб.: ГУАП, 2022. С. 139–145.

2. *Карелина Д.С., Тимофеев К. Н.* Комплексная диагностика термических поражений кожи // Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации: сб. ст. СПб., 2021. С. 172–176.

3. Устройство дифференциальной диагностики глубины термических поражений кожного покрова человека с активным инфракрасным зондированием: пат. 2787360 Рос. Федерация. МПК H 04 M 11/02. / Тимофеев К.Н., Карелина Д.С.; заявитель и патентообладатель ГУАП. № 2022109517: заявл. 11.04.2022: опубл. 09.01.2023.

УДК 536.24.083

Н. А. Уржумцев* **
студент
Р. С. Пассет* **
студент
Г. Ю. Сотникова*
кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник
А. В. Воронин*
кандидат технических наук, старший научный сотрудник
***** Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе Российской академии наук
******Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ВЛИЯНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПЛАЗМЫ НА ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КЕРАМИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Изменение теплофизических свойств различных материалов при воздействии плазмы представляет большой фундаментальный и прикладной интерес. Исследовано воздействие плазменной струи на образец промышленной пьезокерамики. Визуальный контроль выявил изменение структуры поверхности облученного образца. Исследование теплофизических свойств методом динамической лазерной ИК-радиометрии показало значительное увеличение коэффициента теплопередачи образца в результате импульсного воздействия водородной плазмы.
Ключевые слова: динамическая ИК-радиометрия, тепловое лазерное воздействие, коэффициент теплоотдачи, пьезоэлектрическая керамика, плазменный нагрев.

N.A. Urzhumtsev* **
Student
R.S. Passet* **
Student
G.Yu. Sotnikova*
PhD, Phys.-Math., Senior Research Employee
A.V. Voronin*
PhD, Tech., Senior Research Employee
*Ioffe Institute
**St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

THE THERMOPHYSICAL PROPERTIES OF CERAMICS UNDER PLASMA JET EXPOSURE

The change in the thermophysical properties of various materials when exposed to plasma is of great fundamental and applied interest. Plasma jet effect on the sample of industrial piezoceramics was investigated. The visual control revealed a change in the structure of the surface of the irradiated sample. The study of thermophysical properties by dynamic laser IR radiometry method showed a significant increase in the heat transfer coefficient of the sample as a result of pulsed exposure to hydrogen plasma.
Keywords: IR radiometry, thermal laser effect, heat transfer coefficient, piezoelectric ceramics, plasma heating.

Введение

В настоящее время активно проводятся фундаментальные и прикладные исследования, направленные на изучение взаимодействия плазмы с веществом [1, 2]. В такого рода исследованиях на материал оказываются высокие тепловые нагрузки (до сотен ГВт/м^2), которые целенаправленно или вынужденно приводят к изменению его физических (тепловых, механических, оптических) свойств. Качественную и количественную оценку теплофизических свойств материалов можно осуществлять посредством контроля динамики изменения температуры образцов в процессе воздействия теплового импульса различной физической природы (нагревание образца), так и после его окончания (остывание образца) [3].

К особенностям импульсного плазменного нагрева можно отнести передаваемый образцу кратковременный большой тепломеханический импульс [4], способный разрушать поверхностный слой, и сложный процесс теплообмена плазмы с образцом, при котором образуется пристеночная плазма, с протекающими в ней химическими реакциями. Влияние этих процессов на теплофизические свойства различных материалов представляют не только фундаментальный, но и большой практический интерес.

В данной работе исследуется изменение теплофизических свойств, а именно коэффициента теплоотдачи, образца пьезокерамики ЦТСНВ, промышленно выпускаемой отечественным предприятием Аврора – Элма (г. Волгоград) [5].

Описание эксперимента

В эксперименте исследовались два образца промышленной пьезокерамики ЦТСНВ, представляющих собой прямоугольники с площадью лицевых поверхностей 3 см^2 при толщине около 3 мм. Один из них облучался 20 импульсами водородной плазмы с плотностью 10^{22} м$^{-3}$ длительностью 50–100 мкс и интервалом 30–60 с, находясь на расстоянии от коаксиального ускорителя на расстоянии 0,3 м. Энергия в импульсе составляла 150–200 Дж, а давление, оказываемое плазмой на образец, составляло 0,15 Мпа при диаметре пучка порядка 50 мм [6]. Другой же образец не подвергался воздействию плазмы и использовался в качестве эталона для сравнения теплофизических свойств.

Для количественной оценки теплофизических свойств образцов, в частности коэффициента теплоотдачи, была использована методика импульсного лазерного нагрева, описанная в работе [7]. Использование данной методики обосновывается тем, что позволяет нагревать образец, не модифицируя его поверхности, а геометрические размеры образцов позволяют использовать одномерную модель для решения уравнения теплообмена.

В данном эксперименте нагрев образцов, осуществляется мощным полупроводниковым лазером с волоконнооптическим выходом с регулируемыми мощностью (до 10 Вт) и длительностью (от 1 до 10 с) импульса излучения на длине волны 0.98 мкм [8]. Контроль динамики изменения температуры образца

осуществлялся пирометрическим сенсором на длине волны 4,2 мкм с временным разрешением 100 мкс на отсчет.

Экспериментальные зависимостей температуры поверхности образцов при их импульсном нагреве/охлаждении анализировались в рамках одномерной теплофизической модели, справедливой для образцов с площадью боковых поверхностей (торцов) значительно меньшей площади их лицевых поверхностей. В данной модели предполагается, что образец по всему объему имеет одинаковые теплофизические свойства, а отвод тепла происходит только с лицевых поверхностей образцов керамики. Очевидно, что свойства поверхности образца играют решающую роль в мощности теплообмена, определяемой коэффициентом теплоотдачи H (Вт/м^{2}К).

Краткое описание теплофизической модели

В предположении об однородности теплофизических свойств образцов и при условии, что площади их боковых поверхностей (торцов) значительно меньше площади лицевых поверхностей временная зависимость температуры поверхности образца в процессе нагрева и остывания может быть получена в результате решения одномерного дифференциального уравнения теплопроводности с граничными условиями [7]:

$$K\left.\frac{\partial T}{\partial x}\right|_{x=0;L} = H\left(T-T_0\right)\Big|_{x=0;L}, \qquad (1)$$

где K – коэффициент теплопроводности; H – коэффициент теплоотдачи; L – толщина образца; T_0 – температура окружающей среды,

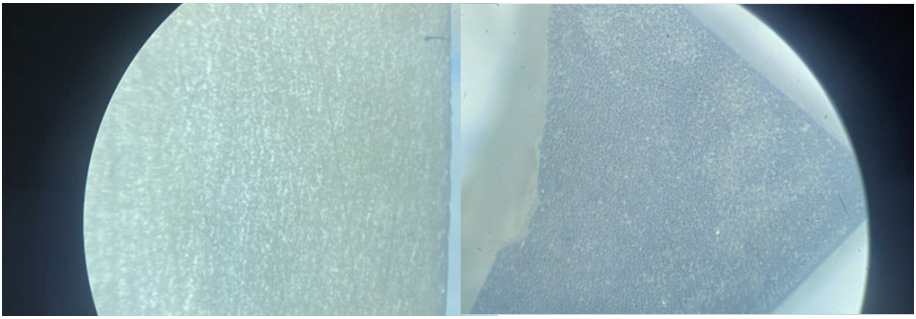
и будет иметь вид:

$$T_s(t) = \frac{I_0}{2H}\left(1-e^{\frac{-2H}{\rho CL}(t-t_1)}\right)+T_0, \quad \text{при} \quad t_1 < t \le t_2,$$
$$T_s(t) = T_s(t_2)e^{\frac{-2H}{\rho CL}(t-t_2)}, \quad \text{при} \quad t > t_2, \qquad (2)$$

где I_0 – интенсивность лазерного излучения; ρ – плотность; C – удельная теплоемкость; t_1 – время начала импульсного теплового лазерного воздействия; t_2 – время его окончания.

Принято считать, что коэффициент теплоотдачи H не зависит от свойств материала образца, но зависит от способа и качества обработки его поверхности.

Фотографии поверхностей керамических образцов до и после плазменного воздействия, представленные на рис. 1, говорят об изменении структуры поверхности и, следовательно, могут проявиться в изменении коэффициента теплоотдачи образца.



а) б)

Рис. 1/ Фотографии поверхности:
а – необлученного образца керамики; б – облученного образца керамики

Результаты эксперимента

На рис. 2 представлены экспериментальные зависимости динамики изменения температуры образцов промышленной керамики ЦТСНВ, не подвергавшейся плазменному воздействию (White) и образца керамики, подвергнутого многократному импульсному плазменном воздействию (Black). На этом же рисунке представлены аппроксимирующие кривые (пунктирные линии), соответствующие решениям уравнения теплопроводности в рамках рассмотренной выше одномерной модели в предположении равномерности объемных теплофизических свойств образцов для случая импульсного лазерного воздействия мощностью 3,2 Вт и длительностью нагрева 5 и 10 секунд в соответствии с выражением (2).

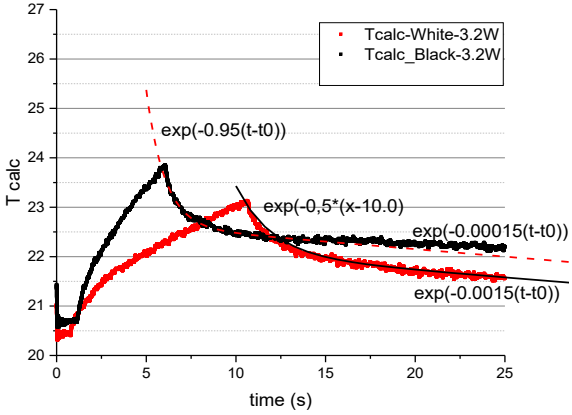


Рис. 2. Экспериментальные зависимости динамики температуры при лазерном нагреве 5 с для облученного (Black) и 10 с для необлученного образца (White)

Как видно из полученных графиков, для обоих образцов кривая остывания не может быть аппроксимирована одной экспоненциальной функцией, что требует внесения уточнений в теплофизическую модель образца, связанных с наличием у них поверхностного слоя с теплофизическими свойствами, отличными от его объемных свойств. При этом начальные участки кривых остывания (в первую секунду после окончания лазерного воздействия) для необлученного и облученного образцов демонстрируют заметно разную скорость остывания, что позволяет оценить увеличение коэффициента теплоотдачи образца, подвергнутого плазменному воздействию, примерно в два раза.

Библиографический список

1. A full tungsten divertor for ITER: Physics issues and design status / A. Pitts, S. Carpentier, F. Escourbiac [et al.] // Journal of Nuclear Materials. 2013. Vol. 438. P. 48–56. DOI: https://doi.org/10.1016/j.jnucmat.2013.01.008.

2. Research status and issues of tungsten plasma facing materials for ITER and beyond / Y. Ueda, J.W. Coenen, G. De Temmerman [et al.] // Fusion Engineering and Design. 2014. Vol. 89. P. 901.

3. Российская метрологическая энциклопедия / Метрол. акад.; [Гл. ред. Ю.В. Тарбеев]. СПб.: Лики России, 2001. 839 с.

4. Деградация вольфрама в результате воздействия плазменной струи / А.В. Воронин, Ю. В. Судьенков, Б.Н. Семенов [и др.] // Журнал технической физики. 2014. Т. 84, вып. 7. С. 36–43.

5. URL: https://avrora-elma.ru/services/diski/335/ (дата обращения: 10.03.2023).

6. *Воронин А.В., Горяинов В.Ю., Гусев В.К.* Исследование коаксиального ускорителя плазменной струи // Журнал технической физики. 2020. Т. 90, вып. 6. С. 1028–1034.

7. Определение коэффициента теплоотдачи твердотельных объектов методом лазерной фототермической ИК-радиометрии / С.Е. Александров, Г.А. Гаврилов, А.А. Капралов [и др.] // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43, вып. 14. С. 104–110.

8. URL: http://www.atcus.ru/product.php (дата обращения: 15.03.2023).

УДК 004.921

Г. Ф. Э. Цихон*
кандидат технических наук, доцент
А. В. Шахомиров*
кандидат технических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОРИЕНТАЦИИ 3D-ПОВЕРХНОСТЕЙ В ОДНОРОДНЫХ КООРДИНАТАХ

Представлен новый подход к определению ориентации 3D-треугольников в однородных координатах. Его можно применить перед освещением в конвейере рендеринга. Вычислительные затраты на освещение и отсечение примитивов могут быть значительно сокращены. Обоснованность подхода доказана аналитически, и были проведены измерения производительности. Этот подход имеет низкие накладные расходы и работает для произвольно искаженных преобразований.
Ключевые слова: компьютерная графика, однородные координаты, отсечение примитивов.

G.F.E. Cichon*
PhD, Tech., Associate Professor
A.V. Shakhomirov*
PhD, Tech., Associate professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

ORIENTATION DETECTION OF 3D-SURFACES IN HOMOGENEOUS COORDINATES

The paper presents a novel approach for detecting the orientation of 3D-triangles in homogeneous coordinates. It can be applied before lighting in the rendering pipeline. The lighting and clipping effort can be significantly reduced. The validity of the approach is proven analytically, and performance measurements have been conducted. The approach has a low overhead and works for arbitrarily distorted viewing transformations.
Keywords: computer graphics, homogeneous coordinates, clipping of primitivities.

Введение

Как показано на рис. 1, подсистема трехмерной графики (3D) проецирует геометрические фигуры на поверхность экрана так, как они были бы видны зрителю, находящемуся в заданном положении, и геометрические фигуры преобразуются в пиксели дискретного экрана. Этот процесс называется рендерингом, а память, в которой вычисляется изображение для отображения, называется буфером кадра. Чаще всего произвольные фигуры составляются из больших наборов простых фигур, которые называются примитивами. Поскольку треугольник является наиболее часто используемой примитивной формой, а все другие примитивные формы (например, четырехугольники или линии с определенной шириной) могут быть представлены в виде наборов треугольников, следующее исследование сосредоточено на поведении треугольников.

Углы этих примитивов называются вершинами (vertex), и они задаются в произвольной проективной системе координат и с помощью других атрибутов, таких как цвета, свойства материала, векторы нормалей и т. д.

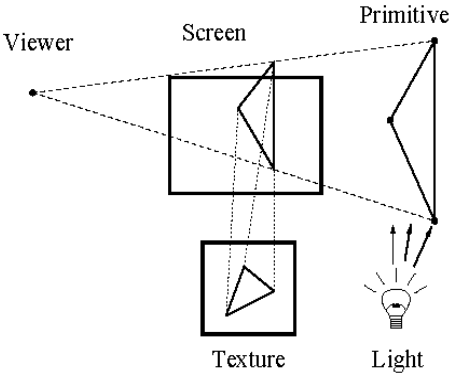


Рис. 1. Графическая подсистема

Операции, выполняемые во время рендеринга, можно грубо разделить на первую фазу, которая воздействует на вершины, которые представлены непрерывно, и вторую фазу, которая воздействует на дискретные пиксели, изображенные в левой части рис. 2. Введение в предысторию компьютерной графики дано в [5].

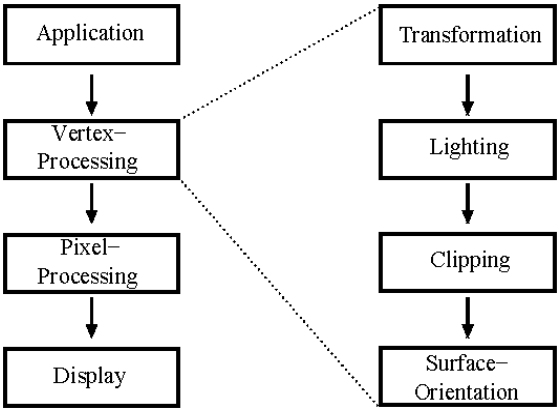


Рис. 2. Общий графический конвейер

Предпринят ряд мер для того, чтобы отображаемые фигуры выглядели как можно более реалистично. Во-первых, фигура может быть покрыта изображением, так называемой текстурой. Операция нанесения изображения на фигу-

ру на экране дисплея называется отображением текстуры. Во-вторых, внешний вид фигуры может быть изменен в зависимости от освещенности, которая, в свою очередь, рассчитывается исходя из положения фигуры и ее атрибутов.

Анализ предметной области

Вычисление световых эффектов следует за этапами рендеринга: во время обработки вершин для каждой вершины вычисляется набор свойств освещения. Затем эти свойства интерполируются для каждого отдельного пикселя экрана, в котором появляется примитив. Определение конкретных свойств, которые должны вычисляться на основе каждой вершины, и как именно работает интерполяция, претерпевало устойчивое развитие в течение многих лет.

Классический подход к этой проблематике называется локальным освещением в сочетании с затенением Гуро [4]. Он вычисляет набор цветов для каждой вершины и вычисляет цвета пикселей с помощью линейной интерполяции. Этот подход был разработан для высокопроизводительных САПР и визуализации научных данных и до сих пор используется в этих областях.

Вычисление цвета на основе свойств освещения требует вычисления сложного выражения. Это выражение определяется так называемой моделью освещения. Подход к вычислению этого выражения для каждого пикселя экрана в отдельности называется затенением по Фонгу. Он имеет значительно более высокую вычислительную сложность, чтобы избежать ошибок отображения, вызванных линейной интерполяцией.

В то время как затенения Гуро и Фонга основаны на простой и стандартизированной модели освещения, современные компьютерные 3D-игры [7] и анимационные фильмы [11] разрабатывают все более сложные индивидуальные модели освещения. Общим для этих подходов является то, что они оценивают произвольное выражение модели освещения для каждого пикселя экрана [6]. Это приводит к реализации с многоходовыми средствами визуализации [10] или программируемыми вершинными шейдерами [12], способными выполнять несколько проходов затенения пикселей одновременно без необходимости переноса промежуточных значений во внешнюю память.

В случае анимационных фильмов качество изображения является первостепенным. При временном бюджете в несколько часов на каждый отрисованный кадр, эти системы допускают произвольную точность промежуточных значений в модели освещения. Для адаптивных компьютерных игр числовое разрешение, доступное для оценки модели освещения, зависит от глубины цвета экрана, обычно это 8 бит.

С более сложными моделями освещения подготовка параметров каждой вершины для оценки модели освещения каждого пикселя, становится дорогостоящей задачей. Найденное ранее решение этой проблемы – работа с относительно большими текстурированными треугольниками, не подходит для дальнейших реализаций, когда становятся все более распространенными гладкие поверхности, созданные с помощью поверхностей разделения, сплайновых или NURBS-вычислителей (Non-Uniform Rational B-Spline, неоднородные рацио-

нальные B-сплайны). В дополнение к этому, на основе каждого пикселя вычисляются характеристики модели освещения для каждого пикселя независимо, и не используются функции устойчивости модели освещения.

Чтобы справиться с этой задачей, станет важным переключить внимание на алгоритмы обработки для каждой вершины и их взаимодействие с более эффективными алгоритмами интерполяции. Следующее исследование делает небольшой шаг в этом направлении, устраняя общее препятствие эффективности в стандартизированном алгоритме освещения каждой вершины. Это препятствие вызвано поздним определением ориентации примитивов, как это будет объяснено позже в этой статье.

Обработка вершин в OpenGL

Поскольку OpenGL API является одной из наиболее зрелых и хорошо документированных систем для 3D-графики, он используется в качестве средства для приведения следующих аргументов об ориентации поверхности.

В этом разделе дается краткое введение о необходимых этапах до отображения пикселей. Как упоминалось ранее и показано в левой части на рис. 2, работа графической подсистемы состоит из двух различных фаз: обработки вершин и обработки пикселей. Необходимо поближе рассмотреть фазу обработки вершин, изображенную в правой части на рис. 2.

Приложение доставляет поток вершин для обработки вершин OpenGL. Этот поток вершин состоит из угловых точек примитивов и соответствующих им атрибутов, такими как цвета, свойства материала, векторы нормалей и т. д.

На этапе преобразования координаты вершин преобразуются из так называемой системы координат объекта, в которой положения передаются приложением, в две разные целевые системы координат: так называемую систему координат просмотра, в которой выполняется освещение, и так называемую систему координат клипа, которая позже преобразуется в экранные координаты. Эти два преобразования определены в так называемых однородных координатах, и каждое из них требует умножения матриц размерности 4x4.

Следующий этап – освещение, оценивает стандартизированную модель освещения в вершине на основе ее атрибутов. Приложение определяет произвольное количество источников света. Для каждого источника света и каждой вершины оценка этой модели освещения требует вычисления до 4 точечных произведений нормализованных векторов направлений. В этом вычислении есть многочисленные исключения. Результаты этих точечных продуктов определяют веса для взвешенной суммы цветов, взятых из свойств материала. Эта взвешенная сумма представляет собой цвет вершины, используемый для затенения примитива.

В отличие от массивных фигур, где видна только внешняя сторона, плоские примитивы имеют две стороны, которые световая модель должна различать между собой. В частности, для правильного результата модели локального освещения OpenGL нормаль поверхности примитива должна указывать на зри-

теля. Таким образом, графическая подсистема должна различать две стороны примитива.

Для примитивов типа треугольника это достигается ориентацией, в которой три вершины отображаются на экране: по часовой стрелке или против часовой стрелки. Приложение сообщает графической системе, какую ориентацию необходимо рассматривать как «внутреннюю», а какую – как «внешнюю». Внешние примитивы называются фронтальными, внутренние – обратными.

Есть два разных варианта того, что должна делать графическая система, когда вот-вот будет отображен примитив, обращенный назад. Один из вариантов – удалить такие примитивы из потока вершин. Если приложение рисует замкнутые фигуры, любая внутренняя поверхность будет закрыта какой-либо внешней поверхностью. Этот метод называется отбраковкой с обратной стороны.

Приложение также может выбрать вариант с отображением таких примитивов. В этом случае модель освещения должна быть рассчитана с использованием обратного вектора нормали, чтобы получить правильные результаты. Поскольку модель освещения рассчитывается по-разному, OpenGL позволяет присваивать этим примитивам другой набор свойств материала. Поскольку фактическая ориентация поверхности на данном этапе еще неизвестна, такие реализации, как Mesa [9], оценивают уравнение освещения фактически дважды, а затем отбрасывают один наиболее вычислительно-затратный результат.

На этап отсечения возникают проблемы, когда примитивы частично или полностью расположены за пределами видимой области экрана. Такого рода примитивы вызвали бы переполнения на следующем этапе обработки пикселей. Считается, что примитивы, расположенные полностью внутри видимой области экрана, являются тривиально приемлемыми. Если примитив полностью оказывается за пределами видимой области, он может быть тривиально отклонен, т.е. удален из потока примитивов. Примитив, который простирается как внутри, так и за пределы видимой области экрана, необходимо обрезать. Эта сложная операция называется нетривиальным отсечением.

Из-за перспективной проекции положения вершин должны обрабатываться в однородных координатах вплоть до отсечения. После отсечения координаты дегомогенизируются, т.е. *x*-, *y*- и *z*-координаты делятся на *w*. Спецификация OpenGL определяет ориентацию треугольника с вершинами V_1, V_2, V_3 следующим образом:

$$A = [(v_2 - v_1) \times (v_3 - v_1)] \cdot e_z =$$
$$= (x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (y_2 - y_1)(x_3 - x_1).$$

В случаях отбраковки на обратной стороне, примитивы, обращенные к обратной стороне, удаляются на этом этапе. В случаях двустороннего освещения выбирается один из двух вычисленных результатов освещения, в то время как другой отбрасывается. Было бы лучше сначала удалить примитивы, прежде чем тратить все усилия на их подсветку и обрезку.

Однако определение ориентации способом, описанным в спецификации OpenGL до сих пор, работает только с неоднородными координатами. Чтобы

получить неоднородные координаты, примитивы сначала должны подвергнуться отсечению. Дегомогенизация неотрезанных примитивов не работает, поскольку w может принимать отрицательные значения перед отсечением. В этом случае положение вершины становится зеркальным относительно начала координат. Это приводит к недопустимому результату в этой формуле. Кроме того, отсечение вычисляет атрибуты новых вершин отсеченных примитивов. Чтобы сделать это, для обрезки требуется полный набор атрибутов для существующих вершин, включая результаты освещенности. Поэтому перед обрезкой необходимо произвести вычисление освещенности. Далее будем исследовать, как при этом можно уменьшить количество вычислений.

Связанные задачи

Одним из возможных способов уменьшить расчеты является определение ориентации поверхности в координатах объекта или освещения.

Определение ориентации в координатах объекта возможно только в том случае, если преобразование, специфичное для конкретного приложения, не содержит анизотропного искажения. Однако искажение систем координат объектов является распространенным методом создания определенных форм объектов. Например, [3] эллипсоид создается путем рендеринга сферы в искаженной системе координат. Поскольку единичный вектор в направлении обзора e_z не является единичным вектором в этой системе координат, то для вычисления выражения площади требуется вычисление определителя матрицы размерности 3x3. Это довольно затратно.

Определение ориентации в координатах освещения требует преобразования всех координат в систему координат освещения перед определением ориентации. Этот подход также неприменим в случаях искаженных систем координат, и он требует дополнительного преобразования, то есть умножения матриц размерности 4x4, прежде чем можно будет определить ориентацию поверхности.

Ориентация поверхности

В следующем разделе рассматривается одиночный треугольник от стадии преобразования до точки, где можно определить его ориентацию. Эти соображения лягут в основу следующего раздела, в котором будет разработан новый подход.

Этап преобразования вычисляет положение треугольника в координатном пространстве кадра в однородных координатах:

$$P_1 = \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ w_1 \end{pmatrix}, P_2 = \begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \\ w_2 \end{pmatrix}, P_3 = \begin{pmatrix} x_3 \\ y_3 \\ z_3 \\ w_3 \end{pmatrix}.$$

Освещение никак не влияет на положение примитива в пространстве кадра. Следовательно, не влияет и на расчет ориентации.

Далее выполняется отсечение. Отсечение гарантирует, что все вершины примитива лежат внутри однородного единичного куба. Для каждой вершины выполняются следующие шесть тестов:

$$\begin{aligned} -w_i \le x_i \le w_i \\ -w_i \le y_i \le w_i \\ -w_i \le z_i \le w_i \end{aligned}.$$

Каждый тест соответствует одной из плоскостей, ограничивающих единичный куб, левой, правой, нижней, верхней, ближней и дальней плоскостям. Каждая плоскость определяет полупространство, внутри которого должны быть расположены все примитивы, покидающие этап кадра. Если все тесты пройдены, треугольник может быть тривиально принят. Если треугольник не проходит один конкретный тест для всех своих вершин, он может быть тривиально отклонен, что означает, что он удаляется из потока примитивов.

Когда какая-то из вершин треугольника проходит тест для определенной плоскости, а какая-то не проходит, выполняется нетривиальная операция отсечения. Пусть P_1 – вершина, прошедшая тест на отсечение конкретной плоскости. Каждая из двух других вершин, находящихся за пределами плоскости отсечения, заменяется новой вершиной на плоскости отсечения:

$$\begin{aligned} P_2^{'} = tP_2 + (1-t_1)P_1 \\ P_3^{'} = tP_3 + (1-t_2)P_1 \end{aligned},$$

где t_1 и t_2 – параметры прямой линии, рассчитанные с помощью алгоритма отсечения в диапазоне *(0, 1)* [2]. В случае, если точки P_2 или P_3 прошли тест на отсечение, то полагаем t_2 и t_3 равными *1*.

Если или t_1 или t_2 равны *0*, то новый треугольник имеет нулевую площадь. Такой треугольник называется вырожденным. Такой треугольник может быть удален из потока вершин.

Это приводит к:

$$\begin{aligned} P_2^{'} = P_1 + t_1(P_2 - P_1), t_1 \in (0,1] \\ P_3^{'} = P_1 + t_2(P_3 - P_1), t_2 \in (0,1] \end{aligned}.$$

Пересечение многоугольника с плоскостью может создать новый многоугольник с одной дополнительной вершиной. Путем обрезки в шести плоскостях отсечения можно создать многоугольник с девятью вершинами из треугольника. Поскольку этот многоугольник имеет ту же ориентацию, что и каждый из его подтреугольников, рассматривается только подтреугольник $(P_1, P_2^{'}, P_3^{'})$.

Такая схема обрезки повторяется до тех пор, пока не будут удовлетворены требования ко всем плоскостям обрезки. Обратите внимание, что для вершины P_i, которая расположена внутри однородного единичного куба, то есть которая проходит любые тесты на отсечение, должно иметься положительное значение w_i.

Треугольник $(P_1, P_2^{'}, P_3^{'})$ был обрезан в одной плоскости отсечения и имеет ту же ориентацию, что и исходный треугольник. Доказательство может быть получено методом индукции, чтобы показать, что ориентация поверхности инвариантна к произвольному числу последовательных операций отсечения в произвольных плоскостях отсечения.

После отсечения координаты можно безопасно дегомогенизировать:

$$Q_1 = \begin{pmatrix} \frac{x_1}{w_1} \\ \frac{y_1}{w_1} \\ \frac{z_1}{w_1} \end{pmatrix}, Q_2 = \begin{pmatrix} \frac{x_2^{'}}{w_2^{'}} \\ \frac{y_2^{'}}{w_2^{'}} \\ \frac{z_2^{'}}{w_2^{'}} \end{pmatrix}, Q_3 = \begin{pmatrix} \frac{x_3^{'}}{w_3^{'}} \\ \frac{y_3^{'}}{w_3^{'}} \\ \frac{z_3^{'}}{w_3^{'}} \end{pmatrix}.$$

Треугольник охватывается следующими двунаправленными векторами:

$$d_1 = Q_2 - Q_1 = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix}; \; d_2 = Q_3 - Q_1 = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix}.$$

Затем его ориентация может быть получена в качестве знака от вычисления площади:

$$A = \tfrac{1}{2}(a_1 b_2 - a_2 b_1).$$

Новый подход

Теперь подставим данные о процессе рендеринга, полученные в предыдущем разделе, обратно в формулу вычисления площади. Это позволит получить новое уравнение, способное определять ориентацию треугольника перед вычислением освещения.

$$A = \tfrac{1}{2}(a_1 b_2 - a_2 b_1)$$

$$2 \cdot A = \left(\frac{x_x^{'}}{w_2^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) \left(\frac{y_3^{'}}{w_3^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) - \left(\frac{x_3^{'}}{w_3^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) \left(\frac{y_2^{'}}{w_2^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) =$$

$$= \left(\frac{x_1 + t_1(x_2 - x_1)}{w_2^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) \cdot \left(\frac{y_1 + t_2(y_3 - y_1)}{w_3^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) - \quad .$$

$$- \left(\frac{x_1 + t_2(x_3 - x_1)}{w_3^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right) \cdot \left(\frac{y_1 + t_1(y_2 - y_1)}{w_2^{'}} - \frac{x_1}{w_1} \right)$$

Все это уравнение может быть преобразовано следующим образом:

$$\frac{2w_1w_2'w_3'}{t_1t_2}\cdot A = w_1(x_2y_3 - x_3y_2) + w_2(x_3y_1 - x_1y_3) + w_3(x_1y_2 - x_2y_1).$$

Поскольку нас интересует только знак области A, достаточно вычислить другую область A', масштабируемую с положительным коэффициентом:

$$A' = \frac{2w_1w_2'w_3'}{t_1t_2}\cdot A$$

Поскольку каждое из w_1, w_2' и w_3', а также t_1 и t_2 являются положительными, результирующая величина A' имеет тот же знак, что и площадь A. Следовательно, A' может быть использован для определения ориентации треугольника.

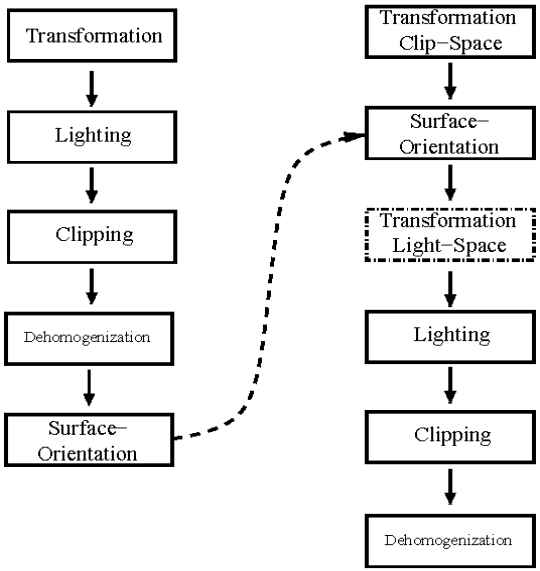


Рис. 3. Новый вершинный конвейер

Путем оценки A', ориентация поверхности может быть вычислена непосредственно после преобразования в пространство кадра (рис. 3). Нет необходимости освещать какие-либо примитивы, которые впоследствии удаляются методом отбраковки с обратной стороны. Для двустороннего освещения необходимо оценить только один экземпляр уравнения освещенности.

Этот подход требует 9 умножений и 5 сложений. В то время как традиционный подход требует 3 умножения и 5 сложений.

Еще одним свойством этого нового подхода является то, что определение ориентации может выполняться параллельно с тестами отсечения. Затем удаление примитивов из потока вершин из-за тривиального отклонения и отбраковки обратной стороны может быть выполнено в одной точке процесса. Хотя это не требует больших вычислительных затрат, удаление примитивов логически сложно и нарушает работу реализаций систолического массива, а также внутренних циклов высокопараллельных SIMD-программ. Соединение двух различных примитивных точек удаления значительно упрощает конструкцию.

Второе преобразование в пространство освещения, при необходимости, может быть выполнено после определения ориентации, когда поток вершин был уничтожен.

Как показано в [8], процесс оценки NURBS инвариантен по отношению к однородным преобразованиям. Это означает, что контрольные точки поверхности NURBS могут быть преобразованы в пространство кадра, и NURBS-вычислитель может генерировать вершины для тесселяции непосредственно в пространстве кадра. Примитивы, сгенерированные этим средством оценки, затем могут быть отбракованы непосредственно перед их освещением и отсечением.

Результаты

Чтобы проверить жизнеспособность нового подхода, тест Viewperf версии 6.1.2 [1] был запущен на модифицированном рендере Mesa [9]. Все выполненные модификации будут доступны на [3].

Viewperf состоит из 6 наборов представлений, каждый из которых содержит ряд тестов. Каждый тест отображает заданную геометрию набора представлений с включенным определенным набором функций. Только в некоторых из этих тестов включено освещение, в некоторых используется отбраковка с обратной стороны или двустороннее освещение.

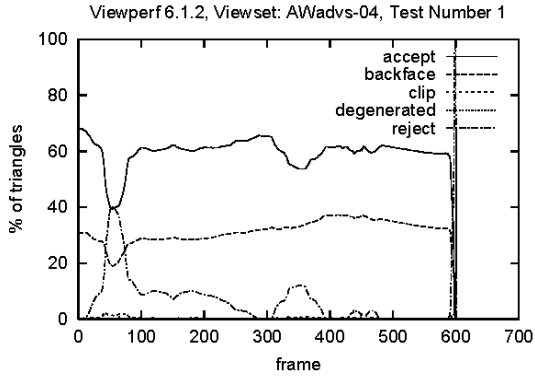


Рис. 4. AWadvs 04, Test Number 1

На рис. 4 показана классификация треугольников для каждого кадра. В этом тесте используется одностороннее освещение и отбраковка с обратной стороны. «принять» обозначает количество треугольников, которые тривиально принимаются путем отсечения, а не отбираются. «обратная поверхность» обозначает количество треугольников, которые отбираются с обратной стороны. «клип» – это треугольники, которые необходимо нетривиально обрезать. «вырожден» – это треугольники нулевого размера. «отклонен» обозначает тривиально отклоненные треугольники. Вопреки ожиданиям, отбракована не примерно половина треугольников обратной стороны, а только треть.

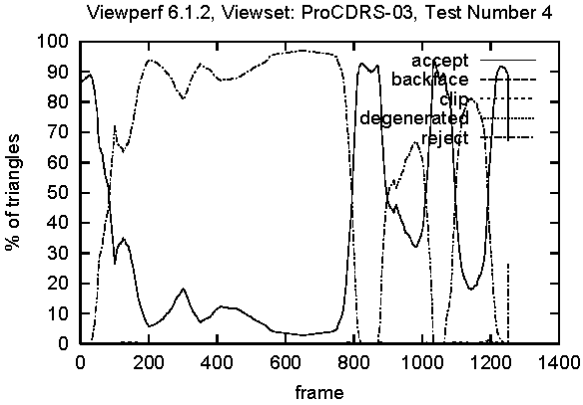


Рис. 5. ProCDRS 03, Test Number 4

На рис. 5 показан тест № 4 из набора представлений ProCDRS. В этом тесте используется двустороннее освещение, отбраковка задней поверхности отсутствует. Примечательны различные показатели тривиального отклонения.

Таблица 1

Количество треугольников и вырожденные треугольники

Набор представлений	Кол-во треугольников	Вырожденных
AWadvs-04	1.16e+08	0,1%
DRV-07	1.00e+09	0,3%
DX-06	3.85e+07	0,4%
Light-04	5.83e+09	0,7%
MedMCAD-01	3.40e+08	2,5%
ProCDRS-03	7.23e+09	1,0%

В табл. 1 приведены некоторые статистические данные по бенчмарку треугольников. Столбец «Кол-во треугольников» показывает количество треугольников, обработанных для каждого набора представлений. Столбец «Вырожден-

ных» показывает количество вырожденных треугольников, т.е. треугольников с нулевой площадью.

Таблица 2

Улучшение частоты кадров

Набор представлений	Отбраковка	2-сторон	Всего
AWadvs-04	49,1%	0,0%	33,45
DRV-07	0,0%	0,0%	0,25
DX-06	0,0%	100,0%	1,95
Light-04	0,0%	0,0%	0,6%
MedMCAD-01	47,3%	0,0%	20,4%
ProCDRS-03	0,0%	100,0%	42,2%

В табл. 2 показаны улучшения в частоте кадров при применении нового подхода для различных наборов представлений с привязкой к освещению. Все улучшения частоты кадров усредняются по среднему геометрическому значению, как указано для бенчмарка Viewperf. Столбец «Отбраковка» – это улучшение частоты кадров в тестах набора представлений, которые используют отбраковку задней поверхности. Столбец «2-сторон» – это улучшение в тестах наборов представлений, в которых используется двустороннее освещение. Столбец «Всего» – это общее улучшение производительности по частоте кадров, усредненное по всем тестам, включая те, в которых не используются функции освещения из нового подхода. Последнее число иногда намного ниже, чем в двух других столбцах, поскольку тесты с использованием правильных функций иногда имеют очень низкий вес. Например, в наборе представлений DX, тест номер 8 является единственным с включенным двусторонним освещением, что составляет всего 2,5% от общего количества тестов.

Также проводился контроль вычислений, не ошибается ли новый алгоритм в расчете ориентации поверхности, в отличии от той ориентации, что указана в спецификации OpenGL. Ошибок не было выявлено во всем бенчмарке. Поскольку обоснованность нового подхода была доказана математически, то ошибки расчетов могли быть вызваны только численной нестабильностью.

Выводы

Была представлена новая методика вычисления ориентации поверхности в однородных координатах. Математически доказано, что ориентация поверхности треугольников может быть достоверно вычислена с использованием нового подхода.

Была рассмотрена применимость NURBS-вычислителей.

Было показано, что этап определения ориентации графического конвейера может быть перенесен вперед между этапом преобразования и этапом освещения. В случае отбраковки с обратной стороны примитивы с обратной стороны не обязательно подсвечивать и нетривиально обрезать перед их удалением.

В случае двустороннего освещения необходимо оценить только одно из двух выражений модели освещения.

В условиях ограниченного освещения применение нового метода позволило бы повысить частоту кадров от 47,3% до 100% в тестах с использованием либо отбраковки задней поверхности, либо двустороннего освещения. В среде, не связанной с освещением, производительность освещения может быть снижена более чем на 32,1% (в отличие от 47,3%) без ущерба для частоты кадров. Количество вырожденных треугольников от 0,1% до 2,5% является незначительным.

Дополнительные вычисления в шесть умножений на вершину оправданы, учитывая упрощенную обработку удаления примитивов и снижение нагрузку на механизм освещения.

Апробация работы

Представленные способ и устройство были защищены патентом США 6,489,958.

Библиографический список

1. Viewperf, version 6.1.2. URL: http://www.spec.org/ (дата обращения: 16.03.2023).
2. OpenGL ARB. Extension specification documents. URL: http://www.opengl.org/Documentation/Extensions.html (дата обращения: 16.03.2023).
3. *Cichon G.* Mesa patch used in this article.URL: http://www.cichon.com/graphics/ (дата обращения: 16.03.2023).
4. *Farin G. E.* Curves and Surfaces for Computer Aided Geometric Design. San Diego: Academic Press, 1990.
5. Computer Graphics, Principles and Practice / J.D. Foley, A. van Dam, S.K. Feiner, J. F. Hughes. Addison-Wesley, 2nd edition. 1990.
6. *Heidrich W., Seidel H.-P.* Realistic, hardware-accelerated shading and lighting // SIGGRAPH '99: Proceedings of the 26th annual conference on Computer graphics and interactive techniques. July 1999. P. 171–178. DOI: https://doi.org/10.1145/311535.311554.
7. *Jaquys P., Hook B.* Quake 3: Arena shader manual, revision 10. In C. Hecker and J. Lander, editors, Game Developer's Conference Hardcore Technical Seminar Notes. Miller Freeman Game Group, Dec. 1999.
8. *Neider J., Davis T., Woo M.* The OpenGL Programming Guide. Addison Wesley, Reading, 3rd edition. 1993.
9. *Paul B.* Mesa, version 4.0.2. URL: http://www.mesa3d.org/
10. Interactive multi-pass programmable shading / M.S. Peercy, M. Olano, J. Airey, Jeffrey Ungar // SIGGRAPH '00: Proceedings of the 27th annual conference on Computer graphics and interactive techniques. July 2000. P. 425–432. DOI: https://doi.org/10.1145/344779.344976.
11. Pixar. Renderman Interface Specification: Version 3.1. Pixar Animation Studios, September 1999.
12. The OpenGL Graphics System: A Specification / M. Segal, K. Akeley, C. Frazier, J. Leech. Silicon Graphics, Inc., (version 1.3) edition 2001.

УДК 621.373.8

О. В. Шакин*
доктор технических наук, профессор
В. В. Кузнецов*
студент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ПУЧКА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Представлены результаты исследования и измерения пучка лазерного излучения. Рассчитан и проанализирован ряд полученных в ходе эксперимента данных. Визуализирована зависимость качества пучка от входной мощности.
Ключевые слова: пучок лазерного излучения, M^2, мощность, волоконный лазер, Гауссов пучок.

O. V. Shakin*
Dr. Sc., Tech., Professor
V. V. Kuznecov*
Student
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

MEASUREMENT OF LASER BEAM PARAMETERS

The article presents the results of the research and measurement of the laser beam. A number of data collected during the experiment were calculated and analyzed. The dependence of the beam quality on the input power is visualized.
Keywords: laser beam, M^2, power, fiber laser, Gaussian beam.

Введение

До сегодняшнего дня не существовало конкретных стандартов определения качества лазерного пучка и в основном все измерялось «в дифракциях», то есть во сколько раз расходимость отличалась от дифракционной.

На данный момент существует множество приборов и устройств способных зафиксировать лазерное излучение, а также определить его параметры. Зачастую измеряют преимущественно Гауссовы пучки или близких к ним по значению.

Гауссовым называют пучок, в котором плотность мощности (энергии) в поперечном сечении пучка распределяется по закону Гаусса:

$$M_r = M_0 e^{-2\frac{r^2}{\omega^2}} \quad (1)$$

где r – расстояние от оси пучка до рассматриваемой точки, а масштаб этого сечения ω увеличивается по обе стороны относительно некоторой плоскости, в которой масштаб имеет минимальное значение ω_0, по гиперболическому закону [1].

Основные параметры и характеристики лазерного излучения

Диаметр пучка. За диаметр пучка принимается диаметр сечения пучка лазерного излучения на выходном торце резонатора. Способов измерения диаметра пучка достаточно много, от способа зависят и единицы измерения. Если пучок принимается за Гауссов, диаметр будет измеряться по уровню интенсивности $1/\mathbf{e}^2$: это расстояние между такими двумя точками одномерного распределения интенсивности излучения, значение интенсивности которых в 0,135 раз меньше пика интенсивности.

Отклонение пучка. Несмотря на то, что лазерные пучки принимаются за параллельные, некоторый угол расходимости все же присутствует. Эта характеристика показывает, на какую величину отклоняется пучок от оптической апертуры по ходу распространения и измеряется в угловых единицах (радианах).

Выходная мощность. Выходная мощность определяется как максимальная зарегистрированная мощность, которую имеет лазерный пучок сразу после выхода из резонатора, до прохождения через какую-либо направляющую или фильтрующую оптику.

На данный момент в оценке качества пучка лазерного излучения используются два параметра:

BPP (*Beam Parameter Product* – произведение параметров пучка), определяется как произведение диаметра пучка в перетяжке на полный угол раходимости излучения (мм мрад). На практике измерение BBP проводят с помощью фокусировки пучка безаберрационной линзой. Чем BPP меньше, тем лучше качество пучка, т.е. тем под меньшим углом (на большем расстоянии) его можно собрать в меньшее по размеру пятно.

$$BBP = \theta\omega_0, \tag{2}$$

Идеальные гауссовские пучки имеют наименьший BPP для заданной длины волны [3].

Коэффициент M^2

M^2 – параметр для количественной оценки качества пучка лазерного луча. Параметр M^2, также называемый параметром качества пучка или параметром распространения пучка, это общепринятая величина для определения оптического качества лазерного пучка. Согласно ISO Standard 11146, она определяется как отношение BPP к λ/π, последнее является BPP для дифракционно – ограниченного Гауссова пучка той же длины волны:

$$M^2 = \frac{\theta\pi\omega_0}{\lambda}, \tag{3}$$

где θ – половина угла расходимости; ω_0 радиус пучка в перетяжке; а λ – длина волны. Про лазерный луч часто говорят, что он M^2 раз дифракционно ограничен [3]. Для идеального (гауссова) пучка с одной поперечной модой TEM00 (распределение интенсивности в поперечном сечении пучка описывается функ-

цией Гаусса) величина критерия качества M^2=1, а по мере увеличения значения M^2 качество лазера снижается [4].

Определение качества лазерного излучения.

Проверяется качество лазерного пучка на основе того, насколько реальная перетяжка и расходимость пучка отличаются от тех же характеристик идеального гауссова пучка на той же длине волны, что показано на рис. 1 [6].

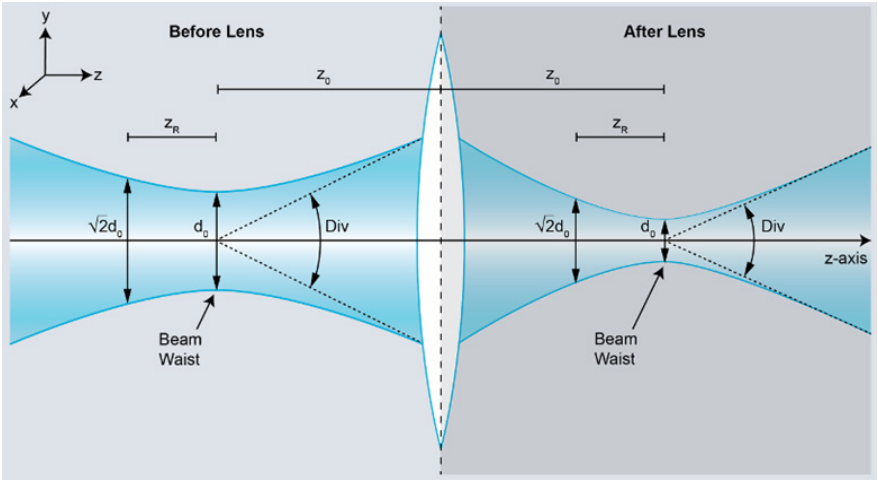


Рис. 1. Изменение диаметра пучка перетяжки при переходе через безаберрационную линзу

В системах с волоконной оптикой также широко распространена практика поиска лазеров с коэффициентом M^2, близким к 1, чтобы обеспечить хорошее сопряжение с одномодовыми волокнами.

Перетяжка реального пучка определяется по формуле:

$$w_{f,real} = f\theta_{real} = \frac{fM^2\lambda}{\pi\omega_{0,real}} \qquad (4)$$

Как происходит расчет коэффициента M^2

Стандарт ISO объясняет метод вычисления M^2 из набора измерений диаметра луча таким образом, чтобы минимизировать источники ошибок. Вот основные шаги:

- нужно сколлимировать луч лазера;
- сфокусировать сколимированный луч через линзу;
- измерить диаметр пучка в различных положениях около фокальной точки: по меньшей мере 10 точек, примерно половину в пределах одной длины Рэлея, а другую половину за пределами 2 длин Рэлея, как показано на рис. 2 [6];

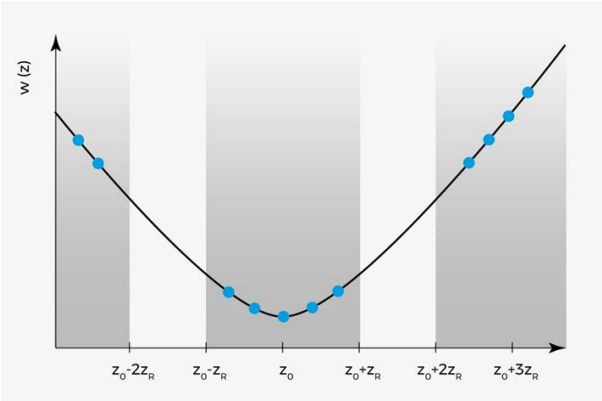


Рис. 2. Измерение точек местоположения перетяжки пучка

- использовать уравнения регрессии, чтобы аппроксимировать данные гиперболой для осей X и Y. Это повышает точность расчета, минимизируя погрешность измерения;
- отсюда выберем значения θ, w0, zR и M2 для каждой оси [5].

Визуализация подсчетов

При расчете коэффициента M^2 был использован прибор «Thorlabs M^2 Measurement System», а также прилагаемое к нему Программное обеспечение (далее ПО) «Thorlabs Beam, Version 8.2.5232.395» для визуализации пучка лазерного излучения и измерения его параметров [6].

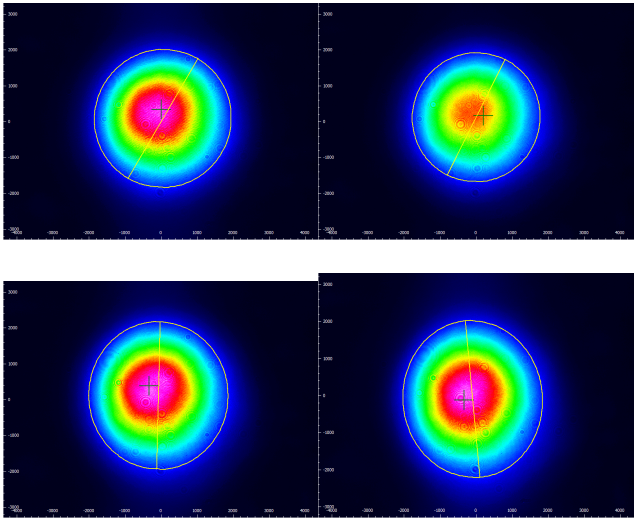


Рис. 3. Пучки лазерного излучения при 0,5 Вт, 10 Вт, 30 Вт, 50 Вт, показанные в ПО [8]

За основу исследования был взят волоконный лазер с диодной накачкой на длине волны 1064 нм. Излучение лазера было съюстированно вручную и выведено во входную диафрагму прибора.

Перед расчетом коэффициента M^2 были графически зафиксированы пучки на различных мощностях лазера (рис. 3, 4).

Parameter:	Unit:	Result:
M² X		1.19
M² Y'		1.23
M² mean		1.21
Beam Waist Position X	mm	135.10
Beam Waist Position Y'	mm	136.24
Beam Waist Diameter X	µm	131.05
Beam Waist Diameter Y'	µm	129.68
Rayleigh Length X	mm	10.64
Rayleigh Length Y'	mm	10.08
Divergence Angle X	deg	0.71
Divergence Angle Y'	deg	0.74
Divergence asymmetry	%	1.04

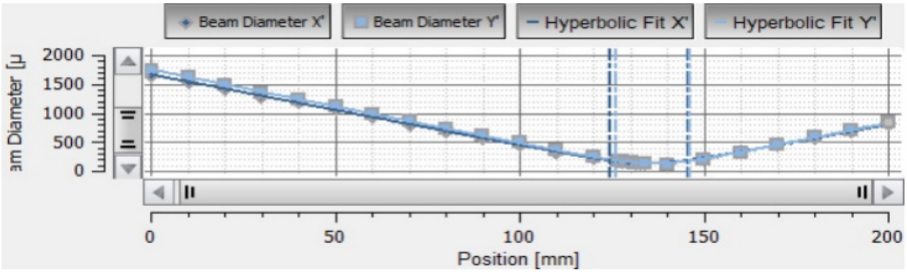


Рис. 4. Произведенный ПО прибора расчет параметра M^2 [8]

Заключение

В статье представлены основные сведения для расчета параметров пучка лазерного излучения. Рассмотрена пошаговая методика исследования характеристик пучка лазерного излучения.

Проведен эксперимент, в ходе которого были рассчитаны и получены параметры пучка излучения волоконного лазера с диодной накачкой. Выявлена зависимость качества пучка от входной мощности накачки, на качество пучка могут влиять внешние факторы, такие как качество юстировки используемой оптики, качество просветляющего покрытия на линзах.

Таким образом, при расчете мы получили значение коэффициента M^2 для каждой из осей, а также его среднее значение

$M^2(X)=1,19$

$M^2(Y)=1,23$

$M^2_{ср}$(среднее значение)=1,21

Библиографический список

1. *Климков Ю.М., Хорошев М.В.* Лазерная техника: учеб. пособие. М.: МИИГАиК, 2014. 143 с.

2. INSCIENCE, Основные сведения о лазерах: принцип работы и характеристики лазерного излучения. URL: https://inscience.ru/library/article_post/osnovnye-svedeniya-o-lazerah (дата обращения: 22.03.2023).

3. ООО «ЛАМЕТ», Качество лазерного пучка. Пример измерения. URL: http://www.lamet.ru/3479506283/1607887597 (дата обращения: 22.03.2023).

4. LaserPortal.ru, Параметр M2. URL: https://laserportal.ru/content_789 (дата обращения: 22.03.2023).

5. *Лебедев В.Ф., Сердюк К.В., Фоменко И.Н.* Лазерные технологии: учеб. пособие / под ред. д-ра техн. наук., проф. А.Р. Бестугина. СПб.: ГУАП, 2021. 146 с.

6. АЗИМУТ ФОТОНИКС, Руководство для начинающих по оценкке качества лазерного луча и измерению коэффициента M2. URL: https://azimp.ru/articles/applications/44540/ (дата обращения: 22.03.2023).

7. АЗИМУТ ФОТОНИКС, M2MS – Система для измерения параметра M^2 лазера, рабочий диапазон: 400-2700 нм, Thorlabs. URL: https://azimp.ru/thorlabs/camera-beam-profiler/26380/ (дата обращения: 22.03.2023).

8. Thorlabs Beam, Version 8.2.5232.395.

УДК 621.396.677:51-74

А. Н. Якимов*
доктор технических наук, профессор
А. Р. Бестугин*
доктор технических наук, профессор
И. А. Киршина*
кандидат экономических наук, доцент
*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ОПТИМИЗАЦИЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ С ПЕРЕМЕННО-ФАЗНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПОЛЯ

Рассмотрена возможность параметрической оптимизация апертурной микроволновой антенны с переменно-фазным распределением поля в ее апертуре. Предложено использовать комплексный критерий качества для оптимизации таких антенн в равномерном приближении. В соответствии с этим подходом, в математической модели, описывающей квазисекторную диаграмму направленности антенны и соответствующее распределение поля в апертуре антенны, определяются управляемые параметры, обеспечивающие достижение заданного критерия оптимизации. Полученные результаты указывают на возможность такой оптимизации, а также на определяющее влияние доли и амплитуды противофазного участка в распределении поля на основные параметры диаграммы направленности антенны.
Ключевые слова: антенна, апертура, распределение поля, диаграмма направленности, критерий оптимизации.

A. N. Yakimov*
Dr. Sc., Tech., Professor
A. R. Bestugin*
Dr. Sc., Tech., Professor
I. A. Kirshina*
PhD, Economic, Associate Professor
*St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

OPTIMIZATION OF THE APERTURE ANTENNA WITH FIELD DISTRIBUTION VARIABLE-PHASE

The possibility of parametric optimization of an aperture microwave antenna with a variable-phase field distribution in its aperture is considered. It is proposed to use a complex quality criterion to optimize such antennas in a uniform approximation. In accordance with this approach, in a mathematical model describing a quasi-sector antenna radiation pattern and the corresponding field distribution in the antenna aperture, controlled parameters are determined that ensure the achievement of a given optimization criterion. The results obtained indicate the possibility of such optimization, as well as the determining influence of the proportion and amplitude of the antiphase section in the field distribution on the main parameters of the antenna radiation pattern.
Keywords: antenna, aperture, field distribution, radiation pattern, optimization criterion.

Введение

Функциональное назначение радиотехнических систем микроволнового диапазона в значительной мере определяется характеристиками используемых в них антенн. Так, например, в радиолокационных системах разрешающая способность и точность определения угловых координат, помехозащищенность и ряд других характеристик зависят именно от характеристик антенн. Расширение и усложнение задач, решаемых современными радиотехническими системами, приводит к необходимости улучшения параметров этих систем и диктует требования к характеристикам используемых в них антенн [1].

Ряд задач, решаемых радиотехническими системами на максимальных дальностях в широком секторе углов, требует использования антенны с секторной диаграммой направленности (ДН), формирование которой в силу сложности можно выделить в отдельную задачу, так как ДН формируется переменно-фазным распределением источников возбуждения (токов или полей).

При проектировании таких антенн традиционные критерии оптимизации: достижение наименьшей ширины главного лепестка ДН при заданном уровне боковых лепестков (УБЛ), достижение минимального УБЛ при заданной ширине главного лепестка ДН, достижение максимально возможного коэффициента направленного действия в заданном секторе углов и ряд других из-за множества параметров, определяющих форму реализуемой секторной ДН, оказываются неприемлемыми [2].

Рассмотрим возможность параметрической оптимизации апертурной микроволновой антенны (например, зеркальной параболической антенны) с секторной ДН и выберем критерий, позволяющий добиться наилучшего в указанном смысле конструкторского решения проектируемой антенны.

Постановка задачи

Задача проектирования апертурной антенны состоит из двух частей: математического синтеза (нахождение распределения поля в раскрыве антенны по заданной ДН) и конструкторской реализации полученного решения. При этом задача математического синтеза антенны сводится к решению интегрального уравнения Фредгольма первого рода, является некорректно поставленной и может быть решена лишь с заданной степенью точности, поэтому будем говорить о формировании квазисекторной ДН [3, 4].

Рассмотрим антенну, у которой горизонтальное сечение ДН $F(\varphi)$ имеет одинаковую форму для разных фиксированных значений угла θ в вертикальной плоскости, и наоборот, вертикальное сечение ДН $F(\theta)$ имеет одинаковую форму для разных фиксированных значений угла φ в горизонтальной плоскости. Тогда двумерная функция, описывающая пространственную ДН антенны $F(\varphi,\theta)$, приближенно может быть представлена как

$$F(\varphi,\theta) \approx F(\varphi) \cdot F(\theta). \qquad (1)$$

Выражение (1), описывающее эту разделяющуюся ДН, тем точнее, чем острее ДН [5].

Соответствующее амплитудно-фазовым распределение источников возбуждения $f(y_\varphi, y_\theta)$ также оказывается разделяющимся

$$f(y_\varphi, y_\theta) \approx f(y_\varphi) \cdot f(y_\theta), \tag{2}$$

где $f(y_\varphi)$, $f(y_\theta)$ – распределения источников возбуждения в плоскостях углов φ и θ соответственно.

Таким образом, возникает возможность независимого управления формой ДН антенны за счет изменения распределения ее источников возбуждения в каждой из плоскостей отдельно.

Решение задачи

Распределение поля $f(y)$ в горизонтальной плоскости апертуры антенны (рис. 1, кривая *1*), соответствующее заданной амплитудной квазисекторной ДН антенны $R(\varphi)$, полученное с использованием модифицированного ряда Котельникова, может быть представлено в следующем виде [4, 6]:

$$f(y) = 1 + 2\cos \pi y + k_2 \cos 2\pi y. \tag{3}$$

Амплитудная ДН $R(z)$ антенны (рис. 1, кривая *2*) при этом описывается выражением

$$R(z) = \frac{\sin z}{z} \cdot \frac{k_2 z_1^{\,2}(z_1^{\,2} - 1) + 3z_1^{\,2} - z_1^{\,4} + 4}{(z_1^{\,2} - 1)(z_1^{\,2} - 4)}. \tag{4}$$

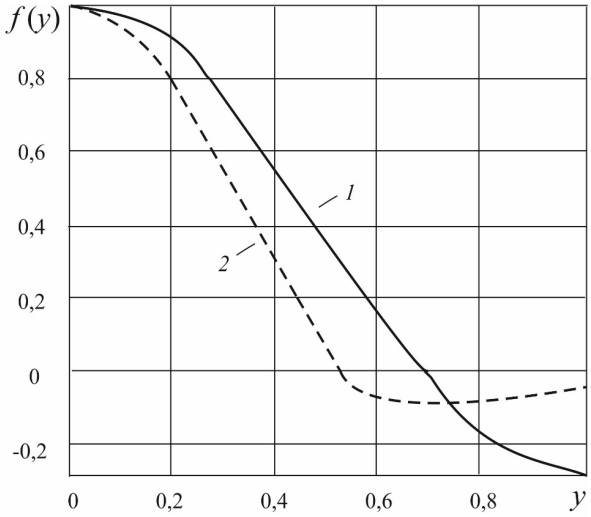


Рис. 1. Распределения поля антенны f(y): 1 – k2=0; 2 – k2=1,9

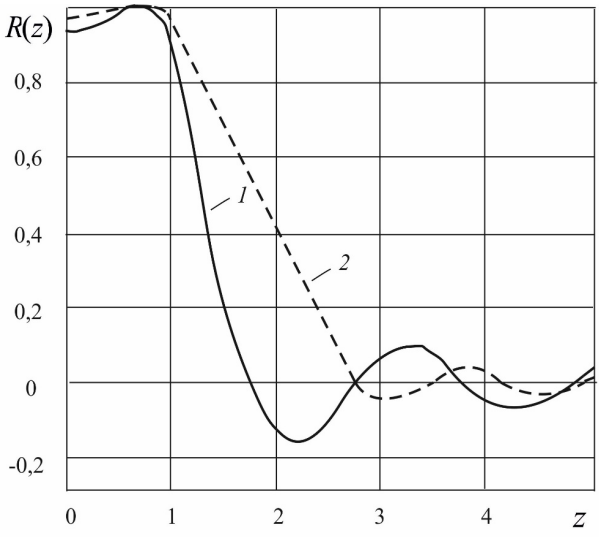


Рис. 2. Квазисекторные ДН антенны R(z): 1 – k_2=0; 2 – k_2=1,9

Здесь k_2 – коэффициент, величина которого находится в промежутке от 1 до 2; $y=2x/l$; x – координата текущей точки главного сечения апертуры антенны в плоскости угла φ; l – размер главного сечения апертуры антенны в плоскости угла φ; $z=\pi(l/\lambda)\sin\varphi$; λ – длина электромагнитной волны в свободном пространстве; $z_1=z/\pi$.

Как видно из рис. 2, коэффициент k_2 влияет на большинство параметров квазисекторной ДН: ширину и крутизну на уровне половинной мощности, уровень пульсаций главного лепестка и максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ), которые оказываются взаимозависимыми. При этом изменяется и максимальный уровень противофазного участка (УПУ) распределения поля (см. рис.1). Коэффициент k_2 связан с параметром α_0, характеризующим долю противофазного участка в половине амплитудного распределения возбуждения. Параметр α_0 может быть описан как $\alpha_0 = 1/y_0$, где y_0 – координата точки смены фазы в амплитудном распределении поля.

Связь между коэффициентом k_2 и параметром α_0 на интервале изменения α_0 от 1,5 до 2,5 может быть установлена выражением

$$k_2 = \frac{1+2\cos(\pi/\alpha_0)}{1-2\cos^2(\pi/\alpha_0)}. \qquad (5)$$

Результаты расчетов с использованием выражений (3)–(5), лежащих в основе математической модели излучения такой антенны, для l/λ=27 приведены на рис. 3.

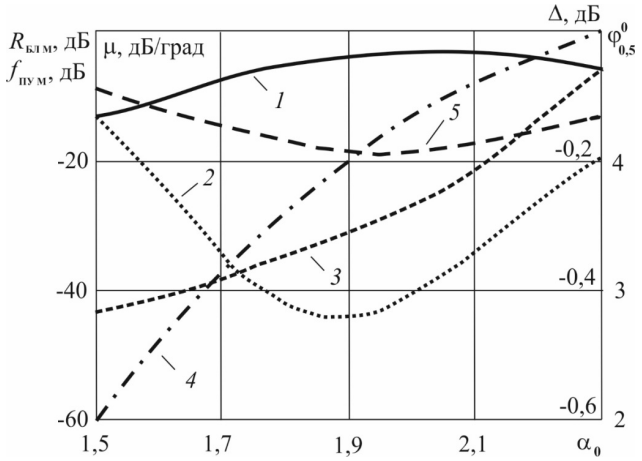


Рис. 3. Зависимости параметров квазисекторной ДН от α0

Из рис. 3 видно, что крутизна главного лепестка ДН на уровне половинной мощности μ (рис. 3, кривая *1*), максимальный УБЛ ($R_{БЛ\,М}$) квазисекторной ДН (рис. 3, кривая *2*), половина ширины ДН на уровне половинной мощности $\varphi_{0,5}$ (рис. 3, кривая *3*), уровень пульсаций Δ ДН (уровень максимального провала вершины главного лепестка ДН относительно его максимума) (рис. 3, кривая *4*) и максимальный УПУ ($f_{ПУ\,М}$) распределения поля (рис. 3, кривая *5*) поразному зависят от параметра α_0, что усложняет задачу выбора его оптимального значения. Следует также отметить, что поскольку изменение параметра α_0 сопровождаются изменением максимального УПУ распределения поля, то это затрудняет возможность исследования максимального УПУ на квазисекторную ДН антенны при произвольно заданном параметре α_0. Равномерное приближение требует анализа детального близости формируемой квазисекторной ДН к идеальной секторной ДН без резких локальных выбросов, поэтому противоречивость тенденций изменения основных параметров, характеризующих форму ДН, при изменении α_0 осложняет выбор критерия оптимизации апертурной антенны и управляемых параметров [7, 8].

Перспективным для параметрической оптимизации апертурной антенны с переменно-фазным распределением оказывается использование комплексной оценки уровня качества, которая предусматривает использование комплексных показателей совокупностей свойств. Такой показатель качества используют, когда нужно наиболее точно оценивать качество сложных изделий. Обычно комплексный показатель уровня качества $K_К$ зависит от «взвешенных» параметров учитываемых свойств k_i (i=1, 2, …), т.е. от показателей отдельных свойств с учетом их весомости (значимости) для $K_К$. При этом необходимость «свертки» всех отдельных показателей свойств с целью получения одного комплексного показателя определяется практической целесообразностью [9].

Рассмотрим комплексный показатель уровня качества $K_К$, учитывающий основные характеристики антенны с квазисекторной ДН. Показатель качества $K_К$ прямо пропорционален "желательным" параметрам ДН, увеличение которых ведет к росту $K_К$, и обратно пропорционален "нежелательным" параметрам, вызывающим его снижение. Для рассматриваемой антенны к желательными параметрами отнесем крутизну μ, абсолютную величину максимального УБЛ, как связанную с ростом коэффициента усиления и крутизны ДН, а к нежелательным – габаритный размер l/λ, так как малые габариты антенна являются предпочтительными. Тогда выражение, описывающее $K_К$, для рассматриваемой антенны примет вид

$$K_К = \frac{(k_1)^{m_1}_{нов}(k_2)^{m_2}_{нов}}{(k_3)^{m_3}_{нов}} \frac{(k_3)^{m_3}_{баз}}{(k_1)^{m_1}_{баз}(k_2)^{m_2}_{баз}}, \qquad (6)$$

где $k_1=\mu$; $k_2=R_{БЛ\ МАКС}$; $k_3=l/\lambda$ – параметры, выраженные в относительных единицах измерения; m_1, m_2, m_3 – параметры весомости 1, 2 и 3-го показателя; нов., баз. – новое и базовое изделия.

Приняв за базовый вариант антенну с параметром $\alpha_0=1{,}9$, получим зависимость комплексного показателя качества $K_К$ от параметра α_0. На рис. 4 кривая *1* соответствует равновесному участию всех параметров ($m_1=m_2=m_3=1$), кривая *2* не учитывает влияние габаритов антенны (l/λ) при $m_1=m_2=1$, кривая *3* предполагает больший вес $R_{БЛ\ МАКС}$ ($m_2=2$) при равном учете других параметров ($m_1=m_3=1$).

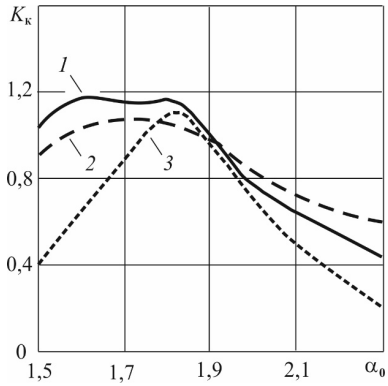


Рис. 4. Зависимости КК от α0 при разных соотношениях показателей весомости

Из рис. 4 видно, что наилучший оптимизирующий эффект дает равновесный учет всех параметров (μ, $R_{БЛ\ МАКС}$, l/λ). Кривая показателя качества (рис. 4, кривая *1*) при этом имеет широкий максимум в интервале от $\alpha_0=1{,}6$ до $\alpha_0=1{,}8$, симметричный относительно $\alpha_0=1{,}7$. В данном интервале колебания не превышают 0,04 от максимума.

Наличие широкого максимума у кривой показателя качества позволяет допустить незначительные отклонения распределения поля, например, вследствие частотной нестабильности, без существенного ухудшения параметров антенны с квазисекторной ДН.

Решение задачи определения амплитудно-фазового распределения поля в апертуре антенны, обеспечивающего формирование квазисекторной ДН с заданными параметрами, позволяет перейти к конструкторской реализации этого распределения в разрабатываемой антенне.

Выводы

Полученные результаты указывают на то, что комплексный критерий качества позволяет эффективно решить задачу параметрической оптимизации апертурных микроволновых антенн с квазисекторной ДН в равномерном приближении. Математическая модель микроволновой антенны, описывающая квазисекторную ее диаграмму направленности и соответствующее переменно-фазное распределением поля в апертуре, позволяют выбрать управляемые параметры, обеспечивающие достижение заданного критерия оптимизации. Таким образом, предложенный комплексный критерий качества может быть рекомендован для параметрической оптимизации апертурных микроволновых антенн с переменно-фазным распределением поля.

Библиографический список

1. Устройства СВЧ и антенны / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев; под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2006. 376 с.

2. *Кюн Р.* Микроволновые антенны. Л.: Судостроение, 1967. 518 с.

3. *Минкович. Б.М., Яковлев В.П.* Теория синтеза антенн. М.: Сов. радио, 1969. 296 с.

4. *Якимов А.Н.* Условия формирования секторной диаграммы направленности с минимальным уровнем боковых лепестков// Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 1980. Вып. 4. С. 79–80.

5. *Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г.* Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974. 536 с.

6. Математический синтез в проектировании микроволновых антенн с заданными характеристиками / А.Р. Бестугин, А.Н. Якимов, И.А. Киршина, А.В. Неробеев // Волновая электроника и ее применения в информационных и телекоммуникационных системах: Двадцать первая междунар. молодежная конф. ГУАП: сб. статей. СПб.: ГУАП, 2018. С. 120–126.

7. *Якимов А.Н.* Оптимизация радиолокационных антенн при проектировании в равномерном приближении // Измерительная техника. 2000. № 6. С. 20–23.

8. *Батищев Д.И.* Методы оптимального проектирования. М.: Радио и связь, 1984. 248 с.

9. Комплексный показатель качества. URL: https://studopedia.ru/25_102557_kompleksniy-pokazatel-kachestva.html (дата обращения: 10.02.2023).

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Алексеев В. А., Бакшеева Ю. В. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ 4

Бабанин Г. А., Тагаев Т. И., Музафаров Д. А., Ермаков А. К., Поваренкин Н. В. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ESPRIT ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ НИЗКОЛЕТЯЩЕЙ ЦЕЛИ 9

Бестугин А. Р., Дворников С. В., Киршина И. А., Дворников С. С., Антохин Е. А. ПРИМЕНЕНИЕ РЕФЛЕКТОРНЫХ АНТЕНН ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА РАДИОЛИНИЙ 15

Бестугин А. Р., Дворников С. В., Киршина И. А., Дворников С. С., Лосев В. К. ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗРЫВНЫХ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ 26

Бестугин А. Р., Киршина И. А., Титова М. Н., Ильинская Е. М. КОНЦЕПЦИЯ РОБАСТНОСТИ В УПРАВЛЕНИИ УСТОЙЧИВОСТЬЮ И КАЧЕСТВОМ В ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ СИСТЕМАХ 34

Бестугин А. Р., Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ЗАХВАТА НА ДОГОННЫХ КУРСАХ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ЛОГИКИ ПОИСКА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ТРАССЫ 40

Бестугин А. Р., Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А. ОШИБКА ОЦЕНИВАНИЯ ПЕЛЕНГА В МОНОИМПУЛЬСНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ, СВЯЗАННАЯ С АМПЛИТУДНОЙ НЕИДЕНТИЧНОСТЬЮ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ 44

Бестугин А. Р., Филин А. Д., Киршина И. А. КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИРУЮЩЕГО КОМПЛЕКСА АВИАЦИОННОГО ВИРТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА ЛЕТНО-ТАКТИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ АВИАЦИОННЫХ СПЕЦИАЛИСТОВ 48

Бестугин А. Р., Филин А. Д., Киршина И. А. ОБОСНОВАНИЕ РЕЖИМОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АВИАЦИОННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПОЛИГОНА ЛЕТНО-ТАКТИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ АВИАЦИОННЫХ СПЕЦИАЛИСТОВ 56

Борисов Е. Г., Поддубный С. С. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СО СКАНИРУЮЩЕЙ ИЛИ НЕПОДВИЖНОЙ ДИАГРАММНОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ ОДНОПОЗИЦИОННЫМ ПАССИВНЫМ МНОГОЛУЧЕВЫМ ПЕЛЕНГАТОРОМ 62

Борисов Е. Г., Поддубный С. С. ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В СИСТЕМЕ БИСТАТИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ 68

Букова В. И., Гурылева А. В., Мачихин А. С. ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ И МЫШЕЧНОЙ СИСТЕМ DANIO RERIO 74

Бутырлагин Н. В., Югай В. Я., Чумаков В. Е. ТОКОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА В ФОРМАЛЬНЫХ НЕЙРОНАХ 80

Виноградова Е. П. МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ПРОБЛЕМЫ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ 85

Волков В. Ю. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРЕЖЕННОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ 93

Гришкин Г. С., Рывкина Я. А., Казаков В. И., Безотецкий Г. И., Шахов А. А. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА КВАНТОВОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЕТЕКТОРА ОДИНОЧНЫХ ФОТОНОВ 98

Гурылева А. В., Мачихин А. С., Волков М. В., Фомина Д. С., Сердотецкова С. А. АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ КОЖИ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРАПИВНИЦЫ МЕТОДОМ ФОТОПЛЕТИЗМОГРАФИИ 106

Давлеткильдеев Н. А., Никифорова А. О., Мосур Е. Ю., Кривальцевич С. В. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АНАЛОГОВОЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ВЧ- И УВЧ-ДИАПАЗОНОВ 111

Дворников С. В., Якушенко С. А. ПРОБЛЕМЫ ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ РАДИОВОЛН 119

Дворников С. В., Якушенко С. А. ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛИНИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА РАДИОВОЛН 126

Епифанцев К. В. ИССЛЕДОВАНИЕ БЕСКОНТАКТНОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ДЕФЕКТОВ ФОРМЫ ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ 132

Епифанцев К. В., Петров Г. А. ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА КРУГЛОМЕРА 137

Ермак С. В., Крячко А. Ф., Семенов В. В., Шакин О. В., Ермак О. В. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КВАНТОВЫХ МАГНИТОМЕТРОВ С ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В ДИАПАЗОНЕ СВЕРХДЛИННЫХ ВОЛН 142

Ермаков А. К., Поваренкин Н. В., Тагаев Т. И. О ПРИМЕНЕНИИ АЛГОРИТМА MUSIC ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛА МЕСТА ПРОТИВОКОРАБЕЛЬНЫХ РАКЕТ 153

Забелин А. Н., Литвинов О. С. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РЕКУРРЕНТНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПОМЕХ В АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ 158

Зилинберг А. Ю., Корнеев Ю. А. АНАЛИЗ ПУТЕЙ И АЛГОРИТМЫ ПРЕОДОЛЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПРОБЛЕМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ДАТЧИКОВ 168

Казаков В. И. СИСТЕМА ОПТИЧЕСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ НА БАЗЕ ДИФРАКЦИОННОГО РЕШЕТОЧНОГО ПРИБОРА 174

Казаков В. И. КОМБИНИРОВАННЫЙ СЕНСОР ДЫМА И ТЕПЛОВОГО КОНВЕКТИВНОГО ПОТОКА 181

Калиничев М. А., Кононов О. А. ПРОГРАММНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ ДАННЫХ БАТИМЕТРИЧЕСКОЙ СЪЕМКИ РЕЛЬЕФА ДНА 188

Клешнин Б. Д., Сидоров И. И., Ян С. И. КВАНТОВЫЕ НЕЙРОСЕТИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ РАЗВИТИЯ 197

Коврегин В. Н., Коврегина Г. М., Мурзаев А. С. МЕТОД УСТОЙЧИВОГО ЗАХВАТА ТРАЕКТОРИИ ВОЗДУШНОГО ОБЪЕКТА В РАДАРАХ КВАЗИНЕПРЕРЫВНОГО ЛЧМ-ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ И РАСШИРЕННОМ ДИАПАЗОНЕ СКОРОСТЕЙ 201

Корнеев Ю. А., Зилинберг А. Ю. ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ: ОБНАРУЖЕНИЕ И СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ ИНТЕРЕСА, ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ ИНТЕРЕСА НА ГРАНИЦЕ РАЗДЕЛА СРЕД 210

Крячко А. Ф., Невейкин М. Е. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДОПЛЕРОВСКИХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ 216

Крячко А. Ф., Федорова Л. А., Гладкий Н. А., Краснянский В. С. ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕТАЛЛОПЛАСТИНЧАТОЙ ЛИНЗЫ ДВОЙНОЙ КРИВИЗНЫ 220

Лебедев В. Ф., Иванов О. А., Гоганов А. Д., Зеленцов А. А. АНАЛИЗ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА СВОБОДНО ПАДАЮЩЕЙ СТРУИ ПУЛЬПЫ ПРОДУКТОВ ОБОГАЩЕНИЯ МЕДНО-ЦИНКОВЫХ РУД МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ СПЕКТРОСКОПИИ 226

Лебедев В. Ф., Клепиков И. В., Колядин А. В. ВЗАИМОСВЯЗЬ КРИСТАЛЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОРИЕНТАЦИИ, СЕКТОРИАЛЬНОСТИ И ПРОЦЕССОВ АБЛЯЦИИ ПЛАСТИН НРНТ АЛМАЗОВ ПРИ ИХ ИССЛЕДОВАНИИ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ 232

Мисникова Т. С. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МОЛЕКУЛЫ CAO 242

Мисникова Т. С. СПЕКТРАЛЬНЫЕ ПОМЕХИ В АТОМНО-ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ 245

Михайлов В. Ф., Мажник И. В. ВЛИЯНИЕ НАГРЕТОЙ ТЕПЛОЗАЩИТЫ И СЛОЯ ПЛАЗМЫ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ОТКРЫТОГО КОНЦА ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА 248

Михайлов В. Ф., Мажник И. В. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА ЧЕРЕЗ НЕОДНОРОДНУЮ ТЕПЛОЗАЩИТУ 255

Монаков А. А., Тарасенков А. А. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ ФАПЧ РАДИОВЫСОТОМЕРА С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧМ СИГНАЛОМ 261

Музафаров Д. А., Тагаев Т. И., Бабанин Г. А., Авраменко А. Я. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО МЕТОДА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ НИЗКОЛЕТЯЩИХ ЦЕЛЕЙ 269

Ненашев В. А. ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЭХО-СИГНАЛА В МАЛОГАБАРИТНЫХ БОРТОВЫХ РЛС 275

Опалихина О. В., Дерюжов М. Г. АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ 281

Опарин Е. Н., Шумигай В. С., Цыпкин А. Н. ЧАСТОТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ЛАЗЕРНОГО КАНАЛА В СИСТЕМЕ ФАНТОМНОЙ ВИЗУАЛИЗАЦИИ 289

Павлов А. П., Кащенко И. Е. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ КОММУТАЦИОННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ, РАБОТАЮЩЕГО НА БАЗЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ С РАЗДЕЛЕНИЕМ ЗОН ОТВЕТСТВЕННОСТИ, С ДИСКРЕТНЫМИ СОСТАВЛЯЮЩИМИ СОГЛАСУЮЩЕГО КОНТУРА 295

Пассет Р. С., Уржумцев Н. А., Сотникова Г. Ю. СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СОЗДАНИЯ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ: ХАРАКТЕРИСТИКИ, МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ 302

Плаксин М. К., Мишустин Г. В., Лебедев В. Ф., Гришкин Г. С., Крупнов Н. А., Иванова Е. С., Курочкин А. Л. СРАВНЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ СХЕМ РЕГИСТРАЦИИ СПЕКТРОВ ПЛАЗМЫ ПРИ АНАЛИЗЕ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА ВИНА МЕТОДОМ ЛАЗЕРНО-ИСКРОВОЙ ЭМИССИОННОЙ СПЕКТРОСКОПИИ 306

Ревунов Г. М. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПЛАЗМЫ ЗОНДОВЫМИ ДАТЧИКАМИ ПРОВОДИМОСТИ 313

Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Мурзаев А. С. ВЛИЯНИЕ ВЫБОРА ДЛИНЫ ВОЛНЫ НА ТАКТИКО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МЕТЕОНАВИГАЦИОННОЙ БОРТОВОЙ РЛС ДЛЯ ЗАПОЛЯРНЫХ ШИРОТ 317

Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А. МОДЕЛИРОВАНИЕ ОТРАЖЕННОГО ОТ МЕТЕОЦЕЛИ СИГНАЛА 323

Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Сванидзе В. Г. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ АРКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ 327

Рыжиков М. Б., Новикова Ю. А., Сванидзе В. Г. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ БОРТОВОГО ЛОКАТОРА РАДИОВИДЕНИЯ В ЗАПОЛЯРНЫХ ШИРОТАХ 333

Саута О. И., Виноградова Е. П. ЦИФРОВАЯ МОДЕЛЬ БОРТОВОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА ДЛЯ КОМПЛЕКСНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ 339

Сердюк К. В. АНАЛИЗ И КОНТРОЛЬ ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ДИФРАКЦИОННЫМ ПРИЗМЕННЫМ СПЕКТРАЛЬНЫМ ПРИБОРОМ 350

Силяков Е. В. ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ УСТРАНЕНИИ БОЛЬШИХ РАССОГЛАСОВАНИЙ В КОРРЕЛЯЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ СКОРОСТИ 356

Смирнов В. М. ОПРЕДЕЛЕНИЕ УГЛА ОБЗОРА МАТРИЦ НА ЖИДКИХ КРИСТАЛЛАХ 361

Тагаев Т. И., Бабанин Г. А., Ермаков А. К., Поваренкин Н. В. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ 369

Тимофеев К. Н. ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОГО ИНФРАКРАСНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ 375

Уржумцев Н. А., Пассет Р. С., Сотникова Г. Ю., Воронин А. В. ВЛИЯНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПЛАЗМЫ НА ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КЕРАМИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ 379

Цихон Г. Ф. Э., Шахомиров А. В. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОРИЕНТАЦИИ 3D-ПОВЕРХНОСТЕЙ В ОДНОРОДНЫХ КООРДИНАТАХ 384

Шакин О. В., Кузнецов В. В. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА ПУЧКА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ 397

Якимов А. Н., Бестугин А. Р., Киршина И. А. ОПТИМИЗАЦИЯ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ С ПЕРЕМЕННО-ФАЗНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПОЛЯ 403

Научное издание

XXVI Международная научная конференция

ВОЛНОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Сборник статей

Часть 2

ISBN: 978-5-8088-1843-9

Ответственный за выпуск
В. И. Казаков

Редакторская подготовка *Н. А. Паньшиной*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Подписано к печати 26.05.2023. Дата выхода в свет: 29.05.2023. Формат 60×84 1/16.
Усл. печ. л. 24,4. Уч.-изд. л. 25,2. Тираж 150 экз. Заказ № 247.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67, лит. А

Распространяется бесплатно